



**HAL**  
open science

# Contribution à la conception d'antennes ultra large bande impulsionnelles d'encombrement réduit

Houda Nadir

► **To cite this version:**

Houda Nadir. Contribution à la conception d'antennes ultra large bande impulsionnelles d'encombrement réduit. Electronique. Université de Limoges, 2018. Français. NNT : 2018LIMO0062 . tel-01935924

**HAL Id: tel-01935924**

**<https://theses.hal.science/tel-01935924>**

Submitted on 27 Nov 2018

**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 de Limoges – Faculté des Sciences et Techniques

Ecole Doctorale n° 521 : Sciences et Ingénierie pour l'Information  
XLIM – Systèmes RF / Antennes et signaux, UMR CNRS 6172

Thèse n° [ XX-2018]

Thèse pour obtenir le grade de  
Docteur de l'Université de Limoges  
Spécialité : « Electronique des Hautes Fréquences, Photonique et Systèmes »

---

Présentée et soutenue publiquement par  
**Houda NADIR**

**Contribution à la conception d'antennes ultra large  
bande impulsionsnelles d'encombrement réduit**

---

Thèse dirigée par Michèle Lalande, Edson Martinod et Noel Feix

JURY :

Président du jury

**M. Laurent PECASTAING**      **Professeur, SIAME, Université de Pau et des pays de l'Adour**

Rapporteurs

**M. Christophe Delaveaud**      **Ingénieur, CEA Leti, Grenoble**

**M. Franck Colombel**      **Maitre de conférences HDR, Université de Rennes 1**

Examineurs

**M. Jean-Christophe Diot**      **Ingénieur, CEA Gramat, Gramat**

**M. Laurent PECASTAING**      **Professeur, SIAME, Université de Pau et des pays de l'Adour**

**M. Denis Barataud**      **Professeur, XLIM, Université de Limoges**

**Mme. Sylvie Rossignol**      **Professeur, IRCER, Université de Limoges**

**Mme. Michèle Lalande**      **Professeur, XLIM, Université de Limoges**

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



## Remerciements

Je tiens tout d'abord à remercier les responsables du laboratoire XLIM pour m'avoir permis d'effectuer mes trois années de doctorat au sein du Département Antennes et Signaux.

Je voudrais également exprimer mes remerciements à Mr Christophe Delaveaud, du CEA Leti et Mr Franck Colombel, de l'université de Rennes, pour avoir accepté d'être les rapporteurs de mon manuscrit de thèse et pour le temps consacré à lire mes travaux.

J'aimerais exprimer mes sincères remerciements à Mme Michèle Lalande, Mr Edson Martinod et à Mr Noel Feix, co-directeurs de thèse, pour avoir dirigé mes travaux de recherches. Je les remercie vivement pour leurs confiances, leurs disponibilités et pour les nombreux échanges qui m'ont permis de progresser scientifiquement. Vous avez su m'assister dans la réalisation de mon doctorat en me faisant profiter de votre savoir-faire tant sur le plan technique que dans le quotidien. Merci du fond du cœur.

Mes remerciements vont également à l'ensemble des doctorants, de l'équipe pédagogique de l'IUT GEII de Brive et du personnel qui a contribué de près ou de loin à mon doctorat. Je commence tout d'abord par Gwénaél, Jeremy, Frank, Vincent et Mohammed pour leur convivialité et leur bonne humeur, toujours appréciables dans les moments difficiles, je leur souhaite bon courage pour la suite. Je remercie Frédérique pour tous les moments sympathiques qu'on a pu partager ensemble et je remercie également Romain Négrier pour l'aide qu'il m'as apporté pendant mes deux premières années de thèse ainsi que pour sa gentillesse. Je remercie Mme Marie Celerier la secrétaire de Xlim-Brive pour sa grande sympathie et sa disponibilité tout au long de mes trois ans de thèse, j'ai beaucoup apprécié nos discussions.

Je tiens à remercier également et profondément Mme Danielle Costa pour les débats mère fille qui m'ont apporté beaucoup de soutien durant ces trois ans et demi passés à Brive. Je remercie Valérie pour son aide précieuse dans la partie simulation et pour sa sympathie. Je remercie tout particulièrement Mr Edson Martinod et Mr Joël Andrieu pour m'avoir donné l'opportunité de participer à des activités d'enseignement. Je remercie également Mr Carlos Valente pour son aide précieuse sur la partie connectique de mon antenne et pour son sourire.

Je remercie également ma famille et mes amis pour leurs encouragements et pour leurs attachements à essayer de comprendre l'objet de mes recherches et je termine ces remerciements avec une pensée toute particulière pour Ousmane sans qui, je ne serais certainement pas arrivé à atteindre mes objectifs. Merci à tous !





## Liste des figures

Fig. I-1. Comparaison de Spectre bande étroite et large bande .....	6
Fig. I-2. Masques d'émission des signaux ULB mis en place par la ECC et la FCC [9], [12].....	7
Fig. I-3. Zones des stations radars en France.....	8
Fig. I-4. (a) Exemple d'une impulsion gaussienne couvrant une bande de fréquences [0 - 3GHz] ; (b)et son spectre.....	9
Fig. I-5. (a) Exemple d'une impulsion sinogaussienne couvrant une bande de fréquences [0.3 - 3GHz] (b)et son spectre.....	9
Fig. I-6. Disposition des canaux de l'approche Multi-bandes.....	10
Fig. I-7. Principe de fonctionnement d'une mesure de distance par FMCW.....	11
Fig. I-8. Schéma bloc d'un radar FMCW .....	11
Fig. I-9. Les débits d'information en fonction des applications ULB.....	13
Fig. I-10. Exemple d'un radargramme obtenu par un système GPR UTILY SCAN DF [16] .....	14
Fig. I-11. Système radar GPR UTILY SCAN DF [16] .....	14
Fig. I-12. Démonstrateur PULSAR.....	15
Fig. I-13. Antenne ciseau (à gauche) et Antenne libellule (à droite) intégrées sur le radar de détection de mines PULSAR.....	15
Fig. I-14. Principe de fonctionnement du Radar RUGBI.....	16
Fig. I-15. Modèle électrique d'une antenne .....	17
Fig. I-16. Coefficient de réflexion d'une antenne cornet (a), antenne cornet (b) .....	18
Fig. I-17. Représentation du diagramme de directivité en 3D (en dBi) d'une antenne cornet simulée sous CST.....	19
Fig. I-18. Représentation du diagramme de directivité en coordonnées polaires (en dBi) d'une antenne cornet simulée sous CST.....	19
Fig. I-19. Représentation du diagramme de directivité en coordonnées cartésiennes (en dBi) d'une antenne cornet simulée sous CST .....	20
Fig. I-20. Zones de rayonnement autour d'une antenne émettrice .....	21
Fig. I-21. Dipôle planaire.....	24
Fig. I-22. Dipôle croisé destiné à de la détection de mines .....	24
Fig. I-23. Dipôle roulé .....	24
Fig. I-24. Antenne papillon chargée.....	25
Fig. I-25. Antenne papillon chargée améliorée et son TOS .....	25
Fig. I-26. Cornet TEM constitué de deux plaques triangulaires .....	26

Fig. I-27. Cornet TEM à ouverture exponentielle.....	26
Fig. I-28. Exemple d'une antenne cornet [30] .....	27
Fig. I-29. Exemple d'une antenne cornet ridgé.....	28
Fig. I-30. Antenne K réalisée à Xlim (a) Antenne proposée par Koshelev (b).....	28
Fig. I-31. Antenne Valentine (à gauche) et son paramètre S11 (à droite).....	29
Fig. I-32. Antenne Libellule (à gauche) et son paramètre S11 (à droite).....	29
Fig. I-33. Antenne Ciseaux (à gauche) et son paramètre S11 (à droite).....	30
Fig. I-34. Antenne cornet TEM remplie de matériau diélectrique .....	35
Fig. I-35. Antenne Monocone remplie avec plusieurs épaisseurs de matériaux diélectriques et son ROS.....	35
Fig. I-36. Antenne cornet TEM incurvée remplie de façon partielle avec un matériau diélectrique à pertes .....	36
Fig. I-37. Antenne VS-PDL et sa directivité.....	36
Fig. I-38. Antenne cornet immergée dans l'eau distillée.....	37
Fig. I-39. Antenne cornet ridgé en céramique destinée à la détection de tumeurs dans un corps humain.....	37
Fig. I-40. Antenne pyramidale ULB avec des pales incurvées .....	38
Fig. I-41. Antenne monopole Ultra Large Bande .....	38
Fig. I-42. L'effet de la variation de la valeur de la charge résistive sur le paramètre de réflexion de l'antenne .....	39
Fig. I-43. Antenne Koshelev : (1) le ruban supérieur du cornet, (2) masse mécanique, (4) ruban des boucles magnétiques, (5) boucle magnétique active, (6) cornet TEM, (7) boucle magnétique passive. ....	39
Fig. I-44. TOS de l'antenne Koshelev sans boucle (trait pointillé) et de l'antenne avec boucles (trait plein) .....	40
Fig. I-45. Paramètres de réflexion de l'antenne K sans et avec boucle .....	41
Fig. I-46. L'antenne biconique et les résultats du TOS sans et avec boucles magnétiques.....	41
Fig. II-1 Stabilité du géopolymère dans des conditions extrêmes (a) son adhérence à l'acier (b)	49
Fig. II-2. Niveau de contrainte à la compression selon le nombre de jours de consolidation .....	49
Fig. II-3. Différents domaines d'applications du géopolymère [4] .....	50
Fig. II-4. Filtre à air Absolute™ D-Pyro - H14 de Sofitra-camfil fabriqué en géopolymère.....	50
Fig. II-5. Evolution de la température de panneaux composés de géopolymère répondant aux matrices Na-Poly (sialate)(Na-PS), K-poly (sialate-siloxo) (K-PSS), K-Poly (sialate-disiloxo) (K-PSDS)[6].....	51

Fig. II-6. Construction des voies de circulation des avions de l'aéroport BWVA en béton géopolymère.....	51
Fig. II-7. Principe de fonctionnement d'une caractérisation de matériau en espace libre .....	52
Fig. II-8. Exemple d'un banc de caractérisation en espace libre focalisé développé par XLIM [13] .....	53
Fig. II-9. Principe de mesure des propriétés diélectriques d'un matériau en utilisant une ligne coaxiale (a).....	54
Fig. II-10. Principe de mesure des propriétés diélectriques d'un matériau en utilisant un guide d'onde (a) exemples de guides d'ondes fonctionnant dans la bande [8-12 GHz] (b) .....	55
Fig. II-11. Exemples de cavités résonantes fonctionnant à différentes fréquences.....	55
Fig. II-12. Résonateur ouvert fonctionnant de 55 à 110 GHz développé par AB millimètre [21]	56
Fig. II-13. Principe de caractérisation diélectrique avec une sonde coaxiale [25].....	56
Fig. II-14. La géométrie (a) et le circuit électrique capacitif équivalent (b) d'une sonde coaxiale [26].....	57
Fig. II-15. Banc de caractérisation de la sonde DAK12.....	59
Fig. II-16. Différentes phases de calibration de la sonde DAK12 .....	59
Fig. II-17. Représentation d'un milieu hôte $\epsilon_h$ auquel on rajoute des inclusions $\epsilon_i$ .....	61
Fig. II-18. Milieu modélisé par la théorie de Maxwell Garnett dont toutes les inclusions sont ramenées à une inclusion unique.....	62
Fig. II-19. Protocole expérimental de mélange pour obtenir les matériaux à base de géopolymère .....	64
Fig. II-20. Propriétés diélectriques en fonction de la fréquence du géopolymère pur (sans additif) .....	65
Fig. II-21. Les photos des échantillons dont la composition est $[(S_c KOH^{12}M1z_{10.22})^{T^{\circ} 70}]$ élaborés à 20°C (a), à 40°C (b), et à 70°C (c) .....	66
Fig. II-22. Influence de la température de synthèse sur la faisabilité des échantillons dont la composition est $[(S_c KOH^{12}M1z_{10.22})^{T^{\circ} 70}]$ , élaborés à 20°C, à 40°C, et à 70°C.....	66
Fig. II-23. Caractéristiques diélectriques de la composition $[(S_c KOH^{12}M1z_{10.22})^{20 70}]$ séchée à 90°C (échantillon 1) et séchée à 70°C (échantillon 2) .....	67
Fig. II-24. Caractéristiques diélectriques de la composition $[(S_c KOH^{12}M1z_{10.22})^{20 H(\%)}]$ élaborée avec un taux d'humidité de 43% (échantillon 1) et un taux d'humidité de 70% (échantillon 2)..	68
Fig. II-25. Variations dimensionnelles obtenues par dilatométrie des échantillons (a) 30°C, (b) 50°C, (c) 90°C d'une composition contenant 3.6% de la zircone .....	69
Fig. II-26. Schéma des zones cartographiées de l'échantillon $[(S_L KOH^{12}M1z_{13.2})^{20 70}]$ (a) coulé dans un moule dont les dimensions sont (8*8*1.2 cm) (b) .....	70
Fig. II-27. Cartographie d'une observation microscopique mettant en évidence la répartition de la zircone d'un échantillon à différents endroits (a) haut, (b) milieu, (c) bas .....	70

Fig. II-28. Thermogrammes de la composition $[(s_c \text{KOH}^{12}\text{M1}_{\text{Zr10.22}})^{20} \text{H} (\%)]$ élaborée à différents taux d'humidité (a) 11%, (b) 43% et (c) 70%.....	71
Fig. II-29. Evolution des propriétés diélectriques du titanate de baryum en fonction de la température de calcination [42] .....	72
Fig. II-30. Phases cristallines du $\text{BaTiO}_3$ en fonction de la température [44] .....	73
Fig. II-31. Propriétés diélectriques du géopolymère incluant différents pourcentages massiques de $\text{BaTiO}_3$ , .....	74
Fig. II-32. Comparaison de la mesure et de la prédiction de la valeur de la permittivité diélectrique réelle suivant différentes lois de mélange pour des échantillons contenant différentes fractions volumiques de titanate de baryum .....	75
Fig. II-33. Propriétés diélectriques de différents échantillons de géopolymère incluant différents pourcentage massique de $\text{ZrO}_2$ (0%, 3.6%, 13.2%, 55.7%) .....	77
Fig. II-34. Evolution de la permittivité diélectrique relative réelle en fonction du taux d'insertion de la zircone à 1.5 GHz (0%, 3.6%, 13.2%, 55.7%) .....	77
Fig. II-35. Méthode de caractérisation du résonateur diélectrique.....	78
Fig. II-36. Comparaison de la mesure et de la prédiction de la valeur de la permittivité diélectrique réelle suivant différentes lois de mélange pour des échantillons contenant différentes fractions volumiques de zircone .....	79
Fig. II-37. Comparaison de la mesure et de la prédiction de la valeur de la permittivité diélectrique réelle suivant différentes lois de mélange pour une fraction volumique de zircone de 90%.....	80
Fig. II-38. Protocole modifié pour l'obtention d'une valeur de permittivité réelle proche de 3 ...	81
Fig. II-39. L'état de surface des faces 1 et 2 de l'échantillon $3\text{M}^1$ .....	82
Fig. II-40. Propriétés diélectriques des différentes formulations du géopolymère en mousse.....	82
Fig. II-41. Comparaison de la mesure et de la prédiction de la valeur de la permittivité diélectrique réelle suivant différentes lois de mélange pour un échantillon de géopolymère contenant 0.185 % de fraction volumique d'Al .....	83
Fig. II-42. Vue en coupe mettant en évidence la répartition de la porosité de l'échantillon $[2/3(s_c \text{KOH}^{12}\text{M1}_{\text{Al}0.1}) + 1/3 (s_l \text{KOH}^{12}\text{M1}_{\text{Al}0.1})]$ .....	84
Fig. II-43. Caractéristiques diélectriques d'un échantillon avant et après conservation dans un environnement extérieur pendant 8 jours.....	85
Fig. II-44. Protocole expérimental pour l'obtention d'un géopolymère dense ou poreux et les différents traitements réalisés. ....	86
Fig. II-45. Variation des différents pourcentages de la perte de masse, (A) de 25 à 200°C, (B) de 200 à 800 °C et (C) la perte totale de 25 à 800°C.....	88

Fig. III-1. Géométrie d'une ligne microruban .....	96
Fig. III-2. Géométrie d'une ligne biplaque.....	98
Fig. III-3. Principe de fonctionnement de l'outil de conception d'une antenne suivant un profil exponentiel ou linéaire .....	99
Fig. III-4. Profil de l'antenne cornet TEM obtenu sous Matlab (a) et sa géométrie après exportation sous CST Microwave Studio.....	100
Fig. III-5. Coefficient de réflexion du cornet TEM pour différentes évolutions d'impédances ...	101
Fig. III-6. Gain dans l'axe du cornet TEM pour différentes évolutions d'impédances .....	101
Fig. III-7. Evolutions de l'impédance caractéristique en fonction de la longueur de l'antenne cornet TEM pour une bande de travail de [200MHz-2GHz] (a) et les géométries d'antennes correspondantes aux différentes évolutions d'impédance étudiées .....	101
Fig. III-8. Géométrie de l'antenne K.....	102
Fig. III-9. Coefficient de réflexion de l'antenne K (a) et son gain dans l'axe (b) dans la bande [200MHz, 2GHz].....	103
Fig. III-10. Signal à l'entrée de l'antenne à gauche et champ électrique rayonné en V/m ramené à 1mètre de l'antenne à droite.....	103
Fig. III-11. Les différentes configurations étudiées pour l'impact des caractéristiques d'un milieu situé à l'ouverture de l'antenne sur les performances de celle-ci.....	104
Fig. III-12. Comparaison du coefficient de réflexion et du gain dans l'axe de l'antenne K dans l'air et immergée dans un milieu de $\epsilon' = 4.5$ .....	107
Fig. III-13. Signal à l'entrée de l'antenne (a) et comparaison des champs électriques rayonnés en V/m ramenés à 1mètre de l'antenne K dans l'air et immergée dans un milieu $\epsilon' = 4.5$ à droite (b) .....	108
Fig. III-14. Evolution de l'atténuation en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de tangente de perte dans un milieu de $\tan \delta = 4.5$ pour une propagation sur 1 mètre .....	109
Fig. III-15. Les différentes techniques employées pour les deux structures d'antennes répondant à l'objectif de réduction d'encombrement.....	110
Fig. III-16. Antenne cornet TEM immergée dans un milieu homogène .....	111
Fig. III-17. Coefficients de réflexion de l'antenne cornet TEM immergée dans différents milieux .....	111
Fig. III-18. Antenne cornet TEM conçue dans un milieu $\epsilon'$ placée face à l'air .....	112
Fig. III-19. Coefficients de réflexion de l'antenne cornet TEM dans différents milieux avec une ouverture face à l'air.....	112
Fig. III-20. Cornet TEM dont le matériau diélectrique est limitée à sa structure métallique .....	113
Fig. III-21. Coefficient de réflexion des cornets TEM pour différentes valeurs de permittivités diélectrique.....	113

Fig. III-22. Antenne K remplie de matériau diélectrique dont la valeur de la permittivité est de 3 .....	115
Fig. III-23. Comparaison des coefficients de réflexion de l'antenne K immergée et l'antenne K remplie d'un matériau diélectrique de permittivité réelle de 3 .....	116
Fig. III-24. La structure de l'antenne AHD, remplie partiellement (a), remplie intégralement (b) .....	117
Fig. III-25. Comparaison du coefficient de réflexion de l'antenne AHD dans le cas d'un remplissage de matériau diélectrique intégral ou partiel.....	117
Fig. III-26. Signal à l'entrée de l'antenne (a) et Comparaison du champ électrique rayonné ramené à 1 mètre de l'antenne AHD dans le cas d'un remplissage de matériau diélectrique intégral ou partiel (b) .....	117
Fig. III-27. Comparaison du gain réalisé dans l'axe de l'antenne AHD dans le cas d'un remplissage de matériau diélectrique intégral ou partiel.....	118
Fig. III-28. Coefficients de réflexions correspondants aux différentes largeurs simulées.....	118
Fig. III-29. Optimisation de la position du ruban séparant la boucle magnétique active et la boucle magnétique passive .....	119
Fig. III-30. Coefficients de réflexions de l'antenne AHD sans et avec les boucles magnétiques active et passive.....	119
Fig. III-31. Géométrie finale de l'antenne AHD .....	119
Fig. III-32. Coefficient de réflexion (a) et gain maximal réalisé dans l'axe (b) de l'antenne AHD .....	120
Fig. III-33. Forme temporelle du signal d'alimentation couvrant une bande de [0, 3GHz] (a) et son spectre normalisé (b).....	120
Fig. III-34. Champ électrique rayonné ramené à 1m de l'antenne AHD (a) et son spectre (b) pour une impulsion d'alimentation couvrant [0, 3GHz] .....	120
Fig. III-35. Forme temporelle du signal d'alimentation couvrant une bande de [0.3, 3GHz] (a) et son spectre normalisé (b).....	121
Fig. III-36. Champ électrique rayonné ramené à 1m de l'antenne AHD (a) et son spectre (b) pour une impulsion d'alimentation couvrant [0.3, 3GHz].....	121
Fig. III-37. Insertion d'un cornet TEM dans une cavité pyramidale (b) et son coefficient de réflexion (a).....	122
Fig. III-38. Coefficient de réflexion de l'antenne ACD avant et après ajout des résistances (a) géométrie de l'antenne ACD (b).....	123
Fig. III-39. Antenne ACD avant (a) et après (b) l'élargissement du ruban inférieur du cornet TEM .....	123
Fig. III-40. Coefficient de réflexion de l'antenne ACD avant et après élargissement du ruban inférieur .....	124
Fig. III-41. Géométrie de l'antenne ACD .....	124

Fig. III-42. Influence de la largeur $W_0$ sur le coefficient de réflexion présenté par l'antenne ACD .....	124
Fig. III-43. Profil de l'antenne ACD avant (a) et après (b) l'optimisation de $H_0$ et de la partie inférieure de l'antenne.....	125
Fig. III-44. Coefficient de réflexion de l'antenne ACD après l'optimisation de $H_0$ .....	125
Fig. III-45. Coefficient de réflexion (a) et gain maximal réalisé dans l'axe (b) de l'antenne ACD .....	126
Fig. III-46. Champ électrique rayonné ramené à 1m de l'antenne AHD (a) et son spectre (b) pour une impulsion d'alimentation couvrant [0, 3GHz] .....	126
Fig. III-47. Champ électrique rayonné ramené à 1m de l'antenne ACD (a) et son spectre (b) pour une impulsion d'alimentation couvrant [0.3, 3GHz].....	126
Fig. III-48. Comparaison des dimensions de l'antenne K dans l'air et l'antenne ACD .....	127
Fig. III-49. Scène permettant d'évaluer le couplage entre antennes .....	128
Fig. III-50. Comparaison du coefficient de couplage des antennes AHD et ACD.....	128
Fig. III-51. Prototype de l'antenne ACD .....	130
Fig. III-52. Protocole de soudure du connecteur de l'antenne .....	130
Fig. III-53. Caractéristiques diélectriques de la résine employée pour la validation du protocole de remplissage de l'antenne .....	131
Fig. III-54. Système de maintien de la pale supérieure pour le coulage du matériau.....	131
Fig. III-55. Protocole de remplissage de l'antenne ACD .....	131
Fig. III-56. Fissures dans la résine entraînées par les contraintes mécaniques au niveau de la pale supérieure .....	132
Fig. III-57. Comparaison des résultats de mesure et de simulation du coefficient de réflexion de l'antenne ACD remplie avec de la résine .....	133
Fig. III-58. Propriétés diélectriques du géopolymère utilisé pour le remplissage de l'antenne ACD.....	133
Fig. III-59. Remplissage de l'antenne ACD avec du mélange de géopolymère.....	133
Fig. III-60. Comparaison des résultats de mesure et de simulation du coefficient de réflexion de l'antenne ACD remplie avec du géopolymère poreux.....	134
Fig. III-61. La chambre anéchoïque de XLIM .....	134
Fig. III-62. Principe de la mesure du rayonnement.....	135
Fig. III-63. Comparaison du coefficient de réflexion mesuré et simulé de l'antenne ACD remplie de géopolymère .....	136
Fig. III-64. Comparaison du coefficient de réflexion mesuré et simulé de l'antenne ACD remplie de résine.....	136



Fig. III-65. Comparaison du gain dans l'axe mesuré et simulé de l'antenne ACD remplie de géopolymère.....	137
Fig. III-66. Comparaison du gain dans l'axe mesuré et simulé de l'antenne ACD remplie de résine .....	137
Fig. III-67. Orientation des plan E et H sur l'antenne ACD .....	138
Fig. III-68. Diagrammes de rayonnement à $f=1\text{GHz}$ de l'antenne ACD remplie de géopolymère .....	138
Fig. III-69. Diagrammes de rayonnement à $f=1\text{GHz}$ de l'antenne ACD remplie de résine .....	139
Fig. III-70. Diagrammes de rayonnement à $f=2\text{GHz}$ de l'antenne ACD remplie de géopolymère .....	139
Fig. III-71. Diagrammes de rayonnement à $f=2\text{GHz}$ de l'antenne ACD remplie de résine .....	140
Fig. III-72. Diagrammes de rayonnement à $f=3\text{GHz}$ de l'antenne ACD remplie de géopolymère .....	140
Fig. III-73. Diagrammes de rayonnement à $f=3\text{GHz}$ de l'antenne ACD remplie de résine .....	141
Fig. III-74. Illustration de la scène analysée où figure une antenne ACD et une antenne K.....	142
Fig. III-75. Principe de génération d'une hyperbole dans le cas d'une configuration de type ISAR .....	143
Fig. III-76. Signal délivré par le générateur Kentech APG1 .....	143
Fig. III-77. Oscilloscope Keysight DSOX92004Q Infiniium.....	144
Fig. III-78. Ensemble des réponses transitoires enregistrées (a) et mise en évidence de l'hyperbole de migration (b) obtenue avec l'antenne ACD remplie de résine en émission et l'antenne ACD remplie de géopolymère en réception dans l'air .....	145
Fig. III-79. Ensemble des réponses transitoires enregistrées (a) et mise en évidence de l'hyperbole de migration (b) obtenue avec deux antennes K l'une en émission et l'autre en réception dans l'air .....	145
Fig. III-80. Cible enterrée à une profondeur de 12 cm.....	146
Fig. III-81. Scène analysée face au sol.....	146
Fig. III-82. Coefficients de réflexion face au sol des antennes K, ACD résine, et ACD géopolymère .....	147
Fig. III-83. Antenne ACD résine en émission et ACD géopolymère en réception (a) deux antennes K l'une pour l'émission et l'autre pour le réception .....	147
Fig. III-84. Ensemble des réponses transitoires enregistrées (a) et mise en évidence de l'hyperbole de migration (b) obtenue avec l'antenne ACD remplie de résine en émission et l'antenne remplie de géopolymère en réception face à un sol.....	148
Fig. III-85. Ensemble des réponses transitoires enregistrées (a) et mise en évidence de l'hyperbole de migration (b) obtenue avec deux antenne K l'une en émission et l'autre en réception face à un sol.....	148

Fig. III-86. Permittivité diélectrique réelle et imaginaire (a), perméabilité magnétique réelle (b) et perméabilité magnétique imaginaire du matériau $\text{Ni}_{0.85}\text{Zn}_x\text{Co}_{0.05}\text{Fe}_{1.94}\text{Mn}_{0.2}\text{O}_4$ mélangé à l'époxy avec une concentration volumique de 50% [9] .....	151
Fig. III-87. Comparaison du coefficient de réflexion et du gain dans l'axe de l'antenne cornet TEM immergé dans un matériau diélectrique ( $\epsilon_r = 6$ ) et dans un milieu magnéto diélectrique ( $\epsilon_r = 6$ et $\mu_r = 1$ ) .....	153
Fig. III-88. Rayonnement de l'ouverture du Cornet TEM dans l'air .....	154
Fig. III-89. Coefficients de réflexion en fonction des différentes valeurs de « d » séparant l'ouverture de l'antenne Cornet TEM et l'air .....	154

## Liste des tableaux

Tableau I-1. Niveaux de la densité de puissance moyenne max pour les applications GPR/WPR...8	8
Tableau III-1. Comparaison du gain d'une antenne dans différents milieux.....	105
Tableau III-2. Comparaison du champ rayonné à une même distance d'une antenne dans différents milieux.....	106
Tableau III-3. Récapitulatif des dimensions de l'antenne K dans l'air et dans un diélectrique $\epsilon' = 4.5$ .....	107
Tableau III-4. Récapitulatif de comparaison des antennes AHD et ACD.....	129
Tableau III-5 . Propriétés diélectriques du matériau $Ni_{0.85} Zn_x Co_{0.05} Fe_{1.94} Mn_{0.2} O_4$ mélangé à l'époxy avec une concentration volumique de 50% [9].....	152
Tableau III-6. Comparaison des dimensions d'un cornet TEM dans un milieu magnétoélectrique ( $\mu' = 6$ et $\mu'' = 6$ ) et dans milieu diélectrique ( $\epsilon' = 6$ ).....	153
Tableau II-1 . Comparaison des méthodes de caractérisation [8]-[28].....	58
Tableau II-2. Erreurs de mesure sur les propriétés d'électriques mesurées estimées par SPEAG.....	60
Tableau II-3. Influence du séchage sur les caractéristiques diélectriques des échantillons 1 et 2 à 1.5 GHz.....	67
Tableau II-4. Influence du taux d'humidité sur les caractéristiques diélectriques des échantillons élaborés.....	68
Tableau II-5. Composition des échantillons 1 et 2.....	73
Tableau II-6. Constante diélectrique correspondant aux différentes phases de la zircone.....	76
Tableau II-7. Différentes formulations de géopolymère à base de différents taux d'insertion de zircone.....	76
Tableau II-8. Les fractions volumiques correspondants aux différents taux d'insertion de la zircone.....	79
Tableau II-9. Les différentes formulations testées pour l'obtention d'un géopolymère à faible permittivité.....	82
Tableau II-10. Les différentes compositions testées et leur aspect.....	86
Tableau II-11. Caractéristiques diélectriques des différentes compositions testées à 1.5GHz.....	89

# Sommaire

<b>Chapitre I. Antennes Ultra Large Bande et techniques de réduction des dimensions.....</b>	<b>3</b>
I.1. Généralités sur les Antennes Ultra Large Bande.....	5
I.1.1. Bref Historique sur l'ULB .....	5
I.1.2. Définition et Réglementation de l'ULB .....	5
I.2. Les différents formes d'ondes Ultra Large Bande .....	8
I.2.1. Signaux impulsionnels.....	9
I.2.2. Signaux MBOA.....	10
I.2.3. Signaux FMCW.....	10
I.2.4. Comparaison entre les trois formes d'ondes .....	12
I.3. Exemples de radars Ultra Large Bande.....	12
I.3.1. Radar GPR.....	13
I.3.2. Radars ULB développés à XLIM.....	15
I.4. Caractéristiques usuelles des antennes.....	16
I.4.1. Caractéristiques électriques .....	17
I.4.2. Caractéristiques de rayonnement .....	18
I.5. Familles d'antennes Ultra Large Bande.....	23
I.5.1. Antennes planaires .....	23
I.5.2. Antennes volumiques .....	26
I.6. Les caractéristiques électromagnétiques d'un milieu de propagation.....	31
I.6.1. La permittivité diélectrique .....	32
I.6.2. La conductivité .....	32
I.6.3. La perméabilité magnétique .....	32
I.6.4. La vitesse de propagation .....	33
I.6.5. Impédance d'onde du milieu.....	33
I.7. Les différentes Techniques de réduction d'encombrement d'antennes ULB .....	34
I.7.1. Introduction.....	34
I.7.2. Utilisation de matériaux diélectriques pour la réduction des dimensions d'une antenne ULB .....	34
I.7.3. Introduction d'éléments résistifs sur une antenne ULB.....	38
I.7.4. L'association du rayonnement de dipôles électriques ou d'un cornet TEM avec celui de dipôles magnétiques .....	39
I.8. Conclusion.....	41
Références bibliographiques .....	43
<b>Chapitre II. Elaboration de matériaux diélectriques de type géopolymère et techniques de caractérisation.....</b>	<b>47</b>
II.1. Contexte.....	48
II.2. Présentation du géopolymère.....	48
II.2.1. Qu'est-ce qu'un géopolymère ? .....	48
II.2.2. Choix du géopolymère .....	49
II.2.3. Domaines d'applications du géopolymère .....	50

II.3. Extraction des caractéristiques diélectriques des matériaux.....	52
II.3.1. Introduction .....	52
II.3.2. Méthodes de mesures usuelles des propriétés diélectriques des matériaux .....	52
II.3.2.1. Mesures en réflexion et en transmission.....	52
II.3.2.2. Méthode en cavité .....	55
II.3.2.3. Méthode utilisant une sonde coaxiale.....	56
II.3.2.4. Comparaison des différentes méthodes de caractérisation précitées.....	58
II.3.3. Présentation du banc de caractérisation du géopolymère.....	59
II.3.4. Quelques Lois de mélange.....	61
II.3.4.1. Introduction.....	61
II.3.4.2. Loi de Maxwell-Garnett.....	61
II.3.4.3. Loi de Birchak .....	62
II.3.4.4. Loi de Looyenga .....	62
II.3.4.5. Loi de Lichtenecker.....	63
II.4. Elaboration du géopolymère .....	64
II.4.1. Le protocole expérimental.....	64
II.4.2. Caractéristiques du géopolymère pur.....	65
II.4.3. Optimisation des paramètres d'élaboration.....	65
II.4.3.1. La température de synthèse .....	66
II.4.3.2. La température de séchage .....	67
II.4.3.3. Le taux d'humidité de synthèse.....	67
II.4.3.4. Caractéristiques physicochimiques du géopolymère.....	69
II.4.3.4.1. Analyse dilatométrique .....	69
II.4.3.4.2. Cartographie par microscopie électronique (MEB).....	69
II.4.3.4.3. Analyse thermique ATD – ATG.....	71
II.4.4. Procédés conduisant à l'augmentation de la permittivité réelle diélectrique.....	72
II.4.4.1. Insertion du titanate de baryum $BaTiO_3$ .....	72
II.4.4.2. Application des lois de mélange sur un mélange à base de $BaTiO_3$ .....	74
II.4.4.3. Insertion de la zircone $ZrO_2$ .....	76
II.4.4.4. Application des lois de mélange sur un mélange à base de $ZrO_2$ .....	78
II.4.5. Procédés de diminution de la permittivité réelle diélectrique .....	81
II.4.5.1. Insertion de la poudre d'Aluminium .....	81
II.4.5.2. Application des lois de mélange sur un mélange à base de poudre d'Aluminium .....	83
II.4.6. Optimisation de l'étanchéité du géopolymère.....	85
II.4.6.1. Traitements testés .....	85
II.4.6.2. Détermination de la teneur en eau.....	87
II.4.6.3. Validation par la caractérisation diélectrique .....	88
II.5. Conclusion.....	89
Références bibliographiques.....	90
<b>Chapitre III. Conception d'antennes Ultra Large Bande d'encombrement réduit.....</b>	<b>94</b>
III.1. Contexte.....	96
III.2. Méthodologie appliquée à la conception des antennes .....	96

III.2.2. Structure de géométrie biplaque .....	98
III.2.3. L'outil développé sous Matlab .....	98
III.2.4. Choix de l'évolution de l'impédance caractéristique des antennes.....	100
III.3. Application du principe de conception sur l'antenne K dans l'air.....	102
III.4. Impact des caractéristiques diélectriques d'un milieu de propagation sur les performances de rayonnement d'une antenne.....	104
III.4.1. Impact sur le gain et le champ électrique théoriques .....	104
III.4.2. Insertion de l'antenne K dans un milieu diélectrique .....	106
III.4.3. Atténuation en champ lointain .....	108
III.5. Application des outils de conception au développement de deux antennes ULB impulsives à encombrement réduit .....	109
III.5.1. Introduction.....	109
III.5.2. Choix de la valeur de la permittivité diélectrique réelle pour les antennes élémentaires .....	111
III.5.3. Antenne AHD.....	115
III.5.4. Antenne ACD .....	122
III.5.5. Comparaison des antennes AHD et ACD.....	128
III.6. Résultats expérimentaux de l'antenne élémentaire.....	130
III.6.1. Fabrication de l'antenne.....	130
III.6.2. Protocole de remplissage de l'antenne et premiers résultats expérimentaux .....	131
III.6.3. Caractérisation de l'antenne ACD en chambre anéchoïque.....	134
III.7. Analyse expérimentale d'une scène radar.....	142
III.7.1. Scène radar réalisée dans l'air .....	142
III.7.2. Scène radar réalisée dans le sol.....	146
III.8. Conclusion.....	150
III.9. Perspectives .....	151
III.9.1. Contexte.....	151
III.9.2. Exemple d'immersion d'une antenne dans un milieu magnéto diélectrique .....	152
III.10. Conclusion générale .....	155
Références bibliographiques.....	157
Annexe 1 – Etude de l'influence du nombre de tronçons d'une antenne à l'aide de l'outil de conception.....	158
Annexe 2 – Optimisation des charges résistives de l'antenne ACD.....	162
Annexe 3 – Validation du prototype de l'antenne ACD .....	164
Annexe 4– Banc radar DIL ATRAPE .....	166
Annexe 5– Mesure du champ rayonné en transitoire.....	171
Annexe 6– Etude de couplage en configuration verticale .....	174

## Introduction

---

Le rayonnement électromagnétique couvrant une très large bande de fréquences, typiquement une décade, est usuellement mis en œuvre dans les systèmes radars pour la localisation d'objets enfouis dans les sols (Ground Penetrating Radar), ou la détection derrière une cloison ou un écran végétal. La résolution du radar est liée à la bande fréquentielle couverte et sa capacité à pénétrer les milieux dépend des fréquences rayonnées. Les performances sont d'autant meilleures que la bande rayonnée est grande et que les fréquences basses du spectre sont de faible valeur. Les dimensions de l'élément rayonnant étant proportionnelles à la plus grande longueur d'onde rayonnée, il est toujours nécessaire de chercher un compromis entre capacité de détection et encombrement du système.

D'autre part, la propagation des ondes dans un milieu à pertes (murs, sols, ...) s'accompagne d'une atténuation qu'il est nécessaire de compenser par un niveau de rayonnement adapté, mettant en jeu des antennes de préférence volumique plutôt que planaires.

Depuis 1998, l'Ultra Large Bande impulsienne se distingue parmi les technologies les plus prometteuses pour répondre de façon favorable à cette problématique, les avantages que présente les systèmes employant l'ULB par rapport à ceux en bande étroite sont indéniables. Par exemple, pour de la détection électromagnétique, les systèmes fonctionnant en mono fréquence permettent d'optimiser les différents éléments d'un radar à cette fréquence pour qu'il soit performant, sauf que la présence de certains obstacles peut nuire à la propagation de la fréquence choisie et entraver toute détection. C'est pour cette raison que l'ULB est un bon candidat pour résoudre ce genre de problématique, son aptitude à rayonner une large bande de fréquence donnée permet la détection à travers des obstacles. Entraînant son utilisation massive dans les systèmes GPR (Ground Penetrating Radar) où il a montré un grand intérêt.

C'est dans ce contexte que laboratoire XLIM, unité mixte de recherche dépendant de l'Université de Limoges et du Centre National de la Recherche Scientifique (CNRS) et plus particulièrement l'équipe antennes et signaux a développé une multitude de compétences autour de la technologie ULB impulsienne. Le développement des premières antennes ULB au laboratoire découle d'un premier projet réalisé en 1994, menée en collaboration avec la Direction Générale de l'Armement (DGA) et le Centre Electronique de l'Armement (CELAR). L'objectif était la mise en place d'un banc de mesure radar permettant la détection de missiles ou d'avions de chasse par exemple, dans une bande de fréquences allant de 100MHz à 1GHz.

Les travaux présentés dans ce manuscrit s'inscrivent dans la recherche de solutions permettant de limiter l'encombrement d'antennes volumiques adaptées au rayonnement Ultra Large bande (en particulier impulsien) rayonnant dans un domaine fréquentiel allant de quelques centaines de mégahertz à quelques gigahertz. Pour atteindre cet objectif, plusieurs techniques de réduction d'encombrement d'antennes ont été associées, notamment l'intégration d'un matériau diélectrique innovant aux structures antennaires. Pour ce faire, une collaboration avec le laboratoire 'IRCER' (Institut de Recherche sur les Céramiques) de l'Université de Limoges a permis la synthèse et l'élaboration de matériaux diélectriques à base de géopolymères. Pour résumer, ce sujet de recherche s'articule autour de deux aspects :

- L'élaboration et la caractérisation de matériaux diélectriques dont la valeur de la permittivité est maîtrisée
- La mise en place d'un outil de conception et d'analyse d'antennes intégrant ces matériaux.

Le premier chapitre de ce manuscrit est intitulé **Antennes Ultra Large Bande et techniques de réduction des dimensions**. Dans un premier temps, celui-ci expose les différents éléments indispensables à l'assimilation des chapitres suivants. Les divers aspects de la technologie ULB sont introduits, notamment l'historique, les réglementations américaine et européenne, les bandes passantes et les niveaux de puissance autorisés, quelques formes d'ondes de signaux utilisées par celle-ci, et les principaux domaines d'applications telles que les applications radar à pénétration de sol. Ensuite les caractéristiques physiques usuelles qui permettent de juger la pertinence d'une antenne ULB sont définies. Un état de l'art sur les antennes ULB est présenté et permet d'illustrer ce premier chapitre. Pour pouvoir caractériser le matériau qui peut intégrer une antenne et connaître le milieu de rayonnement de celle-ci, les principaux paramètres considérés pour un milieu de rayonnement ou pour un matériau sont présentés. Enfin, une étude sur les différentes techniques existantes dans la littérature permettant de réduire l'encombrement des antennes ULB volumiques sont évoquées, et amènent à la conclusion de ce premier chapitre.

Le deuxième chapitre intitulé **Elaboration de matériaux diélectriques de type géopolymère et techniques de caractérisation**, introduit les divers protocoles d'élaboration ainsi que les caractéristiques diélectriques de différents géopolymères. Initialement un bref état de l'art portant sur la définition du géopolymère, son historique ainsi que ses domaines d'applications sont exposés. S'en suit une étude sur quelques méthodes d'extraction des caractéristiques diélectriques citées dans la littérature, en complément de celle employée pour la caractérisation des géopolymères élaborés. Enfin, différentes lois de mélange permettant de prédire et de confirmer la permittivité diélectrique effective d'un mélange ont été exposées, dans le but d'effectuer des comparaisons entre l'estimation donnée par celles-ci et la mesure de certains mélanges.

La dernier chapitre intitulé **Conception d'antennes Ultra Large Bande d'encombrement réduit**, expose tout d'abord, la méthodologie appliquée à la conception des antennes ULB d'encombrement réduit. La mise en place d'un outil de conception d'antennes intégrant plusieurs paramètres tels que les équations d'une structure de géométrie microruban ou biplaque et l'évolution de l'impédance caractéristique tout au long de la structure, a permis un gain de temps considérable pour le choix des dimensions et des formes souhaitées. La deuxième partie du chapitre est dédiée aux différentes étapes et optimisations nécessaires pour la conception d'antennes d'encombrement réduit. Pour répondre à l'objectif de ce sujet de thèse, deux antennes ont été développées, chacune associant différentes techniques de réduction de leur encombrement. Permettant de répondre au critère de réduction d'une antenne ULB définis en début de ce dernier chapitre. L'une des deux antennes a été fabriquée et les résultats de mesures (coefficient de réflexion, gain et diagramme de rayonnement) sont présentés. Enfin, la troisième partie du chapitre met en évidence l'intérêt de l'utilisation de l'antenne fabriquée pour des applications radar dans différents milieux.



# Chapitre I.

# Antennes Ultra Large Bande et techniques de réduction des dimensions

---

## Sommaire

I.1. Généralités sur les Antennes Ultra Large Bande .....	5
I.1.1. Bref Historique sur l'ULB .....	5
I.1.2. Définition et Réglementation de l'ULB .....	5
I.2. Les différents formes d'ondes Ultra Large Bande .....	8
I.2.1. Signaux impulsionnels.....	9
I.2.2. Signaux MBOA.....	10
I.2.3. Signaux FMCW.....	10
I.2.4. Comparaison entre les trois formes d'ondes .....	12
I.3. Exemples de radars Ultra Large Bande.....	12
I.3.1. Radar GPR.....	13
I.3.2. Radars ULB développés à XLIM.....	15
I.4. Caractéristiques usuelles des antennes.....	16
I.4.1. Caractéristiques électriques .....	17
I.4.2. Caractéristiques de rayonnement .....	18
I.5. Familles d'antennes Ultra Large Bande.....	23
I.5.1. Antennes planaires .....	23
I.5.2. Antennes volumiques .....	26
I.6. Les caractéristiques électromagnétiques d'un milieu de propagation.....	31
I.6.1. La permittivité diélectrique .....	32
I.6.2. La conductivité .....	32
I.6.3. La perméabilité magnétique.....	32
I.6.4. La vitesse de propagation .....	33
I.6.5. Impédance d'onde du milieu .....	33
I.7. Les différentes Techniques de réduction d'encombrement d'antennes ULB .....	34
I.7.1. Introduction.....	34
I.7.2. Utilisation de matériaux diélectriques pour la réduction des dimensions d'une antenne ULB .....	34
I.7.3. Introduction d'éléments résistifs sur une antenne ULB.....	38
I.7.4. L'association du rayonnement de dipôles électriques ou d'un cornet TEM avec celui de dipôles magnétiques .....	39
I.8. Conclusion.....	41

---

---

Références bibliographiques ..... 43

## I.1. Généralités sur les Antennes Ultra Large Bande

### I.1.1. Bref Historique sur l'ULB

La génération des impulsions ultra brèves est un sujet d'étude qui a commencé à intéresser les chercheurs ainsi que les industriels depuis les années 60 [1]. Cependant, le terme Ultra Large Bande (ULB) attribué par le ministère de la défense américain et dont l'acronyme anglais est UWB (*Ultra Wide-Band*) n'est apparu qu'en 1989. En 1973 G.F. Ross[2] a déposé le premier brevet sur l'utilisation de l'Ultra Large Bande dans le domaine des télécommunications. A cette époque la majorité des travaux de recherche développés étaient confidentiels et sous le contrôle du gouvernement américain. En 1994, cette confidentialité est levée et depuis lors, le domaine de l'Ultra Large Bande a suscité un grand intérêt chez les chercheurs et les industriels. En 1992 P. Withington et L. Fullerton, ont écrit le premier article sur les systèmes impulsionnels ULB dans le domaine des télécommunications [3] appelés Impulse Radio (IR) précédemment. Il s'en suivra les travaux entamés par Scholtz en 1993[4]. L'intérêt de ces systèmes est que la transmission peut atteindre des débits très forts (quelques Giga bits par seconde) en raison de la courte durée des impulsions.

L'année 1998 fut marquée par l'annonce d'un avis d'information publique [5] par la « Federal Communications Commission » (FCC) qui proposait d'évaluer la possibilité d'utiliser des systèmes ULB notamment pour des applications civiles. Divers industriels et organismes ont donné un avis positif pour l'utilisation de l'ULB. A la suite de cette évaluation la FCC a adopté en 2000 un avis de proposition de réglementation dans lequel les avantages que pourraient apporter les systèmes ULB sont reconnus. La FCC a décidé que 7.5GHz de spectre serait autorisé dans la bande [3.1 - 10.6 GHz] pour les communications ULB [6].

### I.1.2. Définition et Réglementation de l'ULB

La première définition de l'Ultra Large Bande est donnée par la DARPA (*The Defense Advanced Research Project Agency*) [7], précisant qu'un système ULB transmet des signaux d'ondes électromagnétiques distinguées par une largeur de bande relative  $BP_R$  (*Fractional Bandwith*) à -10dB de la puissance maximale émise supérieure ou égal 0.25. La largeur de bande relative est définie par la relation suivante :

$$BP_R = \frac{2(f_H - f_L)}{(f_H + f_L)} = \frac{(f_H - f_L)}{f_c} \geq 0.25 \quad \text{Équation 1}$$

Avec  $f_c = \frac{f_H + f_L}{2}$

$f_H$  et  $f_L$  représentent respectivement les fréquences supérieure et inférieure de la bande de fréquences considérée et  $f_c$  la fréquence centrale de la bande de fréquences (Fig. I-1).

#### I.1.2.1. Réglementation pour les communications

En février 2002, la FCC (*Federal Communication Commission*) a modifié cette définition et l'a remplacée par une nouvelle : Un signal ULB devient un signal dont la puissance présente une bande passante à -10dB de la puissance maximale émise supérieure ou égale à 20%.

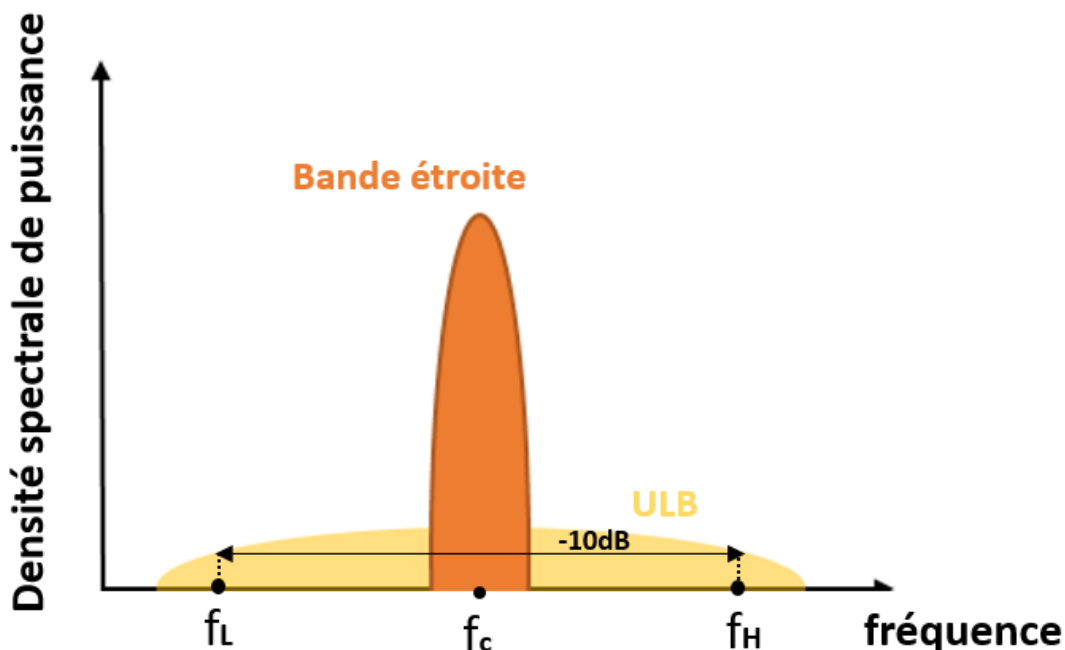


Fig. I-2. Comparaison de Spectre bande étroite et large bande

Finalement, la FCC a attribué la bande de fréquences destinée à l'ULB comprise entre 3.1GHz et 10.6GHz [8], avec une densité spectrale de puissance très faible limitée à -41.3 dBm/MHz. Cette valeur reste la même en environnements extérieur (*Outdoor*) et intérieur (*Indoor*).

En Europe, l'ECC (*European Communications Committee*) a également attribué la bande de fréquences de [3.1 - 10.6 GHz] pour les applications Ultra Large Bande [9]. Contrairement aux Etats Unis où la puissance d'émission est la même sur toute la bande, les européens ont choisi de séparer cette bande en plusieurs parties, attribuant à chacune une puissance d'émission maximale dans le but de ne pas parasiter les systèmes présents dans le secteur des communications sans fil. Cela permet aux systèmes installés sur le marché avant le 31 décembre 2010 de profiter de deux bandes de fréquence [4.2 - 4.8 GHz] et [6 - 8.5 GHz] avec une puissance d'émission à -41.3 dBm/MHz [10]. En dehors de ces bandes, l'ECC a fixé pour les fréquences situées en dessous de 3.4GHz un niveau de -85 dBm/MHz, car selon les études effectuées, le masque de la FCC (Fig. I-3) ne permettrait pas de protéger les services de télécommunications existants.

En décembre 2006 [11], une deuxième décision a été prise concernant la bande [3.4 - 4.8 GHz], l'activité dans cette bande est autorisée mais avec la condition de mettre en place la technique de LDC (*Low Duty Cycle*) cherchant à réduire la durée des émissions des systèmes ULB. Cette technique permettrait de protéger les systèmes dits Wi-MAX (*Worldwide Interoperability for Microwave Access*) qui fonctionnent autour de 3.5 GHz. La technique LDC a été choisie aux dépens de la technique DAA (*Detect And Void*) qui consiste à baisser la puissance émise quand un système bande étroite proche est détecté. N'étant pas bien aboutie, cette technique n'a pas été adoptée.

La Fig. I-3 [12], présente les masques d'émission de la FCC et de l'ECC.

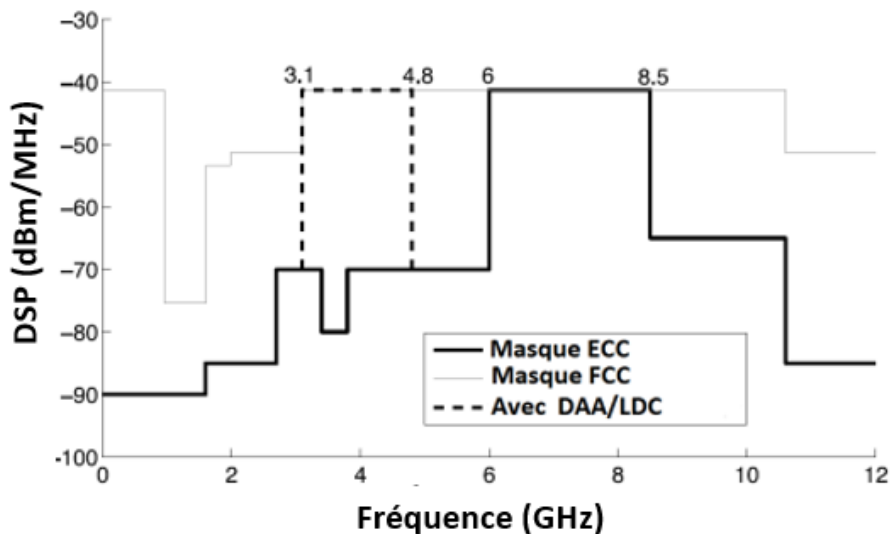


Fig. I-3. Masques d'émission des signaux ULB mis en place par la ECC et la FCC [9], [12]

### I.1.2.2. Réglementation pour les applications radars à pénétration de surface en France

Les systèmes radar GPR (Grounding Penetrating Radar) ou (WPR : Wall Penetrating Radar), émettent des signaux pouvant pénétrer dans des sols, des murs, ou d'autres obstacles tout en offrant une grande précision en matière de localisation et de caractérisation des propriétés diélectriques des matériaux. Ces systèmes sont considérés par l'ANFR (Agence Nationale des Fréquences) [13] comme étant dans la catégorie des « Applications d'imagerie radar à pénétration de surface » (30 MHz - 12,4 GHz, ARCEP : Autorité de régulation des communications électroniques et des postes). Les conditions d'utilisation des fréquences par les systèmes GPR / WPR sont fixées par la décision n° 2011-1487 [14] du 20 décembre 2011 de l'ARCEP.

Ces conditions sont établies afin de permettre les utilisations des GPR / WPR sans brouillages nuisibles au bon fonctionnement des autres équipements radioélectriques. Elles bénéficient d'une attribution à titre primaire ou secondaire dans le tableau national de répartition des bandes de fréquences.

Il existe deux types d'autorisation différents selon les zones géographiques d'utilisation des GPR / WPR:

- Soit une obligation de demande d'autorisation en vue de l'utilisation de fréquences par des systèmes GPR/WPR au voisinage des stations radars représentées sur la carte (Fig. I-4), dans les zones comprises à l'intérieur de cercles de 4 km de rayon centrés sur ces stations; dans la liste est donnée dans la décision n° 2011-1487.
- Soit une obligation de notification, en dehors de ces zones.



Fig. I-4. Zones des stations radars en France

La Décision [ECC/DEC/\(06\)08](#) [11] a déterminé les niveaux de densité de puissance moyenne maximale pour les applications radars à pénétration de surface selon différentes bandes de fréquence :

Tableau I-1. Niveaux de la densité de puissance moyenne max pour les applications GPR/WPR

Bande de fréquences	Densité de puissance moyenne max
En dessous de 230 MHz	- 65,0 dBm/MHz
230 à 1 000 MHz	- 60,0 dBm/MHz
1 000 à 1 600 MHz	- 65,0 dBm/MHz
1 600 à 3 400 MHz	- 51,3 dBm/MHz
3 400 à 5 000 MHz	- 41,3 dBm/MHz
5 000 à 6 000 MHz	- 51,3 dBm/MHz
Au-dessus de 6 000 MHz	- 65,0 dBm/MHz

## I.2. Les différents formes d'ondes Ultra Large Bande

Ils existent plusieurs types de forme d'ondes ULB :

- Impulsionnelle
- MBOA ou Multi-porteuse (*MBOA : Multi band-OFDM-Alliance*)
- Onde continue à fréquence modulée (*FMCW : Frequency modulated continuous wave*)

### I.2.1. Signaux impulsionnels

Le principe de l'ULB impulsionnelle consiste à générer une impulsion d'une durée ultra brève (par exemple quelques centaines de picosecondes), son contenu spectral permet de couvrir une très large bande de fréquences (plusieurs Gigahertz).

Les formes d'impulsion gaussienne (Fig. I-5) ou sinogaussienne (une gaussienne multipliée par une porteuse) (Fig. I-6) sont souvent utilisées dans les systèmes ULB impulsionnels. L'expression analytique d'une gaussienne est la suivante :

$$f(t) = Ae^{-2\pi(\frac{t-t_0}{\tau})^2} \tag{Équation 2}$$

Avec A l'amplitude crête de l'impulsion en (V),  $\tau$  la durée de l'impulsion en (s) et  $t_0$  le retard de l'impulsion en (s)

L'expression analytique d'une sinogaussienne est:

$$f(t) = Ae^{-2\pi(\frac{t-t_0}{\tau})^2} \cos(2\pi f_m t) \tag{Équation 3}$$

Le spectre de cette impulsion se retrouve transposé sur la fréquence  $f_m$

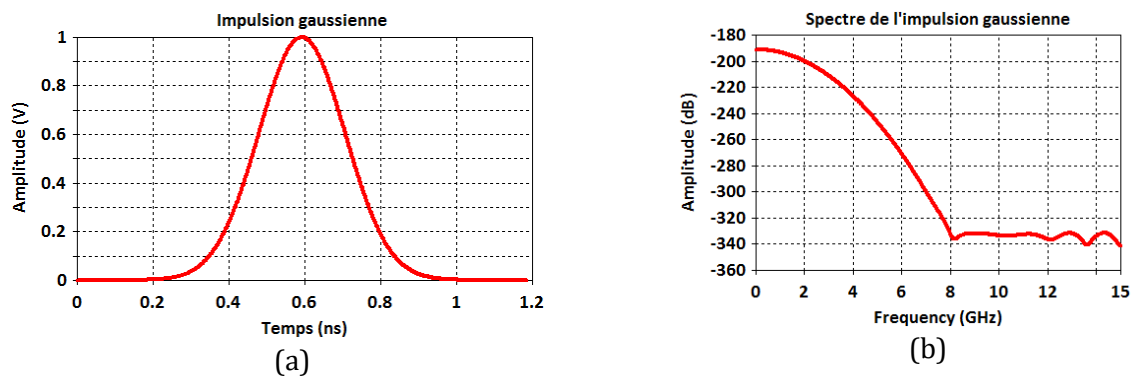


Fig. I-5. (a) Exemple d'une impulsion gaussienne couvrant une bande de fréquences [0 - 3GHz] ; (b) et son spectre

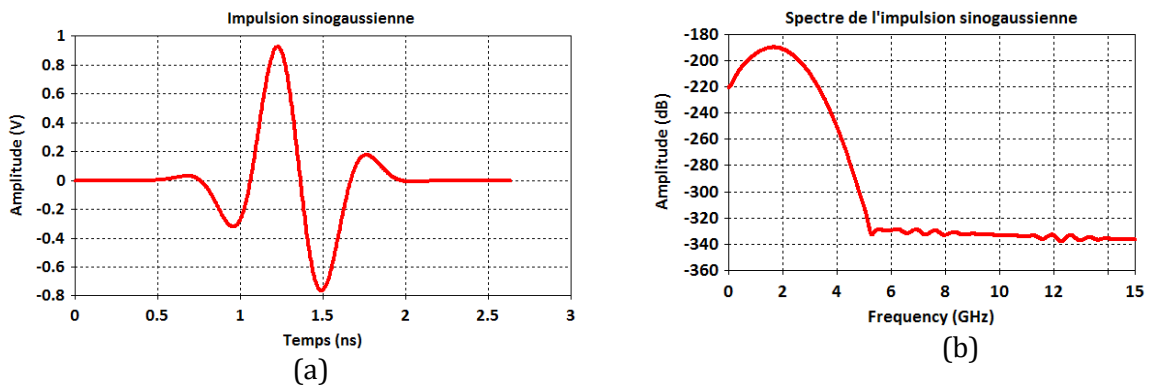


Fig. I-6. (a) Exemple d'une impulsion sinogaussienne couvrant une bande de fréquences [0.3 - 3GHz] (b) et son spectre

L'utilisation de l'ULB impulsionnelle dans les systèmes radar présente plusieurs avantages. Par exemple, pour la localisation d'objets enfouis, elle permet d'obtenir une très grande précision sur l'évaluation des distances grâce à la faible largeur de l'impulsion. Les basses fréquences d'un spectre Ultra Large Bande permettent une pénétration plus profonde dans un sol alors que les hautes fréquences apportent une meilleure résolution pour la détection d'objets de petite taille.

### I.2.2. Signaux MBOA

Les communications ULB sont basées sur l'émission et la réception d'impulsions brèves (quelques picosecondes à quelques nanosecondes pour les versions IR) ou d'impulsions MBOA.

La solution Multiband-OFDM-Alliance consiste à utiliser une forme d'onde dite OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*). La bande [3.1 - 10.6 GHz] est divisée en 14 sous-bandes au maximum d'une largeur de 500 MHz, elles sont synthétisées en 5 canaux (Fig. I-7) [15].

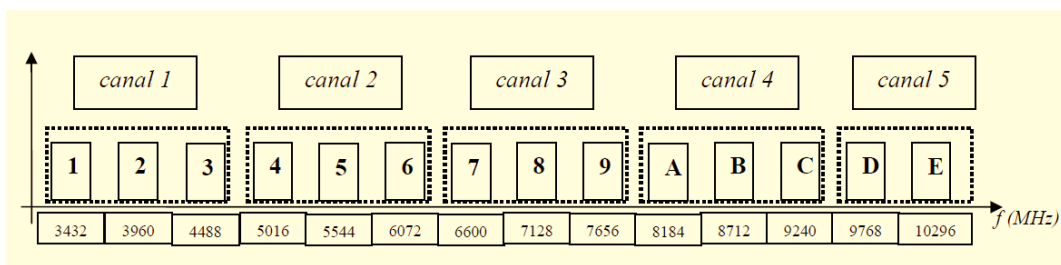


Fig. I-7. Disposition des canaux de l'approche Multi-bandes

Les signaux occupent des bandes de fréquence différentes, ce qui leur permet d'être transmis sans interférences. Les signaux ULB sont modulés avec les techniques de modulations numériques classiques tels que, PAM (*Modulation par amplitude de l'impulsion*), OOK (*Modulation On Off Keying*), ou PPM (*Modulation par position de l'impulsion*), etc...

L'utilisation des systèmes Multi-bandes présente plusieurs avantages, notamment la possibilité de limiter les interférences intra bande en utilisant de façon sélective les bandes disponibles, ce qui rend la cohabitation avec d'autres systèmes à bande étroite plus facile. Mais cette méthode reste tout de même complexe à mettre en œuvre et consommatrice en énergie.

### I.2.3. Signaux FMCW

La modulation FMCW est une modulation utilisant une forme d'onde continue et modulée en fréquence, elle présente des avantages aussi bien au niveau de la génération de l'onde qu'au niveau du traitement du signal. Elle est basée sur la génération d'une onde dont la fréquence varie linéairement en fonction du temps (Fig. I-8). La différence entre les instants d'émission et de réception d'une même fréquence, permet de déterminer le délai temporel entre les signaux émis et reçus duquel est déduit la position de la cible. Un glissement de fréquence  $f_{\text{Doppler}}$  peut apparaître, ce glissement est causé par la vitesse de déplacement d'une cible par exemple dans le cadre d'une application radar.



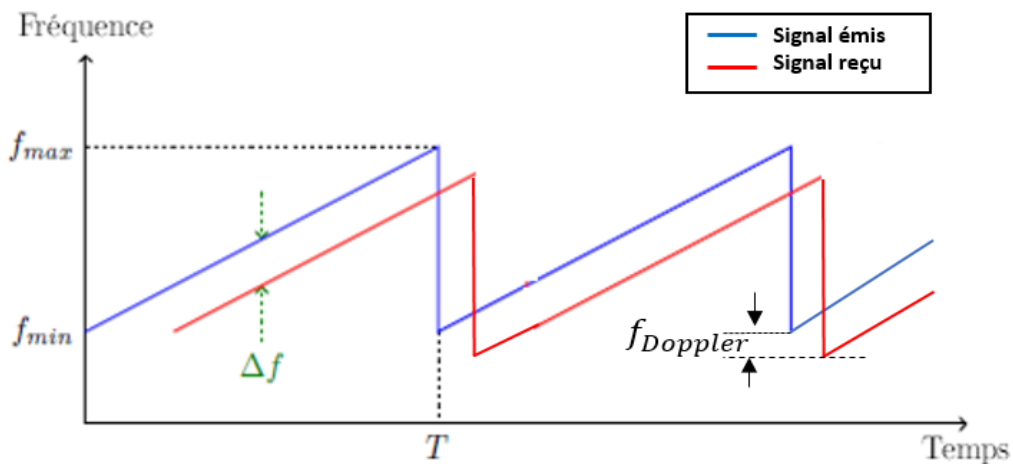


Fig. I-8. Principe de fonctionnement d'une mesure de distance par FMCW

Le schéma montré sur la Fig. I-9, met en évidence le principe de fonctionnement d'un radar FMCW. Celui-ci intègre un VCO (Voltage Control Oscillator) qui permet de produire des fréquences radio en fonction de la tension de contrôle provenant du convertisseur numérique analogique (DAC) qui transforme la consigne numérique provenant de l'ordinateur de pilotage en une tension analogique. Le signal de sortie du VCO est envoyé sur un filtre basse Bande pour ne laisser passer que les fréquences désirées, puis un coupleur achemine une partie du signal vers le mélangeur pour servir de référence, l'autre partie est amplifiée pour alimenter l'antenne d'émission. Les signaux reçus par l'antenne de réception passés dans un amplificateur faible bruit sont multipliés par les signaux prélevés à l'émission via le coupleur à l'aide d'un mélangeur, le signal résultant du mélangeur est envoyé sur un filtre passe bas, puis un convertisseur analogique numérique (ADC) convertit le signal final amplifié en signal numérique ensuite acheminé vers une unité de traitement.

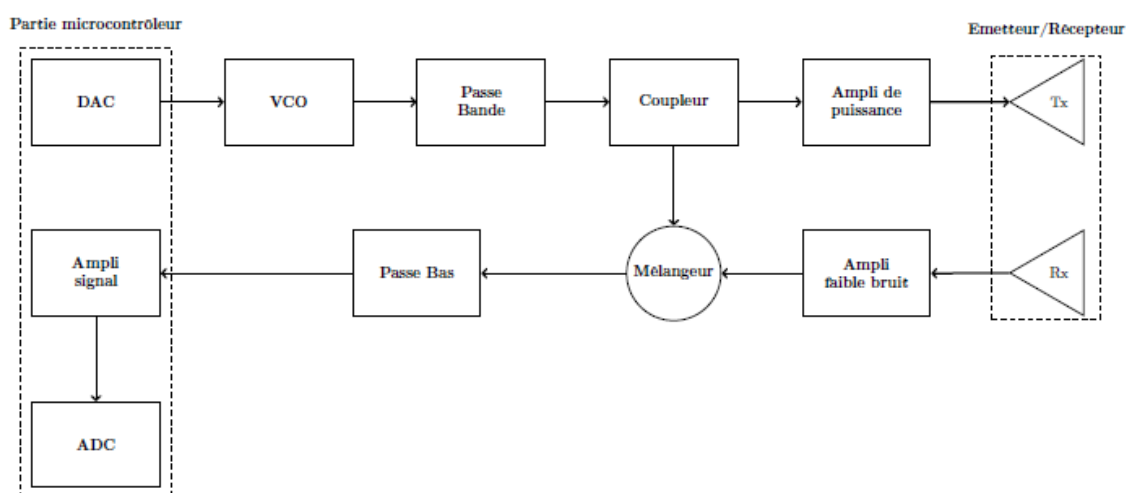


Fig. I-9. Schéma bloc d'un radar FMCW

### **I.2.4. Comparaison entre les trois formes d'ondes**

Le choix d'utiliser un système Ultra Large Bande impulsif, MBOA ou FMCW dépend de l'application ciblée et ses besoins. Chaque approche a ses avantages et ses limites.

#### *❖ Approche Impulsionnelle*

- Dans un contexte radar, elle permet une grande précision de localisation grâce à une grande résolution temporelle.
- Cette technique s'adapte particulièrement à des applications de communication à moyen et fort débit et d'assez grande portée.
- Pour l'ULB, la complexité est amoindrie par rapport à d'autres approches pour les émetteurs/récepteurs radiofréquences, ainsi le coût et la consommation sont réduits.

#### *❖ Approche Multi-Bandes OFDM*

- Les fréquences de porteuses peuvent être convenablement choisies afin d'éviter les interférences à l'émission et à la réception avec les systèmes à bande étroite, d'où une meilleure cohabitation.
- L'implémentation d'un système ULB à bandes multiples peut s'avérer compliquée, en raison de la grande dynamique d'amplitude des signaux (Peak to Average Power Ratio), ce qui entraîne les problèmes liés à la linéarité des émetteurs.
- La mise en place de l'approche multi bandes est plus complexe et elle est plus consommatrice en énergie que la technique impulsionnelle.
- Cette technique s'adapte particulièrement à des applications à très haut débit et à courte ou moyenne portée.

#### *❖ Approche FMCW*

- Dans un contexte radar, elle confère de grands avantages pour des applications à courte portée.
- Permet une bonne résolution de distance.
- Elle présente un faible coût et elle reste simple à implémenter.
- Cette technique présente une faible consommation de puissance.

### **I.3. Exemples de radars Ultra Large Bande**

De nombreux domaines d'applications bénéficient de la technologie ULB, ses atouts la mettent en concurrence avec d'autres technologies existantes. Le faible niveau de densité spectrale de puissance est l'un des premiers avantages qu'offre cette technologie. En effet, l'énergie totale du signal est étalée sur une très large bande de fréquences, ce qui permet aux systèmes ULB de ne pas interférer avec d'autres systèmes tels que les systèmes à bande étroite.

Les applications de communication nécessitent un certain débit d'information (Fig. I-10), celles qui sont liées au radar n'exigent pas un grand débit mais nécessitent une bonne précision sur de grandes distances, tandis que les communications sans fils sont à très hauts débits plutôt à courte portée.

L'utilisation de l'ULB impulsionnelle pour des applications par exemple militaires, est justifiée par le faible niveau d'énergie et la courte durée des informations transmises. Cela représente un avantage majeur pour l'envoi de données confidentielles car il est difficile de détecter ce type de signaux.

Les caractéristiques que confère l'utilisation d'un spectre de fréquence large bande qui couvre des fréquences de quelques centaines de MHz, permettent aux ondes électromagnétiques de pénétrer dans différents milieux (sol argileux, sol sableux, etc..) et matériaux (bétons, briques, etc..). Une pénétration des ondes EM plus profonde dans le milieu ausculté est assurée grâce aux fréquences basses du spectre, et la grande largeur de bande permet quant à elle une bonne résolution temporelle entraînant de grandes précisions de localisation adaptées aux applications radar.

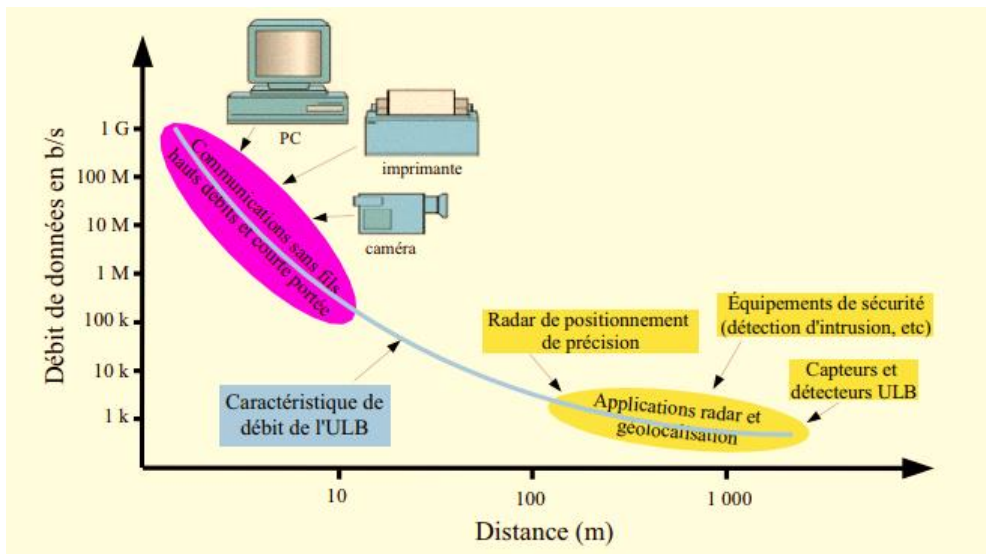


Fig. I-10. Les débits d'information en fonction des applications ULB

Quelques exemples de radar GPR commerciaux et développés à XLIM, notamment pour la détection de cibles sont abordés dans la suite.

### I.3.1. Radar GPR

Pour les applications radar, la technologie ULB a fait ses preuves notamment pour les radars GPR ou à pénétration de sol (Grounding Penetrating Radar) pour des domaines tels que la détection de mines anti-personnel ou anti-char ainsi que l'auscultation des sous-sol à travers une caractérisation de ses propriétés diélectriques. En effet, l'émission d'un signal de durée ultra brève contribue à une meilleure résolution radar ( $\Delta R$ ) car elle est directement proportionnelle à la bande passante du signal.

$$\Delta R = \frac{v}{2BP} \tag{Équation 4}$$

Ou,  $v$  est la vitesse de propagation dans le milieu et  $BP$  la bande passante du radar

Cette amélioration de résolution obtenue grâce à l'ULB impulsionnel permet à travers la superposition de plusieurs réponses impulsionnelles de recueillir des informations sur la localisation de l'objet enterré, sa taille ainsi que ses caractéristiques diélectriques.

Le fonctionnement du GPR impulsif, est basé sur l'excitation du sous-sol par un train d'impulsions de durée courte (1 à 50 ns) rayonné par une antenne d'émission et par la détection via une antenne, des échos successifs associés aux contrastes de permittivités ou de conductivités rencontrés par les ondes électromagnétiques au cours de leur propagation. Le déplacement du système radar (émission \ réception) à la surface du sol permet d'acquérir des traces (coupes radars ou scans) sur une fenêtre temporelle et de former des radargrammes (ou image radar) de la structure du sous-sol (Fig. I-11).

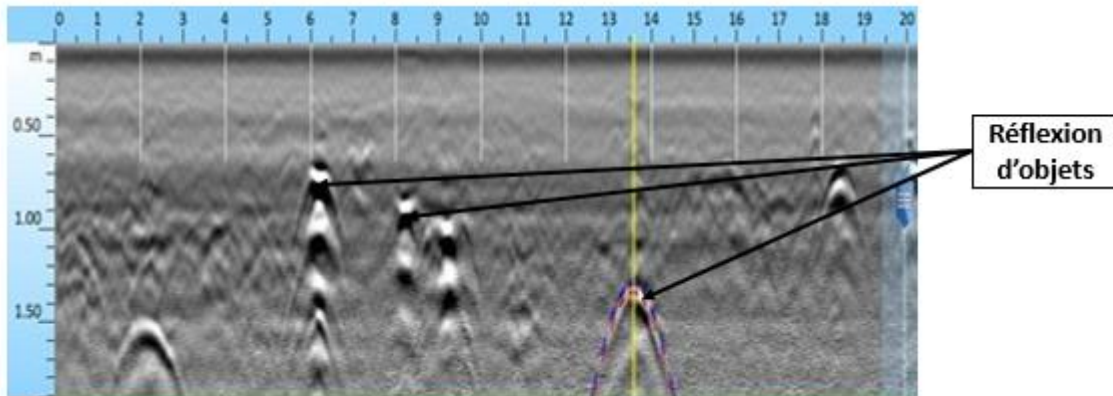


Fig. I-11. Exemple d'un radargramme obtenu par un système GPR UTILY SCAN DF [16]

Plusieurs systèmes de radars GPR existent sur le marché. Les systèmes les plus utilisés présentent une configuration monostatique où la même antenne sert à l'émission et à la réception. De nombreux laboratoires et sociétés travaillent dans le domaine du GPR depuis quelques dizaines d'années. GSSI (Geophysical Survey Systems Inc) est l'une des premières sociétés ayant développé des GPR dès 1974 avec une bande de fréquences de travail allant de 80MHz à 2.5GHz. Aujourd'hui, ils commercialisent des radars GPR utilisables dans différents domaines (l'inspection du béton, les mines, l'archéologie, la géologie et la géophysique, la géodétection des réseaux...). Par exemple le modèle « Utily Scan DF » (Fig. I-12) est dédié à la détection de réseaux enterrés.



Fig. I-12. Système radar GPR UTILY SCAN DF [16]

### I.3.2. Radars ULB développés à XLIM

Les raisons pour lesquelles la plupart des GPR fonctionnent en configuration monostatique (la même antenne est utilisée pour l'émission et la réception) sont liées à la fois à l'aspect technique et à l'aspect économique. Cependant d'autres configurations existent telles que la bi-statique (deux antennes, l'une à l'émission et l'autre à la réception sont placées côte à côte). Certaines entreprises et instituts de recherches se consacrent également au développement de radars fonctionnant en configuration multistatique permettant de gagner considérablement en temps de mesure et en qualité d'image, avec cependant des traitements numériques plus élaborés. Des développements sont accomplis pour améliorer la résolution verticale des GPR impulsionnels en utilisant des impulsions de durée adaptée à la profondeur et à la résolution voulues [17]. Ce type d'amélioration est lié notamment au développement d'antennes permettant d'obtenir des performances adéquates (bande de fréquences, directivité, polarisation, couplage, gain). Plusieurs antennes dédiées au GPR ont été développées à XLIM, telles que l'antenne ciseaux [18] et l'antenne libellule [19], conçues pour un radar SAR (Synthetic Aperture Radar) ULB impulsionnel dans le cadre du projet du démonstrateur PULSAR (Fig. I-13). Ces deux antennes sont appliquées à la détection de mines enterrées (Fig. I-14).

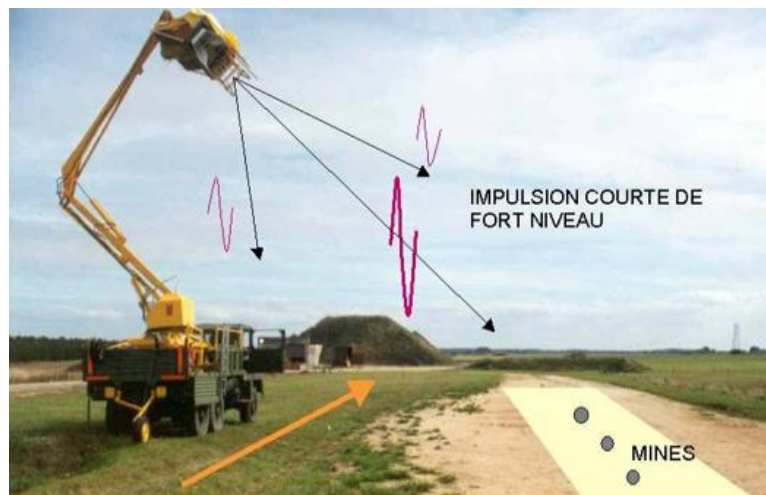


Fig. I-13. Démonstrateur PULSAR



Fig. I-14. Antenne ciseau (à gauche) et Antenne libellule (à droite) intégrées sur le radar de détection de mines PULSAR

Lors de ce projet, des problèmes liés à la tenue en tension des antennes vis à vis des impulsions d'amplitudes crêtes supérieures à 25 kV et à la difficulté d'approvisionnement de générateurs délivrant des impulsions ULB de niveaux supérieurs à quelques dizaines de kilovolts présentant des temps de montée de l'ordre de 100 picosecondes ont été identifiés. Pour répondre à ces contraintes, un concept multi-sources / multi-antennes dans le cadre du projet RUGBI [20] a été mis en place.

La solution se base sur une architecture à N générateurs / N antennes capable de sommer de façon cohérente les puissances rayonnées. Les antennes n'ont plus besoin dans ce cas de supporter une trop forte tension crête ce qui restreint les contraintes lors de sa conception. Le problème de la limitation de la gigue entre les N rayonnements a été résolu par le recours à N photocommutateurs éclairés par un même faisceau Laser.

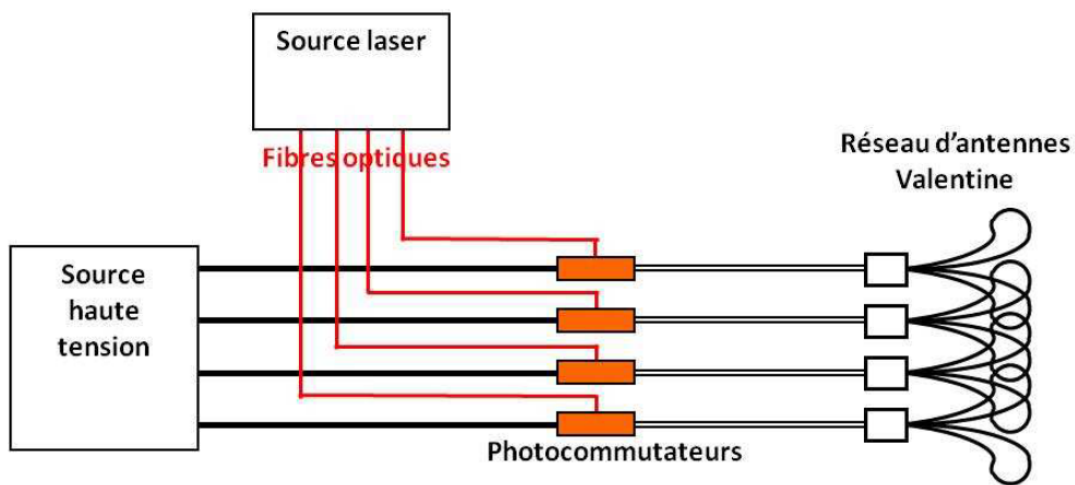


Fig. I-15. Principe de fonctionnement du Radar RUGBI

La Fig. I-15 illustre l'architecture de ce système, qui a permis de prouver la faisabilité d'un radar à N antennes commandées par N sources optoélectroniques.

#### **I.4. Caractéristiques usuelles des antennes**

Une antenne est un dispositif permettant d'émettre ou de recevoir de l'énergie électromagnétique. Elle est émettrice quand elle transmet de l'énergie dans un espace où celle-ci va se propager. Réciproquement, une antenne est réceptrice quand elle transmet de l'énergie vers un appareil récepteur.

Les caractéristiques d'une antenne restent les mêmes qu'elle soit utilisée en émission ou en réception, elle doit assurer une bonne adaptation dans la bande de fréquences de travail, une transmission ou une réception d'énergie dans les directions favorisées, ainsi qu'une transmission d'information la plus fidèle possible. Pour évaluer son fonctionnement, divers paramètres sont calculés, les principaux sont définis dans cette partie du chapitre 1.

### I.4.1. Caractéristiques électriques

#### Coefficient de réflexion :

Le coefficient de réflexion d'une antenne se définit comme étant le rapport des amplitudes des ondes réfléchies sur les ondes incidentes. La Fig. I-16 présente le schéma électrique équivalent d'une antenne, l'impédance d'entrée de l'antenne est notée  $Z_e$ , et l'impédance interne du générateur  $Z_g$  (souvent égale à  $50\Omega$ ).

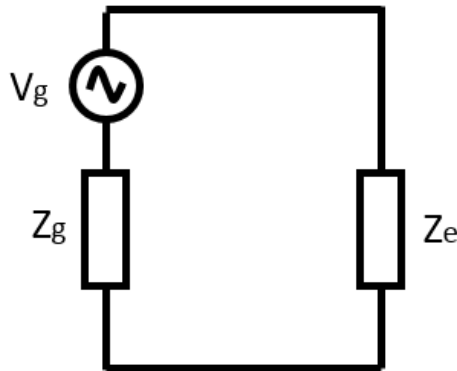


Fig. I-16. Modèle électrique d'une antenne

Le coefficient de réflexion d'une antenne peut être défini comme suit [21]:

$$\Gamma = \frac{Z_e - Z_g}{Z_e + Z_g} \quad \text{Équation 5}$$

Le coefficient de réflexion permet de juger la qualité d'adaptation d'une antenne. En effet, plus son module tend vers zéro, plus l'antenne est adaptée. On peut utiliser également le ROS (Rapport d'Ondes Stationnaires) pour évaluer l'adaptation qui est définie par l'expression suivante :

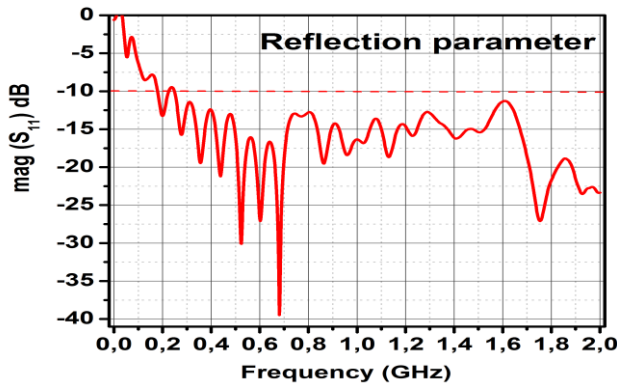
$$ROS = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \quad \text{Équation 6}$$

Le module du coefficient de réflexion  $|S_{11}|$  s'exprime en dB et s'écrit à l'aide de la formule suivante :

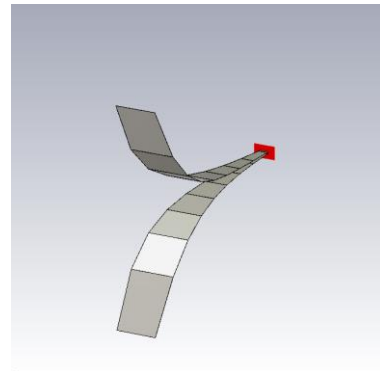
$$S_{11} = 20\log(|\Gamma|) \quad \text{Équation 7}$$

D'une manière générale, on admet qu'une antenne ULB est correctement adaptée lorsque  $|S_{11}| \leq -10\text{dB}$  ( $ROS \leq 1.92$ , correspondant à 10% de la puissance réfléchie). La Fig. I-17 montre par exemple le module du paramètre  $S_{11}$  d'une antenne cornet adaptée dans la bande [0.2 - 2GHz].





(a)



(b)

Fig. I-17. Module du coefficient de réflexion d'une antenne cornet (a), antenne cornet (b)

## I.4.2. Caractéristiques de rayonnement

### I.4.2.1. Diagramme de rayonnement

Le diagramme de rayonnement décrit les variations de la puissance rayonnée par l'antenne dans les différentes directions de l'espace. La direction pour laquelle la puissance rayonnée est maximale est appelée l'axe de rayonnement de l'antenne, et est repérée par les coordonnées angulaires  $\theta_0, \phi_0$ .

Le diagramme de rayonnement est présenté par la fonction caractéristique de rayonnement  $r(\theta, \phi)$  [21]:

$$r(\theta, \phi) = \frac{P(\theta, \phi)}{P_{max}(\theta_0, \phi_0)} \quad \text{Équation 8}$$

Où  $P(\theta, \phi)$  est la puissance rayonnée dans une direction quelconque et  $P_{max}(\theta_0, \phi_0)$  la puissance rayonnée maximale.

### I.4.2.2. Directivité et gain

Le gain et la directivité permettent de comparer les performances d'une antenne par rapport à une antenne de référence isotrope. Une antenne isotrope rayonne dans un milieu homogène uniformément dans toutes les directions (Gain est égal à 1).

La directivité d'une antenne  $D(\theta, \phi)$  est le rapport entre la densité de puissance surfacique  $U(r, \theta, \phi)$  rayonnée par une antenne dans une direction privilégiée  $(\theta, \phi)$  à la distance  $r$ , et la densité de puissance surfacique qui serait rayonnée par une antenne isotrope rayonnant la même puissance totale  $P_{ant}$  [22]:

$$D(\theta, \phi) = \frac{U(r, \theta, \phi)}{\frac{P_{ant}}{4\pi r^2}} \quad \text{Équation 9}$$



Le gain est proportionnel à la directivité et au rendement qui traduit la capacité d’une antenne à transmettre la puissance d’alimentation  $P_{Alim}$  sous forme de la puissance rayonnée totale  $P_{ant}$  :

$$G(\theta, \phi) = \eta_l D(\theta, \phi) \tag{Équation 10}$$

Où  $\eta_l = \frac{P_{ant}}{P_{Alim}}$  est le rendement d’une antenne. On déduit à travers l’Équation 10 que le gain prend en compte les pertes de l’antenne, raison pour laquelle il est toujours inférieur à la directivité, excepté pour le cas d’une antenne isotrope où le gain et la directivité sont égaux à 1.

Dans le cas où la directivité est supérieure à 1 (0 dBi) dans certaines directions, dans les autres directions, elle est inférieure à 1 puisque la puissance rayonnée reste inchangée.

De façon générale, les diagrammes de rayonnement, de directivité ou de gain, sont représentés dans deux plans perpendiculaires qui sont le plan E et le plan H. Le plan E est le plan contenant le champ électrique et le plan H celui contenant le champ magnétique. Ils peuvent être représentés sous plusieurs formes notamment, en 3D (Fig. I-18), coordonnées polaires (Fig. I-19) ou coordonnées cartésiennes (Fig. I-20).

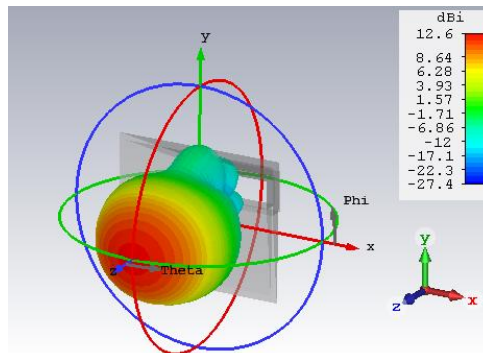


Fig. I-18. Représentation du diagramme de directivité en 3D (en dBi) d’une antenne cornet simulée sous CST

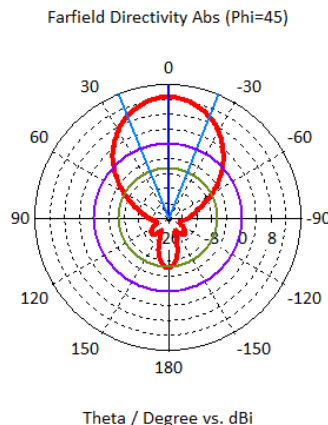


Fig. I-19. Représentation du diagramme de directivité en coordonnées polaires (en dBi) d’une antenne cornet simulée sous CST

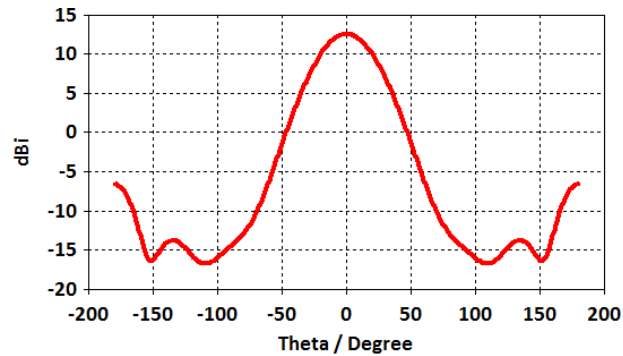


Fig. I-20. Représentation du diagramme de directivité en coordonnées cartésiennes (en dBi) d'une antenne cornet simulée sous CST

Le diagramme est constitué d'un lobe principal et de lobes secondaires.

#### I.4.2.3. Facteur d'antenne

Le facteur d'antenne noté  $F_A$  est souvent utilisé en mesure, il donne le rapport entre le champ électrique incident  $E_i$  et la tension reçue par l'antenne  $V_r$  :

$$F_A = \frac{E_i}{V_r} \quad \text{Équation 11}$$

Il est exprimé également en fonction de la longueur d'onde  $\lambda$ , du gain de l'antenne  $G_r$ , de l'impédance caractéristique du vide  $Z_0$  ainsi que de l'impédance de charge de l'antenne de réception  $Z_c$ :

$$F_A = \frac{1}{\lambda} \sqrt{\frac{Z_0}{Z_c} \frac{4\pi}{G_r}} \quad \text{Équation 12}$$

Quand le facteur d'antenne est mesuré en champ constant, il permet d'effectuer une comparaison de l'antenne mesurée à une antenne étalon.

#### I.4.2.4. Les différentes régions du champ électromagnétique

Pour déterminer le champ diffracté de fréquence  $f$  par une ouverture rayonnante, on distingue trois différentes zones de rayonnement (Fig. I-21), les distances qui correspondent à chaque zone dépendent de la plus grande dimension  $D$  de l'ouverture rayonnante et de la longueur d'onde  $\lambda$  du signal qui pour un rayonnement dans l'air s'exprime en mètre :

$$\lambda = \frac{3 \cdot 10^8}{f} \quad \text{Équation 13}$$

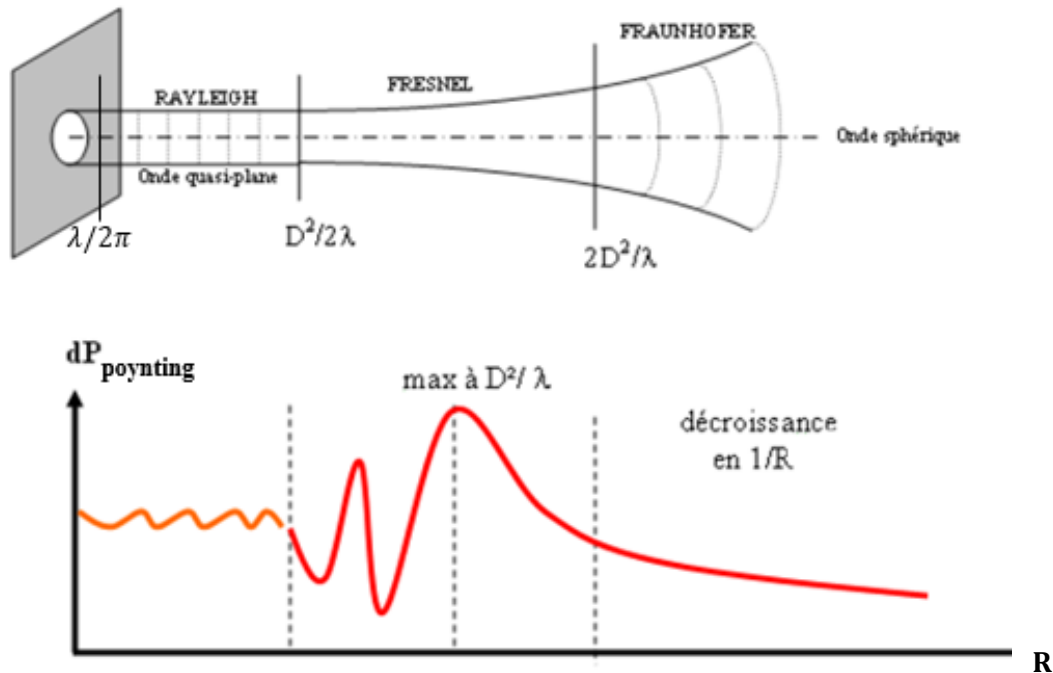


Fig. I-21. Zones de rayonnement autour d'une antenne émettrice

- **Zone de champ réactif :**

Cette zone est très minime et se situe à une distance de l'antenne inférieure à  $\lambda/2\pi$ . Elle est définie par l'espace à proximité immédiate de l'antenne sous test et dans laquelle les ondes évanescentes sont prédominantes. Ces dernières ne participent pas au rayonnement de l'antenne.

- **Zone de Rayleigh :**

Cette zone est appelée également zone de champ très proche. Elle se situe à des distances de l'antenne comprises entre  $\lambda/2\pi$  et  $D^2/2\lambda$ ,  $D$  étant la plus grande dimension de l'antenne. Dans cette zone, les ondes sont guidées dans un volume dont la section est identique et parallèle à l'ouverture. La propagation s'effectue sans perte (faisceau de rayons parallèles). Les ondes rayonnées présentent des surfaces équiphasés quasiment planes.

- **Zone de Fresnel :**

Située au-delà de la zone de Rayleigh avec laquelle elle constitue la zone de champ proche, elle est étendue entre  $D^2/2\lambda$  et  $2D^2/\lambda$ . C'est une zone d'interférences où la puissance transportée par le vecteur de Poynting fluctue le long de l'axe de l'ouverture. La puissance passe par un maximum vers  $D^2/\lambda$ , puis décroît en tendant vers une loi de propagation en  $1/R^2$  où  $R$  est la distance parcourue.

- **Zone de Fraunhofer :**

Appelée la zone de champ lointain, elle se situe au-delà de  $2D^2/\lambda$ . Le champ décroît en  $1/R$  et le diagramme de rayonnement est indépendant de  $R$ . L'énergie rayonnée est confinée dans un faisceau conique et les ondes sont sphériques et localement quasiment planes.

#### **I.4.2.5. Dispersion**

Aux caractéristiques présentées précédemment, s'ajoutent une caractéristique supplémentaire pour les antennes ULB impulsives dont le rôle est de rayonner des impulsions brèves sans trop les déformer.

Pour conserver la durée courte de l'impulsion (typiquement  $<1\text{ns}$ ) qui alimente les antennes ULB, il faut vérifier que l'impulsion ne soit pas dispersée ou étalée par l'antenne, c'est-à-dire que les formes et les durées des impulsions de l'alimentation et du champ transitoire rayonné soient proches. Pour obtenir une antenne peu dispersive, il faut que la phase de la fonction de transfert harmonique de l'antenne  $\varphi$  varie de façon linéaire avec la fréquence. L'expression de la fonction de la fonction de transfert d'une antenne  $T$  est la suivante :

$$T(f, \theta, \phi) = \frac{E(f, \theta, \phi)}{V_{Alim}(f)} \quad \text{Équation 14}$$

Avec  $E(f, \theta, \phi)$  le champ rayonné et  $V_{Alim}(f)$  la tension d'alimentation de l'antenne.

Pour évaluer la dispersion d'une antenne [23], le paramètre du temps de groupe est utilisé. Il représente la variabilité fréquentielle du comportement d'une antenne dans une direction donnée et il est défini par l'expression suivante :

$$\tau_{g_{rms}} = \sqrt{\frac{1}{\Delta f} \int_{f_1}^{f_2} (\tau_g - \bar{\tau}_g)^2 df} \quad \text{Équation 15}$$

$$\text{Avec } \tau_g = -\frac{\partial \varphi}{2\pi \partial f} \text{ et } \bar{\tau}_g = \frac{1}{\Delta f} \int_{f_1}^{f_2} \tau_g df = -\frac{\Delta \varphi}{2\pi \Delta f}, \Delta f = f_2 - f_1$$

Où :

$\varphi$  : est la phase de la fonction de transfert harmonique de l'antenne, pour une polarisation donnée.

$\tau_g$  : est le temps de groupe.

$\bar{\tau}_g$  : est le temps de groupe moyen.

$\tau_{g_{rms}}$  : est l'écart type du temps de groupe.

$f_1$  et  $f_2$  : les fréquences minimum et maximum de la bande de fréquences de travail.

L'Équation 15, conduit au calcul de l'écart type dans la bande de fréquences  $\Delta f$  autour de sa moyenne. Plus les valeurs calculées pour chaque fréquence sont concentrées autour de la moyenne, plus l'écart-type sera petit et ainsi l'antenne sera moins dispersive.

## **I.5. Familles d'antennes Ultra Large Bande**

Contrairement aux antennes bande étroite, les antennes ULB se distinguent par une bande d'adaptation couvrant une très large plage de fréquence. La majorité des antennes large bande existantes sur le marché sont destinées à fonctionner en régime harmonique ou pseudo harmonique. Elles sont habituellement alimentées par des sinusoïdes de fréquences variables comprises dans leur bande de fonctionnement.

Les antennes les plus répandues permettant un rayonnement ULB impulsionnel sont celles à ondes progressives. Une onde progressive alimente l'antenne avant d'être rayonnée, les plus hautes fréquences sont rayonnées dans une zone proche de l'alimentation et les fréquences de plus en plus basses, à des distances de plus en plus éloignées. Ces antennes à ondes progressives peuvent être considérées comme une juxtaposition de tronçons de lignes de propagation dont les dimensions de largeurs et longueurs sont choisies en fonction de l'impédance caractéristique désirée et en fonction des fréquences du spectre à rayonner. Elles sont peu dispersives et leur encombrement est lié à la fréquence la plus basse de leur bande de fonctionnement. Une antenne dont la bande de fonctionnement démarre à 200MHz doit rayonner une longueur d'onde maximale de 1.5m, qui est généralement de l'ordre de grandeur de sa longueur.

Dans cette partie du chapitre 1, différents types d'antennes ULB sont présentées. Ces antennes ont été classées selon certains aspects dont leur géométrie ou leur diagramme de rayonnement (antenne omnidirectionnelle ou directive). Elles possèdent toutes une bande passante assez élevée, comprise pour la plupart des cas présentés dans l'intervalle [100 MHz - 3 GHz].

### **I.5.1. Antennes planaires**

#### **I.5.1.1. Antennes dipôles**

Dans la littérature [17], l'utilisation des antennes de type dipôle est très courante, notamment les dipôles planaire, croisé, roulé, en V, etc...

Pour des applications de types géoradar, les antennes dipôles sont souvent préférées pour leur facilité de conception, néanmoins ces antennes présentent un gain peu élevé et ne sont utilisées que pour la détection d'objets peu profondément enfouis à cause de la bande rayonnée qui est limitée en basses fréquences.

La Fig. I-22 montre l'exemple d'une antenne dipôle planaire qui a été conçue par *Jeong et al* [17], elle est destinée à un système GPR (*Grounding Penetrating Radar*) pour une bande de fréquences allant de 100MHz à 300MHz. Le substrat est constitué de FR4 (composite de résine époxy et de fibre de verre) ( $\epsilon_r=4.4$ ).

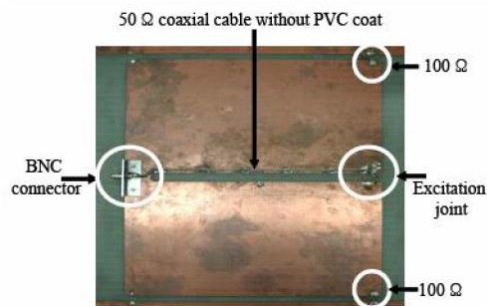


Fig. I-22. Dipôle planaire

Le dipôle croisé montré sur la Fig. I-23 a été élaboré par *Moffat et Chan team* [24] dans l'objectif d'améliorer l'identification de mines enterrées. Cette antenne nécessite l'utilisation d'un balun (adaptateur coaxial vers bifilaire) et a une longueur de 0.6m, son gain est approximativement de 6dB, elle est opérationnelle dans une bande de fréquences allant de 100 à 500MHz.



Fig. I-23. Dipôle croisé destiné à de la détection de mines

Le dipôle roulé, montré sur la Fig. I-24, a été conçu par *Lestari et al* [25], pour une application GPR à faible résolution. L'antenne est destinée à fonctionner avec une impulsion monocycle (d'une durée de 5ns) en dessous de 500 MHz. La longueur totale du fil utilisé est de 296cm, la longueur de l'antenne est de 75cm et la hauteur de 31.5cm. Cette antenne est fabriquée avec du FR4 et elle est combinée à une antenne papillon pour augmenter son rendement.



Fig. I-24. Dipôle roulé

I.5.1.2. Antennes papillon (Bowtie)

Les antennes papillon font partie des antennes ULB qui présentent de nombreux avantages, notamment, une bande passante relativement large, un rendement élevé, et une mise en œuvre facile.

Parmi les antennes papillon, on trouve celle présentée par *Lestari et al* [26] appelée *RC (resistive and capacitive loaded bowtie antenna)* (Fig. I-25) souvent utilisée pour des applications GPR. L'utilisation de charges résistives et capacitatives pour cette antenne permet de réduire les oscillations que peuvent contenir les signaux reçus et les niveaux des réflexions indésirables. Elle a un taux d'onde stationnaire qui est inférieur à 2 sur toute la bande de fréquences de [0.5 – 5.1GHz].

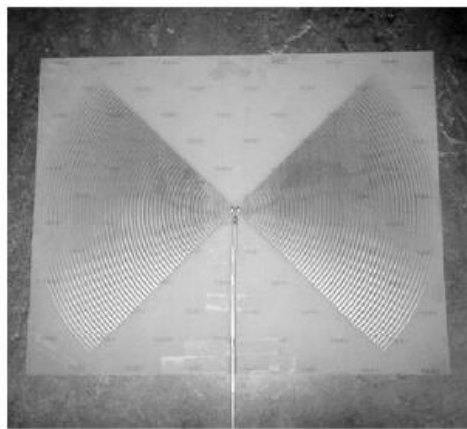


Fig. I-25. Antenne papillon chargée

L'antenne a été améliorée (Fig. I-26) [27] pour assurer une haute résolution et pouvoir détecter des objets peu enfouis de petites tailles. Cette antenne a été testée dans un système GPR commercial et a montré des capacités de transmission de signaux de courte durée avec des niveaux d'oscillations sur le signal reçu très faibles. Elle est destinée à travailler dans la bande de fréquences de [0.5 – 3GHz], ses dimensions sont 23 cm×7 cm. Le résultat du TOS (VSWR) est montré pour deux valeurs différentes d'impédance d'entrée de l'antenne  $Z_0$ .

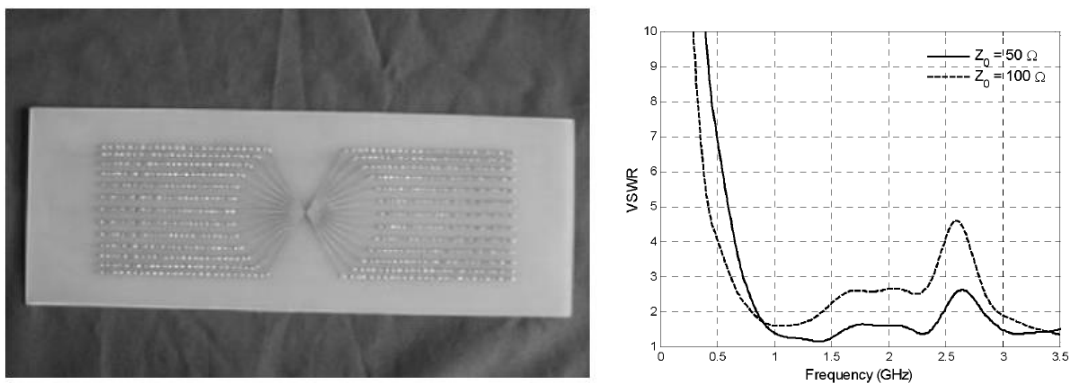


Fig. I-26. Antenne papillon chargée améliorée et son TOS

## I.5.2. Antennes volumiques

### I.5.2.1. Antennes Cornet TEM

La forme la plus basique d'antenne ULB impulsionnelle directive est le cornet TEM (Transverse Electromagnétique) [28] constitué de deux plaques triangulaires formant chacune un triangle isocèle de longueur  $s$  et définie par un angle  $\alpha$  (Fig. I-27). Les deux plaques triangulaires sont séparées par un angle  $\beta$ .

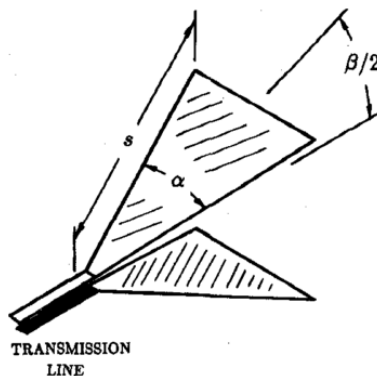


Fig. I-27. Cornet TEM constitué de deux plaques triangulaires

Le cornet TEM est ultra large bande (rayonnement sur une décade), faiblement dispersif, de rayonnement unidirectionnel et de construction facile.

Cette antenne peut être considérée comme une juxtaposition de tronçons de lignes dont les dimensions transversales (perpendiculaires à la direction de propagation) fixent leur impédance caractéristique. Dans la version la plus répandue de cette antenne, celle-ci évolue de  $50\Omega$  à  $377\Omega$  tout au long de la structure.

Afin de limiter les variations de gain dans la bande d'adaptation, une ouverture suivant une loi exponentielle a été donnée à ces cornets TEM (Fig. I-28) [29].

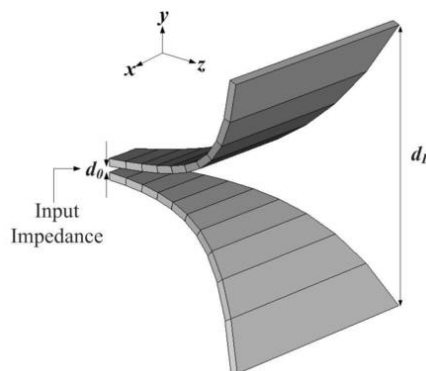


Fig. I-28. Cornet TEM à ouverture exponentielle



### I.5.2.2. Antennes Cornet

Les antennes cornet sont des guides d'ondes dont la section augmente progressivement et se termine par une ouverture rayonnante vers l'espace libre, la forme peut être rectangulaire, carrée ou circulaire. Ces antennes sont souvent accompagnées de source à forte puissance, la Fig. I-29 présente un exemple d'antenne cornet rectangulaire.



Fig. I-29. Exemple d'une antenne cornet [30]

À l'extrémité d'un guide d'onde, une rupture d'impédance conduit à la réflexion de la quasi-totalité de l'énergie incidente du fait que les impédances d'onde d'un guide et de l'espace libre ( $377\Omega$ ) sont très différentes. Pour atténuer ce problème, une zone de transition entre le guide et l'espace libre est prévue. Le fait d'augmenter progressivement les dimensions du guide conduit à des conditions de propagation en espace libre, et la transition avec l'espace libre se fait plus naturellement et ainsi une antenne cornet est réalisée.

Les antennes cornets peuvent être très encombrantes et lourdes (entre 2kg à 10kg) [17]. Leurs dimensions sont souvent de l'ordre de la longueur d'onde utilisée ( $\lambda_{\max}$ ). Leurs gains peuvent varier de 5 à 18 dBi selon le type de cornet utilisé. Cependant les antennes cornet ont l'avantage de couvrir des bandes de fréquences Ultra Large, telle que [68 MHz -40 GHz] [31], avec un rendement bien meilleur que pour les antennes 2D, une bonne directivité, et avec un niveau de couplage faible entre antennes disposées à proximité l'une de l'autre.

### I.5.2.3. Antenne cornet ridgé

Le cornet ridgé reprend la structure classique d'un cornet en lui ajoutant des pales ou des lèvres de forme exponentielle. Cette modification permet d'élargir la bande de fonctionnement tout en conservant des dimensions relativement modestes. Le cornet ridgé montré dans la Fig. I-30, a été développé par *Christian Bruns* [32]. Il est fonctionnel dans la bande [1- 18GHz] et il est destiné à des applications de type CEM (*compatibilité électromagnétique*). Ses dimensions sont  $184 \times 126 \times 112$  mm soit  $(\lambda_{\max}/1.63) \times (\lambda_{\max}/2.38) \times (\lambda_{\max}/2.67)$  et son gain maximum est de 6dBi à 14.2GHz.

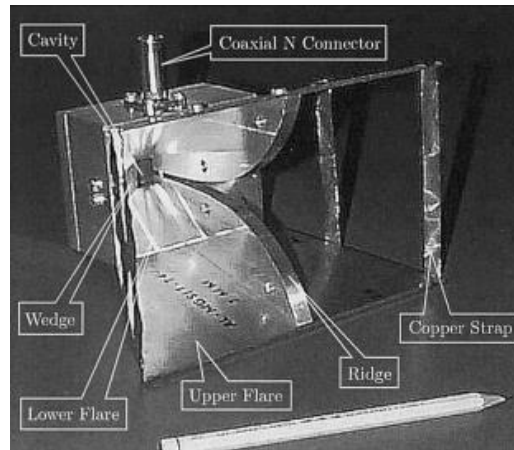


Fig. I-30. Exemple d'une antenne cornet ridgé

#### I.5.2.4. Antenne Koshelev

L'antenne Koshelev représente l'association de rayonnements de dipôles électriques et de dipôles magnétiques. Appelée antenne K dans notre laboratoire, elle est proposée depuis plus de dix ans par Koshelev, de l'Institute of High Current Electronics à Tomsk (Russie) en particulier pour des applications de microondes à fortes puissances [33]- [34].

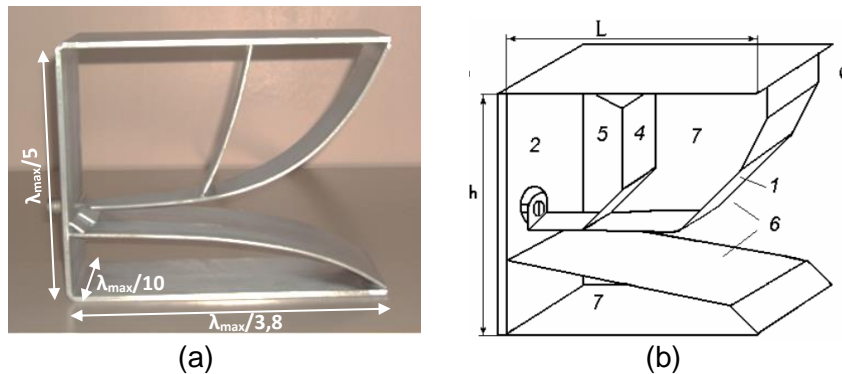


Fig. I-31. Antenne K réalisée à Xlim (a) Antenne proposée par Koshelev (b)

L'auteur décrit l'antenne comme une combinaison d'un monopole électrique (repéré par 1 sur la Fig. I-31), d'un cornet TEM (6) et de boucles magnétiques (5,7).

Cette hybridation des modes de rayonnement permet de gagner au moins un facteur 3,8 sur les dimensions de l'antenne par rapport aux longueurs d'ondes maximales à rayonner. Cette structure sera détaillée dans le paragraphe I.7.4.

### I.5.2.5. Quelques Antennes développées à XIIM

XLIM a développé d'autres antennes ULB volumiques à ondes progressives, à savoir l'antenne Valentine [20], l'antenne Libellule et l'antenne Ciseaux [35].

L'antenne Valentine (Fig. I-32) a été développée dans le cadre du projet RUGBI (Radar Ultra-Grande Bande Instantanée), l'objectif était de mettre en place un radar ULB dont la génération du signal émis était commandée par un procédé optoélectronique. Cette antenne fonctionne dans une bande de fréquences de [200MHz – 2GHz] avec des dimensions de  $0.95 \times 1.1 \times 0.5$  (m) et un gain variant de 5 dB à 12 dB.

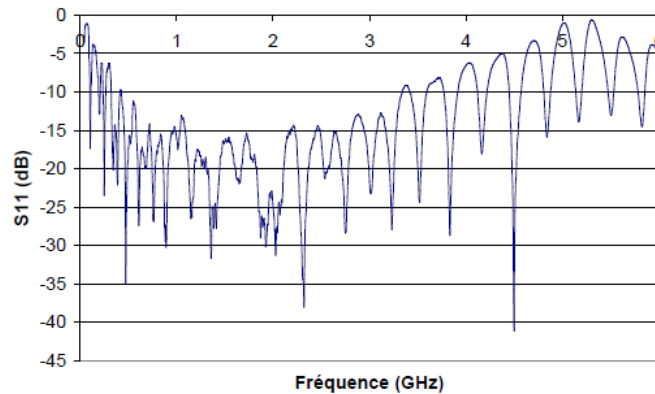


Fig. I-32. Antenne Valentine (à gauche) et son module du paramètre  $S_{11}$  (à droite)

L'antenne Libellule (Fig. I-33) est une version améliorée de l'antenne Valentine. En effet, elle répond à des besoins spécifiques dans le cadre du projet PULSAR [36]. Elle a un gain un peu plus important que l'antenne Vivaldi variant de 4 à 13dB en raison de son encombrement volumique ( $1 \times 1.112 \times 0.27$ )  $m^3$ , elle est adaptée dans la bande [200MHz – 4GHz].

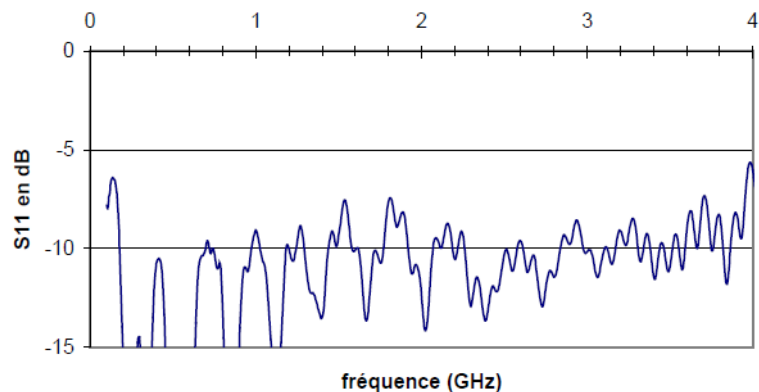


Fig. I-33. Antenne Libellule (à gauche) et son module du paramètre  $S_{11}$  (à droite)

L'antenne Ciseaux (Fig. I-34) est composée de tubes de cuivre assemblés selon une géométrie spécifique. Elle a été développée en 1997 et a fait l'objet d'un brevet CNRS [33]. D'encombrement plus faible que les antennes Libellule et Valentine, elle dispose d'une ouverture de 60 cm et une longueur de 1m. Son impédance d'entrée est de  $200\Omega$  et son paramètre  $S_{11}$  est inférieur à -10 dB

sur la bande [100 MHz – 1.2 GHz] ; le gain mesuré varie de -8 dB à 5 dB sur cette même bande de fréquences.

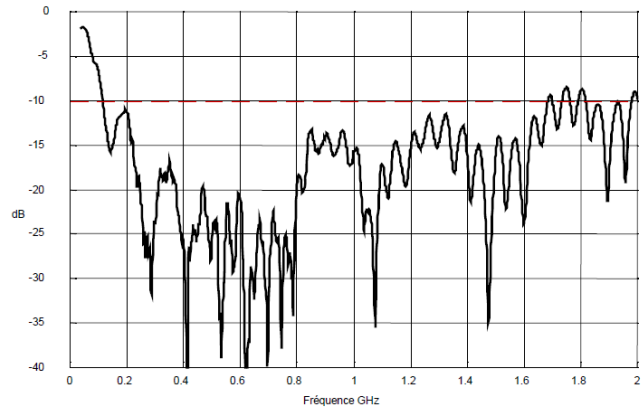


Fig. I-34. Antenne Ciseaux (à gauche) et son module du paramètre S11 (à droite)

## I.6. Les caractéristiques électromagnétiques d'un milieu de propagation

Le comportement d'un milieu dans lequel se propage une onde électromagnétique est naturellement lié à ses propriétés diélectriques et magnétiques. Ce dernier modifie les propriétés de l'onde, il peut par exemple changer sa vitesse, ou lui prendre de l'énergie. L'étude de ce comportement permet de caractériser la réponse électromagnétique du milieu de propagation et de connaître ses propriétés pour modéliser au mieux sa nature. Pour cela les principaux paramètres considérés dans un milieu sont : la permittivité, la conductivité, la perméabilité et la vitesse de propagation. La propagation des ondes électromagnétiques est intrinsèquement liée à ces paramètres par le biais des équations de Maxwell :

$$\vec{\nabla} \wedge \vec{E} = -\frac{\partial}{\partial t} \vec{B} \quad \text{Équation 16}$$

$$\vec{\nabla} \wedge \vec{H} = -\frac{\partial}{\partial t} \vec{D} + \vec{j} \quad \text{Équation 17}$$

$$\vec{\nabla} \wedge \vec{D} = \rho \quad \text{Équation 18}$$

$$\vec{\nabla} \wedge \vec{B} = 0 \quad \text{Équation 19}$$

Où :

$\nabla$  est l'opérateur nabla,

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

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

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

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

$\vec{j}$  la densité de courant (A/m<sup>2</sup>),

Et  $\rho$  la densité de charge (C/m<sup>2</sup>),

Dans le cas d'un milieu homogène isotrope linéaire, les équations de Maxwell sont associées aux relations constitutives qui traduisent les propriétés d'un matériau, et elles s'expriment de la façon suivante :

$$\vec{B} = \mu \vec{H} \quad \text{Équation 20}$$

$$\vec{D} = \epsilon \vec{E} \quad \text{Équation 21}$$

$$\vec{j} = \sigma \vec{E} \quad \text{Équation 22}$$

où  $\epsilon$  (F/m) désigne la permittivité diélectrique du matériau,  $\sigma$  (S/m) sa conductivité électrique et  $\mu$  (H/m) sa perméabilité magnétique.

### I.6.1. La permittivité diélectrique

Appelée également constante diélectrique, la permittivité est un paramètre physique décrivant l'aptitude d'un matériau à emmagasiner et à libérer l'énergie électromagnétique. Elle traduit la capacité d'un milieu à se polariser sous l'impact d'un champ électrique appliqué.

Pour les différents matériaux diélectriques, la permittivité est un paramètre électromagnétique qui varie en fonction de la nature du milieu, de son taux d'humidité, de sa composition, mais aussi de la fréquence. La quantité d'énergie accumulée lors de la polarisation est liée à la partie réelle de la permittivité diélectrique, alors que les pertes par dissipation sont liées à la partie imaginaire.

La permittivité complexe relative peut être considérée comme étant une grandeur physique s'écrivant sous la forme suivante :

$$\varepsilon_r = \varepsilon_r' - i\varepsilon_r'' \quad \text{Équation 23}$$

La permittivité complexe absolue est cependant usuellement définie par le produit de la permittivité relative  $\varepsilon_r$  et la permittivité du vide  $\varepsilon_0$ .

$$\varepsilon = \varepsilon_0 \varepsilon_r \quad \text{Équation 24}$$

Une façon d'évaluer les pertes dans le diélectrique consiste à déterminer la tangente de pertes qui représente le rapport entre la partie imaginaire et la partie réelle de la permittivité complexe relative. Plus le coefficient  $\tan(\delta)$  est grand, plus on a une perte de puissance utile importante.

$$\tan\delta = \frac{\varepsilon_r''}{\varepsilon_r'} \quad \text{Équation 25}$$

### I.6.2. La conductivité

La conductivité sigma  $\sigma$  exprimée en  $(\Omega \cdot m)^{-1}$  décrit l'aptitude d'un milieu à laisser se déplacer les charges auxquelles on applique un champ électromagnétique. La conductivité complexe relative est un paramètre qui est lié à la densité de courant et s'écrit de la façon suivante :

$$\sigma_r = \sigma_r' + i\sigma_r'' \quad \text{Équation 26}$$

### I.6.3. La perméabilité magnétique

La perméabilité magnétique absolue d'un matériau  $\mu$  s'exprime par le produit de la perméabilité du vide  $\mu_0$  ( $4\pi \times 10^{-7}$  H/m) et de la perméabilité complexe relative  $\mu_r$  dont la valeur dépend du matériau. Elle est liée à l'énergie emmagasinée ou perdue suite aux phénomènes d'induction magnétique dans le matériau.

$$\mu = \mu_0 \mu_r \quad \text{Équation 27}$$

La perméabilité complexe relative est considérée comme étant une grandeur physique s'écrivant sous la forme suivante :

$$\mu_r = \mu_r' - i\mu_r'' \quad \text{Équation 28}$$

La perméabilité relative  $\mu_r$  des milieux tels que l'air, le vide, le gaz ou des matériaux tels que le cuivre ou l'aluminium est approximativement égale à 1 (sauf milieux ionisés et magnétiques) car ses matériaux ne peuvent pas canaliser le champ magnétique.

La perméabilité magnétique permet de distinguer un matériau selon trois principales classes :

- Diamagnétique où le matériau s'aimante légèrement dans le sens opposé à la direction du champ. Exemples : Cuivre, Zinc, Or, Argent.
- Paramagnétique où le matériau s'aimante faiblement dans le sens du champ. Exemples : Aluminium, Platine, Manganèse.
- Ferromagnétique où le matériau s'aimante fortement et présente des spins magnétiques naturellement orientés dans la même direction. Exemples : Fer, Nickel, Acier, Cobalt.

#### **I.6.4. La vitesse de propagation**

Les ondes se propagent à une vitesse qui dépend du milieu considéré. Dans le vide ( $\epsilon_r = 1$ ), la vitesse de propagation est égale à  $c=3.10^8$  m. s<sup>-1</sup>. Dans un milieu autre que le vide, la vitesse  $v_r$  dépend des valeurs de la perméabilité relative  $\mu_r$  et de la permittivité relative  $\epsilon_r$ . Pour un matériau homogène, on écrit :

$$v_r = \frac{1}{\sqrt{\epsilon\mu}} = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_0\epsilon_r\mu_r\mu_0}} = \frac{c}{\sqrt{\mu_r\epsilon_r}} = \frac{c}{n} \quad \text{Équation 29}$$

où  $n$  est l'indice de réfraction du milieu.

#### **I.6.5. Impédance d'onde du milieu**

En régime sinusoïdal les champs  $\vec{E}$  et  $\vec{H}$  admettent des solutions de la forme suivante :

$$\vec{e}(z, t) = \vec{E} e^{j(\omega t - kz)} \quad \text{Équation 30}$$

et 
$$\vec{h}(z, t) = \vec{H} e^{j(\omega t - kz)} \quad \text{Équation 31}$$

Où  $k$  est le vecteur d'onde  $k = \frac{\omega}{v_r} = \frac{2\pi}{\lambda} = \omega\sqrt{\epsilon\mu}$

L'impédance d'onde d'un milieu est considérée comme le rapport des modules de  $\vec{E}$  et  $\vec{H}$  :

$$Z = \frac{|\vec{E}|}{|\vec{H}|} = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \quad \text{Équation 32}$$

Par exemple, si le milieu de propagation est le vide ou l'air, l'impédance d'onde correspondante est de 377Ω.

## I.7. Les différentes Techniques de réduction d'encombrement d'antennes ULB

### I.7.1. Introduction

Les antennes dédiées à des applications ultra large bande telles que l'imagerie médicale, les télécommunications ou les systèmes radars GPR (Grounding Penetrating Radar) nécessitent une conception appropriée. Les systèmes radars GPR ultra large bande sont utilisés pour bénéficier des basses fréquences et d'une grande bande passante pour des applications telles que l'identification d'objets enfouis en sous-sol. La limitation des dimensions de l'antenne est critique pour les applications radar, puisque celui-ci doit émettre à basses fréquences afin de parvenir à une meilleure pénétration dans le sol, idéalement quelques dizaines de Mégahertz.

Aujourd'hui de nombreux travaux de recherche s'articulent autour de la conception d'antennes ULB dont on cherche à réduire l'encombrement. Parmi les techniques les plus répandues, trois sont exposées ici :

- L'introduction d'un matériau diélectrique [37].
- L'utilisation d'éléments résistifs [38].
- L'hybridation de rayonnement de dipôle électrique ou de cornet TEM avec un dipôle magnétique [39].

### I.7.2. Utilisation de matériaux diélectriques pour la réduction des dimensions d'une antenne ULB

L'introduction de matériaux diélectriques non magnétiques pour restreindre les dimensions d'une antenne est très répandue, cela permet de diviser les dimensions globales de l'antenne fonctionnant dans l'air par la racine carrée de la valeur de la permittivité réelle diélectrique du matériau utilisé  $\epsilon_r$ . En effet, la longueur d'onde guidée  $\lambda_g$  diminue comme le montre l'équation suivante :

$$\lambda_g = \frac{c}{f\sqrt{\epsilon'_r\mu'_r}} \quad \text{Équation 33}$$

Dans la littérature, l'introduction d'un matériau diélectrique dans la conception d'une antenne s'effectue de façon :

- Complète quand l'antenne est remplie de façon totale avec le matériau diélectrique.
- Partielle quand une seule partie de l'antenne intègre un matériau diélectrique.

Ou bien l'application nécessite que l'antenne soit complètement immergée dans un milieu diélectrique.

#### Remplissage complet de l'antenne :

Dans les travaux [40] une antenne inspirée du cornet TEM (Fig. I-35) dédiée à un système GPR est remplie de diélectrique, la valeur de la permittivité réelle diélectrique introduite dans l'antenne



est proche de celle d'un sol sableux pour permettre une transition optimale des ondes de l'antenne vers le sol. Les propriétés du matériau introduit sont généralement déterminées par rapport à la nature du milieu face auquel elle va rayonner.

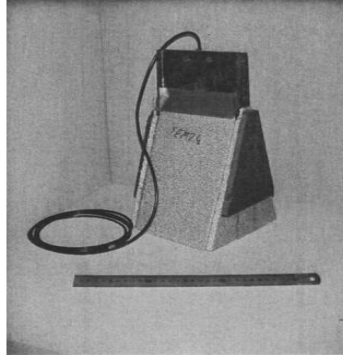


Fig. I-35. Antenne cornet TEM remplie de matériau diélectrique

L'antenne Monocone [41] montrée sur la Fig. I-36 est remplie avec plusieurs couches de céramiques à base de titanate de strontium ( $\text{SrTiO}_3$ ). La concentration de ce dernier a été adaptée pour obtenir les différentes valeurs de permittivité réelles souhaitées. La première couche présente une forte valeur de permittivité relative réelle ( $\epsilon_r = 16$ ), la deuxième couche un  $\epsilon_r = 9$ , et la dernière couche présente un  $\epsilon_r = 3$  pour éviter les désadaptation d'impédance due à l'interface diélectrique/air.

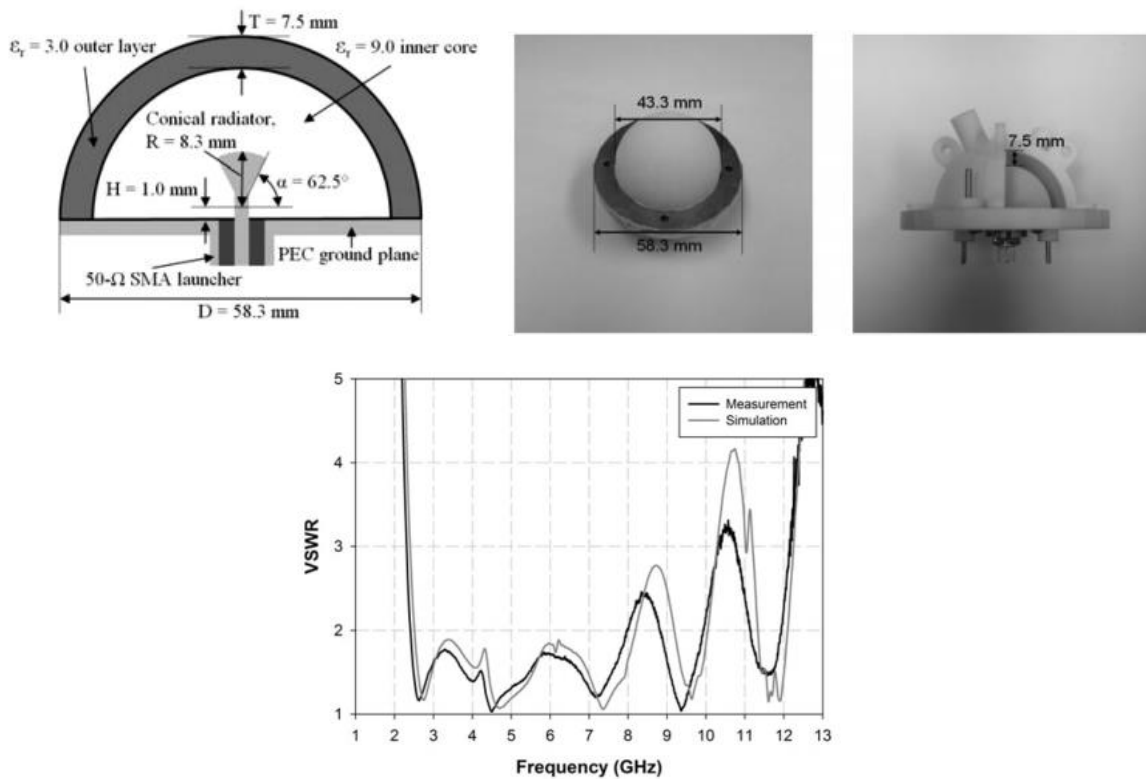


Fig. I-36. Antenne Monocone remplie avec plusieurs épaisseurs de matériaux diélectriques et son ROS

La mesure du Monocone a montré un ROS <2 (Taux d'onde stationnaire) sur la bande [2.41 – 7.98 GHz].

**Remplissage partiel de l'antenne:**

Dans les travaux [42], un cornet TEM incurvé dédié à un système GPR est rempli de façon partielle avec un matériau diélectrique à pertes (matériau absorbant). La réduction de l'encombrement de l'antenne s'effectue en chargeant la surface extérieure de l'évasement de l'antenne avec du polyuréthane dont la permittivité diélectrique relative réelle est de  $\epsilon_r = 2.2$  (Fig. I-37).

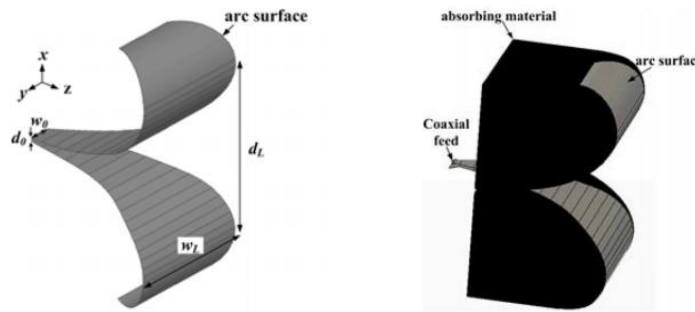
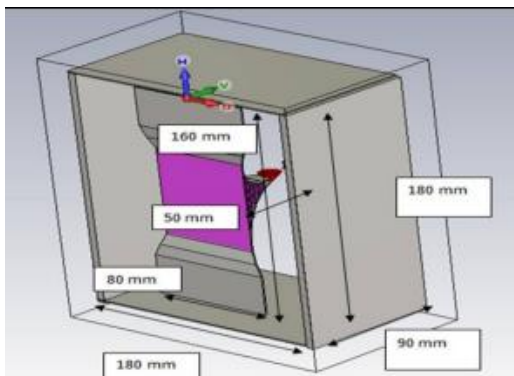


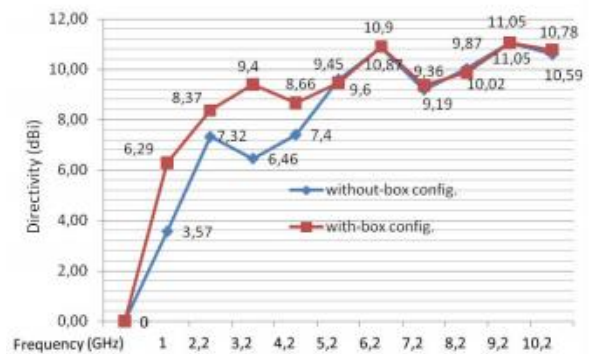
Fig. I-37. Antenne cornet TEM incurvée remplie de façon partielle avec un matériau diélectrique à pertes

Pour éviter les réflexions liées à l'ouverture de l'antenne en basses fréquences, une surface d'arc est ajoutée à l'extrémité des plaques d'évasement. Les résultats de mesures montrent que l'antenne présente une large bande passante [0,83 - 12 GHz] avec un gain variant de 0 dBi à 10 dBi. Les caractéristiques de rayonnement de l'antenne montrent qu'elle est adaptée à des applications radar de type GPR pour la pénétration de sol.

Dans le cadre des applications CEM et GPR, un deuxième exemple d'antenne remplie partiellement est montrée sur la Fig. I-38. Cette dernière [43] combine les structures d'une antenne Vivaldi et d'une antenne cornet TEM. Appelée VS-PDL, elle est destinée à fonctionner dans la bande [1 – 10 GHz] et est chargée partiellement avec du téflon ( $\epsilon_r = 2.1$ ) afin d'augmenter le gain et la bande passante. L'antenne est placée dans une boîte en métal pour réduire les lobes latéraux indésirables et pour obtenir un rayonnement d'antenne le plus directif possible.



(a)



(b)

Fig. I-38. Antenne VS-PDL (a) et sa directivité (b)

**Immersion complète de l'antenne :**

Dans le domaine médical l'utilisation de matériaux diélectriques pour réduire l'encombrement des antennes est connue. Dans les travaux [44], la conception et l'analyse d'une antenne miniaturisée (Fig. I-39) pour une application d'imagerie micro-ondes sont présentées. L'antenne choisie est un cornet. Pour une pénétration efficace du signal, une faible fréquence de fonctionnement (environ 1,4 GHz) est sélectionnée. La miniaturisation s'effectue en chargeant l'antenne cornet avec de l'eau distillée dont la permittivité est très élevée ( $\epsilon_r = 76$ ). Deux prototypes ont été fabriqués selon les exigences du système et ont été testés dans un conteneur cylindrique rempli d'eau distillée. L'antenne est complètement immergée (milieu homogène) pour ce genre d'application, ce qui réduit les contraintes qui peuvent être rencontrées à son ouverture puisqu'il n'y a pas de rupture de milieu.

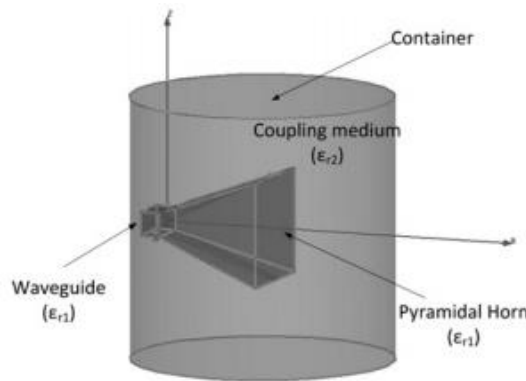


Fig. I-39. Antenne cornet immergée dans l'eau distillée

De la même façon, pour détecter des tumeurs dans le corps humain, un cornet ridgé conçu à base de céramiques frittées à haute permittivité est présenté dans les travaux de recherches [45]. Une couche de métallisation a été déposée sur la surface de ce dernier pour assurer la conductivité (Fig. I-40). Pour se rapprocher des conditions d'un corps humain, l'antenne est immergée dans de l'eau déminéralisée dont la permittivité diélectrique réelle  $\epsilon_r$  est égale à 76. L'antenne fonctionne dans une bande allant de 2 à 6 GHz, avec un gain maximum de 10dB entre 2 et 5GHz.

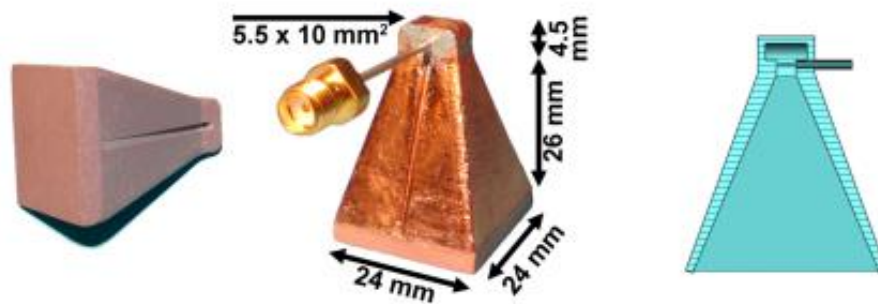


Fig. I-40. Antenne cornet ridgé en céramique destinée à la détection de tumeurs dans un corps humain

### I.7.3. Introduction d'éléments résistifs sur une antenne ULB

Pour les systèmes ULB, les antennes doivent être très large bande, l'adaptation d'impédance doit être assurée sur toute la bande de fréquences et elles doivent également avoir un encombrement aussi faible que possible pour une meilleure praticité.

L'intégration de résistances dans le design d'antennes dont on cherche à réduire l'encombrement, permet d'assurer une adaptation d'impédance sur toute la bande de fréquences en faisant correspondre la valeur d'impédance caractéristique du câble coaxial à celle des résistances ajoutées à l'antenne. Par exemple, dans les travaux [46] et [47] deux résistances de 100 ohms placées en parallèle ont été rajoutées à l'ouverture d'une antenne de type cornet pyramidal (Fig. I-41).

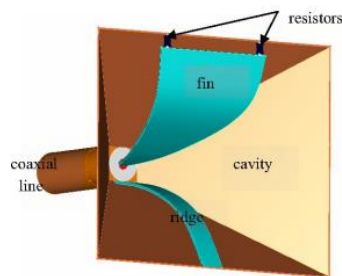


Fig. I-41. Antenne pyramidale ULB avec des pales incurvées

Le positionnement des résistances en extrémité permet d'éliminer les réflexions causées par l'ouverture qui dégradent les performances impulsionnelles de l'antenne, d'assurer un fonctionnement sur une bande allant de 1 à 11GHz, une dispersion faible en transmission, ainsi que le rayonnement d'impulsions micro-ondes ultra courtes avec une distorsion minimale en réception. Néanmoins, suite à l'utilisation des résistances, cette antenne présente un faible gain en basses fréquences.

Dans les travaux [48], les dimensions d'une antenne Ultra Large Bande de type monopôle imprimée sur un substrat diélectrique ont été réduits (Fig. I-42), elle est destinée à une application radar à pénétration de sol. La forme octaédrique est choisie car elle permet d'améliorer les performances ainsi que de réduire la taille de cette antenne. Plusieurs paramètres ont été optimisés pour améliorer la compacité de l'antenne et atteindre les caractéristiques de signaux requises pour un radar à pénétration de sol, notamment l'angle de transition C et la charge résistive.

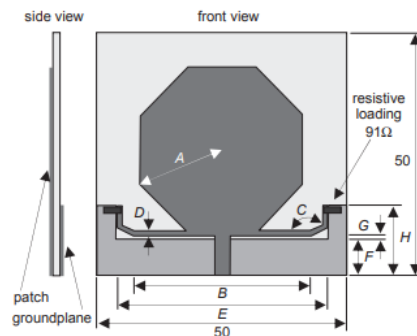


Fig. I-42. Antenne monopole Ultra Large Bande

On peut remarquer à travers la Fig. I-43, que la variation de la valeur de la charge résistive intégrée à cette antenne (placée au niveau de l'angle de transition C) influence l'adaptation de l'antenne. La valeur optimale retenue pour cette dernière est de 91Ω.

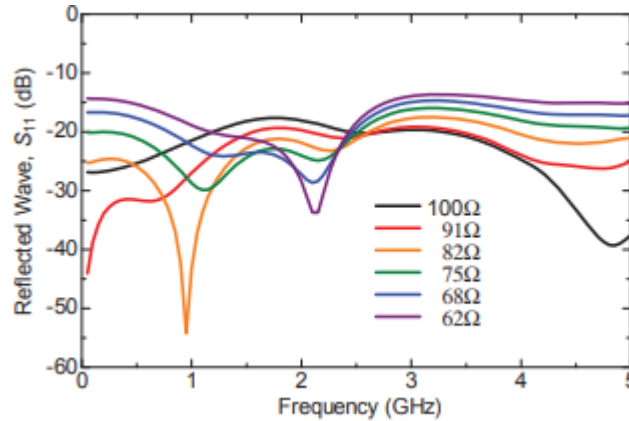


Fig. I-43. L'effet de la variation de la valeur de la charge résistive sur le module du paramètre de réflexion de l'antenne

L'antenne proposée est déployée sur substrat FR-4 Epoxy d'épaisseur de 1,6 mm dont la permittivité diélectrique réelle est de 4,3. L'alimentation est effectuée par une ligne microruban de 50Ω, l'antenne couvre une bande de fonctionnement de [0.05-5GHz].

#### I.7.4. L'association du rayonnement de dipôles électriques ou d'un cornet TEM avec celui de dipôles magnétiques

Superposer un rayonnement de dipôles électriques et magnétiques est un autre moyen pour diminuer la taille des antennes ULB. *Khoshelev* l'a montré à travers son antenne (Fig. I-44), qui présente une combinaison de dipôles électriques et magnétiques. Avec cette association de dipôles, il est possible de diviser les dimensions de l'antenne par rapport à la longueur d'onde maximum au minimum par 3,8, tout en minimisant l'énergie réactive liée à la partie imaginaire de l'impédance d'entrée de l'antenne. Cela permet aussi d'augmenter la directivité et d'assurer une bonne adaptation d'impédance sur toute la bande de fréquences de fonctionnement.

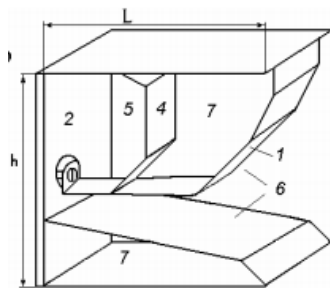


Fig. I-44. Antenne Koshelev : (1) le ruban supérieur du cornet, (2) masse mécanique, (4) ruban des boucles magnétiques, (5) boucle magnétique active, (6) cornet TEM, (7) boucle magnétique passive.

Généralement, dans ce type de structure l'énergie électrique est supérieure à l'énergie magnétique, la différence entre les deux représente l'énergie réactive [49]:

$$\overline{W}_r = \int_{V_a} (\overline{W}_m - \overline{W}_e) dV \quad \text{Équation 34}$$

Va étant le volume de l'antenne et  $\overline{W}_e$  et  $\overline{W}_m$  les valeurs moyennes des densités de l'énergie électrique et magnétique, respectivement. L'énergie réactive perturbe le rayonnement de l'antenne. L'adaptation d'impédance à la ligne d'alimentation est assurée lorsque l'impédance d'entrée de l'antenne est purement réelle. L'énergie réactive de l'antenne est minimisée par l'ajout d'un dipôle magnétique créé par une boucle. Par ailleurs trois plaques sont placées au-dessus, au-dessous et derrière les rubans de l'antenne. Ces plaques créent à leur tour des boucles agissant comme des dipôles magnétiques. La combinaison de ces dipôles avec le champ rayonnant du cornet TEM minimise l'énergie réactive et par conséquent assure une meilleure adaptation d'impédance.

Dans [50], l'auteur compare les performances en terme de TOS de deux antennes, l'une comportant des boucles, l'autre non. La structure comportant la boucle montre de meilleures performances en basse fréquence ( $\frac{L}{\lambda}$  faibles) ( $\frac{L}{\lambda}$  est proportionnel à la fréquence) (Fig. I-45)

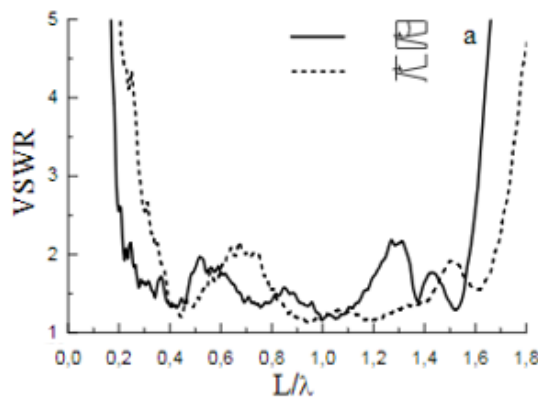


Fig. I-45. ROS de l'antenne Koshelev sans boucle (trait pointillé) et de l'antenne avec boucles (trait plein)

Pour s'assurer de l'utilité de la boucle magnétique, une antenne K a été élaborée dans la bande [300MHz, 3GHz], l'antenne a été simulée à l'aide du logiciel CST Microwave sans et avec boucle magnétique.

L'influence de la boucle magnétique est confirmée à travers les résultats du coefficient de réflexion de l'antenne K (Fig. I-46). En effet, cette dernière joue un rôle très important dans l'adaptation de l'antenne en basses fréquences.

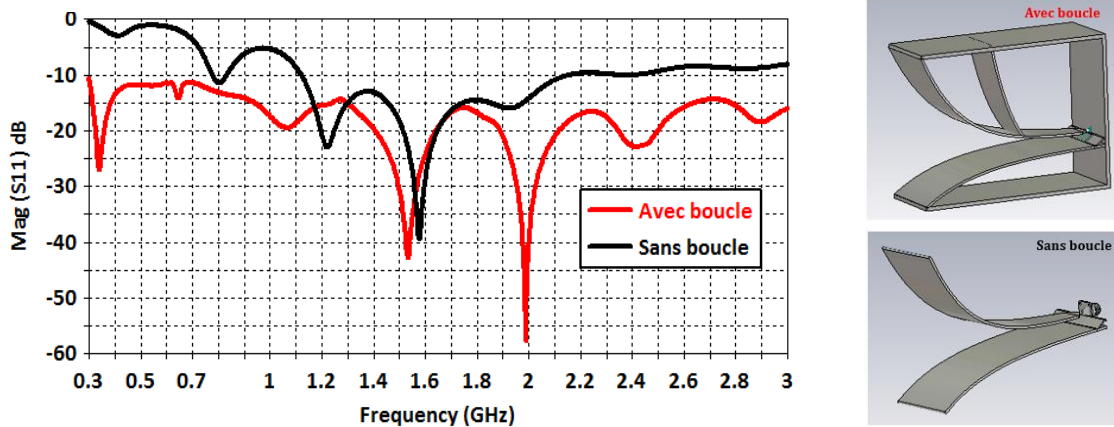


Fig. I-46. Paramètres de réflexion de l'antenne K sans et avec boucle

Dans les travaux [39], l'antenne ULB à ondes progressives biconique (Fig. I-47) a été également associée à des boucles magnétiques pour élargir la bande d'adaptation et pour la rendre plus compacte. L'antenne proposée est composée d'un dipôle électrique et de quatre dipôles magnétiques. La taille électrique de l'antenne est de  $0.195\lambda \times 0.195\lambda \times 0.176\lambda$  ( $W \times H \times L$ ), où  $\lambda$  est la longueur d'onde correspondant à la fréquence la plus basse de la bande passante. L'antenne fabriquée est conçue pour émettre une impulsion bipolaire d'amplitude de  $\pm 75$  kV avec une largeur d'impulsion de 0,83 ns dans la bande de fréquences de [0,207 - 2,33 GHz].

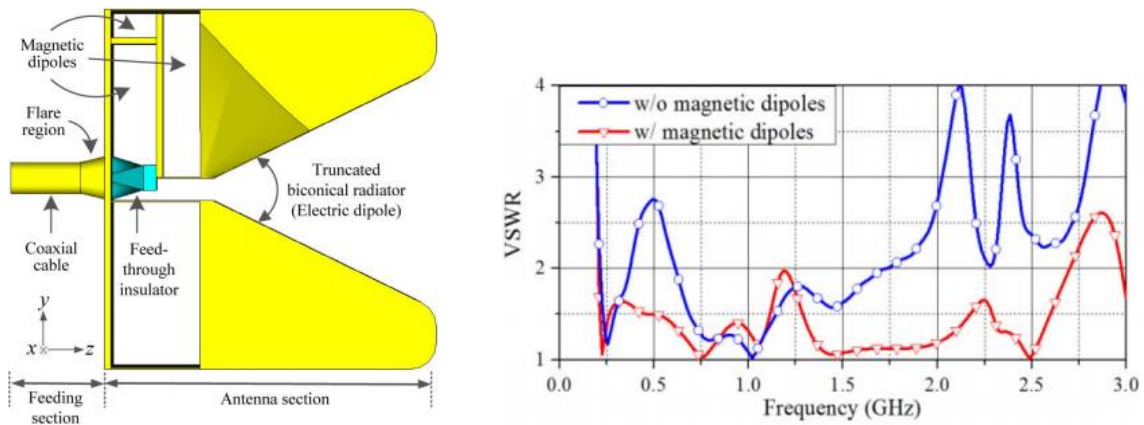


Fig. I-47. L'antenne biconique et les résultats du TOS sans et avec boucles magnétiques

En comparant les résultats du TOS sans boucle (courbe bleu) et avec boucle (courbe rouge), on peut constater à nouveau l'utilité des boucles magnétiques dans l'adaptation de l'antenne biconique sur toute la bande de fréquences.

## I.8. Conclusion

Ce chapitre introduit la technologie ULB sous différents aspects. Premièrement un bref historique ainsi que les réglementations américaine et européenne ont été présentés, en définissant les

bandes passantes et les niveaux de puissance autorisés. Ensuite les différentes formes d'ondes des signaux ULB ainsi que leur comparaison ont été exposées. Les principaux domaines d'applications de l'ULB ont été abordés, notamment les applications liées au radar dont celui dédié à la pénétration de sol.

Les principales caractéristiques physiques qui permettent de juger la pertinence d'une antenne ont été définies. Au vu du grand nombre d'antennes ULB existantes dans la littérature, quelques antennes ULB de types planaires et volumiques ont permis d'illustrer le chapitre. Les designs d'antennes élaborés dans le cadre de cette thèse seront inspirés des antennes cornet, cornet TEM et de l'antenne Koshelev.

Connaitre la nature du milieu dans lequel l'antenne va rayonner et caractériser le matériau qui peut être intégré dans une antenne est indispensable pour sa conception. Pour cela les principaux paramètres considérés dans un milieu ou pour un matériau ont été présentés.

Enfin, différentes techniques ont été évoquées dans le but de réduire l'encombrement des antennes ULB volumiques, trois ont été présentées, à savoir l'intégration de matériaux diélectriques, l'introduction d'éléments résistifs ou bien l'association de rayonnement de différents types de dipôles, ces méthodes seront exploitées pour la réduction de l'encombrement de nos antennes. Dans le chapitre suivant, une étude détaillée sur le matériau diélectrique qui intégrera nos antennes est présentée.



**Références bibliographiques**

---

- [1] J. R. Pierce et A. L. Hopper, « Nonsynchronous Time Division with Holding and with Random Sampling », *Proc. IRE*, vol. 40, n° 9, p. 1079-1088, sept. 1952.
- [2] G. F. Ross, « Transmission and reception system for generating and receiving baseband duration pulse signals for short base-band pulse communication system ». U.S. Patent 3,728,025, 31-juill-1973.
- [3] P. Withington et L. W. Fullerton, « An Impulse Radio Communications System », in *Ultra-Wideband, Short-Pulse Electromagnetics*, Springer, Boston, MA, 1993, p. 113-120.
- [4] R. A. Scholtz, « Multiple Access with Time-Hopping Impulse Radio », présenté à Proc. of the IEEE Milcom Conference, Boston, MA, USA, 1993, p. 447-450.
- [5] E. Docket, *Notice of Proposed Rule Making*. 1998, p. 98-153.
- [6] E. Docket, *Revision of Part 15 of the Commission's Rules Regarding Ultra-Wideband Transmission Systems*, Federal Communications Commission. 2002, p. 98-153.
- [7] J. D. Taylor, *Introduction to Ultra-Wideband Radar Systems*. CRC Press, 1994.
- [8] « 47 CFR Part 2 - FREQUENCY ALLOCATIONS AND RADIO TREATY MATTERS; GENERAL RULES AND REGULATIONS », *LII / Legal Information Institute*. [En ligne]. Disponible sur: <https://www.law.cornell.edu/cfr/text/47/part-2>.
- [9] ECC/DEC/(06)04, *ECC Decision on the harmonised conditions for devices using Ultra-Wideband (UWB) technology in bands below 10.6 GHz*. 2007.
- [10] ECC, *The Protection Requirements of Radiocommunications Systems below 10.6 GHz from Generic UWB Applications*. 2005.
- [11] ECC, *ECC Decision of 1 December 2006 on the harmonised conditions for devices using Ultra-Wideband (UWB) technology with Low Duty Cycle (LDC) in the frequency band 3.4-4.8 GHz (ECC/DEC/(06)12)*. 2006.
- [12] S. MEBALEY EKOME, « Etude et conception d'une couche physique UWB-IR pour les réseauxBAN », Paris-Est, Paris, 2012.
- [13] « ANFR-Les systèmes d'imagerie radar de type GPR / WPR ». [En ligne]. Disponible sur: <https://www.anfr.fr/en/broadcasting-authorisation/reseaux-professionnels/les-frequences-utilisees-a-titre-temporaire/les-systemes-dimagerie-radar-de-type-gpr-wpr/#menu2>. [Consulté le: 27-mai-2018].
- [14] *Décision n° 2011-1487 du 20 décembre 2011 fixant les conditions d'utilisation des fréquences radioélectriques par les systèmes d'imagerie radar à pénétration de surface fonctionnant grâce à la technologie à bande ultralarge*. .
- [15] G. R. Hiertz, Y. Zang, J. Habetha, et H. Sirin, « IEEE 802.15.3a Wireless Personal Area Networks - The MBOA Approach », in *11th European Wireless Conference 2005 - Next Generation wireless and Mobile Communications and Services*, 2005, p. 1-7.
- [16] « Ground Penetrating Radar Equipment | UtilityScan DF System | GSSI ». [En ligne]. Disponible sur: <https://www.geophysical.com/products/utilityscan-df>. [Consulté le: 08-juin-2018].
- [17] A. S. Maysam Sarfaraz, « A Survey of Antennas for Ultra-Wideband Applications (POSTPRINT) », *Proc. SPIE - Int. Soc. Opt. Eng.*, vol. 6947, p. 14, 2010.

- [18] J. J.-P. F. ANDRIEU, B. Beillard, Y. Imbs, et C. N. D. L. R. Scientifique (CNRS), *Antenne ciseaux a large bande*. 2000.
- [19] B. Cadilhon, L. Pecastaing, S. Vauchamp, J. Andrieu, V. Bertrand, et M. Lalande, « Improvement of an ultra-wideband antenna for high-power transient applications », *Antennas Propag. IET Microw.*, vol. 3, n° 7, p. 1102-1109, oct. 2009.
- [20] P. Delmote, « Etude et réalisation d'antennes Ultra large bande pour applications Radar et Communication », thèse de doctorat, Université de Limoges, 2006.
- [21] O. Picon et coll, *Les antennes : Théorie, conception et applications*. 2009.
- [22] S. DRABOWITCH, A. PAPIERNIK, H. GRIFFITHS, J. ENCINAS, et L. S. BRADFORD, *MODERN ANTENNAS*, CHAPMAN & HALL. 1998.
- [23] A. Sibille et C. Roblin, « Conception et caractérisation d'antennes ULB pour communications multimédia haut débit », avr. 2004.
- [24] L. Chan, L. Peters, et D. Moffatt, « Improved performance of a subsurface radar target identification system through antenna design », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 29, n° 2, p. 307-311, mars 1981.
- [25] A. A. Lestari *et al.*, « Theoretical and Experimental Analysis of a Rolled-Dipole Antenna for Low-Resolution GPR », in *2007 IEEE International Conference on Ultra-Wideband*, 2007, p. 294-298.
- [26] A. A. Lestari, A. G. Yarovoy, et L. P. Ligthart, « RC-loaded bow-tie antenna for improved pulse radiation », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 52, n° 10, p. 2555-2563, oct. 2004.
- [27] A. A. Lestari *et al.*, « Improved Bow-Tie Antenna for Pulse Radiation and Its Implementation in a GPR Survey », in *2007 4th International Workshop on, Advanced Ground Penetrating Radar*, 2007, p. 197-202.
- [28] K. L. Shlager, G. S. Smith, et J. G. Maloney, « Accurate analysis of TEM horn antennas for pulse radiation », *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 38, n° 3, p. 414-423, août 1996.
- [29] F. Karshenas, A. R. Mallahzadeh, et A. Imani, « Modified TEM horn antenna for wideband applications », in *2009 13th International Symposium on Antenna Technology and Applied Electromagnetics and the Canadian Radio Science Meeting*, 2009, p. 1-5.
- [30] « Antenne radio / à cornet / durcie - SAS-583 - A.H. Systems ». [En ligne]. Disponible sur: <http://www.directindustry.fr/prod/ah-systems/product-35071-1843172.html>. [Consulté le: 27-mai-2018].
- [31] « Antenne radio / à large bande / à cornet / sonde - SH series - MVG ». [En ligne]. Disponible sur: <http://www.directindustry.fr/prod/mvg/product-12128-1444361.html>. [Consulté le: 07-juin-2018].
- [32] C. Bruns, P. Leuchtmann, et R. Vahldieck, « Analysis and Simulation of a 1-18-GHz broadband double-ridged horn antenna », *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 45, n° 1, p. 55-60, févr. 2003.
- [33] V. Koshelev *et al.*, « High-power ultrawideband electromagnetic pulse radiation », *SPIE Proc*, vol. 3158, oct. 1997.
- [34] Y. A. Andreev *et al.*, « High-power ultrawideband electromagnetic pulse source », in *Digest of Technical Papers. PPC-2003. 14th IEEE International Pulsed Power Conference (IEEE Cat. No.03CH37472)*, 2003, vol. 2, p. 1458-1461 Vol.2.

- [35] P. Delmote *et al.*, « Two Original UWB Antennas : The Dragonfly antenna and the Valentine Antenna », présenté à Radar2004, Toulouse, 2004.
- [36] J. C. Diot *et al.*, « Optoelectronic ultra-wide band radar system: RUGBI », in *European Radar Conference, 2005. EURAD 2005.*, 2005, p. 81-84.
- [37] A. K. K. Ahmet Serdar TÜRK, « Dielectric loaded TEM horn-fed ridged horn antenna design for ultrawideband ground-penetrating impulse radar », *Turk. J. Electr. Eng. Amp Comput. Sci.*, vol. 23, n° 5, p. 1479-1488, 2015.
- [38] Y. Xia et D. J. Edwards, « Optimization of UWB Pyramidal Horn Antenna with load », in *2007 International Symposium on Microwave, Antenna, Propagation and EMC Technologies for Wireless Communications*, 2007, p. 673-675.
- [39] J. S. Kim, Y. J. Yoon, H. O. Kwon, J. Ryu, et J. S. Choi, « A Directive Subminiature Antenna for High-Power Ultrawideband Pulse Radiation », *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 13, p. 1565-1568, 2014.
- [40] A. Yarovoy et J. Zijderveld, « Analysis of Radiation from a Dielectric Wedge Antenna », in *Ultra-Wideband, Short-Pulse Electromagnetics 7*, F. Sabath, E. L. Mokole, U. Schenk, et D. Nitsch, Éd. Springer New York, 2007, p. 325-333.
- [41] Y. Shi, A. K. Amert, et K. W. Whites, « Miniaturization of Ultrawideband Monocone Antennas Using Dielectric Loading », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 64, n° 2, p. 432-441, févr. 2016.
- [42] J. Shao, G. Fang, J. Fan, Y. Ji, et H. Yin, « TEM Horn Antenna Loaded With Absorbing Material for GPR Applications », *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 13, p. 523-527, 2014.
- [43] M. Ilarslan, M. E. Aydemir, E. Gose, et A. S. Turk, « The design and simulation of a compact Vivaldi Shaped Partially Dielectric Loaded (VS-PDL) TEM Horn antenna for UWB applications », in *2013 IEEE International Conference on Ultra-Wideband (ICUWB)*, 2013, p. 23-26.
- [44] S. I. Latif, D. Flores-Tapia, S. Pistorius, et L. Shafai, « Design and performance analysis of the miniaturised water-filled double-ridged horn antenna for active microwave imaging applications », *Antennas Propag. IET Microw.*, vol. 9, n° 11, p. 1173-1178, 2015.
- [45] U. Schwarz, R. Stephan, et M. A. Hein, « Miniature double-ridged horn antennas composed of solid high-permittivity sintered ceramics for biomedical ultra-wideband radar applications », in *2010 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, 2010, p. 1-4.
- [46] Y. Xia et D. J. Edwards, « Optimization of UWB Pyramidal Horn Antenna with load », in *2007 International Symposium on Microwave, Antenna, Propagation and EMC Technologies for Wireless Communications*, 2007, p. 673-675.
- [47] X. Li, S. C. Hagness, M. K. Choi, et D. W. van der Weide, « Numerical and experimental investigation of an ultrawideband ridged pyramidal horn antenna with curved launching plane for pulse radiation », *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 2, n° 1, p. 259-262, 2003.
- [48] A. Munir, F. Oktafiani, et A. Izzuddin, « Shape enhancement and size reduction of UWB printed monopole antenna », in *2012 IEEE International Symposium on Radio-Frequency Integration Technology (RFIT)*, 2012, p. 216-218.
- [49] A. Mehrdadian et K. Forooraghi, « Design of a UWB Combined Antenna and an Array of Miniaturized Elements with and Without Lens », *Prog. Electromagn. Res.*, vol. 39, p. 37-48, 2013.

- [50] Y. A. Andreev, Y. I. Buyanov, et V. I. Koschelev, « Combined Antennas for High-Power Ultrawideband Pulse Radiation », présenté à International Symposium on High-Current Electronics, Tomsk, Russia, 2008.

# Chapitre II.

## Elaboration de matériaux diélectriques de type géopolymère et techniques de caractérisation

---

### Sommaire

II.1. Contexte .....	48
II.2. Présentation du géopolymère.....	48
II.2.1. Qu'est-ce qu'un géopolymère ? .....	48
II.2.2. Choix du géopolymère .....	49
II.2.3. Domaines d'applications du géopolymère .....	50
II.3. Extraction des caractéristiques diélectriques des matériaux.....	52
II.3.1. Introduction .....	52
II.3.2. Méthodes de mesures usuelles des propriétés diélectriques des matériaux .....	52
II.3.2.1. Mesures en réflexion et en transmission.....	52
II.3.2.2. Méthode en cavité .....	55
II.3.2.3. Méthode utilisant une sonde coaxiale.....	56
II.3.2.4. Comparaison des différentes méthodes de caractérisation précitées .....	58
II.3.3. Présentation du banc de caractérisation du géopolymère .....	59
II.3.4. Quelques Lois de mélange.....	61
II.3.4.1. Introduction.....	61
II.3.4.2. Loi de Maxwell-Garnett.....	61
II.3.4.3. Loi de Birchak .....	62
II.3.4.4. Loi de Looyenga .....	62
II.3.4.5. Loi de Lichtenecker .....	63
II.4. Elaboration du géopolymère .....	64
II.4.1. Le protocole expérimental .....	64
II.4.2. Caractéristiques du géopolymère pur.....	65
II.4.3. Optimisation des paramètres d'élaboration.....	65
II.4.3.1. La température de synthèse .....	66
II.4.3.2. La température de séchage .....	67
II.4.3.3. Le taux d'humidité de synthèse .....	67
II.4.3.4. Caractéristiques physicochimiques du géopolymère.....	69

II.4.3.4.1. Analyse dilatométrique .....	69
II.4.3.4.2. Cartographie par microscopie électronique (MEB).....	69
II.4.3.4.3. Analyse thermique ATD – ATG.....	71
II.4.4. Procédés conduisant à l’augmentation de la permittivité réelle diélectrique.....	72
II.4.4.1. Insertion du titanate de baryum $BaTiO_3$ .....	72
II.4.4.2. Application des lois de mélange sur un mélange à base de $BaTiO_3$ .....	74
II.4.4.3. Insertion de la zircone $ZrO_2$ .....	76
II.4.4.4. Application des lois de mélange sur un mélange à base de $ZrO_2$ .....	78
II.4.5. Procédés de diminution de la permittivité réelle diélectrique .....	81
II.4.5.1. Insertion de la poudre d’Aluminium .....	81
II.4.5.2. Application des lois de mélange sur un mélange à base de poudre d’Aluminium	83
II.4.6. Optimisation de l’étanchéité du géopolymère .....	85
II.4.6.1. Traitements testés .....	85
II.4.6.2. Détermination de la teneur en eau.....	87
II.4.6.3. Validation par la caractérisation diélectrique .....	88
II.5. Conclusion .....	89
Références bibliographiques.....	90

## **II.1. Contexte**

La limitation des dimensions des antennes est critique pour de nombreuses applications et en particulier celles mettant en œuvre les basses fréquences. L'un des exemples sur lesquels le laboratoire XLIM a cherché à réduire la taille des antennes est un système radar installé sur la tête de coupe d'un tunnelier (projet européen NETTUN) [1], dédié à l'identification de grands obstacles rencontrés lors du creusement (ex : d'autres tunnels, cavités, rochers, fondations, débris archéologique, etc...) et la détection de changements de sol (ex : du gravier à la roche fracturée). Ce système radar devait émettre des basses fréquences afin de parvenir à une meilleure pénétration dans le sol, idéalement quelques dizaines de Mégahertz. Pour répondre à cette problématique, un matériau diélectrique a été utilisé (une résine), qui inséré dans l'antenne, permettait de réduire ses dimensions d'un facteur  $\sqrt{\epsilon_r}$  (facteur d'environ 2 dans le cas de cette résine). Lors de cette expérience nous avons été confrontés au problème de réaction exothermique lors du coulage du matériau dans l'antenne, ce qui a créé des dommages sur la connectique d'alimentation.

Aujourd'hui ce sujet de recherche s'articule en partie autour de l'élaboration de matériaux diélectriques dont la maîtrise de la valeur de la permittivité est possible tel que le géopolymère. Dans ce contexte, une collaboration a été initiée avec le laboratoire 'IRCER' (Institut de Recherche sur les Céramiques) de l'Université de Limoges, pour la synthèse et l'élaboration de celui-ci.

Dans un premier temps, ce chapitre est consacré à la présentation du géopolymère, ses domaines d'applications, et son protocole d'élaboration. Ensuite, quelques méthodes de caractérisation diélectrique seront présentées ainsi que celle utilisée au sein de notre équipe.

Des lois de mélange seront utilisées pour prédire les valeurs des permittivités diélectriques réelles de quelques échantillons élaborés, afin d'effectuer une comparaison avec les résultats de mesure obtenus avec notre banc de caractérisation diélectrique.

## **II.2. Présentation du géopolymère**

### **II.2.1. Qu'est-ce qu'un géopolymère ?**

Le terme "géopolymère" est utilisé pour la première fois en France par Joseph Davidovits en 1972 [2] pour définir une nouvelle classe de matériaux inorganiques. Les matières premières sont principalement des minéraux d'origine géologique, d'où le nom « géopolymère ». Ces derniers résultent d'une réaction chimique entre une source aluminosilicatée et une solution alcaline. Le métakaolin est souvent utilisé comme source aluminosilicate ( $\text{Al}_2\text{O}_3$ ,  $2\text{SiO}_2$ ; Oxyde de silice d'alumine et oxyde de silice) pour leur synthèse. Les solutions alcalines (solution activatrice) utilisées sont des mélanges d'hydroxydes alcalins (NaOH ou KOH) avec le silicate de sodium ou de potassium ( $\text{Na}_2\text{SiO}_3$ ,  $\text{H}_2\text{O}$  ou  $\text{K}_2\text{SiO}_3$ ,  $\text{H}_2\text{O}$ ).

La formule générale des géopolymères est  $[\text{M}^{+n} \{(\text{SiO}_2)_z, \text{AlO}_2\}_n, w \text{H}_2\text{O}]$  où  $z$  est le rapport molaire Si/Al,  $\text{M}^+$  le cation monovalent ( $\text{K}^+$  ou  $\text{Na}^+$ ),  $n$  le degré de polymérisation et  $w$  la quantité d'eau. Ces derniers présentent d'intéressantes propriétés mécaniques, thermiques ou encore une forte résistance aux attaques acides. Ils ne contiennent aucun solvant dangereux, ne brûlent pas et ne dégagent ni gaz ni fumées toxiques.

## II.2.2. Choix du géopolymère

Parmi les matériaux diélectriques pouvant être utilisés pour la conception des dispositifs antennaires, on trouve les céramiques et les polymères (résine). L'utilisation des céramiques et des métaux reste difficile du fait de leur maniabilité et les polymères, comme la résine, peuvent entraîner des réactions exothermiques.

L'un des objectifs de cette thèse est d'étudier et de vérifier si le géopolymère peut être un candidat prometteur pour des applications antennaires. Ce dernier présente certains avantages tels que :

- Une facilité de mise en œuvre et de mise en forme.
- Une faible consommation d'énergie ( $T_{\text{Synthèse}} < 100^{\circ}\text{C}$ ).
- Un matériau écologique (ne contient pas de solvants dangereux, ne brûle pas et ne dégage pas de gaz ni de fumées toxiques).
- Une stabilité dans des conditions extrêmes (Fig. II-1.a).
- Une adhérence aux métaux (Fig. II-2 **Erreur ! Source du renvoi introuvable.**b).
- Des propriétés mécaniques intéressantes (Fig. II-4) dès la mise en forme, avec une résistance à la compression pouvant aller de 5 à 90 MPa.

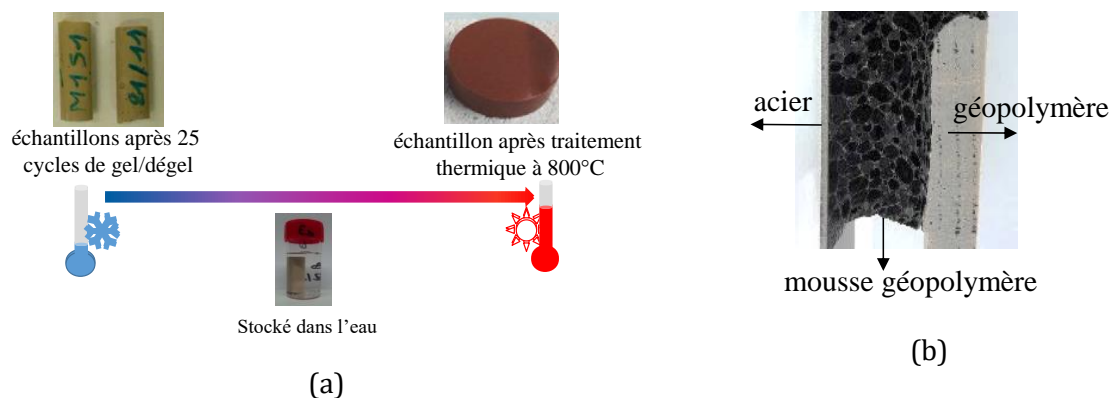


Fig. II-3 Stabilité du géopolymère dans des conditions extrêmes (a) son adhérence à l'acier(b)

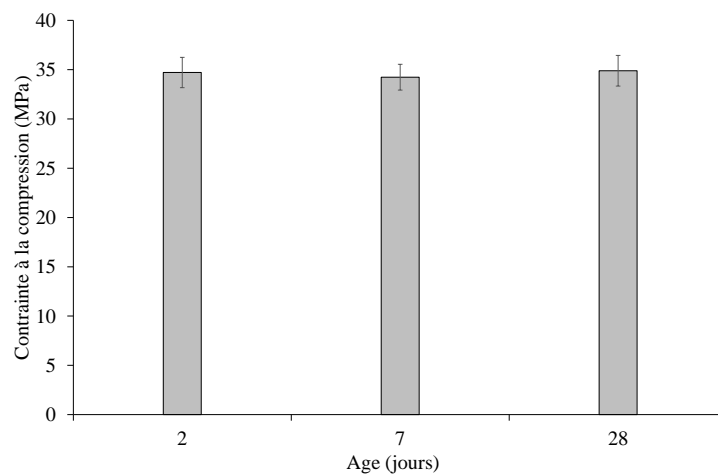


Fig. II-4. Niveau de contrainte à la compression selon le nombre de jours de consolidation



### II.2.3. Domaines d'applications du géopolymère

Depuis la découverte de Joseph Davidovits, de grands progrès technologiques ont vu le jour dans le développement des applications utilisant du géopolymère. Ceux élaborés récemment sont dédiés à de nouvelles applications [3] dans plusieurs domaines de l'industrie (Fig. II-5), notamment dans l'industrie automobile, l'aérospatiale, la métallurgie, le génie civil, les industries du plastique, l'art et la décoration, la restauration de bâtiments, la défense (peintures anti-feu thermodurcissables) et le médical (prothèses osseuses), etc...



Fig. II-5. Différents domaines d'applications du géopolymère [4]

Parmi les applications qui ont montré l'intérêt d'utiliser le géopolymère, il est possible de citer :

- **Les matériaux composites à renforts fibreux, résistants au feu et à la chaleur**

Par exemple, les centrales nucléaires françaises équipent leurs sites avec des filtres à air (Fig. II-6) mis en place par la compagnie française *Sofiltra-Camfil* [5]. Ils sont fabriqués à base de géopolymère et ils offrent une résistance de température jusqu'à 400°C.



Fig. II-6. Filtre à air Absolute™ D-Pyro - H14 de Sofiltra-camfil fabriqué en géopolymère

- **L'automobile pour les pièces chaudes, les moteurs et les échappements.**

Lors des Grands Prix de Formule 1 de 1994 et 1995, l'équipe Benetton a conçu un bouclier thermique unique fait en composite Carbone et géopolymère. Ce dernier a brillamment résisté aux sévères vibrations et à la température d'environ 700 °C, l'équipe est devenue Championne du monde des constructeurs et des pilotes pendant ces deux années. Suite à ces performances la société Porsche a développé un système de pot d'échappement en composite géopolymère dont le brevet a été déposé en 2004.

- **Les panneaux composites anti-feu**

Parmi les technologies employées pour la fabrication de panneaux insensibles au feu on trouve le GEOPOLY-THERM [6], cette technique est basée sur l'utilisation de liants en géopolymère. Elle possède d'excellentes propriétés de résistance au feu permettant diverses structures sandwich intéressantes en mousse ou en nid d'abeille. Dans des situations de feu, la technologie GEOPOLY-THERM empêche la pénétration de la flamme, ne dégage aucune toxicité, ne transmet aucune émanation de fumée, et ne permet aucune sortie de chaleur.

La Fig. II-7 montre l'évolution de la température en fonction du temps de différents panneaux d'épaisseur de 10mm représentant plusieurs types de géopolymères soumis à une température de 1000 °C.

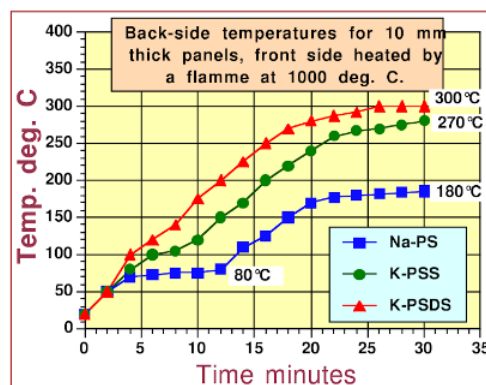


Fig. II-7. Evolution de la température de panneaux composés de géopolymère répondant aux matrices Na-Poly (sialate)(Na-PS), K-poly (sialate-siloxo) (K-PSS), K-Poly (sialate-disiloxo) (K-PSDS)[6]

- **Le béton géopolymère**

L'aéroport de Brisbane West Wellcamp (BWWA) en Australie, a connu le plus grand projet de béton géopolymère du monde [7]. En effet, environ 100.000 tonnes de béton géopolymère ont été utilisées pour construire les aires de stationnement ainsi que les voies de circulation des avions (Fig. II-8). Appelé Earth Friendly Concrete (EFC), ce béton géopolymère est bien adapté pour ce genre de construction en raison de ses caractéristiques de haute résistance à la traction, à la flexion, à son faible retrait et à sa bonne maniabilité. Son épaisseur est de 435 mm



Fig. II-8. Construction des voies de circulation des avions de l'aéroport BWWA en béton géopolymère

## II.3. Extraction des caractéristiques diélectriques des matériaux

### II.3.1. Introduction

Le géopolymère est un matériau à grande diversité d'applications grâce à ses propriétés mécaniques. Pour des applications hyperfréquences, l'aspect mécanique est certes important mais ce sont les propriétés diélectriques du matériau qui en font l'intérêt. Les paragraphes suivants s'attachent donc à lister les différents procédés de caractérisation des propriétés diélectriques ainsi que les différentes lois de mélange permettant de prédire ou de valider les valeurs de permittivité mesurées.

### II.3.2. Méthodes de mesures usuelles des propriétés diélectriques des matériaux

Dans la littérature [8], il existe plusieurs méthodes de caractérisation de matériaux. Le choix d'une de ces méthodes relève de la nature du matériau à caractériser (gaz, liquide, poudre ou solide), de la bande de fréquence que l'on souhaite couvrir, du paramètre diélectrique à mesurer (permittivité, conductivité, perméabilité), de la précision, de la complexité de la méthode ou du type de matériau (isolant ou semi-conducteur). Parmi ces méthodes il y a :

- Mesures en réflexion et en transmission
- Mesures en cavité
- Mesures utilisant une sonde coaxiale

#### II.3.2.1. Mesures en réflexion et en transmission

Avec cette méthode, les caractéristiques du matériau sont déduites de la mesure des coefficients de réflexion et de transmission de l'échantillon qui est inséré dans une ligne de transmission, un guide d'onde, ou bien en espace libre.

- **Mesure en espace libre**

Le principe [9]-[10] est basé sur le placement d'un échantillon de matériau sous forme de lame entre une antenne d'émission et une antenne de réception (Fig. II-9), les caractéristiques diélectriques de ce dernier sont extraites à partir de la mesure des paramètres de réflexion et de transmission de l'échantillon.

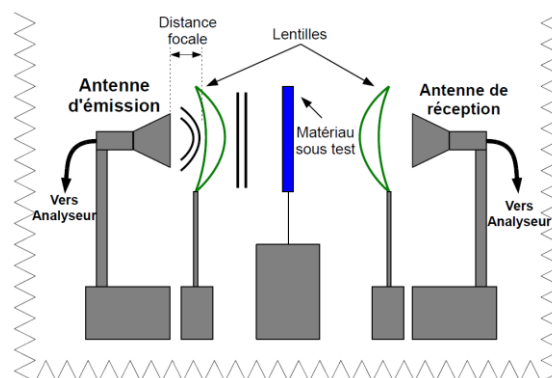


Fig. II-9. Principe de fonctionnement d'une caractérisation de matériau en espace libre

Parmi les avantages que présente cette technique, il peut être mentionné les points suivants :

- Elle est applicable dans la bande de 5GHz à 110GHz, les bancs de mesures existants sont large bande ou bande étroite,
- Elle est non destructive,
- Elle permet une caractérisation sans contact,
- Elle présente peu de restriction sur les épaisseurs des échantillons,
- Elle permet une détermination de  $\epsilon_r$  et  $\mu_r$  complexes,

Cette technique présente aussi quelques inconvénients :

- Elle est peu adaptée aux matériaux très faibles pertes ( $\text{tg}\delta < 0,01$ ),
- La taille des échantillons nécessaire à la mesure la rend difficilement exploitable en basse fréquence ( $< 5\text{GHz}$ ),
- Et elle est sensible aux défauts de planéité des échantillons.

Les systèmes de caractérisation en espace libre sont soit focalisés à l'aide de lentilles [11], soit non focalisés [12]. Les systèmes non focalisés sont développés en chambre anéchoïque afin de limiter le bruit de fond et supprimer les réflexions secondaires grâce aux matériaux anéchoïques qui recouvrent les parois de la chambre. Ces systèmes nécessitent d'utiliser des échantillons de taille importante pour limiter les effets de bord, tandis que les systèmes focalisés (Fig. II-10) emploient des lentilles qui peuvent être placées en sortie des antennes, et autorisent des dimensions d'échantillons plus faibles que pour un système non focalisé. Les lentilles permettent de s'affranchir de l'utilisation d'une chambre anéchoïque et des réflexions secondaires qui sont traitées grâce au filtrage temporel [13].



Fig. II-10. Exemple d'un banc de caractérisation en espace libre focalisé développé par XLIM [13]

- **Mesure en ligne coaxiale**

Avec ce type de mesure [14] (Fig. II-11), l'échantillon peut être placé soit dans une ligne coaxiale soit en sortie d'une ligne coaxiale ouverte. La méthode est destructive quand l'échantillon est placé dans la ligne coaxiale et non destructive dans l'autre cas. Les dimensions de l'échantillon sous test doivent correspondre à celles de la ligne, tout en ayant une ouverture au centre pour le passage

du conducteur central. L'usinage de l'échantillon peut entraîner des défauts de contact entre le matériau et les conducteurs (Fig. II-11), ce qui peut engendrer des incertitudes sur le calcul des propriétés diélectriques ( $\epsilon_r$  et  $\mu_r$  complexes).

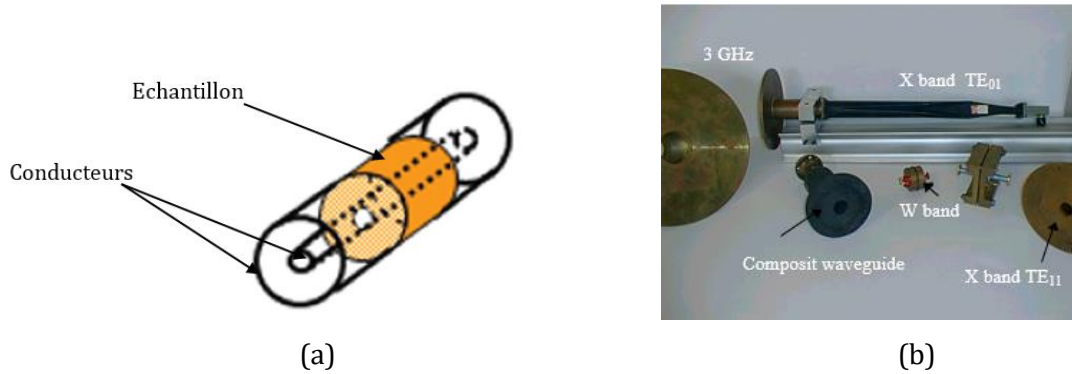


Fig. II-11. Principe de mesure des propriétés diélectriques d'un matériau en utilisant une ligne coaxiale (a) exemples de lignes coaxiales fonctionnant dans différentes bandes (b)

La technique de mesure en ligne coaxiale permet de caractériser les matériaux dans une large bande de fréquence grâce au mode quasi TEM qui s'y propage. Elle est généralement limitée à une certaine fréquence au-delà de laquelle des modes d'ordre supérieur sont excités. Par exemple, dans les travaux [15], la ligne coaxiale permet d'effectuer des mesures dans la bande [200MHz – 9GHz].

- **Mesure en guide d'onde**

Comme pour la mesure en ligne coaxiale, cette méthode de caractérisation (Fig. II-12) utilise une cellule en guide d'onde souvent de forme rectangulaire, l'échantillon est placé soit dans le guide [16], soit en sortie d'un guide ouvert [17]. Ce dernier est exposé à un signal large bande et ses propriétés diélectriques ( $\epsilon_r$  et  $\mu_r$  complexes) sont extraites des coefficients de réflexion et de transmission. Lorsque l'échantillon est placé dans le guide, la méthode est destructive et les dimensions de ce dernier doivent correspondre à celles du guide, afin d'assurer un bon contact avec le conducteur, tandis que dans le cas où l'échantillon est placé en sortie d'un guide ouvert, la méthode devient non destructive et les problèmes de contact sont amoindries et permettent une mesure à de très hautes températures.

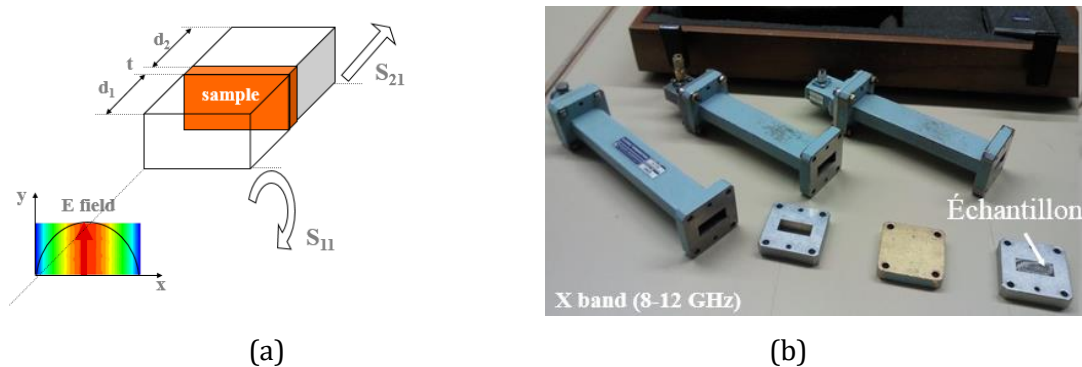


Fig. II-12. Principe de mesure des propriétés diélectriques d'un matériau en utilisant un guide d'onde (a) exemples de guides d'ondes fonctionnant dans la bande [8-12 GHz] (b)



Cette méthode n'est pas appropriée aux mesures inférieures à 1GHz en raison des longueurs d'ondes trop grandes, néanmoins elle permet d'atteindre des fréquences autour de 100GHz. La bande d'utilisation est déterminée par la fréquence de coupure du mode étudié et celle du mode d'ordre supérieur; différents guides doivent être employés pour avoir des mesures large bande.

### **II.3.2.2. Méthode en cavité**

Avec cette méthode, le matériau est introduit dans une cavité métallique (Fig. II-13) résonante de forme rectangulaire ou cylindrique. Elle est très précise pour déterminer la permittivité de matériau à très faible pertes [18]-[19]. Cependant, cette technique est limitée à une mesure mono fréquentielle déterminée par les caractéristiques de la cavité et du matériau, elle est non destructive et nécessite une épaisseur très précise qui conditionnera l'incertitude liée à la détermination de la partie réelle de la permittivité.

Différents modes peuvent être utilisés pour la même cavité, ce qui permet de déterminer  $\epsilon_r$  et  $\mu_r$ . Pour déterminer  $\epsilon_r$ , on utilise le mode dont le champ électrique est maximum au niveau de l'échantillon et le mode ou le champs magnétique est maximum est utilisé pour déterminer  $\mu_r$ .

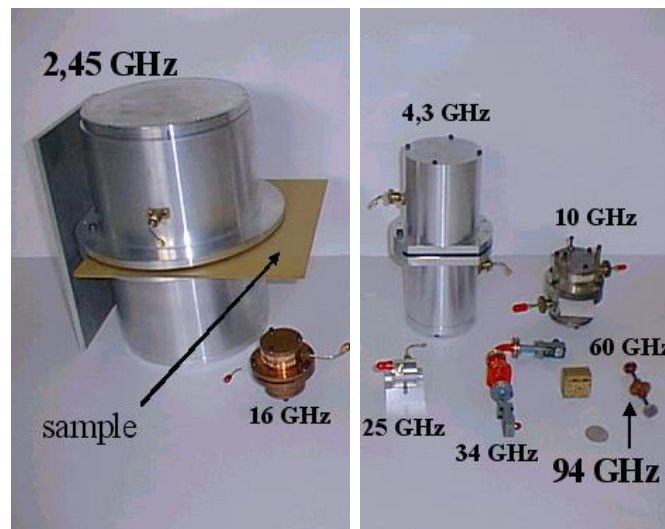


Fig. II-13. Exemples de cavités résonantes fonctionnant à différentes fréquences

Il existe d'autres types de cavité telle que la cavité ouverte appelée également résonateur ouvert (Fig. II-14) [20]. Cette dernière est constituée de deux miroirs qui agissent comme une cavité Fabry-Pérot. Ce type de cavité est utilisé pour des caractérisations à très hautes fréquences dans le domaine des ondes millimétriques. En effet, dans ce domaine les facteurs de qualité des résonateurs métalliques deviennent trop faibles, c'est pourquoi la technique du résonateur ouvert dont le facteur de qualité est élevé est utilisée pour mesurer la permittivité et la tangente de pertes de matériaux à très faibles pertes.



Fig. II-14. Résonateur ouvert fonctionnant de 55 à 110 GHz développé par AB millimètre [21]

### II.3.2.3. Méthode utilisant une sonde coaxiale

Cette méthode non destructive [22]- [23] est utilisée pour la mesure des matériaux représentant de fortes valeurs de tangente de perte, notamment les matériaux liquides et les tissus biologiques dans une plage de fréquences large bande. Par exemple, la société SPEAG fabrique des sondes dans une bande de 4 MHz à 67 GHz [24].

La sonde est basée sur une terminaison d'une ligne coaxiale ouverte. L'échantillon sous test est placé directement en contact avec la surface de cette dernière ou bien elle est complètement immergée dans le cas de la caractérisation d'un liquide (Fig. II-15). Les grandeurs extraites sont les parties imaginaire et réelle de  $\epsilon_r$  qui sont déterminées à partir du coefficient de réflexion  $\Gamma$  mesuré à l'entrée de la sonde. Avec cette méthode, seule la permittivité diélectrique est accessible contrairement à la plupart des méthodes précitées dans ce chapitre où la mesure de la perméabilité magnétique  $\mu_r$  est possible.

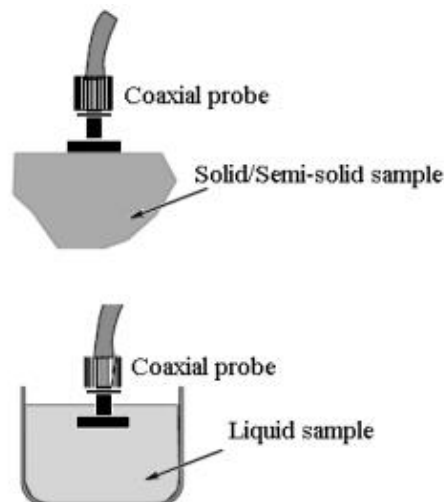


Fig. II-15. Principe de caractérisation diélectrique avec une sonde coaxiale [25]

Le schéma électrique équivalent (Fig. II-16.a) de la structure d'une sonde coaxiale est constitué d'une ligne de transmission représentant la sonde et d'une admittance (ou d'une impédance) en extrémité de ligne servant à caractériser le matériau. Le plan BB' de la sonde coaxiale est branché

à l'appareil de mesure qui est un VNA (Vectoriel Network Analyzer), alors que le plan AA' est directement en contact avec le matériau à caractériser.

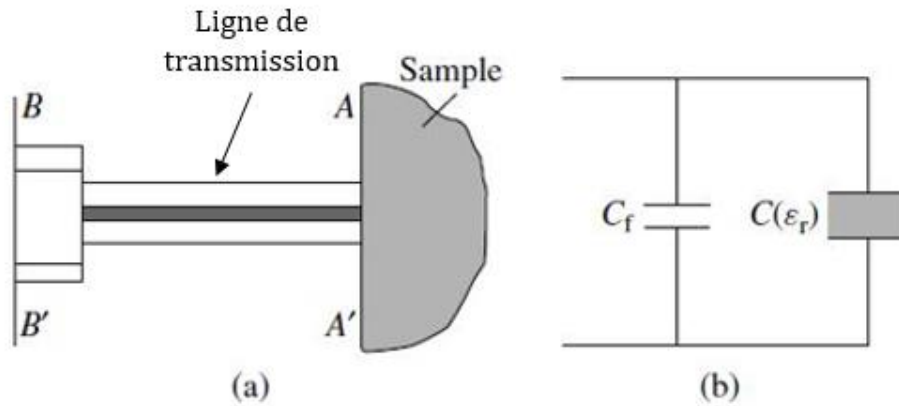


Fig. II-16. La géométrie (a) et le circuit électrique capacitif équivalent (b) d'une sonde coaxiale [26]

$$C(\epsilon_r) = \epsilon_r C_0 \quad \text{Équation 1}$$

Où  $C_0$  est la capacité de « bord » lorsque la sonde est en circuit ouvert dans l'air et  $\epsilon_r$  la permittivité du milieu extérieur (échantillon ou étalon).

$$C_f = C_T - C_0 \quad \text{Équation 2}$$

Où  $C_T$  est la capacité totale équivalente de la sonde en circuit ouvert dans l'air.

Le coefficient de réflexion est calculé à partir de l'expression suivante [27] :

$$\Gamma^* = \Gamma e^{j\phi} = \frac{1 - j\omega Z_0 \cdot [C(\epsilon_r) + C_f]}{1 + j\omega Z_0 \cdot [C(\epsilon_r) + C_f]} \quad \text{Équation 3}$$

Où  $Z_0$  est l'impédance caractéristique de la ligne coaxiale

La permittivité de l'échantillon à caractériser, est déduite de l'expression du coefficient de réflexion :

$$\epsilon_r = \frac{1 - \Gamma^*}{j\omega Z_0 (1 + \Gamma^*) C_0} - \frac{C_f}{C_0} \quad \text{Équation 4}$$

Si l'échantillon sous test est de nature solide, il est nécessaire d'avoir une bonne planéité en surface pour garantir un bon contact. En effet, l'espace d'air entre la sonde et l'échantillon devient extrêmement influent dans la mesure de la permittivité en entraînant un manque de précision. C'est la raison pour laquelle cette méthode est régulièrement employée pour la mesure des matériaux liquides et semi-solides [28], plutôt que pour des matériaux solides.

La méthode de mesure en sonde coaxiale compte plusieurs avantages :



- La préparation de l'échantillon est simplifiée (épaisseur minimale à respecter et largeur égale au moins au diamètre de la sonde).
- La mesure des propriétés diélectriques est rapide.

Cependant, cette méthode présente aussi des inconvénients :

- La mesure est très affectée par les gaps d'air qui peuvent exister entre la sonde et l'échantillon à caractériser.

#### **II.3.2.4. Comparaison des différentes méthodes de caractérisation précitées**

Dans le Tableau II-1 les différentes méthodes de caractérisation évoquées dans ce chapitre sont résumées. Le choix de la méthode appropriée dépend de la plage de fréquences souhaitée, des paramètres diélectriques à mesurer ainsi que de la précision recherchée.

Tableau II-1 . Comparaison des méthodes de caractérisation [8]-[28]

<b>Méthode de mesure</b>	<b>Paramètres mesurés</b>	<b>Propriétés extraites</b>	<b>Bande</b>	<b>tan<math>\delta</math></b>	<b>Erreur relative sur <math>\epsilon'_r</math></b>	<b>Erreur relative sur tan<math>\delta</math></b>	<b>Applicable dans la bande [0.1-3GHz]</b>
<b>Espace libre</b>	$S_{ii}$ et $S_{ij}$	$\epsilon_r$ et $\mu_r$ complexe	Etroite ou large bande	$\geq 10^{-2}$	2-8%	$\leq 10\%$	Non
<b>Cavité résonante</b>	$S_{ii}$ ou $S_{ij}$	$\epsilon_r$ ou $\mu_r$ complexe	Mono fréquentielle	$\leq 10^{-2}$	0,5 - 3%	3 - 10%	Non
<b>Ligne de transmission et guides d'onde</b>	$S_{ii}$ et $S_{ij}$	$\epsilon_r$ et $\mu_r$ complexe	Etroite ou Large bande	$\geq 10^{-2}$	2-8%	$\leq 10\%$	Oui pour les guides d'onde circulaire
<b>Sonde coaxiale</b>	$S_{ii}$	$\epsilon_r$ complexe	Large bande	$\geq 10^{-2}$	2-10%	$\leq 10\%$	Oui

En tenant compte du tableau récapitulatif ci-dessus, la méthode de la sonde coaxiale et du guide d'onde circulaire sont les plus adaptées pour nos mesures. La bande dans laquelle nous souhaitons caractériser les échantillons de géopolymère est de [100MHz- 3GHz], celle-ci englobe la bande fréquentielle de travail des antennes que l'on souhaite concevoir. Le laboratoire ne possédant pas de guide d'onde circulaire applicable dans cette plage de fréquences, la méthode de la sonde coaxiale est choisie pour la caractérisation diélectrique des géopolymères.

### II.3.3. Présentation du banc de caractérisation du géopolymère

Les mesures des matériaux diélectriques ont été réalisées en utilisant la sonde DAK12 [29] (Fig. II-17) de Schmidt & Partner Engineering AG (SPEAG), qui permet d'obtenir des mesures de paramètres diélectriques (permittivité, conductivité et tangente de perte) dans une bande de fréquence allant de 4 MHz à 3 GHz pour des matériaux solides ou liquides. La sonde est connectée via un câble coaxial à un analyseur de réseau vectoriel (VNA) (Fig. II-17) et est ensuite calibrée (Fig. II-18) avec un circuit ouvert, un court-circuit (une lamelle en cuivre placée au contact de la sonde) et un liquide avec des paramètres connus en guise de charge (eau saline). La permittivité complexe  $\epsilon'_r$  est déterminée à partir des paramètres S mesurés en utilisant le VNA et le logiciel spécifique dédié au banc.

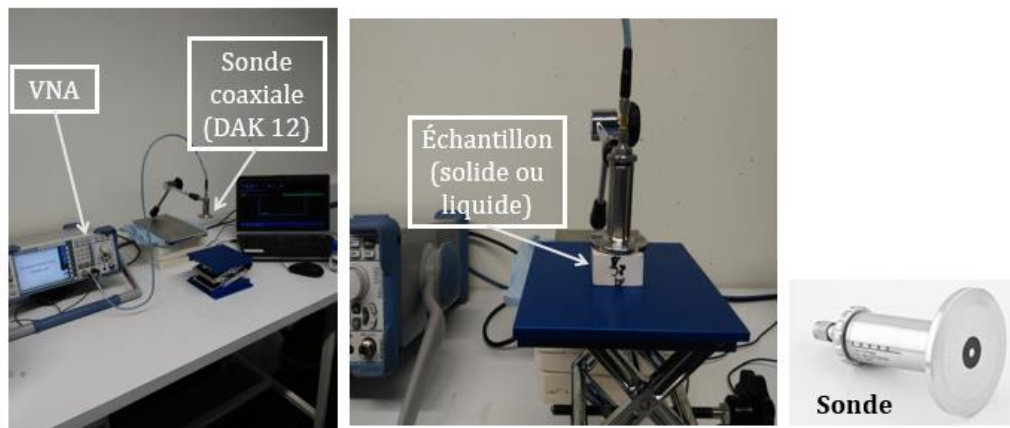


Fig. II-17. Banc de caractérisation de la sonde DAK12

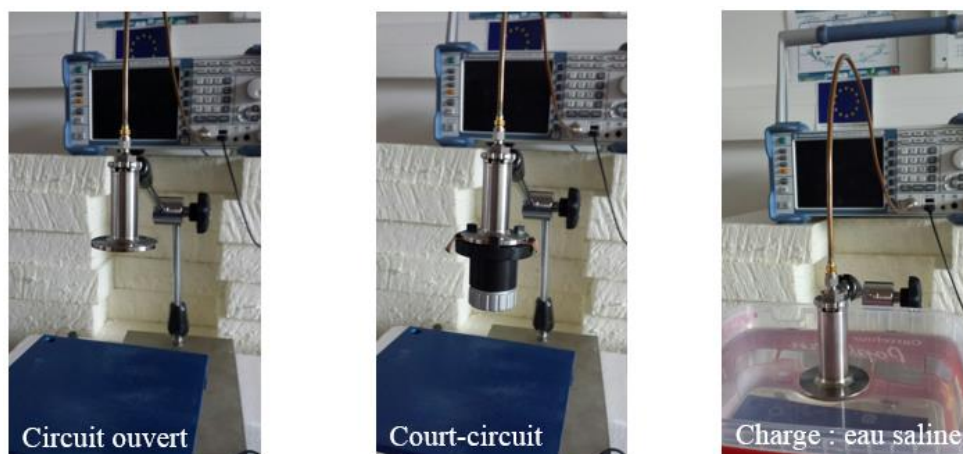


Fig. II-18. Différentes phases de calibration de la sonde DAK12

L'erreur de la mesure pour la permittivité, la tangente de perte et la conductivité est estimée dans le tableau ci-dessous par SPEAG [30]. Ces estimations sont montrées en fonction de la plage de valeurs de permittivité diélectrique réelle ou de conductivité ou de tangente perte.

Tableau II-2. Erreurs de mesure sur les propriétés d'électriques mesurées estimées par SPEAG

DAK-12				
Permittivity range		Frequency range	(sigma/LT range)	Unc. (k=2)
1 – 15		10 MHz - 20 MHz	LT < 0.1	24.3%
		20 MHz - 200 MHz	LT < 0.1	11.2%
		200 MHz - 3 GHz	LT < 0.1	2.0%
		3 GHz - 6 GHz		---
		6 GHz - 20 GHz		---
10 – 40		10 MHz - 20 MHz	sigma < 0.1	3.8%
		20 MHz - 200 MHz	sigma < 0.1	2.3%
		200 MHz - 3 GHz	sigma : 1 - 10	1.8%
		3 GHz - 6 GHz		---
		6 GHz - 20 GHz		---
35 – 100		10 MHz - 20 MHz	sigma: 0.1 - 1	2.9%
		20 MHz - 200 MHz	sigma: 0.1 - 1	2.1%
		200 MHz - 3 GHz	sigma : 1 - 10	1.7%
		3 GHz - 6 GHz		---
		6 GHz - 20 GHz		---
Conductivity range (S/m)				
		Frequency range	(epsilon/LT range)	Unc. (k=2)
1 – 10		10 MHz - 20 MHz	eps : 35 - 100	2.5%
		20 MHz - 200 MHz	eps : 35 - 100	2.4%
		200 MHz - 3 GHz	eps : 35 - 100	2.7%
		3 GHz - 6 GHz		---
		6 GHz - 20 GHz		---
Loss tangent range				
		Frequency range	(epsilon/LT range)	Unc. (k=2)
< 0.1		10 MHz - 20 MHz	eps : 1 - 15	0.46
		20 MHz - 200 MHz	eps : 1 - 15	0.28
		200 MHz - 3 GHz	eps : 1 - 15	0.03
		3 GHz - 6 GHz		---
		6 GHz - 20 GHz		---

Pour la caractérisation des géopolymères, nous nous intéressons à la mesure des paramètres de la permittivité complexe et de la tangente de perte dans la plage de fréquence [10MHz-3GHz]. L'erreur pour nos mesures est alors estimée à 2% pour la permittivité et à 3% pour la tangente de perte.

La sonde permet la détermination de la permittivité  $\epsilon_r$  complexe, de la tangente de pertes ( $\tan\delta$ ) et de la conductivité ( $\sigma$ ). Elle nécessite des échantillons de dimensions ( $4 \times 4 \times 1,2$  cm), l'épaisseur pouvant être réduite pour des permittivités élevées.

Elle présente aussi quelques points faibles :

- La dérive en température des éléments du banc nécessite des étalonnages répétitifs (environ chaque heure) pour maintenir une bonne précision de mesure.
- La calibration du Court-circuit n'est pas toujours précise, elle peut être améliorée en la remplaçant par un autre liquide comme de l'éthanol ou un liquide représentant le tissu humain [31] ou tout autre liquide dont les caractéristiques sont connues.
- Le contact entre sonde et échantillon exige une planéité et un état de surface quasiment parfaits pour éviter les problèmes de gaps d'air.
- Elle est peu adaptée aux matériaux à très faibles pertes ( $\tan\delta < 0,01$ ).

### II.3.4. Quelques Lois de mélange

#### II.3.4.1. Introduction

La prédiction de la permittivité diélectrique effective d'un milieu non homogène est complexe. En effet, il faut connaître l'aspect géométrique ou granulaire des inclusions et leur répartition dans le milieu hôte (milieu auquel on rajoute les inclusions). Cependant, si la longueur d'onde du rayonnement électromagnétique est beaucoup plus grande que la dimension des particules dans le mélange, celui-ci peut être traité comme un milieu homogène dont on peut définir la permittivité diélectrique effective. Pour des longueurs d'onde centimétriques et métriques, le champ électromagnétique n'est pas influencé par l'inhomogénéité dans le mélange. De ce fait, la permittivité diélectrique effective peut être déterminée pour tout matériau ayant des inhomogénéités microscopiques.

Dans la littérature [32] plusieurs modèles ont été proposés et utilisés pour prédire les propriétés d'un matériau diélectrique hétérogène et aléatoire à partir des paramètres de ses constituants.

Les différentes lois de mélange présentées permettent de prédire la permittivité effective  $\epsilon_{eff}$  à partir des propriétés électromagnétiques des inclusions  $\epsilon_i$  et du milieu hôte  $\epsilon_m$ . Les inclusions sont considérées sphériques et occupent une fraction volumique  $f_i$  dans le milieu hôte (Fig. II-19), où elles y sont distribuées aléatoirement. Les phénomènes physiques liés aux interactions électrostatiques entre les inclusions/matrice sont négligés, les éventuels phénomènes constatés pour des taux de charges d'inclusions relativement importants, peuvent ne pas être considérés.

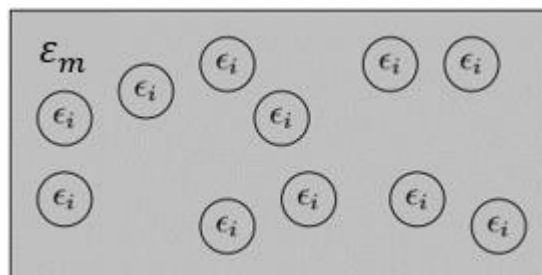


Fig. II-19. Représentation d'un milieu hôte  $\epsilon_h$  auquel on rajoute des inclusions  $\epsilon_i$

#### II.3.4.2. Loi de Maxwell-Garnett

La loi de mélange la plus connue est celle établie par Maxwell-Garnett en 1904 [33]. Appelée également modèle du milieu effectif (EMT), elle est dérivée de la relation de Claussius-Mossotti [34] qui relie la permittivité diélectrique relative à la polarisabilité  $\alpha$  et à N le nombre de particules polarisables par unité de volume :

$$\frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 2} = \frac{N \cdot \alpha}{\epsilon_0} \quad \text{Équation 5}$$

La théorie de Maxwell-Garnett est basée sur la polarisation induite par un champ uniforme externe sur des inclusions sphériques séparées, placées dans le matériau hôte. L'expression de loi de Maxwell-Garnett est la suivante :

$$\epsilon_{eff} = \epsilon_m + 3 \times f_i \times \epsilon_m \frac{\epsilon_i - \epsilon_m}{\epsilon_i + 2\epsilon_m - f(\epsilon_i - \epsilon_m)} \quad \text{Équation 6}$$

Où :

$\epsilon_m$  : est la constante diélectrique du mélange hôte

$\epsilon_i$  : est la constante diélectrique du ième constituant

$f_i$  : est la fraction volumique du ième constituant ( $f_i = \frac{v_i}{v_{total}}$ ) (avec  $v_i$  : volume du ième constituant et  $v_{total}$  : volume total du mélange )

Dans [35] et [36], il est montré que la loi de Maxwell-Garnett est imprécise pour les concentrations d'inclusions supérieures à 50%. La figure ci-dessous montre la modélisation d'un milieu selon Maxwell-Garnett, après l'insertion des inclusions, ces dernières se ramènent à une inclusion unique dite sans interactions.



Fig. II-20. Milieu modélisé par la théorie de Maxwell Garnett dont toutes les inclusions sont ramenées à une inclusion unique

### II.3.4.3. Loi de Birchak

En 1974 [37], Birchak a proposé la méthode de l'index de réfraction complexe (CRIM) pour le calcul de la permittivité diélectrique d'un mélange à deux composés. La taille de ces dernières est supposée suffisamment petite devant la longueur d'onde. L'expression est donnée par l'équation suivante :

$$\sqrt{\epsilon_{eff}} = (1 - f_i)\sqrt{\epsilon_m} + f_i\sqrt{\epsilon_i} \quad \text{Équation 7}$$

Pour le cas d'un mélange multi-phases (contenant plusieurs inclusions), l'équation devient :

$$\sqrt{\epsilon_{eff}} = \sum_{i=1}^n f_i \sqrt{\epsilon_i} \quad \text{Équation 8}$$

On ne considère plus de milieu hôte.

### II.3.4.4. Loi de Looyenga

La loi de Looyenga [38] suppose que les inclusions ont une forme sphérique et on ne considère pas les interactions entre les inclusions. Les deux constituants sont supposés avoir des permittivités similaires :  $\epsilon_m = \epsilon_{eff} + \Delta\epsilon_{eff}$ ,  $\epsilon_i = \epsilon_{eff} + \Delta\epsilon_{eff}$ . Il s'agit d'un développement en série de

Taylor, raison pour laquelle  $\Delta\varepsilon$  est assez petit. La loi de Looyenga est donnée par l'expression suivante :

$$\varepsilon_{eff} = (\varepsilon_m^{1/3} + f_i(\varepsilon_i^{1/3} - \varepsilon_m^{1/3}))^3 \quad \text{Équation 9}$$

Cette loi ne sera pas utilisée pour la prédiction des valeurs de permittivités diélectriques réelles de nos géopolymères, car ses constituants n'ont pas de permittivité identique.

#### **II.3.4.5. Loi de Lichtenecker**

Le modèle de Lichtenecker [39] suppose que les inclusions sont dispersées aléatoirement. Elle est exprimée par la formule :

$$\log \varepsilon_{eff} = f_i \log \varepsilon_i + (1 - f_i) \log \varepsilon_m \quad \text{Équation 10}$$

Les lois présentées ci-dessus permettront de valider, dans certains cas, le protocole de mesure employé pour la caractérisation des matériaux à base de géopolymère dont l'élaboration est décrite dans le paragraphe suivant.

## II.4. Elaboration du géopolymère

### II.4.1. Le protocole expérimental

Pour la mise en place des géopolymères répondant aux caractéristiques diélectriques d'un matériau pouvant être intégré à l'antenne élémentaire, différents paramètres et compositions ont été optimisés. L'objectif est de synthétiser des géopolymères présentant des valeurs de permittivités diélectriques réelles  $\epsilon_r$  variant de 3 à 10. En effet, pour des applications radars et selon le milieu de propagation, le matériau inséré dans l'antenne devra rester dans cette plage de variation. Ce point sera abordé dans le chapitre suivant.

Les matières premières utilisées au cours de cette étude pour les diverses synthèses sont :

- L'hydroxyde alcalin KOH sous forme de pastilles (85% de pureté)
- Une solution de silicate alcaline commerciale  $S_c$  composée de :  $K_2O=7,6\%$ ,  $SiO_2=16,4\%$ ,  $H_2O=76\%$
- Une solution de silicate alcaline de laboratoire  $S_L$  composée de :  $K_2O=28,4\%$ ,  $SiO_2=18,4\%$ ,  $H_2O=53,2\%$
- Du métakaolin M1 constitué de :  $SiO_2=55\%$ ,  $Al_2O_3=40\%$  et d'autres impuretés comme le  $TiO_2$
- Des additifs : la zircone  $ZrO_2$ , le titanate de baryum  $BaTiO_3$  et de la poudre d'aluminium Al

La Fig. II-21 décrit le protocole expérimental conventionnel pour l'obtention d'un géopolymère. Dans un premier temps, la solution de silicate alcaline d'activation est obtenue par dissolution des pastilles d'hydroxyde alcalin dans une solution de silicate alcalin. Après agitation, le métakaolin et l'additif sont ajoutés, le mélange réactif est consolidé à différentes conditions opératoires dont la température, le taux d'humidité, le temps de conservation ainsi que le taux d'insertion de la zircone, du titanate de baryum ou de l'aluminium.

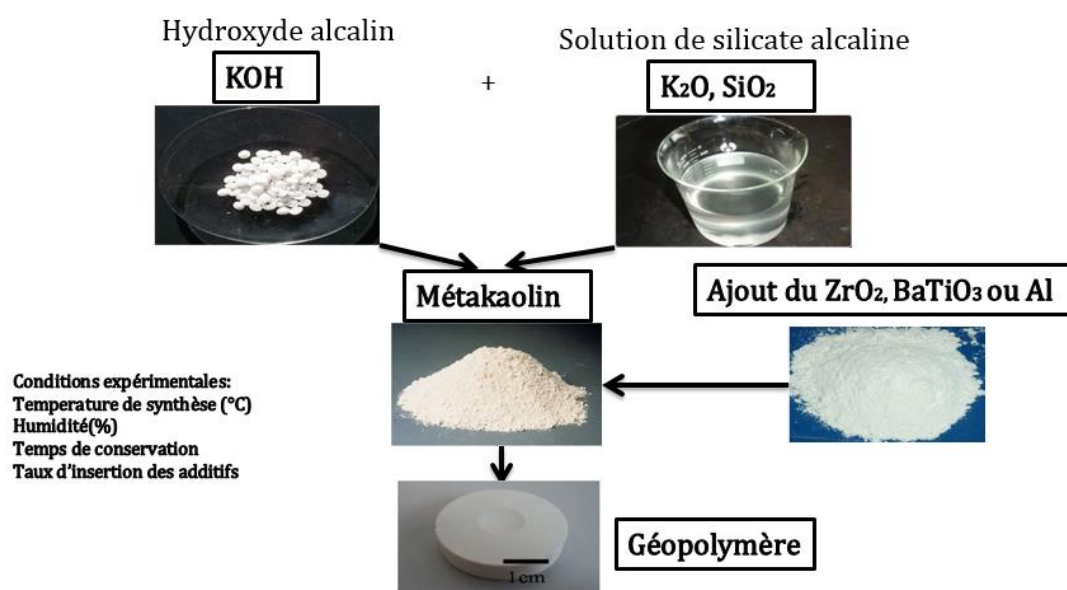


Fig. II-21. Protocole expérimental de mélange pour obtenir les matériaux à base de géopolymère

Différentes formulations ont été synthétisées à partir d'une solution alcaline à base de silicate de potassium, avec différents taux d'hydroxyde alcalin (potassium), à différentes températures (de 20°C à 70°C) et à différents taux d'humidité (de 11 à 85%). La nomenclature utilisée est la suivante  $(A\text{KOH}^X\text{M}_1\text{W}_Y)^{T(^{\circ}\text{C})}_H(\%)$ , où :

- A : type de la solution alcaline utilisée  $S_c$  ou  $S_L$  (commerciale ou laboratoire),
- KOH : le type d'alcalin utilisé,
- X : la masse du métakaolin en grammes,
- W : la nature de l'additif (Z pour la zircone, B pour le titanate de baryum et Al pour la poudre d'aluminium)
- Y : le pourcentage massique de l'additif par rapport à la masse globale du mélange,
- T (°C) : la température de synthèse,
- H (%) : le taux d'humidité (%).

Par exemple, l'échantillon  $[(S_c\text{KOH}^{12}\text{M}_1\text{Z}_{10,22})^{20}_{85}]$  est obtenu à partir d'une solution commerciale contenant 12g de métakaolin, 10,22 % de pourcentage massique de zircone. Il a été synthétisé à 20°C avec un taux d'humidité de 85%.

#### II.4.2. Caractéristiques du géopolymère pur

La Fig. II-22 présente les caractéristiques diélectriques d'un géopolymère pur, c'est-à-dire sans ajout d'additifs tels que la zircone  $\text{ZrO}_2$ , le titanate de baryum  $\text{BaTiO}_3$  ou la poudre d'aluminium. Sa composition est  $(S_L\text{KOH}^{12}\text{M}_1)^{20}_{70}$  et il présente une valeur de permittivité réelle diélectrique d'environ 3.5 à 1.5 GHz.

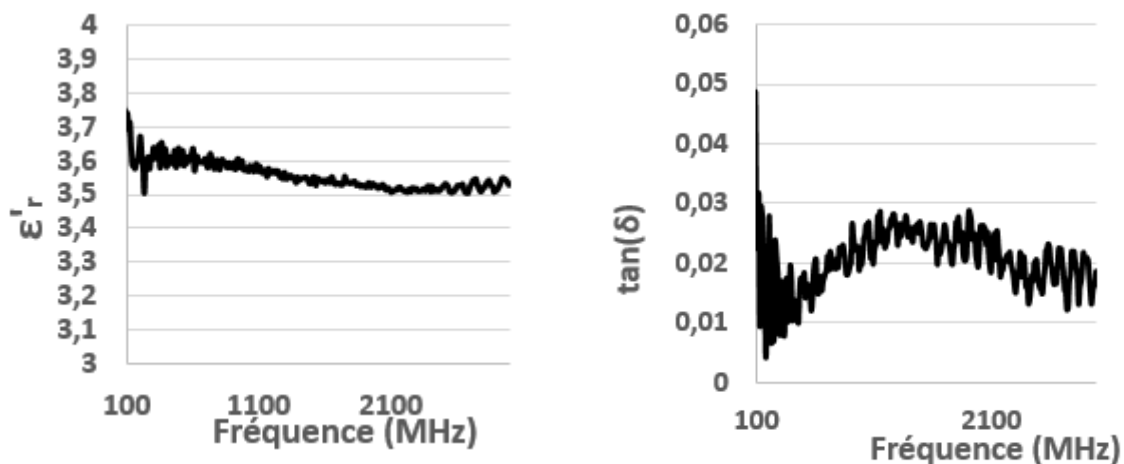


Fig. II-22. Propriétés diélectriques en fonction de la fréquence du géopolymère pur (sans additif)

#### II.4.3. Optimisation des paramètres d'élaboration

Les conditions expérimentales font partie des paramètres opératoires cruciaux pour l'élaboration des échantillons. Le laboratoire IRCER a utilisé une composition de géopolymère maîtrisée à laquelle il a été ajouté un additif à base de  $\text{ZrO}_2$ , dont le taux d'insertion a été défini.



### II.4.3.1. La température de synthèse

La composition  $[(s_c \text{KOH}^{12} \text{M1z}_{10.22})^{\text{T}^\circ 70}]$ , a été synthétisée à plusieurs température (20°, 40°, 70°) dans un environnement à humidité ambiante. L'objectif était d'étudier la faisabilité (l'aspect visuel et l'état de consolidation) de l'échantillon afin d'identifier la température de synthèse qui permet d'obtenir le meilleur état de surface.

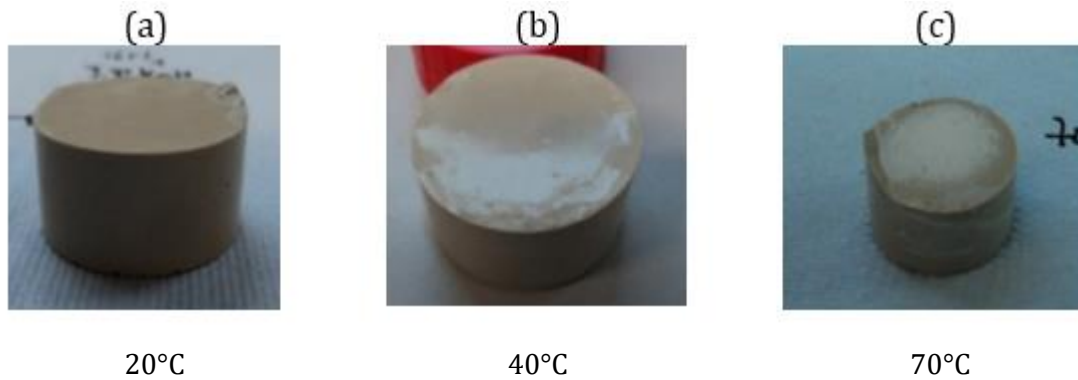


Fig. II-23. Les photos des échantillons dont la composition est  $[(s_c \text{KOH}^{12} \text{M1z}_{10.22})^{\text{T}^\circ 70}]$  élaborés à 20°C (a), à 40°C (b), et à 70°C (c)

La Fig. II-23 montre que les échantillons consolidés présentent une différence d'aspect entre 40°C et 70°C. Il est observé l'apparition d'un gel à la surface des échantillons (b) et (c).

Le protocole répété plusieurs fois aboutit à la conclusion que la température de 20° (température ambiante du laboratoire) est celle qui permet d'obtenir une faisabilité proche de 100% (Fig. II-24).

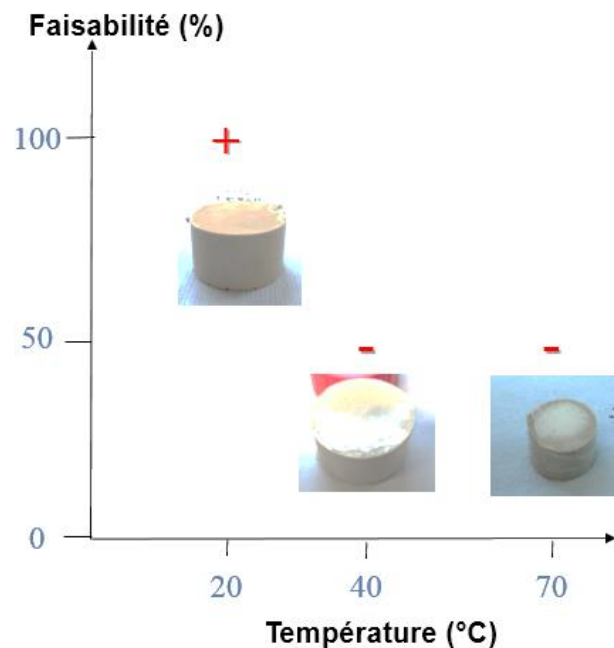


Fig. II-24. Influence de la température de synthèse sur la faisabilité des échantillons dont la composition est  $[(s_c \text{KOH}^{12} \text{M1z}_{10.22})^{\text{T}^\circ 70}]$ , élaborés à 20°C, à 40°C, et à 70°C

### II.4.3.2. La température de séchage

La composition du géopolymère est constitué de 20% d'eau, il s'agit ici de déterminer la température de séchage optimale des échantillons, c'est-à-dire celle entraînant la plus faible valeur de tangente de perte  $\tan(\delta)$  et une bonne faisabilité. Deux échantillons sont utilisés pour l'étude de l'influence de la température de synthèse  $[(s_c \text{ KOH}^{12} \text{ M1z}_{10.22})^{20}_{70}]$  ont été élaborés. Ces derniers ont subi un séchage à deux températures différentes, 90°C (Echantillon1) et 70°C (Echantillon 2) pendant 12h. La Fig. II-25 montre que la valeur des pertes diélectriques la plus faible est obtenue avec un séchage à 90°. Des fissures se forment sur la surface de l'échantillon au-delà de cette température. Celle-ci est donc retenue pour le protocole expérimental final.

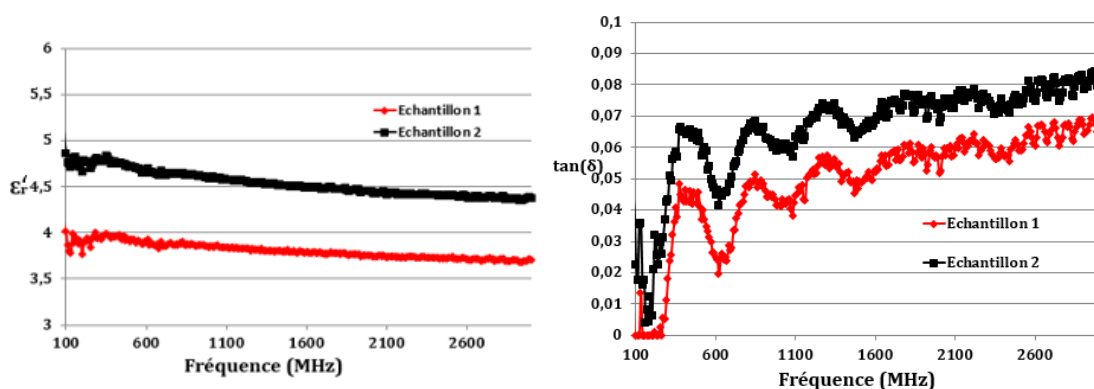


Fig. II-25. Caractéristiques diélectriques de la composition  $[(s_c \text{ KOH}^{12} \text{ M1z}_{10.22})^{20}_{70}]$  séchée à 90°C (échantillon 1) et séchée à 70°C (échantillon 2)

Tableau II-3. Influence du séchage sur les caractéristiques diélectriques des échantillons 1 et 2 à 1.5 GHz

	$\epsilon'_r$ Avant séchage	$\epsilon'_r$ Après séchage	$\tan(\delta)$ Avant séchage	$\tan(\delta)$ Après séchage
<b>Echantillon 1</b> Séché à 90°	12,01	3,80 $\pm 0,07$	0,22	0,045 $\pm 1,3 \cdot 10^{-3}$
<b>Echantillon 2</b> Séché à 70°	12,19	4,50 $\pm 0,08$	0,26	0,06 $\pm 1,8 \cdot 10^{-3}$

La température de séchage de 90 °C est retenue pour le protocole de séchage des échantillons élaborés compte-tenu des valeurs comparées de  $\tan(\delta)$ .

### II.4.3.3. Le taux d'humidité de synthèse

Afin de définir le taux d'humidité adéquat qui permet d'obtenir une bonne faisabilité et une valeur de tangente de perte  $\tan(\delta)$  la plus faible possible, quatre échantillons dont la composition est  $[(s_c \text{ KOH}^{12} \text{ M1z}_{10.22})^{20}_{H(\%)}]$  ont été élaborés. Les taux d'humidité de ces derniers sont 11%, 43%, 70%

et 85%. Ces taux d'humidité sont contrôlés à l'aide d'une enceinte climatique, les quatre échantillons ont subi un séchage à 90° pendant 12h. Les états de surface des échantillons utilisant des taux d'humidité de 11% et 85% ne permettent pas la mesure (friables et fissurés). Seuls les échantillons présentant des taux de 43% (Echantillon 1) et 70 % (Echantillon 2) ont pu être caractérisés (Fig. II-26).

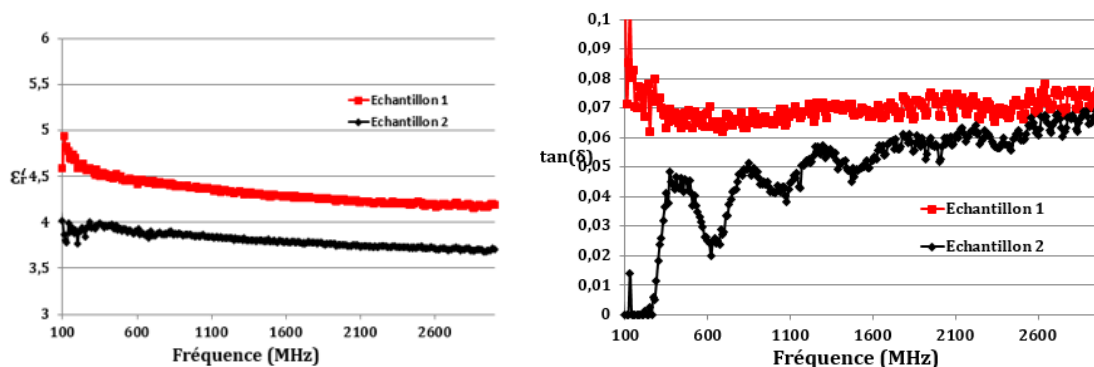


Fig. II-26. Caractéristiques diélectriques de la composition  $[(Sc KOH^{12}M1Z_{10.22})^{20} H (\%)]$  élaborée avec un taux d'humidité de 43% (échantillon 1) et un taux d'humidité de 70% (échantillon 2)

Un taux d'humidité à 70 % conduit à une valeur de tangente de perte plus faible après séchage (Tableau II-4). Cette valeur de taux d'humidité représente l'humidité ambiante du laboratoire et elle est donc retenue pour la synthèse finale des échantillons.

Tableau II-4. Influence du taux d'humidité sur les caractéristiques diélectriques des échantillons élaborés avec un taux d'humidité de 43% (échantillon 1) et un taux d'humidité de 70% (échantillon 2) à 1.5 GHz

	$\epsilon'_r$ à 1.5 GHz	Tan( $\delta$ ) à 1.5 GHz
<b>Echantillon 1</b> Humidité=43%	4,28 $\pm 0.08$	0,06 $\pm 1,8 \cdot 10^{-3}$
<b>Echantillon 2</b> Humidité=70%(ambiante)	3,68 $\pm 0.07$	0,03 $\pm 9 \cdot 10^{-4}$

L'obtention du séchage est optimum pour un taux d'humidité de synthèse de 70 % compte-tenu des valeurs comparées de tan( $\delta$ ).

#### II.4.3.4. Caractéristiques physicochimiques du géopolymère

Le mélange d'un additif avec le géopolymère pour en changer ses caractéristiques diélectriques, demande de s'assurer de son homogénéité.

Pour vérifier ce point, une cartographie par une microscopie électronique à balayage (MEB) a été réalisée. Les conclusions tirées des observations citées dans ce paragraphe sont appliquées à toutes les compositions.

Par ailleurs, la valeur de retrait du géopolymère a été quantifiée à travers une analyse dilatométrique au cours du temps. Puis la sensibilité de ce dernier à l'humidité de l'environnement de conservation a été mesurée par une analyse thermique ATD-ATG, permettant de juger sa teneur en eau.

##### II.4.3.4.1. Analyse dilatométrique

Afin de suivre l'évolution dimensionnelle d'un échantillon, la formulation  $[(\text{Si KOH}^{12}\text{M1Z}_{3.6})^{20}_{70}]$  contenant 3.6% de zircone a été élaborée en trois exemplaires. Après 7 jours de consolidation, les trois échantillons ont subi un séchage à différentes températures (30°C, 50°C et 90°C) pendant 12h. La Fig. II-27 présente les variations dimensionnelles en fonction du temps de ces derniers, les retraits mesurés des échantillons sont respectivement 0,3, 0,6 et 1 % à 30, 50 et 90°C.

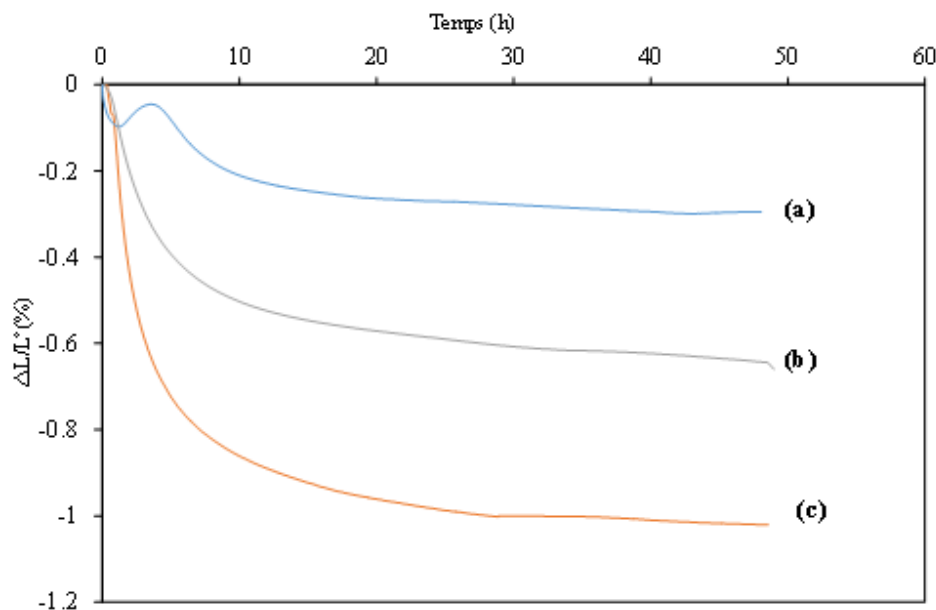


Fig. II-27. Variations dimensionnelles obtenues par dilatométrie des échantillons (a) 30°C, (b) 50°C, (c) 90°C d'une composition contenant 3.6% de la zircone

Les données ( Fig. II-27) montrent qu'il n'y a pas de variation dimensionnelle en fonction de la température au cours du temps pour les géopolymères synthétisés puisque cette variation reste toujours inférieure à 1%.

##### II.4.3.4.2. Cartographie par microscopie électronique (MEB)

La cartographie de l'échantillon  $(\text{Si KOH}^{12}\text{M1Z}_{13.2})^{20}_{70}$ , contenant 13.2% de zircone, chauffé à 90°C est présentée sur la Fig. II-29. Afin d'illustrer la répartition de la zircone dans l'échantillon, cette cartographie est faite à différents niveaux (haut, bas et milieu), comme le montre le schéma de la

Fig. II-28. Le choix des couleurs est arbitraire et l'acquisition d'une image microscopique est faite à faible échelle (100µm). Les zones qui sont d'une couleur plus intense sont les zones où l'élément analysé est plus abondant et concentré, alors que la couleur noire signifie l'absence de cet élément. En analysant ces cartographies, il apparaît que pour le milieu de l'échantillon (Fig. II-29.b), la teneur en zirconium semble plus faible par rapport aux autres zones, pour le bas sa présence est plus importante, sa répartition n'est pas tout à fait homogène.



Fig. II-28. Schéma des zones cartographiées de l'échantillon  $[(Si_{1.2}KOH^{12}M1Z_{13.2})^{20}70]$  (a) coulé dans un moule dont les dimensions sont (8\*8\*1.2 cm) (b)

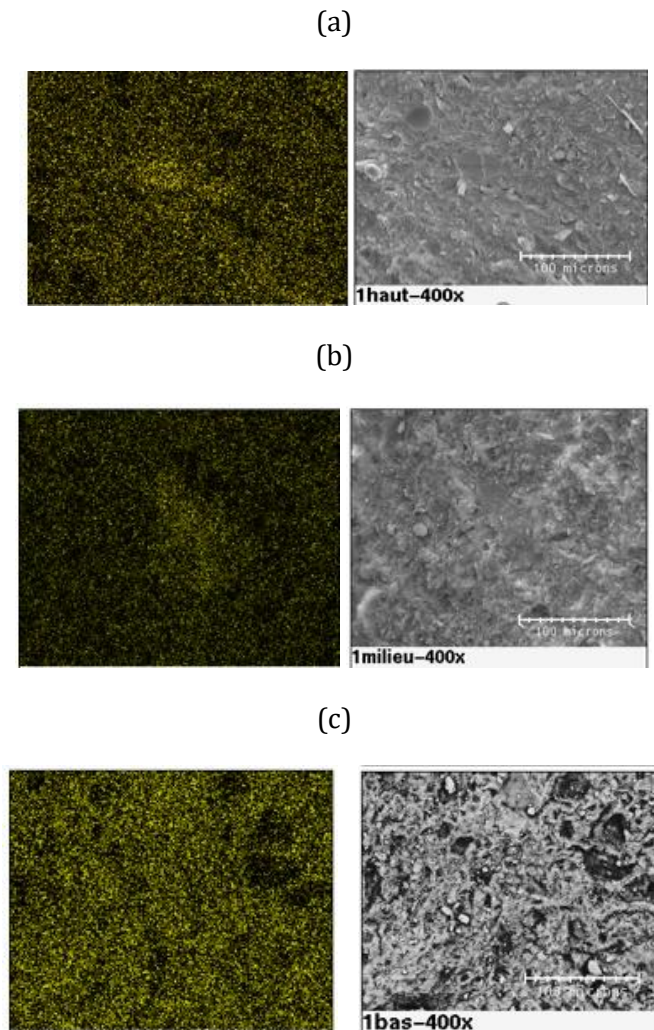


Fig. II-29. Cartographie d'une observation microscopique mettant en évidence la répartition de la zirconium d'un échantillon à différents endroits (a) haut, (b) milieu, (c) bas

Le résultat ne donne toutefois pas accès à la densité volumique de la zircone dans l'échantillon mais juste une idée de sa répartition. Il peut donc être déduit que les valeurs de permittivité mesurées peuvent être faussées du fait de l'inhomogénéité de l'échantillon après l'ajout de la zircone. Ceci implique que les mesures de permittivité doivent être effectuées en plusieurs points, afin d'estimer une valeur moyenne, ceci en tenant compte du mode de coulage.

#### II.4.3.4.3. Analyse thermique ATD – ATG

Dans la section II.4.3.3, le taux d'humidité optimal choisi pour l'élaboration du géopolymère est de 70% (taux d'humidité ambiant du laboratoire). Une analyse thermique ATD – ATG (Analyse Thermique Différentielle- Analyse Thermogravimétrique) des échantillons utilisés pour la détermination du taux d'humidité adéquat a été réalisée pour confirmer le choix de ce dernier.

L'analyse Thermogravimétrique des échantillons dont la composition est  $[(S_c KOH^{12}M1_{Z10.22})^{20}_H (\%)]$ , permet de déterminer la quantité d'eau libérée par l'échantillon en fonction de la température. Le cycle adopté est  $10^\circ C. min^{-1}$  jusqu'à  $1200^\circ C$ .

Trois échantillons sont synthétisés à des taux d'humidités de 11%, 43% et 70% à température ambiante puis consolidés pendant 7 jours dans un moule fermé. Les thermogrammes des échantillons élaborés à des taux d'humidité variables sont présentés sur la Fig. II-30. Les valeurs de perte de masse calculées sont respectivement 29%, 30% et 25% pour des taux d'humidité de synthèse de 11%, 43% et 70%.

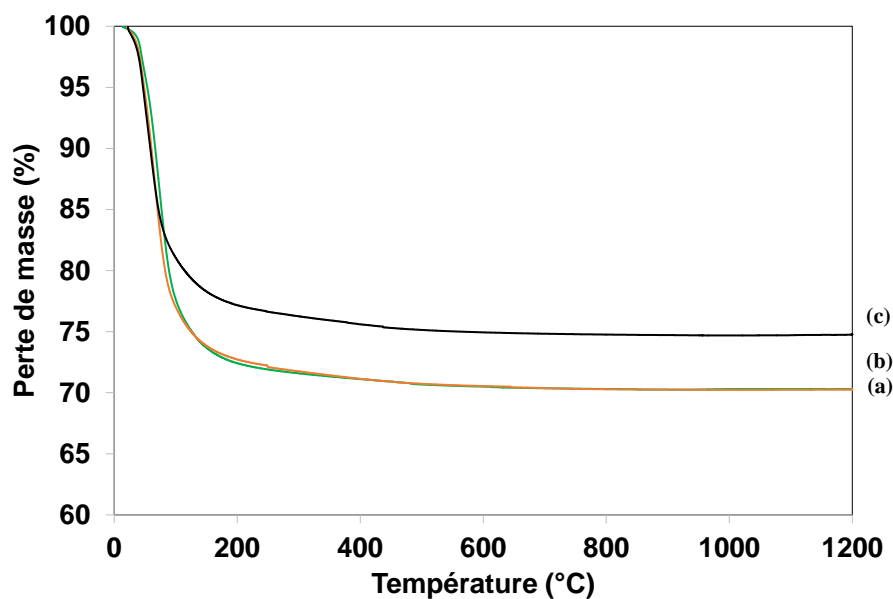


Fig. II-30. Thermogrammes de la composition  $[(S_c KOH^{12}M1_{Z10.22})^{20}_H (\%)]$  élaborée à différents taux d'humidité (a) 11%, (b) 43% et (c) 70%.

Il est observé que pour un taux d'humidité de synthèse élevé, la quantité d'eau libérée est plus faible. L'échantillon élaboré à 70% est celui qui contient le moins d'eau après consolidation.

## II.4.4. Procédés conduisant à l'augmentation de la permittivité réelle diélectrique

La valeur de la permittivité réelle diélectrique relative du géopolymère est d'environ  $\epsilon'_r = 3.5$  à 1.5 GHz. Dans un premier temps, l'objectif est de synthétiser des géopolymères présentant des valeurs de permittivités diélectriques réelles  $\epsilon'_r$  proche de 10 à 1.5 GHz. Pour cela la voie de l'insertion de matériaux High-K (matériaux possédant de fortes permittivités) est exploitée. Les matériaux candidats choisis pour cette étude sont le titanate de baryum ( $\text{BaTiO}_3$ ) et l'oxyde de zirconium ou zircone ( $\text{ZrO}_2$ ).

### II.4.4.1. Insertion du titanate de baryum $\text{BaTiO}_3$

Découvert dans les années 1940, c'est en 1945 que Wul et Goldman [40] ont mis en évidence la forte valeur de permittivité diélectrique du  $\text{BaTiO}_3$ . À hautes températures, ce matériau ferroélectrique présente une structure de symétrie cubique appelée pérovskite, permettant d'atteindre de fortes valeurs de permittivité. Grâce à ses propriétés diélectriques et piézoélectriques [41], le titanate de baryum est très employé dans l'industrie notamment dans les condensateurs sous forme de céramique ou de couche mince.

La Fig. II-31 présente l'évolution des propriétés diélectriques à différentes températures du titanate de baryum. On peut constater que l'augmentation de la valeur de la constante diélectrique est liée à la valeur de la température de calcination (de traitement) de ce dernier, le maximum étant atteint à une température d'environ 130 °C.

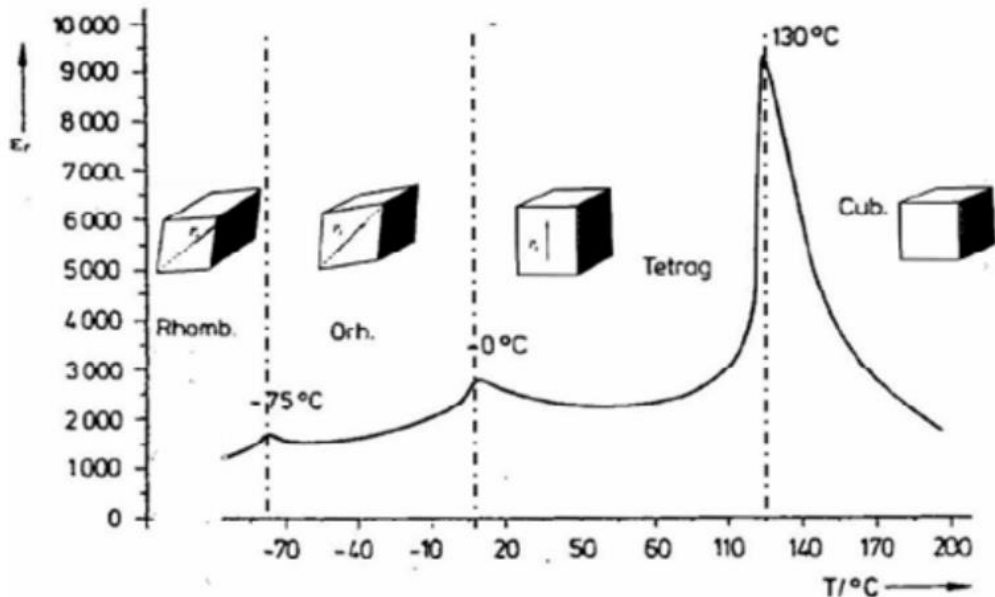


Fig. II-31. Evolution des propriétés diélectriques du titanate de baryum en fonction de la température de calcination [42]

En effet, cela est dû aux différentes phases cristallines de la maille élémentaire du  $\text{BaTiO}_3$  (Fig. II-32) qui se déforme avec la variation de la température et qui entraîne une variation de constante diélectrique. L'augmentation de la température du titanate de baryum se traduit naturellement par une augmentation de la taille des particules de la poudre. Shut & al [43] ont montré qu'une augmentation de la température de calcination de 800 à 1150°C provoque une



variation de 68 nm à 2 µm de taille de grain, elle s'accompagne d'une transition de phase structurale cubique-quadratique ce qui entraîne une forte valeur de constante diélectrique .

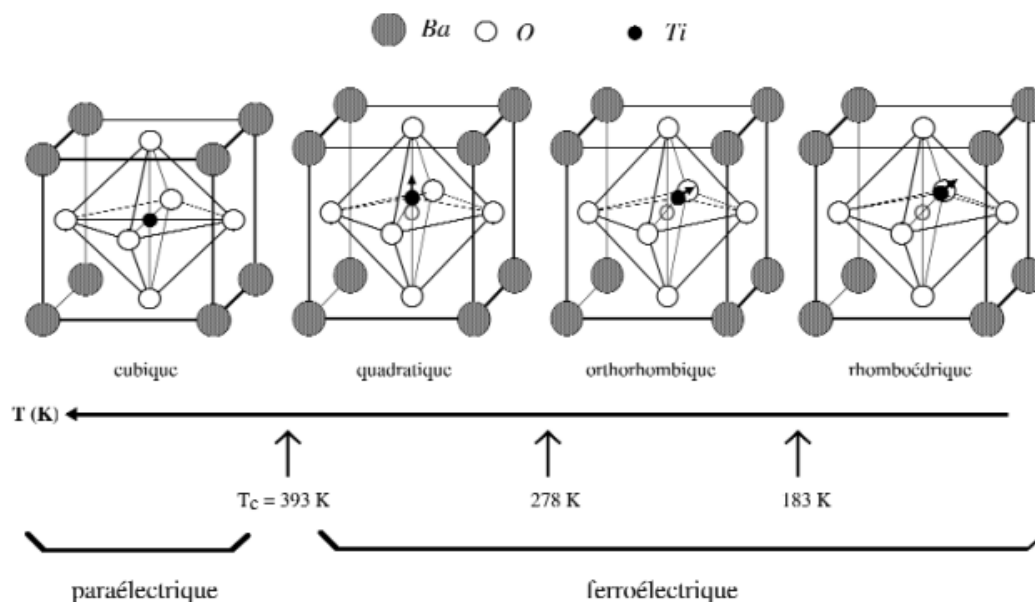


Fig. II-32. Phases cristallines du BaTiO<sub>3</sub> en fonction de la température [44]

Le BaTiO<sub>3</sub> utilisé par le laboratoire IRCER est de phase Tétragonale (quadratique), l'ordre de grandeur de la permittivité de ce dernier à 100 KHz est de 3000 [45]. Cette valeur sera considérée constante sur notre bande de fréquence.

Pour obtenir un géopolymère avec une valeur de permittivité diélectrique réelle de l'ordre de 10, le titanate de baryum a été ajouté à la composition de ce dernier. Deux différents pourcentages massiques de titanate de baryum ont été testés (13.2 % et 55.7 %). Pour le pourcentage massique de 55.7%, la composition de la solution alcaline laboratoire(S<sub>L</sub>) a été modifiée pour assurer une bonne homogénéité de mélange, car avec ce taux d'insertion la quantité de matières à mélanger est plus importante. Après plusieurs essais, une nouvelle solution de laboratoire a été élaborée, elle contient 2g d'eau, 5.3g KoH, 15.6g SiO<sub>2</sub> et 8g M1. Cette solution nommée S<sub>L</sub>\*, permet d'obtenir une meilleure consolidation de l'ensemble.

Tableau II-5. Composition des échantillons 1 et 2

Echantillon 1	(S <sub>L</sub> KOH <sup>12</sup> M1 <sub>B13.2</sub> ) <sup>20</sup> <sub>70</sub>
Echantillon 2	(S <sub>L</sub> * KOH <sup>12</sup> M1 <sub>B55.7</sub> ) <sup>20</sup> <sub>70</sub>



En comparant les courbes de la permittivité diélectrique réelle (Fig. II-33), il est constaté que le pourcentage massique de 55.7%, permet d'obtenir une valeur de  $\epsilon'_r$  proche de 9, cela confirme que plus la quantité du  $BaTiO_3$  est élevée plus la valeur de la constante diélectrique est importante.

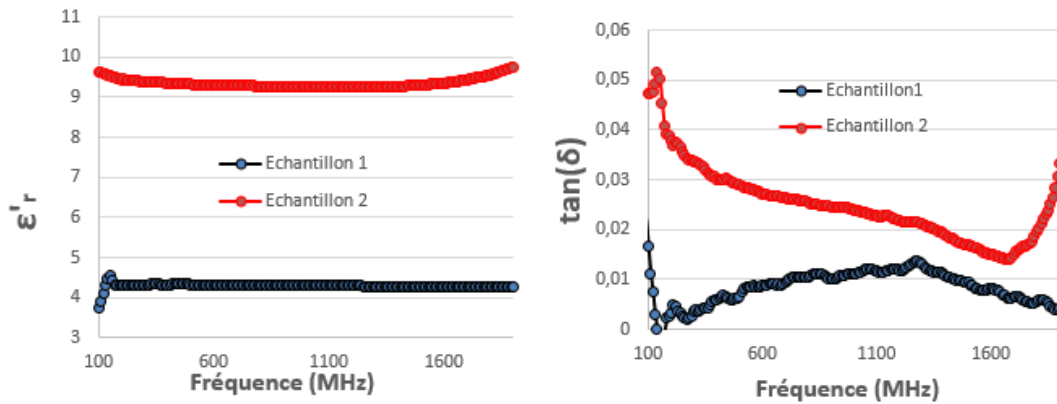


Fig. II-33. Propriétés diélectriques du géopolymère incluant différents pourcentages massiques de  $BaTiO_3$ , 13.2% (Echantillon 1) et 55.7% (Echantillon2)

#### II.4.4.2. Application des lois de mélange sur un mélange à base de $BaTiO_3$

Plusieurs lois de mélange ont été testées en utilisant les compositions présentées dans le Tableau II-5. Pour l'échantillon contenant 13.2% de  $BaTiO_3$ , la masse du mélange hôte est de 31.438 g. Cependant, dans le cas où il est inséré avec un pourcentage de 55.7%, la masse du mélange hôte est légèrement différente, elle est de 30.9 g.

L'application des lois de mélange nécessite impérativement la connaissance de la permittivité de la matrice hôte, soit le géopolymère dans notre cas. Sa composition doit être également adaptée en fonction de la fraction volumique des additifs que l'on souhaite y ajouter (ajout d'eau supplémentaire par exemple). Or pour le cas où le titanate de baryum est inséré à un taux de 55.7% (échantillon 2), le mélange hôte n'est stable mécaniquement que lorsqu'il y est ajouté, ce qui rend la mesure de la matrice hôte seule impossible.

Les lois de mélange seront appliquées tout de même pour l'échantillon 2, pour avoir une idée approximative sur les caractéristiques atteignables, pour un taux d'insertion important. Le calcul est effectué en utilisant les caractéristiques du mélange hôte de l'échantillon 1.

La constante diélectrique  $\epsilon_m$  du mélange hôte représentant le géopolymère ici est de 3.5 à 1.5 GHz. Le  $BaTiO_3$  représente le constituant ajouté au mélange, sa valeur de constante diélectrique  $\epsilon_{BaTiO_3}$  est prise égale à 3000 à 0.1 MHz [45].

Les masses volumiques respectives du titanate de baryum et du géopolymère sont de 6.02 g/cm<sup>3</sup> et 2,34g/cm<sup>3</sup>. Par exemple, pour l'échantillon contenant 13.2% (4.8g) de titanate de baryum :

- le volume du titanate est de  $v_{BaTiO_3} = \frac{4.8g}{6.02g/cm^3} = 0.79cm^3$ .
- Et le volume du mélange (géopolymère) est de  $v_{MELANGE} = \frac{31.438g}{2.34g/cm^3} = 13.43cm^3$

On obtient une fraction volumique de  $BaTiO_3$  de  $f_{BaTiO_3} = \frac{v_{BaTiO_3}}{v_{MELANGE} + v_{BaTiO_3}} = 0.055 = 5,5\%$

De la même façon, le taux d'insertion de 55.7% correspond à une fraction volumique de titanate de baryum de 33 %.

Sur la figure ci-dessous, l'estimation de la permittivité diélectrique réelle a été calculée en appliquant différentes lois de mélange. Les résultats obtenus avec une fraction volumique de titanate de baryum de 5.5 % avec les différentes lois de mélanges sont relativement proches de la mesure effectuée. Cependant, pour le cas où la fraction volumique est de 33%, la loi de Lichtenecker surestime la constante diélectrique.

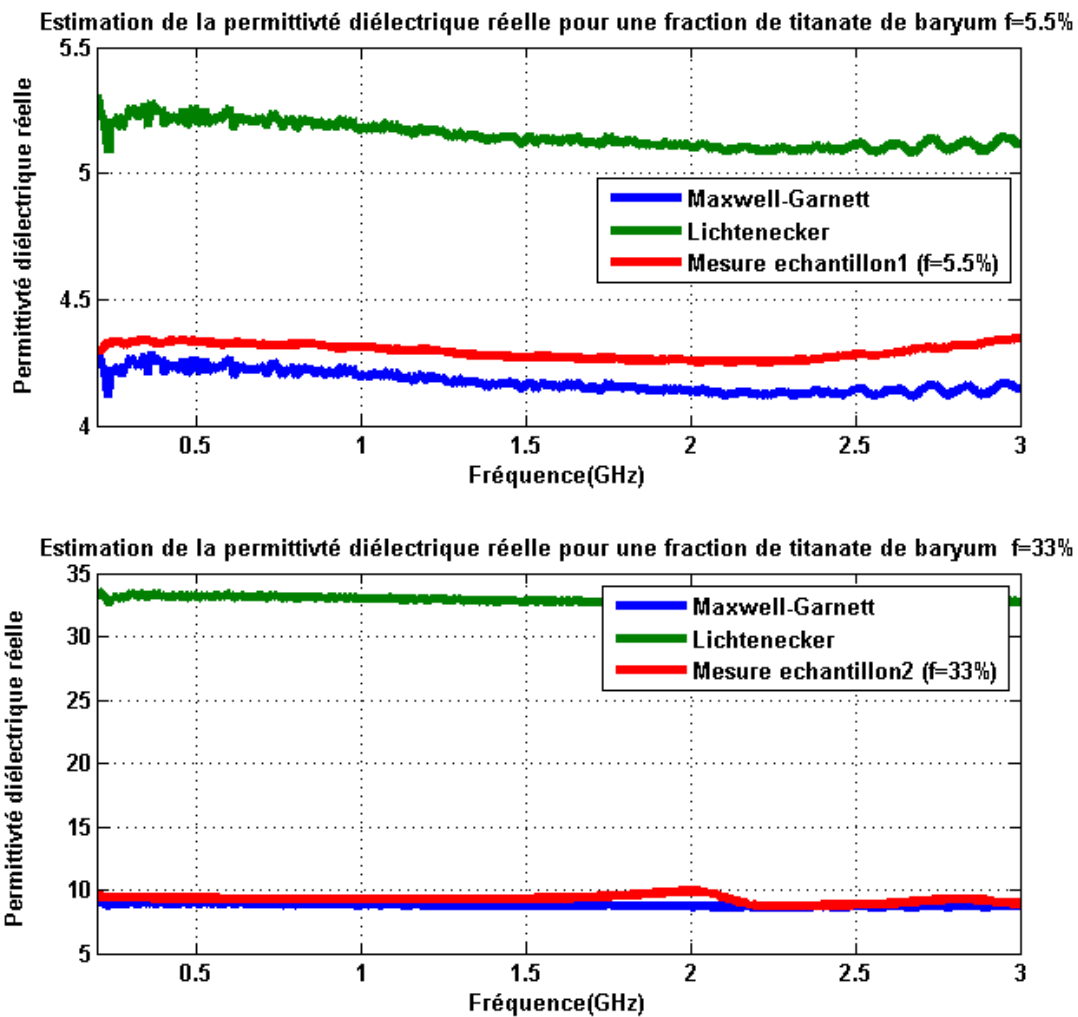


Fig. II-34. Comparaison de la mesure et de la prédiction de la valeur de la permittivité diélectrique réelle suivant différentes lois de mélange pour des échantillons contenant différentes fractions volumiques de titanate de baryum

Les résultats prévus par les lois de mélange sont proches de la mesure dans le cas où la fraction volumique du titanate de baryum est faible. Dans l'autre cas, seule l'estimation établie par la loi de Maxwell-Garnett est en concordance avec la mesure. La loi de Lichtenecker ne semble pas applicable pour une fraction volumique d'additif trop importante.

**II.4.4.3. Insertion de la zirconne ZrO<sub>2</sub>**

La zirconne (ZrO<sub>2</sub>) est une céramique qui a été découverte par le chimiste allemand Heinrich Klaproth en 1789 [46]. Elle est utilisée depuis de nombreuses années dans l'industrie notamment dans les composants pour l'aéronautique [47] et dans des applications biomédicales telles que la réalisation de prothèses osseuses et de prothèses dentaires [48]. La zirconne peut se cristalliser dans trois structures : monoclinique, quadratique et cubique.

Le Tableau II-6 montre les valeurs de la constante diélectrique de la zirconne selon la phase dans laquelle elle se trouve [49]-[50]. La phase quadratique est celle qui permet d'obtenir la valeur de la constante diélectrique la plus importante.

Tableau II-6. Constante diélectrique correspondant aux différentes phases de la zirconne

Phase	Cubique	Quadratique	Monoclinique
Température en °C	De 2300 à 2710	De 1130 à 2300°	<1130
Constante diélectrique relative réelle	Jusqu'à 37	Jusqu'à 47	Jusqu'à 17

Le but est là encore d'obtenir un géopolymère dont la valeur de permittivité diélectrique réelle de l'ordre de 10. La zirconne utilisée pour les essais est de nature monoclinique, elle a été insérée à plusieurs taux dans la composition du géopolymère (Tableau II-7).

Tableau II-7. Différentes formulations de géopolymère à base de différents taux d'insertion de zirconne

Echantillons	Composition	Pourcentage massique d'insertion de la ZrO <sub>2</sub>
Echantillon 1	( <sub>SL</sub> KOH <sup>12</sup> M1 <sub>Z0</sub> ) <sup>20</sup> <sub>70</sub> (Échantillon sans additif).	0%
Echantillon 2	( <sub>SL</sub> KOH <sup>12</sup> M1 <sub>Z3.6</sub> ) <sup>20</sup> <sub>70</sub>	3.6%
Echantillon 3	( <sub>SL</sub> KOH <sup>12</sup> M1 <sub>Z13.2</sub> ) <sup>20</sup> <sub>70</sub>	13.2 %
Echantillon 4	( <sub>SL</sub> KOH <sup>12</sup> M1 <sub>Z55.7</sub> ) <sup>20</sup> <sub>70</sub>	55.7%

On peut remarquer avec les courbes montrées sur la Fig. II-35 et la Fig. II-36, qu'avec les taux d'insertion de la zirconne appliqués au mélange du géopolymère, les résultats sont pour le moins déroutants, car une augmentation de la teneur en zirconne peut entraîner une diminution de ε'<sub>r</sub>.

(Echantillon 2) ou une augmentation (Echantillons 3 et 4) sans rapport de proportionnalité avec le taux d'insertion. Cela est peut-être dû à l'homogénéité de l'échantillon constatée à partir de la cartographie microscopique réalisée sur la composition à base de zircone en section II.4.3.4.2 et qui fausserait la mesure. Des investigations sur le comportement de la zircone au sein du géopolymère sont en cours. Elles sont menées par l'IRCER en collaboration avec l'ICMCB (Institut de Chimie de la Matière Condensée de Bordeaux). La conclusion qui s'impose suite à ces résultats expérimentaux, est que la zircone ne peut être retenue pour la synthèse finale des géopolymères à forte permittivité diélectrique réelle, sans investigations complémentaires.

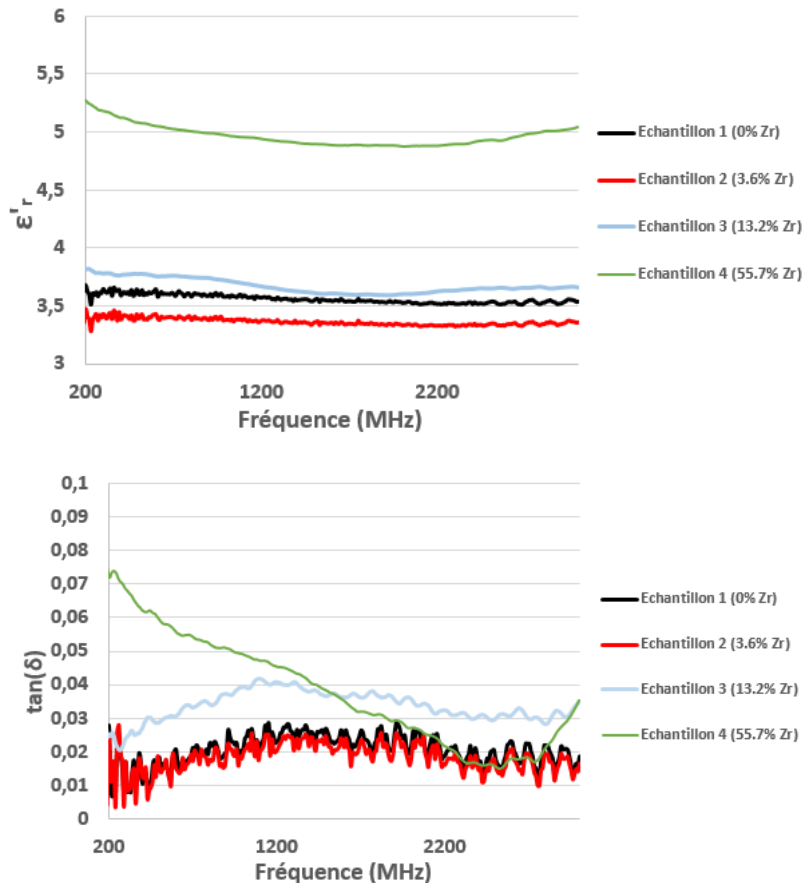


Fig. II-35. Propriétés diélectriques de différents échantillons de géopolymère incluant différents pourcentage massique de ZrO<sub>2</sub> (0%, 3.6%, 13.2%, 55.7%)

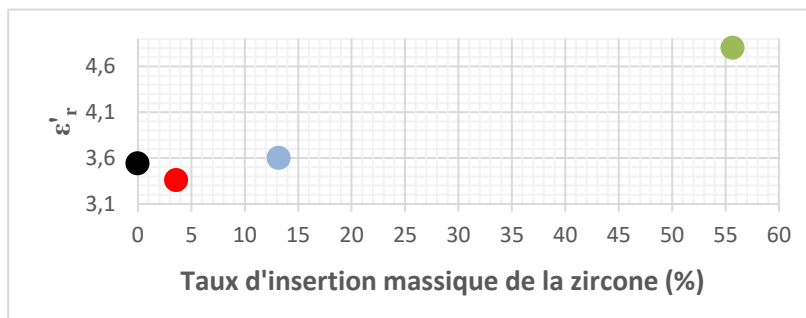


Fig. II-36. Evolution de la permittivité diélectrique relative réelle en fonction du taux d'insertion de la zircone à 1.5 GHz (0%, 3.6%, 13.2%, 55.7%)

**II.4.4.4. Application des lois de mélange sur un mélange à base de  $ZrO_2$**

Plusieurs lois de mélange ont été testées en utilisant les compositions présentées en Tableau II-7, pour les échantillons contenant 0%, 3.6%, 13.2% et 55.7% de zircone la masse du mélange hôte est identique soit 31.438 g. Dans le cas où la zircone est insérée avec un pourcentage de 55.7%, la masse de la matrice hôte dans ce cas est de 30.9 g.

Pour le cas où la zircone est insérée avec un taux de 55.7% (échantillon 4), le mélange hôte n'est stable mécaniquement que lorsque l'additif y est ajouté, rendant impossible la mesure de la matrice hôte seule.

Néanmoins, les lois de mélange seront appliquées pour l'échantillon 4, pour avoir des valeurs approximatives des caractéristiques diélectriques comme pour le cas du  $BaTiO_3$ . Le calcul est effectué en utilisant les caractéristiques du mélange hôte des échantillons 1, 2, et 3.

La constante diélectrique  $\epsilon_m$  du mélange hôte représentant le géopolymère ici est de 3.5 à 1.5 GHz. La zircone représente le constituant ajouté au mélange, a été caractérisée par Xlim en utilisant la méthode du résonateur diélectrique (méthode mono fréquentielle). La poudre de la zircone a été compactée et mise sous forme d'échantillon dont les dimensions sont : 9,84 mm de diamètre et 5,08 mm d'épaisseur. Le résultat montre une valeur de permittivité diélectrique relative réelle de  $\epsilon_{ZrO_2}$  de 12,4 à 8,9 GHz.

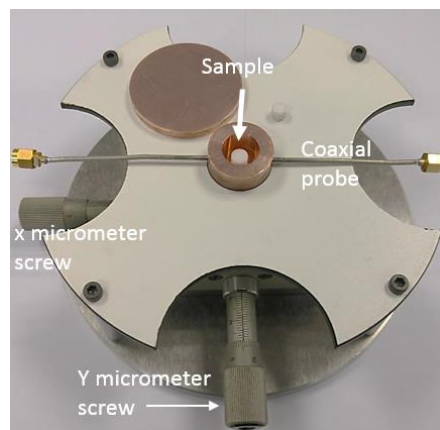


Fig. II-37. Méthode de caractérisation du résonateur diélectrique

Les masses volumiques respectives de la zircone et du géopolymère sont de  $5,8g/cm^3$  et  $2,34g/cm^3$ . Par exemple, pour l'échantillon contenant 13.2% (4.8g) de zircone :

- le volume de la zircone est de  $v_{ZIRCONE} = \frac{4.8g}{5.8g/cm^3} = 0.82 cm^3$ .
- Et le volume du mélange (géopolymère) est de  $v_{MELANGE} = \frac{31.438g}{2.34g/cm^3} = 13.43cm^3$

On obtient une fraction volumique de zircone de  $f_{zircone} = \frac{v_{zircone}}{v_{MELANGE} + v_{ZIRCONE}} = 0.057 = 5.7\%$

Le tableau suivant présente les fractions volumiques de la zircone correspondant aux différents taux d'insertion testés.

Tableau II-8. Les fractions volumiques correspondants aux différents taux d'insertion de la zircone

Pourcentage massique d'insertion de la $ZrO_2$	Faction volumique correspondante
0%	0
3.6%	1.5%
13.2 %	5.8%
55.7%	33%

Sur la figure ci-dessous, les estimations obtenues avec les lois de Maxwell-Garnett, Birchak et Lichtenecker sont proches de la mesure effectuée sur les échantillons. Toutes les prédictions données par les lois de mélange tendent vers quasiment le même résultat d'estimation.

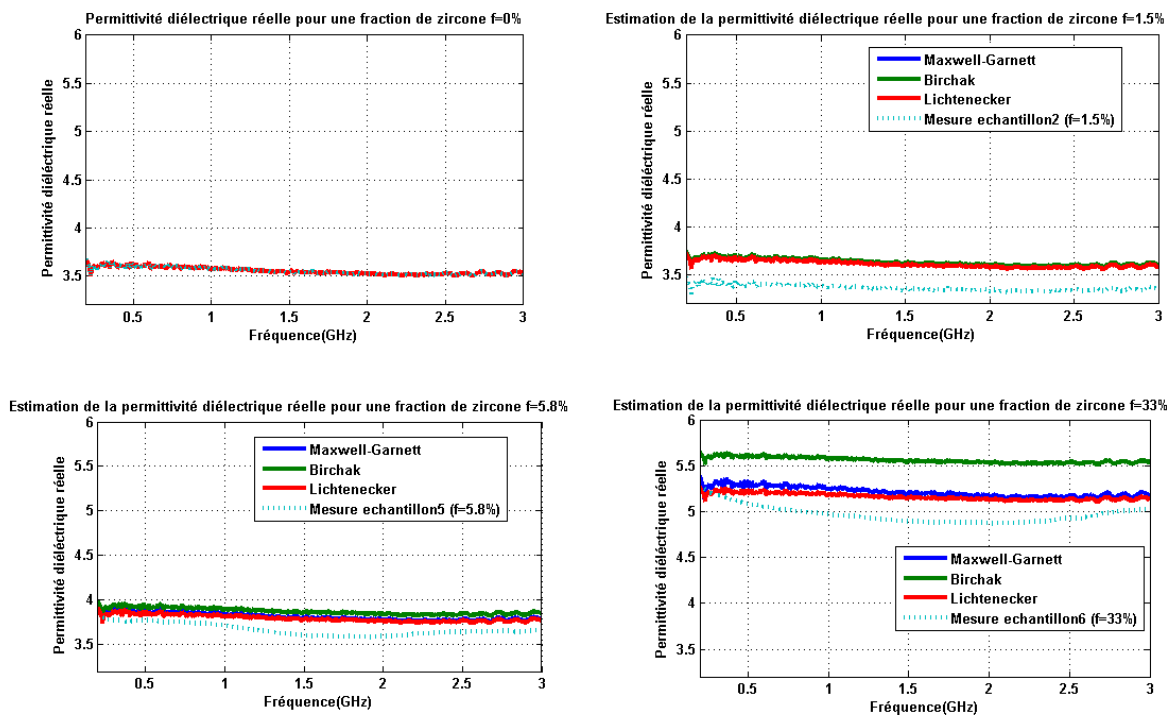


Fig. II-38. Comparaison de la mesure et de la prédiction de la valeur de la permittivité diélectrique réelle suivant différentes lois de mélange pour des échantillons contenant différentes fractions volumiques de zircone

Les résultats obtenus par les lois de mélange quelles qu'elles soient et par la mesure, restent proches. Pour l'échantillon 2 ( $f=1.5\%$ ), la loi de mélange conduit à un résultat logique à travers une légère augmentation de la valeur de la permittivité diélectrique réelle plutôt qu'une baisse comme le montre la mesure. Ceci permet de confirmer l'inhomogénéité de cet échantillon qui a peut-être entraîné une mesure inattendue. Néanmoins, la validité du protocole de mesure employé est confirmée.

A partir de l'estimation donnée par les lois de mélange, on peut observer qu'une fraction volumique de 33% n'est pas suffisante pour atteindre une valeur de permittivité réelle proche de 10. Après calcul, la valeur nécessaire pour obtenir une valeur de  $\epsilon'_r$  proche de 10 est de 90%. La Fig. II-39 montre l'estimation obtenue avec les différentes lois de mélange.

La composition du géopolymère actuelle auxquelles sont ajoutées les additifs, ne permet pas une fraction volumique d'additif de 90%. Ceci nécessiterait de revoir drastiquement la composition de ce dernier pour le rendre stable, c'est la raison pour laquelle cette composition n'a pas été élaborée.

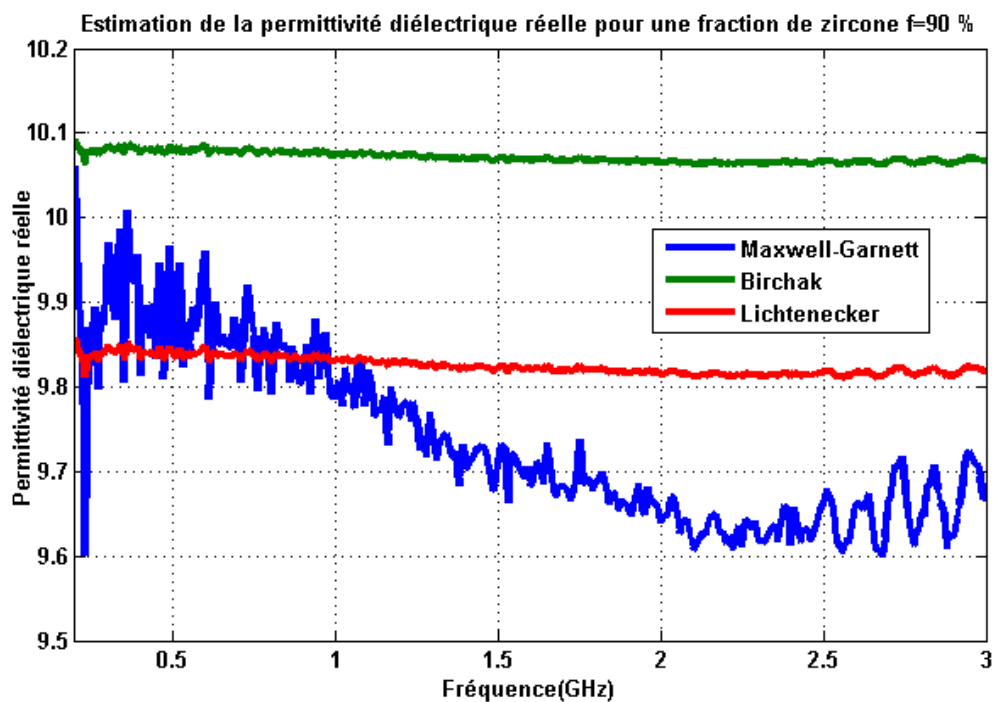


Fig. II-39. Comparaison de la mesure et de la prédiction de la partie réelle de la permittivité diélectrique suivant différentes lois de mélange pour une fraction volumique de zircone de 90%

La zircone utilisée est de type monoclinique et sa valeur de permittivité est de 12,4 à 8,9 GHz, l'emploi d'une zircone de type quadratique présenterait éventuellement une piste à étudier puisque sa permittivité diélectrique réelle est plus élevée.

## II.4.5. Procédés de diminution de la permittivité réelle diélectrique

### II.4.5.1. Insertion de la poudre d'Aluminium

Le géopolymère présente une valeur de permittivité diélectrique relative réelle de  $\epsilon'_r = 3.5$  à 1.5 GHz, l'objectif est de vérifier si l'on peut synthétiser des géopolymères présentant des valeurs de permittivités diélectriques réelles  $\epsilon'_r$  proches de 3 à 1.5 GHz.

Introduire de la porosité dans le matériau est l'une des méthodes les plus répandues pour l'obtention de faibles valeurs de permittivités diélectriques réelles [51]. Pour cela la poudre d'Aluminium (Al) est ajoutée au mélange (Fig. II-40). Celle-ci une fois mélangée au géopolymère se transforme en hydroxyde d'aluminium ( $\text{Al}(\text{OH})_3$ ) en devenant réactive et en entraînant la libération de gaz de dihydrogène  $\text{H}_2$  [52]-[53], permettant ainsi la formation de la structure poreuse des mousses géopolymères.

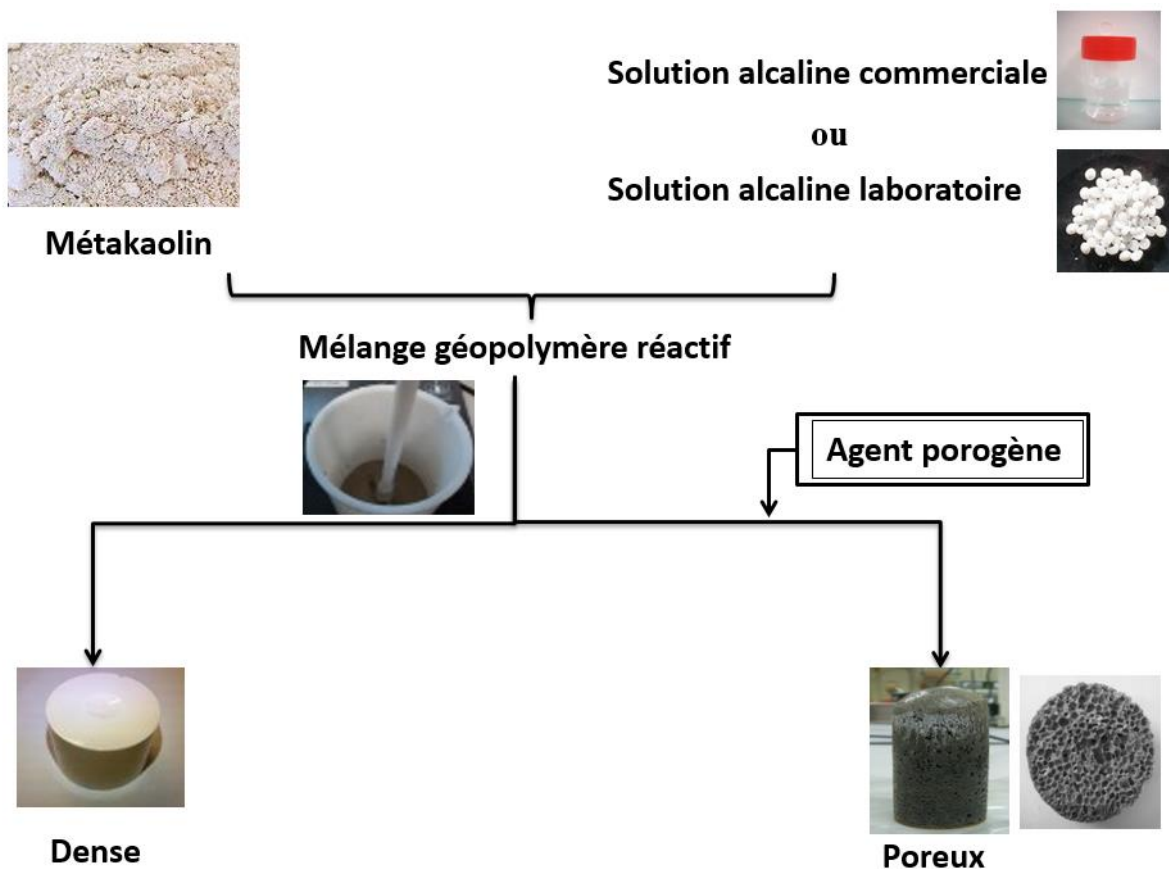
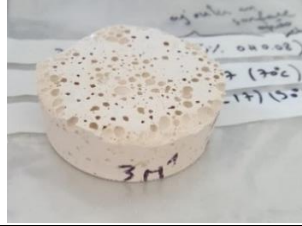
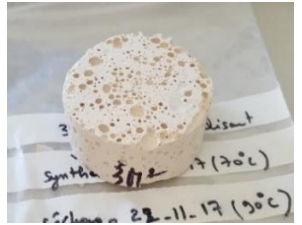


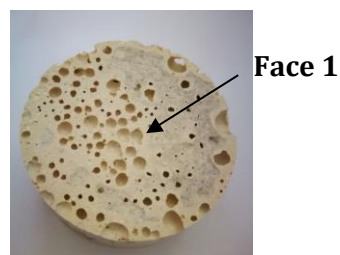
Fig. II-40. Protocole modifié pour l'obtention d'une valeur de permittivité réelle proche de 3

Afin d'atteindre une permittivité de 3, deux types de mélange de géopolymères ont été utilisés, le premier employant une solution alcaline commerciale ( $S_c$ ) et le deuxième une solution alcaline préparée dans le laboratoire ( $S_L$ ). Par exemple, la composition de l'échantillon **3M<sup>1</sup>** (Tableau II-9) contient 2/3 de géopolymère à base de la solution alcaline commerciale et 1/3 de géopolymère à base de solution alcaline du laboratoire. A chaque Géopolymère est ajouté 0.1% de poudre d'aluminium.

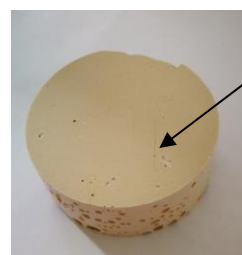


Tableau II-9. Les différentes formulations testées pour l'obtention d'un géopolymère à faible permittivité

Echantillons	Composition
	<b>3M1 :</b> $\frac{2}{3}(S_C KOH^{12}M1_{Al\ 0.1}) + \frac{1}{3}(S_L KOH^{12}M1_{0.1})$ (Mélange des géopolymères)
	<b>3M2 :</b> $(\frac{2}{3}S_C \frac{1}{3}S_L KOH^{12}M1_{Al\ 0.1})$ (Mélange des solutions)



Face 1



Face 2  
(Face dense)

Fig. II-41. L'état de surface des faces 1 et 2 de l'échantillon 3M<sup>1</sup>

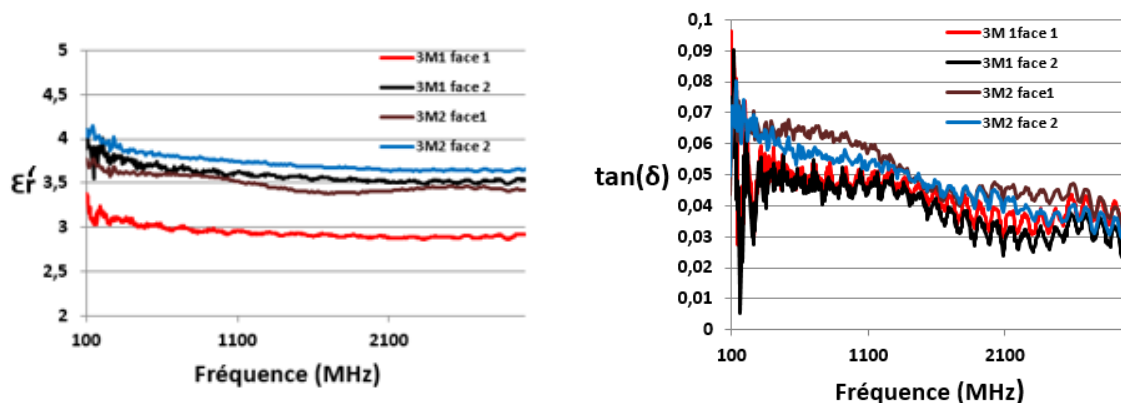


Fig. II-42. Propriétés diélectriques des différentes formulations du géopolymère en mousse

La mesure des propriétés diélectriques sur la face poreuse est délicate, elle est faite en plusieurs endroits de l'échantillon afin de vérifier la constance des résultats.

Les propriétés diélectriques des différents échantillons ont été mesurées. La face 2 (en contact avec le moule, Fig. II-41) des échantillons contient peu de porosité (face dense) et affiche un epsilon plus important que la face 1 où la porosité est bien présente. Lors du coulage du mélange

dans le moule, les bulles d'air ont tendance à monter en surface, ce qui entraîne une face plus poreuse que l'autre. Avec cette inhomogénéité de porosité, il est difficile d'abaisser la valeur de la permittivité du géopolymère même si l'effet de la porosité est perceptible sur les faces les plus poreuses.

L'échantillon 3M<sup>1</sup> est celui qui présente la valeur d'épsilon la plus faible possible sur la face poreuse (<3) et ceci sur quasiment toute la bande de fréquence.

#### II.4.5.2. Application des lois de mélange sur un mélange à base de poudre d'Aluminium

Les Lois de mélange ont été appliquées de la même façon à la composition [2/3 (Sc KOH<sup>12</sup>M1<sub>Al 0.1</sub>) + 1/3 (SL KOH<sup>12</sup>M1<sub>Al 0.1</sub>)]

Le mélange contient un total de 85,43 g de géopolymère et 0.085g de poudre d'aluminium (Al). La masse volumique de la poudre d'Aluminium employée est de 1.25 g/cm<sup>3</sup>. Dans les travaux cités en [54] la constante diélectrique de la poudre l'Aluminium correspondante à cette valeur de masse volumique est d'environ 1.6 sur toute la bande [300MHz, 3GHz]. Pour cette composition :

- Le volume de la poudre d'aluminium est de  $v_{Al} = \frac{0.085g}{1.25g/cm^3} = 0.068 cm^3$ .
- Le volume du mélange (géopolymère) est de  $v_{MELANGE} = \frac{85.438g}{2.34g/cm^3} = 36.51cm^3$

Soit une fraction volumique de zircon de  $f_{Al} = \frac{v_{Al}}{v_{MELANGE} + v_{Al}} = 1.85 \cdot 10^{-3}$

La caractérisation diélectrique de l'échantillon (avec deux faces parallèles) contenant la composition présentée, montre un  $\epsilon'_r$  de 2.77 sur une face et 3.71 (partie dense) sur l'autre face à 1.5GHZ. Sur la figure ci-dessous, les lois de mélange ont été appliquées et comparées aux résultats de mesure obtenus sur les deux faces de l'échantillon.

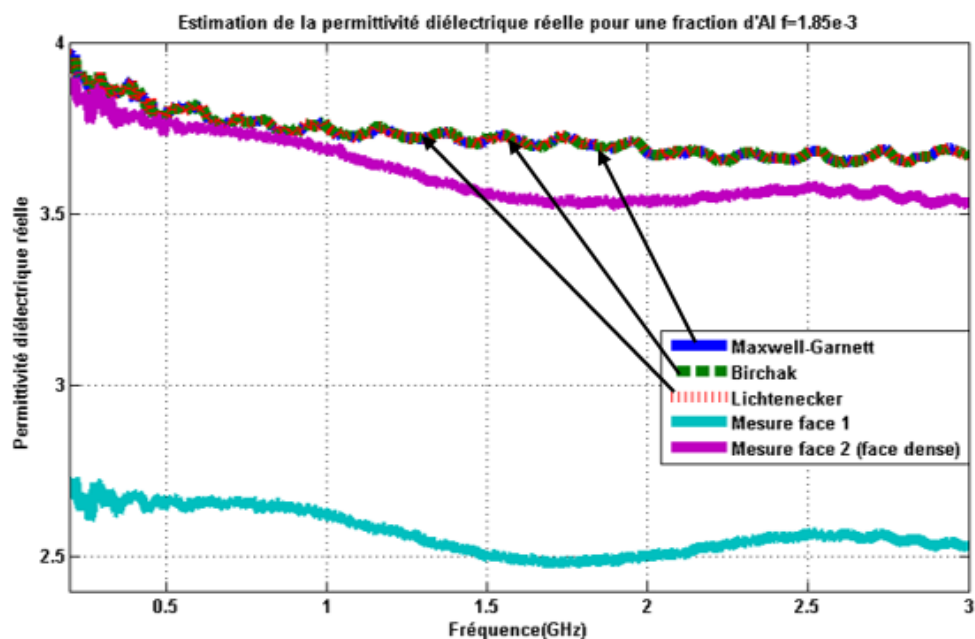


Fig. II-43. Comparaison de la mesure et de la prédiction de la valeur de la permittivité diélectrique réelle suivant différentes lois de mélange pour un échantillon de géopolymère contenant 0.185 % de fraction volumique d'Al

On peut constater que les résultats de prédiction convergent plus vers la mesure effectuée sur la face la plus dense de l'échantillon. Les résultats d'estimation de la constante diélectrique obtenus avec les lois de Maxwell-Garnett, Birchak et Lichtenecker sont en concordance avec la mesure effectuée sur la face 2 de cette composition.

La répartition de la porosité dans le mélange une fois coulé n'est pas homogène, car celle-ci apparaît suite à la réaction chimique avec le milieu. La porosité a tendance à migrer vers la surface (face1) (Fig. II-44), rendant la mesure avec la sonde incertaine, en raison de l'inhomogénéité présente au niveau du contact avec la sonde. La Fig. II-44 montre que les bulles de grandes dimensions sont surtout présents sur une épaisseur de 1 à 2 mm (face1). La mesure est donc aléatoire à cet endroit, ceci explique la différence de la valeur de permittivité diélectrique réelle mesurée entre les deux faces et le fait que les lois de mélange ne puissent pas converger vers la valeur de la permittivité réelle diélectrique de la face 1.



Fig. II-44. Vue en coupe mettant en évidence la répartition de la porosité de l'échantillon [2/3( $\text{sc KOH}^{12}\text{M1}_{\text{Al } 0.1}$ ) + 1/3 ( $\text{sl KOH}^{12}\text{M1}_{\text{Al } 0.1}$ )]

D'après les résultats obtenus sur la face 2, on peut conclure que les lois de mélange confirment la validité du protocole de mesure employé pour le cas d'un géopolymère poreux également.

## II.4.6. Optimisation de l'étanchéité du géopolymère

Lorsque le géopolymère est conservé dans un environnement à température et humidité ambiante pendant quelques jours, la tangente de perte de celui-ci augmente. Pour montrer ce phénomène, l'échantillon  $[(\text{sl.K}^{12}\text{M1}_{29.2})^{20}_{70}]$  a été séché à  $90^\circ$  et a été caractérisé (courbe  $t_0$  sur la Fig. II-45). Ce dernier a été conservé pendant 8 jours dans un environnement extérieur par temps humide mais à l'abri de la pluie afin d'évaluer sa sensibilité à l'humidité (courbe  $t_0+8\text{jours}$ ). A travers la courbe de la tangente de perte à  $t_0+8\text{jours}$  (Fig. II-45), on peut constater que ce dernier est sensible à l'humidité de l'environnement où il est conservé. Pour pallier ce problème, différents traitements de surface et ajouts ont été testés sur des géopolymères de type dense ou poreux.

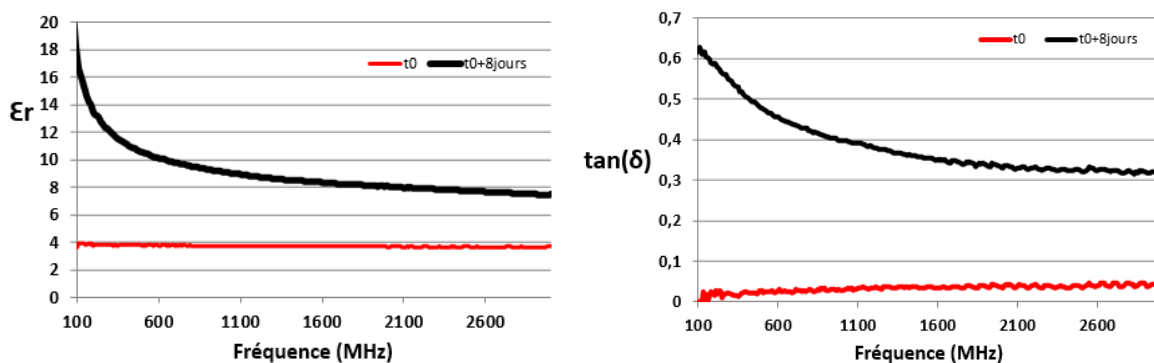


Fig. II-45. Caractéristiques diélectriques d'un échantillon avant et après conservation dans un environnement extérieur pendant 8 jours

Le principe consiste à conserver des échantillons dans un environnement contrôlé à 85% d'humidité pendant 7 jours, pour pouvoir tester les solutions d'étanchéisation appliquées sur leur surface. Pour s'assurer de la pertinence du traitement, une mesure de perte de masse permettant de vérifier la prise d'eau est effectuée.

### II.4.6.1. Traitements testés

Le protocole de synthèse des échantillons ainsi que les différents traitements et ajouts réalisés afin d'optimiser l'étanchéité du matériau sont reportés dans la Fig. II-46. Deux types de géopolymères ont été étudiés : le géopolymère poreux  $3\text{M}^1$  (retenue pour le procédé de diminution de la constante diélectrique) et qui sera nommé 3M (dont la composition est  $[\frac{2}{3}(\text{sc.K}^{12}\text{M1}_{\text{Al}0.1}) + \frac{1}{3}(\text{sl.K}^{12}\text{M1}_{\text{Al}0.1})]$ ) et le géopolymère dense (la même composition mais sans ajout d'agent porogène) nommé 3D (Tableau 1). L'acide phosphorique  $\text{H}_3\text{PO}_4$  a été ajouté aux deux types de géopolymères pour diminuer la valeur du pH du mélange, ceci entraîne une baisse de la réaction de la géopolymérisation (la réaction entre la solution et la poudre). Le minéralisant (solution organique commerciale) qui permet de rendre les échantillons étanches, a été pulvérisé en surface sur l'échantillon dense (3D) avant ou après ajout d'un tensio-actif (T) qui modifie la viscosité du mélange (homogénéité de la porosité du matériau).

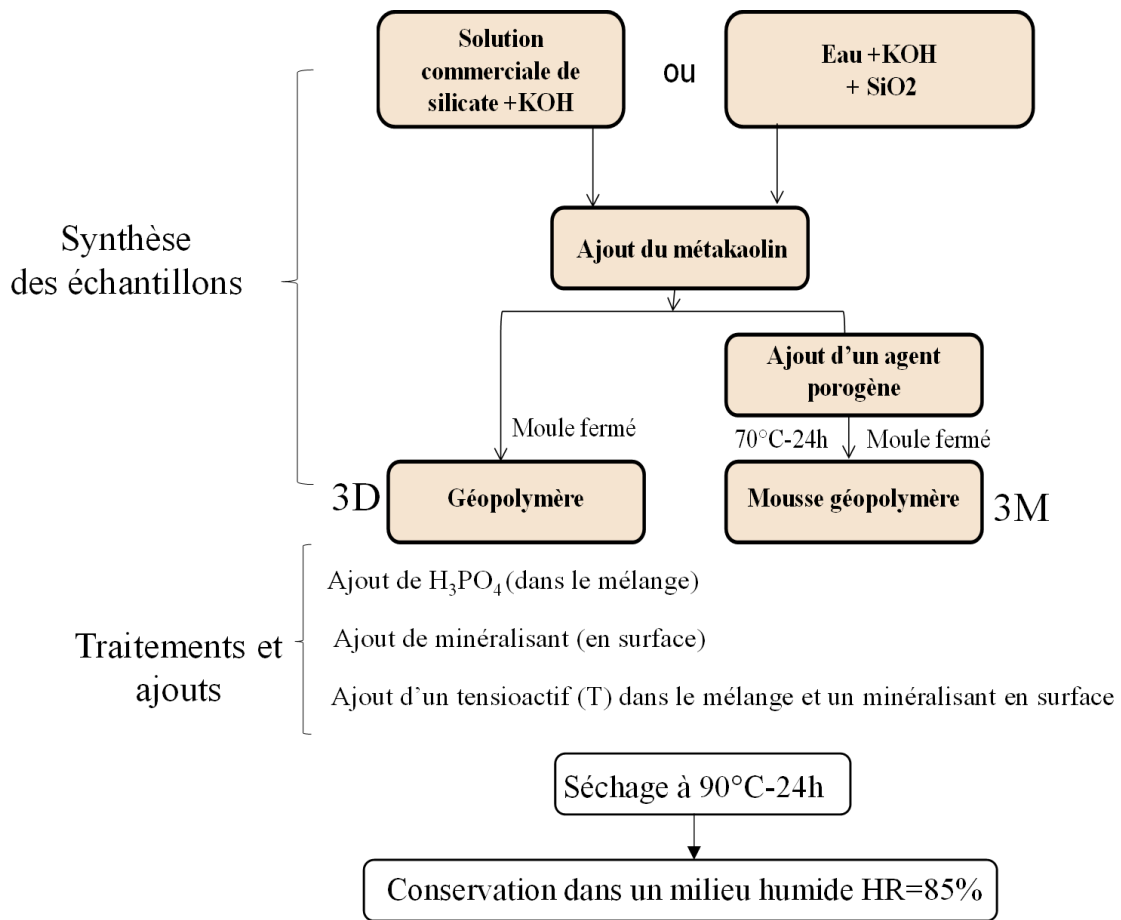






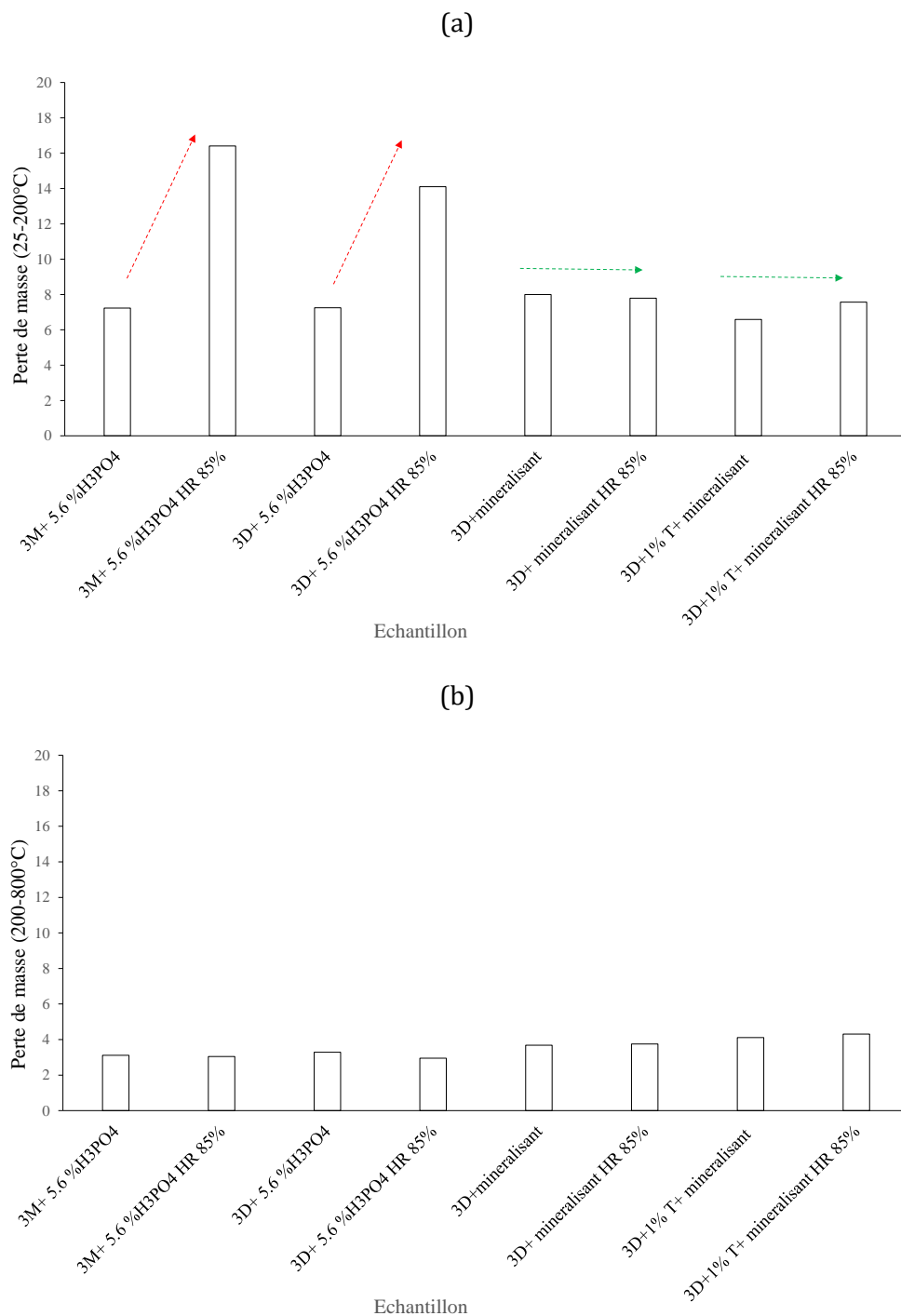
Fig. II-46. Protocole expérimental pour l'obtention d'un géopolymère dense ou poreux et les différents traitements réalisés.

Tableau II-10. Les différentes compositions testées et leur aspect

Composition	Echantillon (Ø =50 mm)
3M+5.6 % H <sub>3</sub> PO <sub>4</sub>	
3D+5.6 % H <sub>3</sub> PO <sub>4</sub>	
3D+minéralisant	
3D +T + minéralisant	

### II.4.6.2. Détermination de la teneur en eau

La teneur en eau a été évaluée par analyses thermiques ATD – ATG avant et après conservation dans un milieu humide ( $T= 20^{\circ}\text{C}$ ,  $\text{HR}= 85\%$ ) pour différentes plages de température. Les pertes de masse déterminées par analyse thermique pour les différents échantillons sont reportées dans la Fig. II-47 :



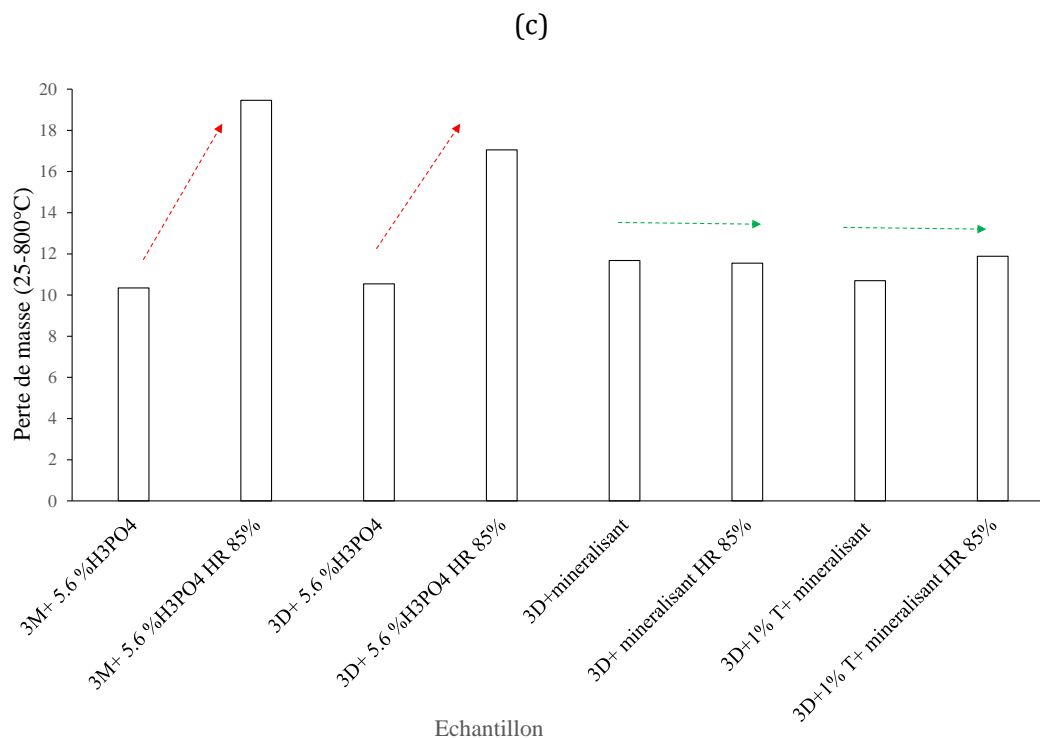


Fig. II-47. Variation des différents pourcentages de la perte de masse, (A) de 25 à 200°C, (B) de 200 à 800 °C et (C) la perte totale de 25 à 800°C.

La première perte de masse observée (entre 25 et 200°C) est attribuée au départ de l'eau libre et physisorbée (eau absorbée en surface) (Fig. II-47. A). Pour les échantillons auxquels est ajouté le H<sub>3</sub>PO<sub>4</sub>, une augmentation de la valeur de perte d'eau est observée de 7% à 16% et de 7% à 14% respectivement pour **3M+H<sub>3</sub>PO<sub>4</sub>** et **3D+H<sub>3</sub>PO<sub>4</sub>** indiquant une absorption d'eau lors du traitement. En revanche, pour le reste des échantillons, la perte de masse est quasi stable et de l'ordre de 8%. La deuxième perte de masse entre 200 et 800 °C (Fig. II-47. B) est liée au départ de l'eau structurale, elle est quasi similaire pour tous les échantillons (entre 3 et 4%). La même tendance est observée entre la perte de masse totale (entre 25 et 800°C) et la première perte (entre 25 et 200°C) (Fig. II-47. C). Ceci met en évidence l'efficacité du minéralisant appliqué seulement sur du géopolymère dense.

#### II.4.6.3. Validation par la caractérisation diélectrique

Afin de valider les résultats précédents, les mesures diélectriques ont été effectuées pour les compositions **3D + minéralisant** et **3D +1% T + minéralisant**. Les échantillons ont été conservés pendant 15 jours dans un environnement à température ambiante après une mise à l'étuve à 90°. Les résultats montrent que la tangente de perte reste stable ce qui est en accord avec les résultats d'analyses thermiques montrant des pertes de masse stables. De plus, l'ajout de tensioactif (T) semble diminuer les valeurs de  $\epsilon_r$ . Les résultats sont reportés en Tableau II-11.

Tableau II-11. Caractéristiques diélectriques des différentes compositions testées à 1.5GHz

<b>Composition</b>	<b><math>\epsilon'_r</math> à 1,5 GHz</b>	<b>Tang (<math>\delta</math>) à 1,5 GHz</b>
3D +minéralisant	Face 1 : $3,57 \pm 0,07$	$0.029 \pm 8,7.10^{-4}$
	Face 2 : $3,14 \pm 0,06$	$0.023 \pm 6,9.10^{-4}$
3D +1% T +minéralisant	Face 1 : $2,60 \pm 0,05$	$0.011 \pm 3,3.10^{-4}$
	Face 2 : $3,00 \pm 0,06$	$0.022 \pm 6,6.10^{-4}$

## II.5. Conclusion

Ce chapitre introduit le géopolymère, ses protocoles d'élaboration, ainsi que ses caractéristiques diélectriques. Premièrement la définition du géopolymère et ses domaines d'applications sont présentés, tout en justifiant le choix de ce dernier. Un grand nombre de méthodes d'extraction des caractéristiques diélectriques existent dans la littérature, quelques-unes ont été présentées en complément de celle employée pour la caractérisation de nos géopolymères. Ensuite, différentes lois de mélange permettant de prédire et de confirmer la permittivité diélectrique effective d'un mélange ont été évoquées, dans le but d'effectuer des comparaisons avec la mesure de certains mélanges.

Le protocole expérimental conventionnel pour la synthèse d'un géopolymère ainsi que ses paramètres d'optimisation ont été exposés. Pour obtenir une large plage de valeurs de permittivité diélectrique réelle, deux procédés ont été étudiés, l'un cherchant à diminuer la valeur de cette dernière jusqu'à  $\epsilon'_r = 3$  à 1.5GHz et la seconde cherchant à l'augmenter jusqu'à  $\epsilon'_r = 10$  à 1.5 GHz. Le procédé de l'augmentation de la valeur de  $\epsilon'_r$  a été obtenu en insérant du BaTiO<sub>3</sub> qui possède une forte valeur de permittivité (High-K). Pour diminuer la valeur de  $\epsilon'_r$ , un agent porogène sous forme de poudre d'aluminium (Al) a été employé. La synthèse des deux procédés a été validée par la mesure des caractéristiques diélectriques.

Enfin, les différents tests expérimentaux réalisés sur le géopolymère ont été présentés, à savoir l'analyse dilatométrique, la cartographie MEB et l'analyse thermique. Ce qui nous a permis de mettre en évidence l'inhomogénéité des mélanges, leur stabilité dimensionnelle et leur sensibilité à l'humidité.

Dans le chapitre suivant, le géopolymère dont le choix de la permittivité sera expliqué, servira au remplissage d'une antenne afin de réduire son encombrement. La méthodologie de conception de cette dernière, son optimisation, ses résultats de simulation électromagnétique, ainsi que les différentes mesures expérimentales effectuées seront exposés.



## Références bibliographiques

---

- [1] M. SOW, « Contribution à la conception de radars géologiques impulsions », Thèse de Doctorat de l'Université de Limoges, 2015.
- [2] J. Davidovits, « Geopolymers », *J. Therm. Anal.*, vol. 37, n° 8, p. 1633-1656, août 1991.
- [3] « Chimie des géopolymères. Introduction ». [En ligne]. Disponible sur: <https://www.techniques-ingenieur.fr/base-documentaire/materiaux-th11/surfaces-et-structures-fonctionnelles-42534210/chimie-des-geopolymeres-introduction-n3300/>. [Consulté le: 02-mai-2018].
- [4] « Introduction: développements et applications en géopolymère – Institut Géopolymère ». [En ligne]. Disponible sur: <https://www.geopolymer.org/fr/applications/introduction-developpements-et-applications-en-geopolymere/>. [Consulté le: 03-mai-2018].
- [5] « Filtre à air haute température Absolute D-Pyro efficacité H14 ». [En ligne]. Disponible sur: [https://www.camfil.fr/Produits\\_et\\_Services/Filtres\\_haute\\_temperature/Filtres\\_panneaux/AbsoluteTM-D-Pyro---H14-fr/#tab-2-tab](https://www.camfil.fr/Produits_et_Services/Filtres_haute_temperature/Filtres_panneaux/AbsoluteTM-D-Pyro---H14-fr/#tab-2-tab). [Consulté le: 02-mai-2018].
- [6] '99 *Geopolymer International Conference Proceedings*. Geopolymer Institute, 1999.
- [7] « 100.000 tonnes de géopolymère: première mondiale – Joseph Davidovits ». [En ligne]. Disponible sur: <https://www.davidovits.info/100-000-tonnes-de-geopolymere-premiere-mondiale/>. [Consulté le: 04-mai-2018].
- [8] A. R. V. Hippel, *Dielectric materials and applications*. Artech House, 1954.
- [9] P. K. Kadaba, « Simultaneous Measurement of Complex Permittivity and Permeability in the Millimeter Region by a Frequency-Domain Technique », *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 33, n° 4, p. 336-340, déc. 1984.
- [10] N. Tamyis, A. Ramli, et D. K. Ghodgaonkar, « Free space measurement of complex permittivity and complex permeability of magnetic materials using open circuit and short circuit method at microwave frequencies », in *Student Conference on Research and Development*, 2002, p. 394-398.
- [11] D. K. Ghodgaonkar, V. V. Varadan, et V. K. Varadan, « Free-space measurement of complex permittivity and complex permeability of magnetic materials at microwave frequencies », *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 39, n° 2, p. 387-394, avr. 1990.
- [12] G. L. Friedsam et E. M. Biebl, « A broadband free-space dielectric properties measurement system at millimeter wavelengths », in *Proceedings of 20th Biennial Conference on Precision Electromagnetic Measurements*, 1996, p. 210-211.
- [13] D. Lemaire, D. Cros, H. Jallageas, et P. Guillon, « Material characterisation from -160/spl deg/C up to 800/spl deg/C in centimeter and millimeter wavelength frequency band », in *Proceedings of 20th Biennial Conference on Precision Electromagnetic Measurements*, 1996, p. 72-73.
- [14] A. M. Nicolson et G. F. Ross, « Measurement of the Intrinsic Properties of Materials by Time-Domain Techniques », *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 19, n° 4, p. 377-382, nov. 1970.
- [15] B. L. J. Kulesza, J. S. Thorp, et A. B. Ahmad, « Coaxial line methods for measuring permittivity and dielectric loss », *J. Mater. Sci.*, vol. 19, n° 3, p. 915-922, mars 1984.
- [16] V. H. Nguyen, M. H. Hoang, H. P. Phan, T. Q. V. Hoang, et T. P. Vuong, « Measurement of complex permittivity by rectangular waveguide method with simple specimen

- preparation », in *2014 International Conference on Advanced Technologies for Communications (ATC 2014)*, 2014, p. 397-400.
- [17] O. Tantot, M. Chatard-Moulin, et P. Guillon, « Measurement of complex permittivity and permeability and thickness of multi-layered medium by an open-ended waveguide method », in *Proceedings of 20th Biennial Conference on Precision Electromagnetic Measurements*, 1996, p. 214-215.
- [18] P. Guillon et Y. Garault, « Complex permittivity measurement of MIC substrate », *Arch. Elektron. Uebertragungstechnik*, vol. 35, p. 102-104, mars 1981.
- [19] M. D. Janezic et J. Baker-Jarvis, « Full-wave analysis of a split-cylinder resonator for nondestructive permittivity measurements », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 47, n° 10, p. 2014-2020, oct. 1999.
- [20] T. M. Hirvonen, P. Vainikainen, A. Lozowski, et A. V. Raisanen, « Measurement of dielectrics at 100 GHz with an open resonator connected to a network analyzer », *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 45, n° 4, p. 780-786, août 1996.
- [21] « Company specialized in MVNA manufacturing (Millimeter and submillimeter Network Analyzers) - AB Millimetre ». [En ligne]. Disponible sur: <http://www.abmillimetre.com/>. [Consulté le: 16-mai-2018].
- [22] H. C. Reader et M. D. Janezic, « Coaxial probe dielectric measurements: Practical dotting; and crossing », in *2006 68th ARFTG Conference: Microwave Measurement*, 2006, p. 1-7.
- [23] V. Guihard, F. Taillade, J. P. Balayssac, B. Steck, J. Sanahuja, et F. Deby, « Modelling the behaviour of an open-ended coaxial probe to assess the permittivity of heterogeneous dielectrics solids », in *2017 Progress In Electromagnetics Research Symposium - Spring (PIERS)*, 2017, p. 1650-1656.
- [24] « Dielectric Assessment Kit (DAK) » SPEAG, Schmid & Partner Engineering AG ». [En ligne]. Disponible sur: <https://www.speag.com/products/dak/dielectric-measurements/>. [Consulté le: 30-mai-2018].
- [25] T. J. Muhammad, Z. ur R. Muhammad, et M. K. Abid, « A Brief Review of Measuring Techniques for Characterization of Dielectric Materials », *International Journal of Information Technology and Electrical Engineering*.
- [26] L. F. Chen, C. K. Ong, C. P. Neo, V. V. Varadan, et V. K. Varadan, *Microwave Electronics: Measurement and Materials Characterization*. John Wiley & Sons, 2004.
- [27] D. Berube, F. M. Ghannouchi, et P. Savard, « A comparative study of four open-ended coaxial probe models for permittivity measurements of lossy dielectric/biological materials at microwave frequencies », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 44, n° 10, p. 1928-1934, oct. 1996.
- [28] H. T. Shivamurthy, I. Maticena, et M. Spirito, « Dielectric measurements of mangoes from 0.5GHz to 20GHz using a custom open-ended coaxial probe », in *2017 47th European Microwave Conference (EuMC)*, 2017, p. 958-961.
- [29] « DAK 4 MHz to 3 GHz » SPEAG, Schmid & Partner Engineering AG ». [En ligne]. Disponible sur: <https://www.speag.com/products/dak/dak-dielectric-probe-systems/dak-4-mhz-3-ghz/>. [Consulté le: 22-mai-2018].
- [30] « SPEAG calibration services | dielectric probe calibration | DAK probe » SPEAG, Schmid & Partner Engineering AG ». [En ligne]. Disponible sur: <https://www.speag.com/services/cal-lab/calibration-services/dielectric-probe/>. [Consulté le: 22-mai-2018].

- [31] « Systems » SPEAG, Schmid & Partner Engineering AG ». [En ligne]. Disponible sur: <https://www.speag.com/products/dasy6/tissue-simulating-liquids/>. [Consulté le: 22-mai-2018].
- [32] A. Benhamouda, « Caractérisation électromagnétique de polymère chargé par des mélanges de titanates et d'oxyde en utilisant la spectroscopie en domaine temporel », Ferhat Abbas – Sétif, Algérie, 2010.
- [33] V. Markel, « Introduction to the Maxwell Garnett approximation: tutorial », *J. Opt. Soc. Am. A*, vol. 33, n° 7, p. 1244-1256, juin 2016.
- [34] H. Belyamoun, « Modelization and spectral characterization of metamaterials », Theses, Université Pierre et Marie Curie - Paris VI, 2010.
- [35] B. Michel et A. Lakhtakia, « On the application of the strong property fluctuation theory for homogenizing chiral-in-chiral composites », *J. Phys. Appl. Phys.*, vol. 29, n° 6, p. 1431, 1996.
- [36] M. M. Braun et L. Pilon, « Effective optical properties of non-absorbing nanoporous thin films », *Thin Solid Films*, vol. 496, n° 2, p. 505-514, févr. 2006.
- [37] J. R. Birchak, C. G. Gardner, J. E. Hipp, et J. M. Victor, « High dielectric constant microwave probes for sensing soil moisture », *Proc. IEEE*, vol. 62, n° 1, p. 93-98, janv. 1974.
- [38] H. Looyenga, « Dielectric constants of heterogeneous mixtures », *Physica*, vol. 31, n° 3, p. 401-406, mars 1965.
- [39] N. Maron et O. Maron, « Criteria for mixing rules application for inhomogeneous astrophysical grains », *Mon. Not. R. Astron. Soc.*, vol. 391, n° 2, p. 738-764, déc. 2008.
- [40] V. Wadhawan, *Introduction to Ferroic Materials*. CRC Press, 2000.
- [41] G. Mesnard et L. Eyraud, « Propriétés diélectriques des céramiques au titanate de baryum », *J Phys Phys Appl*, vol. 17, n° S6, p. 62-77, 1956.
- [42] C. Huber, « Synthèse et caractérisation de nouveaux matériaux ferroélectriques accordables pour applications hyperfréquences », phdthesis, Université Sciences et Technologies - Bordeaux I, 2003.
- [43] V. N. Shut et S. V. Kostomarov, « Properties of barium titanate powders in relation to the heat treatment of the barium titanyl oxalate precursor », *Inorg. Mater.*, vol. 48, n° 6, p. 613-618, juin 2012.
- [44] « Variations autour d'un multimètre / Celzard Alain ; Maréché Jean-François ». [En ligne]. Disponible sur: </fr/content/chamo17488>. [Consulté le: 31-mai-2018].
- [45] P. W. Rehrig, S. Trolier-McKinstry, S.-E. Park, et G. L. Messing, « Dielectric and electromechanical properties of barium titanate single crystals grown by templated grain growth », *IEEE Trans. Ultrason. Ferroelectr. Freq. Control*, vol. 47, n° 4, p. 895-902, juill. 2000.
- [46] « Martin Heinrich Klaproth | German chemist », *Encyclopedia Britannica*. [En ligne]. Disponible sur: <https://www.britannica.com/biography/Martin-Heinrich-Klaproth>. [Consulté le: 08-mai-2018].
- [47] « Fabrication spécifique et de précision de composants en céramiques techniques ». [En ligne]. Disponible sur: <http://www.microcertec.com/fiche-produits-fr-55-composants-pour-l-aeronautique-and-spatial.html>. [Consulté le: 08-mai-2018].
- [48] « CALYPSO, prothèse dentaire zirconium. Couronne en zircone ». [En ligne]. Disponible sur: <https://www.labocast.org/dentaires/prothese-zirconium.htm>. [Consulté le: 08-mai-2018].

- [49] G. Balakrishnan *et al.*, « Influence of oxygen partial pressure on the properties of pulsed laser deposited nanocrystalline zirconia thin films », *Appl. Surf. Sci.*, vol. 257, n° 20, p. 8506-8510, août 2011.
- [50] D. P. Thompson, A. M. Dickins, et J. S. Thorp, « The dielectric properties of zirconia », *J. Mater. Sci.*, vol. 27, n° 8, p. 2267-2271, avr. 1992.
- [51] S. FAKIRI, « Modélisation de la Permittivité Diélectrique du Silicium poreux Oxydé et Non Oxydé », Université Tlemcen Aboubekr Belkaid, Algérie, Juin 2012.
- [52] V. Ducman et L. Korat, « Characterization of geopolymer fly-ash based foams obtained with the addition of Al powder or H2O2 as foaming agents », *Mater. Charact.*, vol. 113, p. 207-213, mars 2016.
- [53] G. Masi, W. D. A. Rickard, L. Vickers, M. C. Bignozzi, et A. van Riessen, « A comparison between different foaming methods for the synthesis of light weight geopolymers », *Ceram. Int.*, vol. 40, n° 9, Part A, p. 13891-13902, nov. 2014.
- [54] E. Decrossas, M. A. E. Sabbagh, H. A. Naseem, V. F. Hanna, et S. M. El-Ghazaly, « Effective permittivity extraction of dielectric nano-powder and nano-composite materials: Effects of packing densities and mixture compositions », in *2011 41st European Microwave Conference*, 2011, p. 956-959.

# Chapitre III.

## Conception d'antennes Ultra Large Bande d'encombrement réduit

---

### Sommaire

III.1. Contexte.....	96
III.2. Méthodologie appliquée à la conception des antennes .....	96
III.2.2. Structure de géométrie biplaque.....	98
III.2.3. L'outil développé sous Matlab .....	98
III.2.4. Choix de l'évolution de l'impédance caractéristique des antennes.....	100
III.3. Application du principe de conception sur l'antenne K dans l'air.....	102
III.4. Impact des caractéristiques diélectriques d'un milieu de propagation sur les performances de rayonnement d'une antenne.....	104
III.4.1. Impact sur le gain et le champ électrique théoriques .....	104
III.4.2. Insertion de l'antenne K dans un milieu diélectrique .....	106
III.4.3. Atténuation en champ lointain .....	108
III.5. Application des outils de conception au développement de deux antennes ULB impulsioneilles à encombrement réduit.....	109
III.5.1. Introduction.....	109
III.5.2. Choix de la valeur de la permittivité diélectrique réelle pour les antennes élémentaires.....	111
III.5.3. Antenne AHD.....	115
III.5.4. Antenne ACD .....	122
III.5.5. Comparaison des antennes AHD et ACD.....	128
III.6. Résultats expérimentaux de l'antenne élémentaire.....	130
III.6.1. Fabrication de l'antenne .....	130
III.6.2. Protocole de remplissage de l'antenne et premiers résultats expérimentaux .....	131
III.6.3. Caractérisation de l'antenne ACD en chambre anéchoïque.....	134
III.7. Analyse expérimentale d'une scène radar.....	142
III.7.1. Scène radar réalisée dans l'air .....	142
III.7.2. Scène radar réalisée dans le sol.....	146
III.8. Conclusion .....	150
III.9. Perspectives .....	151
III.9.1. Contexte .....	151

### ***Chapitre III. Conception d'antennes Ultra Large Bande d'encombrement réduit***

---

---

III.9.2. Exemple d'immersion d'une antenne dans un milieu magnéto diélectrique .....	152
III.10. Conclusion générale .....	<b>Erreur ! Signet non défini.</b>
Références bibliographiques.....	155

### **III.1. Contexte**

Diminuer les dimensions des antennes est un objectif qui touche tous les domaines des systèmes radiofréquences.

Concilier une large bande de fréquences rayonnées et de bonnes performances de rayonnements transitoires (niveau élevé, signaux courts) tout en limitant l'encombrement des antennes est la problématique qui nous intéresse plus particulièrement dans le cadre de cette thèse. Les antennes dont nous cherchons à limiter l'encombrement sont des antennes à ondes progressives volumiques.

L'utilisation de matériaux diélectriques dans les antennes à ondes progressives a été exploitée ces dernières années avec l'objectif majeur de réduire le contraste diélectrique entre l'ouverture de l'antenne et le milieu dans lequel l'antenne doit rayonner [1]-[2]. Peu d'antennes sont intégralement insérées dans un diélectrique en particulier pour des raisons de complexité de fabrication.

Cette étude propose deux géométries d'antennes Ultra Large Bande volumiques dont les dimensions sont réduites en particulier grâce à l'utilisation d'un matériau géopolymère. Ces antennes sont destinées à rayonner dans l'air dans la bande 300MHz – 3GHz. Une attention particulière a été portée sur la limitation de la désadaptation provoquée par l'interface diélectrique / air à l'ouverture de l'antenne. Par ailleurs, pour des antennes de dimensions réduites vis-à-vis de la plus grande longueur d'onde du spectre, il est difficile d'obtenir un taux d'ondes stationnaires réduit, cette réduction est assurée soit à l'aide de charges résistives, soit par l'association au sein de l'antenne d'un dipôle électrique et d'un dipôle magnétique.

Dans ce cadre, un outil de conception d'antennes intégrant un matériau diélectrique a été mis en place. Dans un premier temps celui-ci va être présenté et les performances des deux structures élaborées seront détaillées.

### **III.2. Méthodologie appliquée à la conception des antennes**

#### **III.2.1.1. Principe de l'outil de conception**

Le principe de l'outil de conception est basé sur le principe de fonctionnement d'antennes à ondes progressives. Ces dernières peuvent être considérées comme une juxtaposition de tronçons de lignes de propagation dont les dimensions  $W$  (largeur) et  $h$  (hauteur) (Fig. III-1) sont choisies en fonction de l'impédance caractéristique  $Z_c$  désirée et en fonction des fréquences du spectre à rayonner.

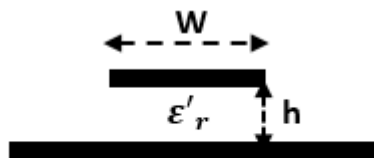


Fig. III-2. Géométrie d'une ligne microruban

Ces antennes permettent le rayonnement sur une large bande de fréquence, typiquement une décade [ $f_{\min}$ ,  $f_{\max}=10.f_{\min}$ ] mettant en jeu des longueurs d'onde variant de  $\lambda_{\max}$  à  $\lambda_{\min}$ , paramètres de dimensionnement.

Au niveau de l'alimentation, les dimensions  $W$  et  $h$  sont optimisées pour que la jonction connecteur/antenne n'induisse pas de défauts et conduise à une impédance caractéristique particulière ( $50\Omega$  le plus fréquemment).

Entre l'entrée et l'ouverture de l'antenne,  $W$  et  $h$  suivent une loi de progression optimisée de sorte que l'antenne ait un coefficient d'adaptation correct sur la bande ( $|S_{11}| \leq -10\text{dB}$ ) et rayonne un champ dont la durée est la plus proche possible de celle de l'impulsion d'alimentation. Le profil donné aux antennes peut être linéaire ou exponentiel.

Le but de l'outil de conception mis en place à l'aide de Matlab, est de concevoir l'antenne en suivant une loi d'évolution d'impédance allant de  $50\Omega$  à  $Z_{c\max}$  dans un milieu de permittivité relative réelle  $\epsilon'_r$ . Cela permet de construire l'antenne en plusieurs sections (ou tronçons), dont il s'agit de calculer les dimensions transversales en s'appuyant sur les équations d'une ligne microruban ou biplaque.

### III.2.1.2. Structure de géométrie microruban

L'outil développé sous Matlab s'appuie sur l'expression de l'impédance caractéristique d'une structure de propagation, telle qu'une ligne microruban (Équation 1- Équation 4) [3], représentée sur la Fig. III-3.

$$Z_c = \begin{cases} \frac{60}{\sqrt{\epsilon_e}} \ln\left(\frac{8h}{W} + \frac{W}{4h}\right) & \text{pour } \frac{W}{h} \leq 1 \\ \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_e} \left[ \frac{W}{h} + 1.393 + 0.667 \ln\left(\frac{W}{h} + 1.444\right) \right]} & \text{pour } \frac{W}{h} \geq 1 \end{cases} \quad \begin{array}{l} \text{Équation 1} \\ \text{Équation 2} \end{array}$$

$$\frac{W}{h} = \begin{cases} \frac{8e^A}{e^{2A} - 2} & \text{pour } W/h < 2 \\ \frac{2}{\pi} \left[ \frac{\epsilon'_r - 1}{2\epsilon'_r} \left\{ \ln(B - 1) + 0,39 - \frac{0,61}{\epsilon_r} \right\} \right] & \text{pour } W/h > 2 \end{cases} \quad \begin{array}{l} \text{Équation 3} \\ \text{Équation 4} \end{array}$$

Avec :

$$A = \frac{Z_c}{60} \sqrt{\frac{\epsilon'_r + 1}{2}} + \frac{\epsilon'_r - 1}{\epsilon'_r + 1} \left( 0,23 + \frac{0,11}{\epsilon'_r} \right), \quad B = \frac{377\pi}{2Z_c \sqrt{\epsilon'_r}}$$

$$\text{et } \epsilon_e = \frac{\epsilon'_r + 1}{2} + \frac{\epsilon'_r - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + 12 \frac{h}{W}}}$$



### III.2.2. Structure de géométrie biplaque

Pour que les équations d'une ligne microruban s'appliquent pour une ligne biplaque (Fig. III-4), un facteur 0.5 intervient et les Équation 1 - Équation 4 deviennent :

$$\frac{Z_c}{2} = \begin{cases} \frac{60}{\sqrt{\epsilon_e}} \ln \left( \frac{4h}{W} + \frac{W}{2h} \right) & \text{pour } \frac{W}{h} \leq 1 & \text{Équation 5} \\ \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_e} \left[ \frac{W}{0.5 * h} + 1.393 + 0.667 \ln \left( \frac{W}{0.5 * h} + 1.444 \right) \right]} & \text{pour } \frac{W}{h} \geq 1 & \text{Équation 6} \end{cases}$$

$$\frac{W}{0.5 \times h} = \begin{cases} \frac{4e^A}{e^{2A} - 2} & \text{pour } W/h < 2 & \text{Équation 7} \\ \frac{2}{\pi} \left[ \frac{B - 1 - \ln(2B - 1)}{\epsilon'_r - 1} + \frac{\epsilon'_r - 1}{2\epsilon'_r} \left\{ \ln(B - 1) + 0,39 - \frac{0,61}{\epsilon_r} \right\} \right] & \text{pour } W/h > 2 & \text{Équation 8} \end{cases}$$

Avec :

$$A = \frac{Z_c}{60} \sqrt{\frac{\epsilon'_r + 1}{2}} + \frac{\epsilon'_r - 1}{\epsilon'_r + 1} \left( 0,23 + \frac{0,11}{\epsilon'_r} \right), \quad B = \frac{377\pi}{2 \times \frac{Z_c}{2} \sqrt{\epsilon'_r}}$$

$$\text{et } \epsilon_e = \frac{\epsilon'_r + 1}{2} + \frac{\epsilon'_r - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + 12 \frac{h}{0.5 \times W}}}$$

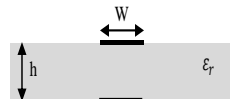


Fig. III-4. Géométrie d'une ligne biplaque

### III.2.3. L'outil développé sous Matlab

Il s'agit de calculer les dimensions transversales des différentes sections en s'appuyant sur les équations d'une ligne microruban ou biplaque, les hauteurs étant calculées préalablement à l'aide des fonctions (Équation 9, Équation 10) permettant d'obtenir une forme d'antenne suivant une évolution exponentielle ou linéaire (Annexe 1):

$$h = h_0 e^{bx} \quad \text{pour un profil exponentiel} \quad \text{Équation 9}$$

$$h = bx + h_0 \quad \text{pour un profil linéaire} \quad \text{Équation 10}$$

Avec :

$h_0$  : La hauteur de la ligne d'alimentation de l'antenne.

$x$  : Les longueurs des sections.

$b$  : Un facteur déterminé à partir des conditions dimensionnelles fixées.

Les dimensions d'entrée et d'extrémité de l'antenne sont choisies en fonction de plusieurs éléments exposés ci-dessous.

En entrée, les dimensions dépendent de l'impédance caractéristique de la ligne microruban ( $Z_{c0} = 50 \Omega$ ), de la fréquence haute, de la bande passante et de la longueur d'onde  $\lambda_{min}$

correspondante. Elles sont fixés à : 
$$\begin{cases} W < \frac{\lambda_{min}}{10} \\ h < \frac{\lambda_{min}}{10} \end{cases}$$

En extrémité, l'encombrement maximal a été choisi en fonction de la longueur d'onde maximale

$\lambda_{max}$  : 
$$\begin{cases} W \leq \frac{\lambda_{max}}{2} \\ L \leq \frac{\lambda_{max}}{2} \end{cases}$$
, où L est la longueur de l'antenne.

Le schéma ci-dessous décrit les différentes étapes de l'outil développé sous Matlab permettant la conception puis la simulation de l'antenne dans un milieu quelconque sous le logiciel CST STUDIO SUITE :

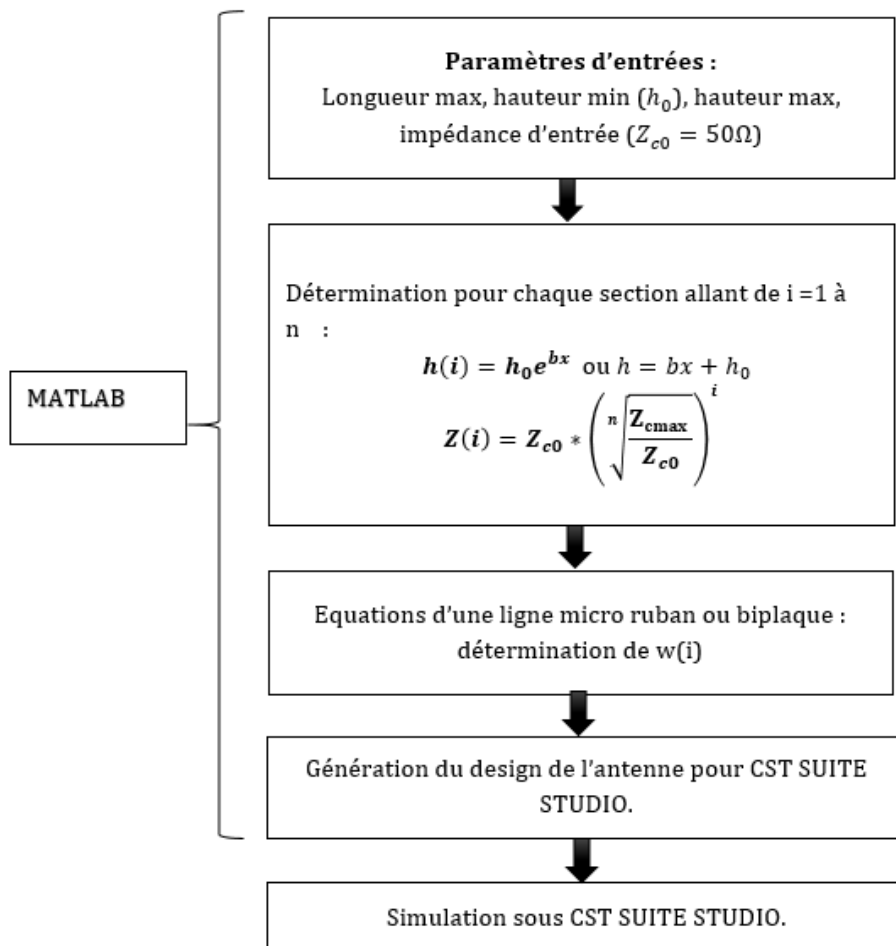


Fig. III-5. Principe de fonctionnement de l'outil de conception d'une antenne suivant un profil exponentiel ou linéaire

### III.2.4. Choix de l'évolution de l'impédance caractéristique des antennes

Pour identifier l'évolution optimale des antennes, c'est-à-dire celle permettant de trouver un bon compromis entre le coefficient de réflexion  $S_{11}$ , le gain et les dimensions, plusieurs évolutions d'impédance ont été testées. La structure choisie pour la validation de cette dernière est une antenne cornet TEM biplaque (Fig. III-6), qui a été élaborée dans l'air ( $\epsilon'_r = 1$ ) à l'aide de l'outil de conception présenté dans une bande de fréquence de [200MHz-2GHz], sa longueur maximale et sa hauteur à l'ouverture sont limitées à  $\lambda_{max}/2$  (0.75cm).

Usuellement, la communauté scientifique cherche à faire évoluer l'impédance caractéristique de 50 à 377  $\Omega$  (impédance d'onde du vide). Il est montré dans la suite que l'impédance caractéristique à l'ouverture de l'antenne peut être différente de 377  $\Omega$ .

Les différentes évolutions d'impédances testées sont :

- De 50 à 377  $\Omega$  (A377)
- De 50 à 250  $\Omega$  (A250)
- Et 50  $\Omega$  (l'antenne présente une impédance de 50  $\Omega$  tout au long de la structure) (A50)

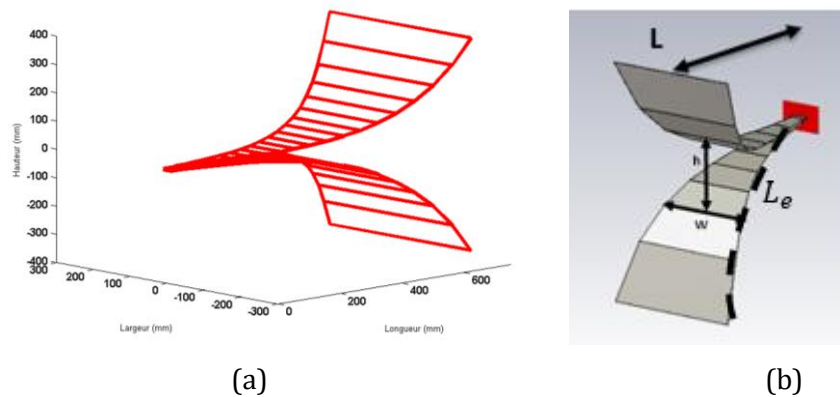


Fig. III-6. Profil de l'antenne cornet TEM obtenu sous Matlab (a) et sa géométrie après exportation sous CST Microwave Studio

Le cornet TEM a été conçu et simulé sous CST Microwave Studio pour les trois évolutions d'impédances; Les Fig. III-7 et Fig. III-8 montrent les résultats du paramètres  $S_{11}$  et les gains dans l'axe.

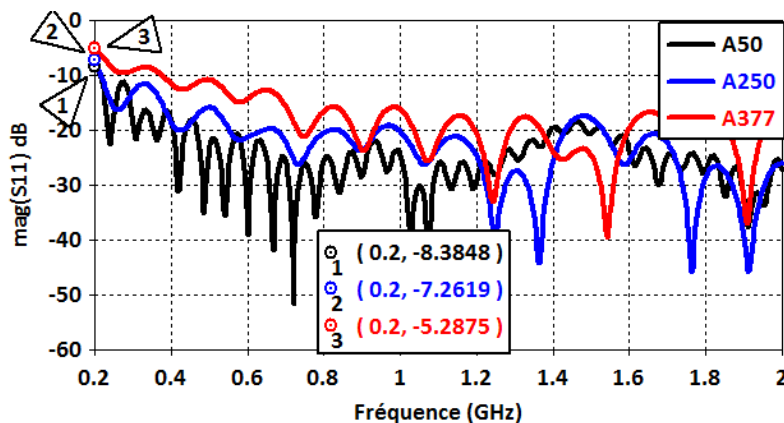


Fig. III-7. Module du coefficient de réflexion du cornet TEM pour différentes évolutions d'impédances

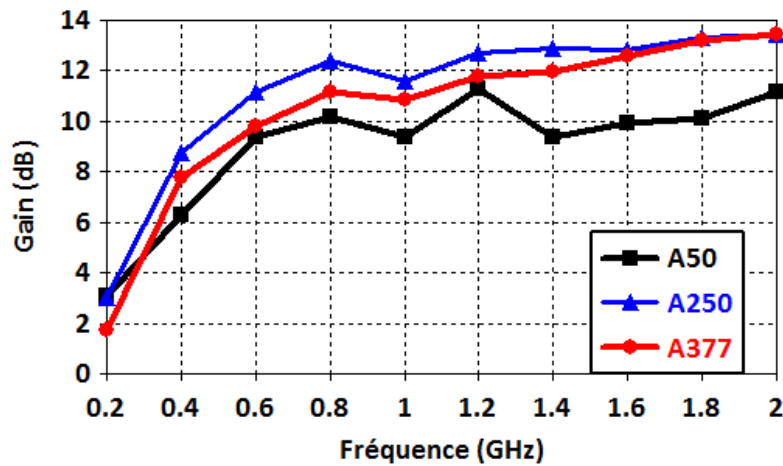
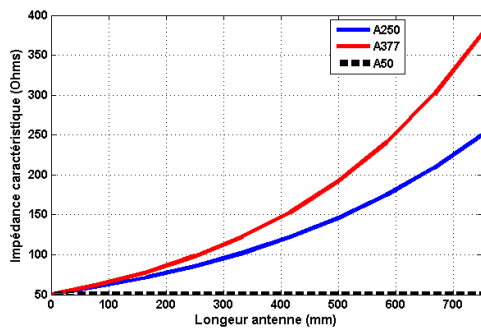


Fig. III-8. Gain dans l'axe du cornet TEM pour différentes évolutions d'impédances

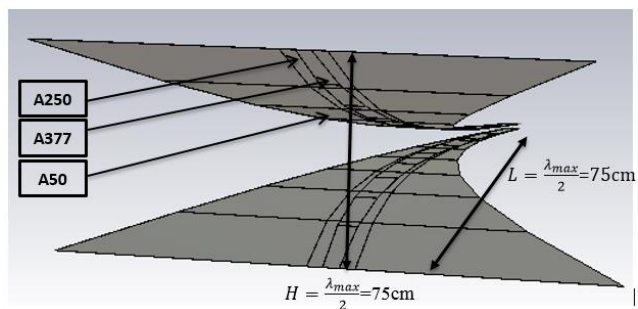
En basses fréquences, les trois antennes représentant les différentes évolutions testées, ne sont pas tout à fait adaptées. Par exemple à 200MHz le coefficient de réflexion est de -8.38db pour l'antenne A50, -7.26 dB pour A250 et -5.28 dB pour A377 (Fig. III-7). Pour assurer une adaptation à 200MHz, il faudrait étendre la longueur L des trois antennes à  $\lambda_{max}$  au lieu de  $\lambda_{max}/2$ .

Les oscillations présentes sur les trois courbes du coefficient de réflexion, sont dues à la largeur des antennes à l'ouverture qui est beaucoup plus importante pour l'antenne A50 (4m contre 0.3m pour A250 et 0.13m pour A377). Ceci conduit à une longueur  $L_e$  de 2.4m pour A50, 0.8m pour A250 et 0.9m pour A377.

L'antenne présentant une impédance constante de 50  $\Omega$  tout au long de la structure, présente des dimensions très importantes comparées à celles obtenues avec les deux autres évolutions (50 à 250  $\Omega$  ou 50 à 377  $\Omega$ ). Afin de conserver un compromis entre les dimensions de l'antenne et une adaptation correcte sur la bande, l'évolution de 50 à 250  $\Omega$  (Fig. III-9) est retenue.



(a)



(b)

Fig. III-9. Evolutions de l'impédance caractéristique en fonction de la longueur de l'antenne cornet TEM pour une bande de travail de [200MHz-2GHz] (a) et les géométries d'antennes correspondantes aux différentes évolutions d'impédance étudiées

### III.3. Application du principe de conception sur l'antenne K dans l'air

L'antenne K (Fig. III-10) reprend la structure de l'antenne Koshelev présentée en section I.5.2.4. Cette dernière a été élaborée dans la bande [200MHz, 2GHz], la partie cornet suit la loi d'évolution d'impédance caractéristique optimisée (50 à 250Ω).

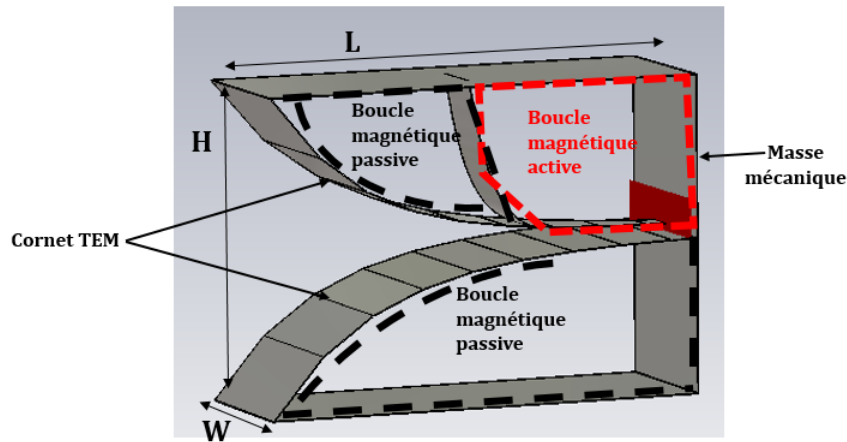


Fig. III-10. Géométrie de l'antenne K

L'antenne K présente une association de rayonnement de dipôle électrique (Cornet TEM) et de dipôles magnétiques (Boucles active et passives). Seule la boucle magnétique active (Fig. III-10) participe au rayonnement, la circonférence de celle-ci doit être convenablement choisie. Dans les travaux de recherches cités en [4], l'auteur montre que le périmètre de la boucle, symbolisée par les pointillés rouges sur la Fig. III-10 doit être proche de  $0.5\lambda_{max}$ ,  $\lambda_{max}$  étant la plus grande longueur d'onde rayonnée de la bande d'adaptation.

Les dimensions de l'antenne K permettant de couvrir la bande [200MHz-2GHz] sont exprimées en fonction de  $\lambda_{max}$  :

$$L = \frac{\lambda_{max}}{3.75} = 40cm \quad \text{Équation 11}$$

$$H = \frac{\lambda_{max}}{5} = 30cm \quad \text{Équation 12}$$

$$W = \frac{\lambda_{max}}{10} = 15cm \quad \text{Équation 13}$$

Pour la plupart des antennes ULB volumiques, les dimensions sont limitées  $\lambda_{max}$  (la plus grande longueur d'onde dans l'air) ou  $\frac{\lambda_{max}}{2}$ . L'antenne K montre que grâce à l'association de différents dipôles, chaque dimension de l'antenne est inférieure à  $\frac{\lambda_{max}}{3.75}$ . Les dimensions de l'antenne K exprimées en fonction de  $\lambda_{max}$  (Équation 11 - Équation 13) seront considérées comme les critères de miniaturisation à respecter pour le développement de nos antennes à encombrement réduit.

Le coefficient de réflexion et le gain dans l'axe de l'antenne K de dimensions optimales sont présentés sur la Fig. III-11, l'antenne est adaptée ( $S_{11} \leq 10dB$ ) sur la bande désignée et présente un gain maximal de 13dB à 2GHz.

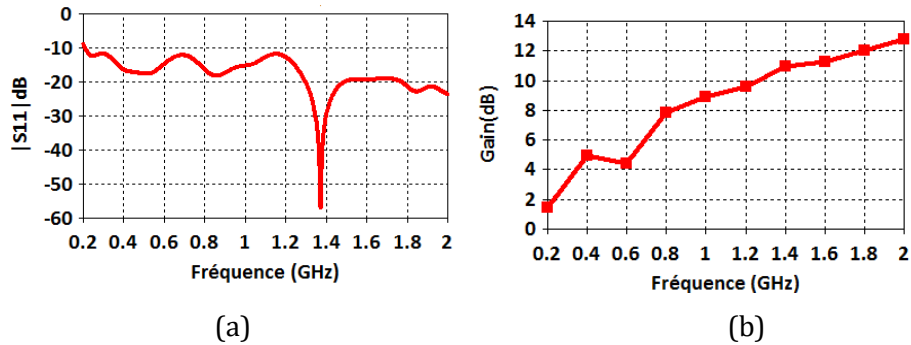


Fig. III-11. Coefficient de réflexion de l'antenne K (a) et son gain dans l'axe (b) dans la bande [200MHz, 2GHz]

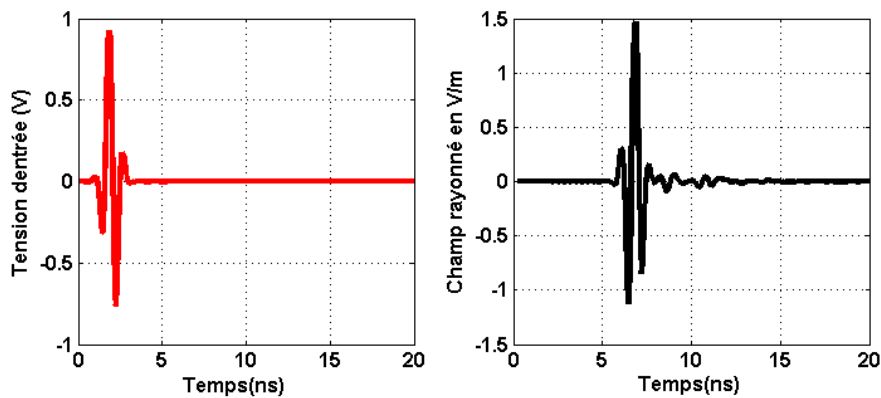


Fig. III-12. Signal à l'entrée de l'antenne à gauche et champ électrique rayonné en V/m ramené à 1mètre de l'antenne à droite

La Fig. III-12 montre le champ électrique rayonné à l'infini ramené à une distance de 1m. Pour ce calcul, on se situe en condition de champ lointain avec un champ rayonné qui décroît en  $1/R$ , où R est la distance qui se situe entre l'antenne et le point de mesure.

Pour évaluer la dispersion de l'antenne K, l'étalement temporel effectif ou le temps de groupe présenté en I.4.2.5 a été calculé dans la bande [200MHz, 2GHz]. Ce dernier est relativement faible et est égal à  $\tau_{g_{rms}} = 0.29$  ns.

En résumé, une bonne adaptation de l'antenne K est liée à trois principaux éléments :

- ✓ La transition entre le coaxial d'alimentation et le cornet TEM pour le maintien des  $50\Omega$ .
- ✓ L'évolution de l'impédance caractéristique de l'antenne qui permet une variation progressive de celle-ci et un rayonnement au fur et à mesure de la propagation.
- ✓ Et enfin la longueur de la boucle magnétique active.

### III.4. Impact des caractéristiques diélectriques d'un milieu de propagation sur les performances de rayonnement d'une antenne

#### III.4.1. Impact sur le gain et le champ électrique théoriques

L'objectif ici est d'étudier l'impact de l'immersion d'une antenne dans un milieu sans pertes sur ses performances harmoniques et transitoires. L'analyse de l'impact des propriétés diélectriques d'un milieu sur les performances d'une antenne a été effectuée pour trois différents cas :

- ✓ Cas 1 : l'antenne est immergée dans un l'air (Fig. III-13.a).
- ✓ Cas 2 : l'antenne est immergée dans un milieu diélectrique ( $\epsilon'_r$ ) (Fig. III-13.b).
- ✓ Cas 3 : l'antenne est immergée dans un milieu diélectrique avec une ouverture face à l'air (Fig. III-13.c).

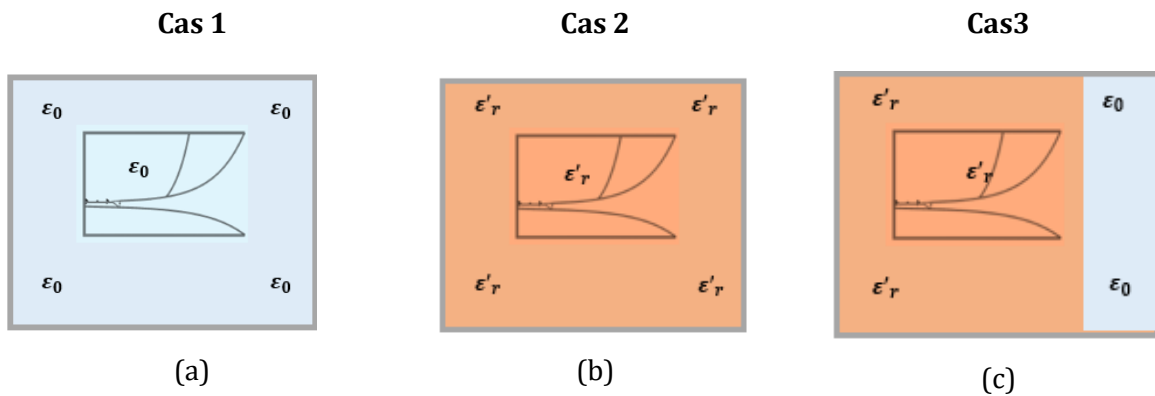


Fig. III-13. Les différentes configurations étudiées pour l'impact des caractéristiques d'un milieu situé à l'ouverture de l'antenne sur les performances de celle-ci

Le gain d'une antenne dépend de la surface physique  $S$  de son ouverture qui diminue avec l'insertion d'un matériau diélectrique  $\epsilon'_r$ , ceci est constaté à partir de l'Équation 14. Pour la suite on notera  $G_0$  pour le gain d'une antenne rayonnant dans l'air (cas 1).

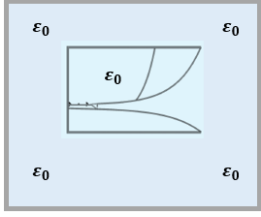
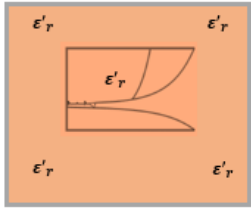
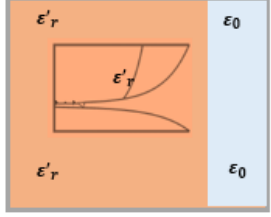
$$G = \frac{4\pi S}{\lambda^2} \quad \text{Équation 14}$$

Où :

$$\lambda = \frac{\lambda_0(\text{dans le vide})}{\sqrt{\epsilon'_r} (\text{du milieu dans lequel l'antenne rayonne})} \quad \text{Équation 15}$$

L'expression du gain selon le milieu dans lequel a lieu la propagation est présentée dans le tableau ci-dessous :

Tableau III-1. Comparaison du gain d'une antenne dans différents milieux

	Cas 1	Cas 2	Cas2
			
<b>Le gain G</b>	$G_0 = \frac{4\pi S}{\lambda_0^2}$	$G = \frac{4\pi \frac{S}{\sqrt{\epsilon'_r}}}{\frac{\lambda_0^2}{\sqrt{\epsilon'_r}}} = G_0$	$G = \frac{4\pi \frac{S}{\sqrt{\epsilon'_r}}}{\lambda_0^2} = \frac{G_0}{\epsilon'_r}$

Pour déterminer l'expression du champ électrique rayonné, l'expression du gain (Équation 16) est utilisée, elle présente le rapport entre la densité de puissance surfacique  $U(r, \theta, \varphi)$  rayonnée par une antenne dans une direction privilégiée  $(\theta, \varphi)$  à la distance  $r$  et la densité de puissance surfacique qui serait rayonnée par une antenne isotrope rayonnant la même puissance totale  $P_{ant}$ .

$$G(\theta, \varphi) = \frac{U(\theta, \varphi)}{\frac{P_{ant}}{4\pi r^2}} = \frac{\frac{dP_{ant}(\theta, \varphi)}{ds}}{\frac{P_{ant}}{4\pi r^2}} \quad \text{Équation 16}$$

$$G(\theta, \varphi) = \frac{\frac{dP_{ant}(\theta, \varphi)}{ds} \cdot r^2}{\frac{P_{ant}}{4\pi}} \quad \text{Équation 17}$$

$\frac{dP_{ant}(\theta, \varphi)}{ds}$  étant le vecteur de Poynting :

$$\frac{dP_{ant}(\theta, \varphi)}{ds} = \frac{E^2(\theta, \varphi)}{Z} = \frac{E^2(\theta, \varphi) \cdot \sqrt{\epsilon_r}}{Z_0} \quad \text{Équation 18}$$

Où  $Z$  est l'impédance d'onde du milieu diélectrique.

En injectant l'expression du vecteur de Poynting dans celle du gain, on obtient :

$$G(\theta, \varphi) = \frac{\frac{E^2(\theta, \varphi) \cdot \sqrt{\epsilon_r}}{Z_0} \cdot r^2}{\frac{P_{ant}}{4\pi}} \quad \text{Équation 19}$$



$$G(\theta, \varphi) = \frac{E^2(\theta, \varphi) \cdot \sqrt{\epsilon_r} \cdot r^2}{30 \cdot P_{ant}} \quad \text{Équation 20}$$

On déduit que :

$$E(\theta, \varphi) = \frac{\sqrt{30 \cdot G(\theta, \varphi) \cdot P_{ant}}}{\sqrt{\sqrt{\epsilon_r} \cdot r}} \quad \text{Équation 21}$$

Donc :

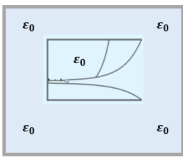
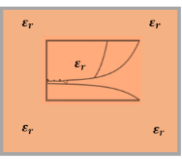
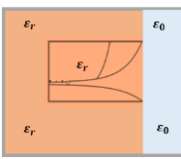
$$E(\theta, \varphi) = \frac{\sqrt{30 \cdot G(\theta, \varphi) \cdot P_{ant}}}{\epsilon_r^{0.25} \cdot r} \quad \text{Équation 22}$$

$$E(\theta, \varphi) = \frac{\sqrt{30 \cdot G(\theta, \varphi) \cdot P_{ant}}}{\sqrt{\sqrt{\epsilon_r} \cdot (\text{du milieu dans lequel l'antenne rayonne})} \cdot r} \quad \text{Équation 23}$$

Le champ rayonné dépend de la valeur de la permittivité diélectrique du milieu dans lequel il se propage. Son module à une distance  $r$  dans un milieu diélectrique, est inversement proportionnel à  $\epsilon_r^{0.25}$ .

Les expressions du champ pour les 3 cas présentés en Fig. III-13, sont reportées dans le Tableau III-2:

Tableau III-2. Comparaison du champ rayonné à une même distance d'une antenne dans différents milieux

	Cas 1	Cas 2	Cas 2
			
<b>Le champ rayonné E</b>	$E_0$	$\frac{E_0}{\sqrt{\sqrt{\epsilon_r}}}$	$\frac{E_0}{\sqrt{\epsilon_r}}$

### III.4.2. Insertion de l'antenne K dans un milieu diélectrique

L'objectif ici est de valider l'étude réalisée sur l'impact du milieu de propagation sur les performances harmoniques et transitoires ainsi que sur les dimensions d'une antenne par la simulation. Pour cela l'antenne K est immergée dans un milieu sans pertes, la valeur de la permittivité diélectrique réelle choisie arbitrairement pour cette étude est de  $\epsilon_r = 4.5$ . L'introduction du diélectrique entraîne une réduction d'encombrement, les dimensions globales

de l'antenne sont divisées par un facteur  $\sqrt{\epsilon'_r}$ . L'impédance caractéristique varie de  $50\Omega$  à  $250\Omega/\sqrt{\epsilon'_r}$ .

Les dimensions de l'antenne K immergée dans un milieu de permittivité relative  $\epsilon'_r = 4.5$  permettant de couvrir la bande [200MHz-2GHz] sont :

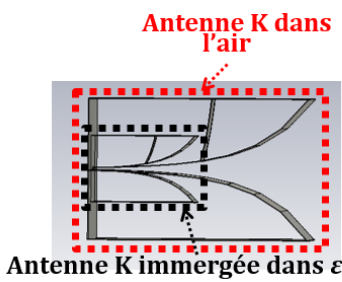
$$L = \frac{\lambda_{max}}{3.75\sqrt{4.5}} = 18cm \quad \text{Équation 24}$$

$$H = \frac{\lambda_{max}}{5\sqrt{4.5}} = 14cm \quad \text{Équation 25}$$

$$W = \frac{\lambda_{max}}{10\sqrt{4.5}} = 7cm \quad \text{Équation 26}$$

On peut remarquer au travers du Tableau III-3 que les dimensions de l'antenne ont été réduites d'un facteur supérieur à 2.

Tableau III-3. Récapitulatif des dimensions de l'antenne K dans l'air et dans un diélectrique  $\epsilon'_r = 4.5$

Antenne K dans l'air	Antenne K immergée dans $\epsilon'_r = 4.5$	 <p>Antenne K dans l'air</p> <p>Antenne K immergée dans <math>\epsilon_r = 4.5</math></p>
<p><b>L=0.4m</b></p> <p><b>H=0.3m</b></p> <p><b>W=0.15m</b></p>	<p><b>L=0.18m</b></p> <p><b>H=0.14m</b></p> <p><b>W=0.07m</b></p>	

Le coefficient de réflexion et le gain dans l'axe de l'antenne K immergée sont présentés sur la Fig. III-14, l'antenne garde une bonne adaptation sur la bande désignée en étant immergée dans un milieu diélectrique et elle présente un gain maximal de 12dB proche de celui de l'antenne rayonnant dans l'air, ce qui confirme l'analyse précédente.

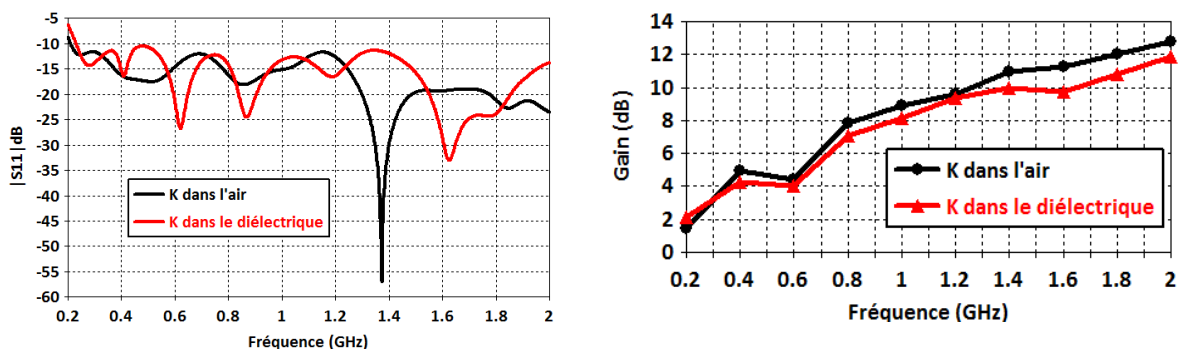


Fig. III-14. Comparaison du coefficient de réflexion et du gain dans l'axe de l'antenne K dans l'air et immergée dans un milieu de  $\epsilon'_r = 4.5$

On peut conclure que l'immersion totale de l'antenne dans un milieu diélectrique conduit à une adaptation et un gain quasiment identiques à ceux obtenus dans le cas d'un rayonnement dans l'air.

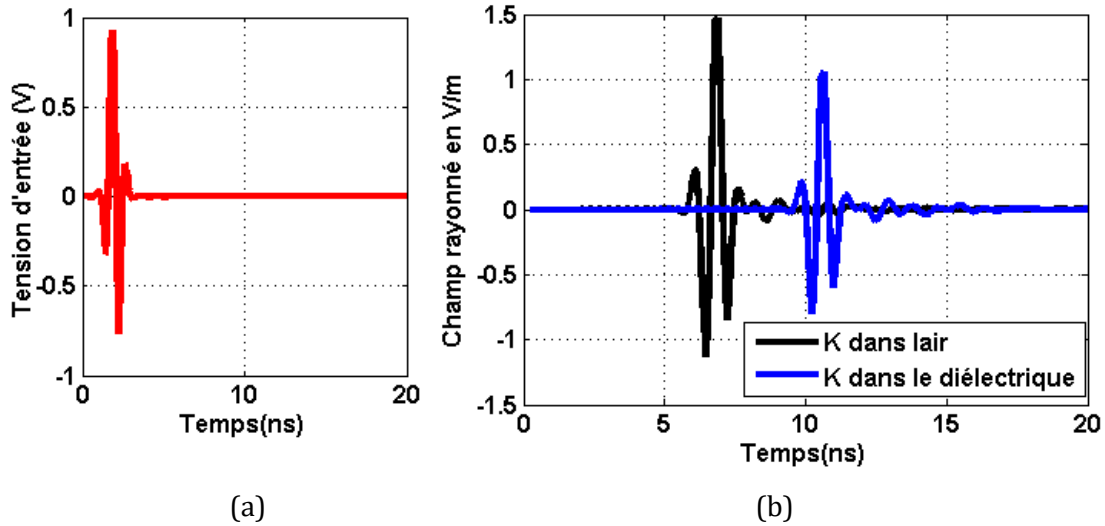


Fig. III-15. Signal à l'entrée de l'antenne (a) et comparaison des champs électriques rayonnés en V/m ramenés à 1mètre de l'antenne K dans l'air et immergée dans un milieu  $\epsilon'_r = 4.5$  à droite (b)

Sur la Fig. III-15, les champs sont calculés à une distance physique équivalente de l'ouverture des antennes (1m). La valeur crête du champ électrique est de 1.44 V/m pour l'antenne K rayonnant dans l'air et 1.06 V/m pour celle rayonnant dans le diélectrique. La valeur crête du champs électrique rayonné par l'antenne immergée dans le diélectrique correspond à celle rayonnée dans l'air divisé par un facteur proche de  $\epsilon'_r^{0.25}$  comme prévu.

### III.4.3. Atténuation en champ lointain

L'atténuation en champ lointain d'une antenne liée aux pertes diélectriques est exprimée en fonction des caractéristiques diélectriques du milieu dans lequel l'antenne va rayonner. Le calcul de l'atténuation est obtenue à l'aide de l'Équation 27, elle dépend à la fois de la fréquence et des pertes diélectriques. Une faible valeur d'atténuation permet d'augmenter la profondeur de pénétration des ondes, et pour cela le rayonnement des basses fréquences est nécessaire.

$$\alpha(dB) = 8.686 \times d \times 2\pi \times f \times \sqrt{\frac{\mu_0 \mu_r \epsilon_0 \epsilon'_r}{2} [(1 + \tan \delta^2)^{\frac{1}{2}} - 1]} \quad \text{Équation 27}$$

Où :

d : est la distance parcourue par l'onde rayonnée.

f : la fréquence de travail

$\mu_0$  : la perméabilité magnétique du vide.

$\mu_r$  : la perméabilité magnétique relative du milieu de propagation.

$\epsilon_0$  : la permittivité diélectrique du vide.

$\epsilon'_r$  : la partie réelle de la permittivité diélectrique relative du milieu de propagation.

$\tan \delta$  : la tangente de pertes du milieu de propagation.

Pour un sol de permittivité  $\epsilon'_r = 4.5$  (sable sec), la variation de la valeur de la tangente de pertes de ce dernier influence la valeur de l'atténuation. Pour donner un ordre d'idée, l'atténuation a été calculée pour différentes valeurs de tangente de pertes constantes dans une bande de [200MHz-2GHz] (Fig. III-16).

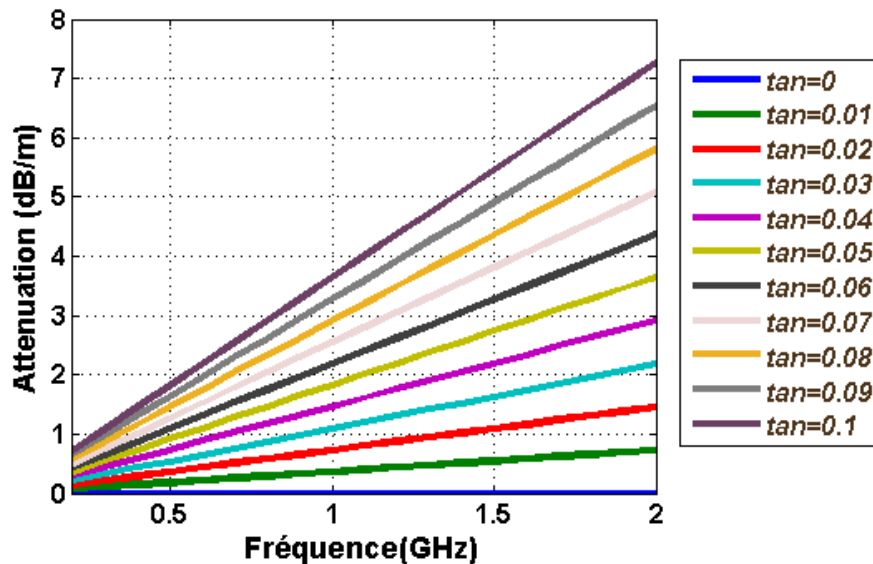


Fig. III-16. Evolution de l'atténuation en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de tangente de perte dans un milieu de  $\epsilon'_r = 4.5$  pour une propagation sur 1 mètre

On constate une différence de 6.5dB entre l'atténuation pour une valeur de  $\tan\delta=0.01$  et pour  $\tan\delta=0.1$  à 2GHz, soit un facteur de 2.1 (Fig. III-16). Plus la valeur de la tangente de perte est élevée, plus l'atténuation est importante.

### III.5. Application des outils de conception au développement de deux antennes ULB impulsionnelles à encombrement réduit

#### III.5.1. Introduction

Les dimensions d'antennes ULB impulsionnelles à fortes puissances acceptées, sont souvent limitées à des dimensions de l'ordre de  $\frac{\lambda_{max}}{2}$  ou  $\lambda_{max}$ . Pour réduire leurs dimensions, trois techniques ont été exploitées pendant cette étude :

- ✓ Le remplissage de l'antenne avec du matériau diélectrique.
- ✓ L'utilisation d'éléments résistifs.
- ✓ L'association du rayonnement d'un dipôle électrique ou d'un cornet TEM avec un dipôle magnétique.

Pour répondre à l'objectif du remplissage avec du matériau diélectrique, qui permettrait de réduire les dimensions des antennes d'un facteur  $\sqrt{\epsilon_r}$ , le géopolymère présenté dans le chapitre 2 a été utilisé. Cependant, lorsqu'il s'agit de réduire les dimensions d'antennes, l'adaptation aux basses fréquences reste une tâche difficile. Dans ce chapitre, des solutions sont proposées pour remédier à ce problème.

Deux antennes ULB impulsionnelles dont l'encombrement a été réduit vont être exposées (Fig. III-17). La première structure appelée AHD, combine l'utilisation du remplissage avec un matériau diélectrique de façon partielle et l'utilisation d'un mode de rayonnement hybride. La deuxième structure appelée ACD, associe le remplissage de l'antenne avec du matériau diélectrique de manière intégrale ainsi que l'utilisation de charges résistives. Une étude a été réalisée pour le choix de la valeur de la permittivité du matériau qui intégrera les deux antennes.

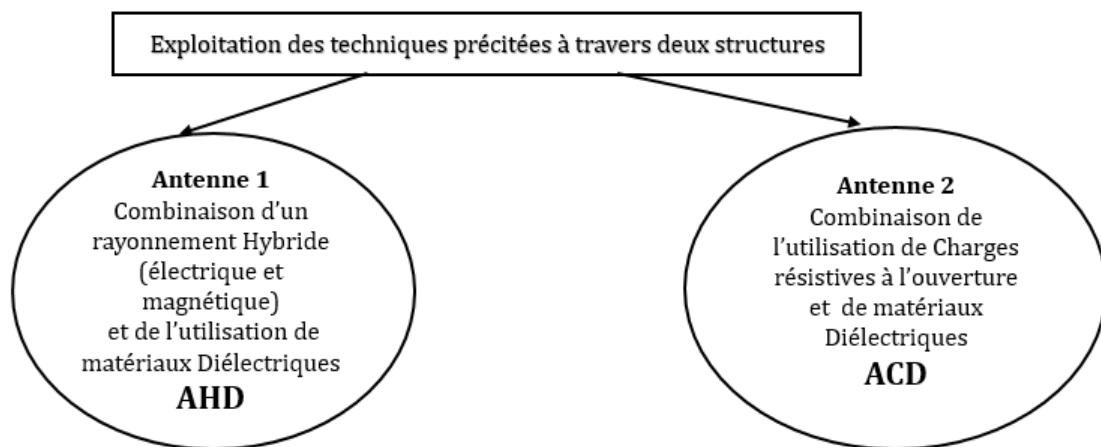


Fig. III-17. Les différentes techniques employées pour les deux structures d'antennes répondant à l'objectif de réduction d'encombrement

L'optimisation des antennes développées a été effectuée pour un rayonnement dans l'air dans une bande de fréquence de [300MHz, 3GHz].

### III.5.2. Choix de la valeur de la permittivité diélectrique réelle pour les antennes élémentaires

Le but est d'identifier la valeur de la permittivité diélectrique réelle qui présenterait le moins d'impact sur l'adaptation de l'antenne et limiterait l'influence du contraste de permittivité à l'interface diélectrique/air située à l'ouverture de l'antenne.

Une étude consistant à immerger une antenne basique de type cornet TEM (Fig. III-18) dans de différents milieux diélectriques sans pertes ( $\epsilon'_r=1, \epsilon'_r=3, \epsilon'_r=6, \epsilon'_r=9$ ) a été réalisée. Les dimensions des antennes élaborées (L et H) sont limitées à  $\frac{\lambda_{max}}{2\sqrt{\epsilon'_r}}$  ( pour rappel,  $\lambda_{max}$  est la plus grande longueur d'onde dans l'air ).

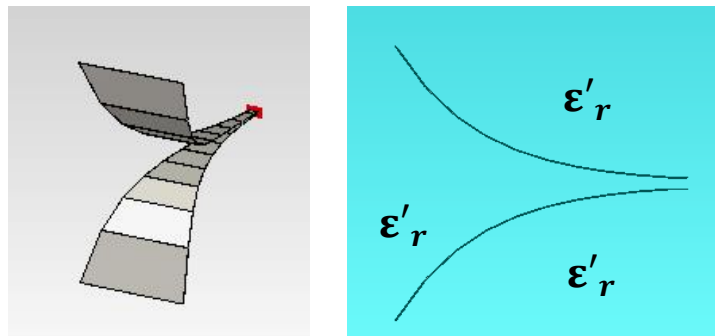


Fig. III-18. Antenne cornet TEM immergée dans un milieu homogène

L'étude a été effectuée en trois étapes :

#### Etape 1 :

Dans un premier temps, l'optimisation des cornets TEM pour les différents milieux a été effectuée en immergeant complètement les antennes dans différents milieux homogènes sans pertes en assurant au mieux leur adaptation ( $S_{11} \leq 10\text{dB}$ ) dans la bande [300MHz, 3GHz]; le résultat est montré sur la Fig. III-19.

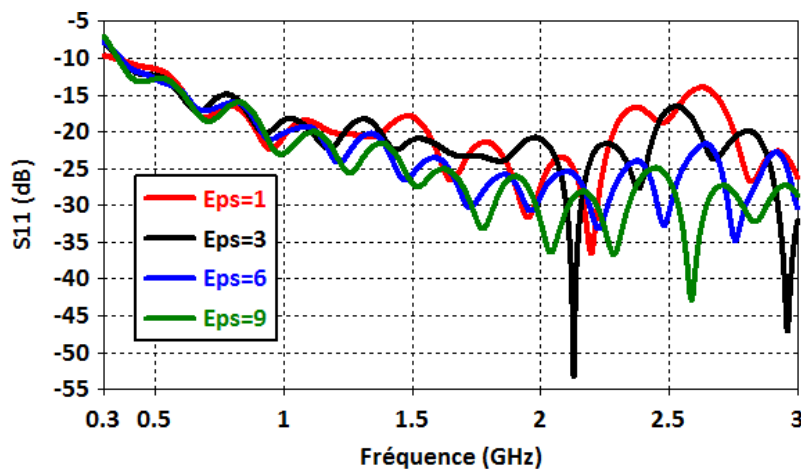


Fig. III-19. Module du coefficient de réflexion des antennes cornet TEM immergées dans différents milieux

**Etape 2 :**

Les ouvertures des cornets TEM ont été positionnées face à l'air (Fig. III-20), les structure antennaires restants immergées.

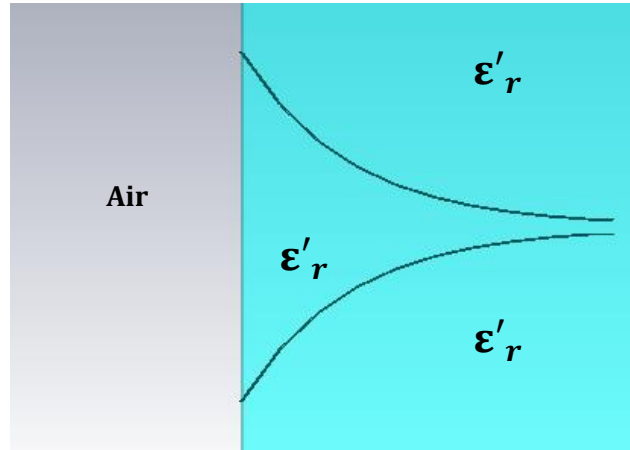


Fig. III-20. Antenne cornet TEM conçue dans un milieu  $\epsilon'_r$  placée face à l'air

Après la simulation des différents cornets TEM, on peut d'ores et déjà remarquer (Fig. III-21) que la valeur de la permittivité diélectrique influençant le moins l'adaptation particulièrement en basses fréquences ( $S_{11} \leq 10\text{dB}$ ) pour un rayonnement dans l'air, est  $\epsilon'_r=3$ .

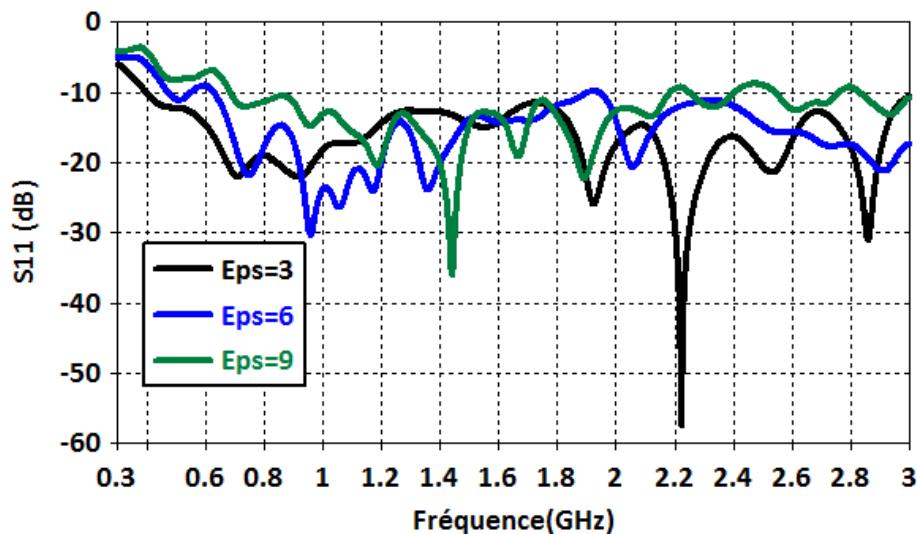


Fig. III-21. Module du coefficient de réflexion des antennes cornet TEM dans différents milieux avec une ouverture face à l'air

**Etape 3 :**

Le matériau diélectrique est limité à la structure métallique des antennes (Fig. III-22). La simulation est effectuée pour les structures correspondantes aux différentes valeurs de permittivités  $\epsilon'_r=3$ ,  $\epsilon'_r=6$  et  $\epsilon'_r=9$ .

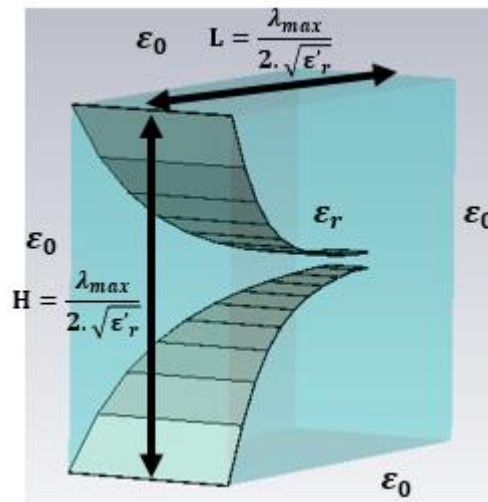


Fig. III-22. Cornet TEM dont le matériau diélectrique est limitée à sa structure métallique

A partir des évolutions du coefficient de réflexion montrés en Fig. III-23, une détérioration plus prononcée du paramètre  $S_{11}$  des antennes correspondants aux  $\epsilon'_r=6$  et  $\epsilon'_r=9$  est observée. Pour  $\epsilon'_r=3$ , l'antenne reste adaptée ( $S_{11} \leq 10\text{dB}$ ) sur la bande [450MHz, 3GHz].

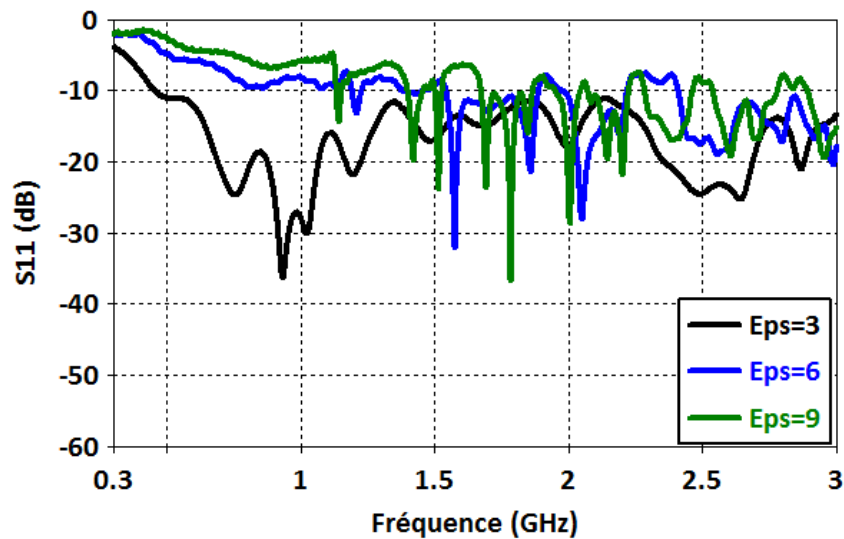


Fig. III-23. Module du coefficient de réflexion des antennes cornets TEM pour différentes valeurs de permittivités diélectrique

Compte tenu des résultats obtenus pour les deux configurations présentées, la valeur de  $\epsilon'_r=3$  est celle qui engendre un contraste diélectrique/air le moins impactant. Même si les valeurs de  $\epsilon'_r$  inférieures à 3 permettent une réduction des effets d'interface, dans l'objectif d'une réduction de l'encombrement des antennes, cette valeur est retenue pour le remplissage des antennes AHD et ACD.



- **Critère approximatif quantifiant l'influence de l'interface à l'ouverture de l'antenne sur le paramètre  $S_{11}$  en basses fréquences :**

Pour qu'une antenne soit adaptée il faut que le TOS (Équation 28) soit inférieur ou égal à 2 ce qui équivaut à un coefficient de réflexion  $\Gamma$  inférieur ou égal à 0.3, ce qui permet d'obtenir un module du coefficient de réflexion  $|S_{11}|$  :

$$TOS = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \quad \text{Équation 28}$$

$$20 \log|S_{11}| = 20 \log(0.3) \simeq -10dB \quad \text{Équation 29}$$

Le coefficient de réflexion au niveau de l'interface diélectrique/ air s'exprime de la façon suivante :

$$\Gamma = \frac{\sqrt{\epsilon'_r} - \sqrt{\epsilon'_{r0}}}{\sqrt{\epsilon'_r} + \sqrt{\epsilon'_{r0}}} \quad \text{Équation 30}$$

Si le coefficient de réflexion est égal à 0.3, alors

$$\frac{\sqrt{\epsilon'_r}}{\sqrt{\epsilon'_{r0}}} \simeq 1.85 \quad \text{Équation 31}$$

D'où :

$$\frac{\epsilon'_r}{\epsilon'_{r0}} \simeq 3.42$$

Pour que l'influence de l'interface entre les deux diélectriques impacte moins l'adaptation de l'antenne, il faut que le rapport  $\frac{\epsilon'_r}{\epsilon'_{r0}}$  soit inférieur à 3.42. Ce critère applicable en incidence normale est respecté avec un choix de valeur  $\epsilon'_r = 3$ .

### III.5.3. Antenne AHD

#### III.5.3.1. Optimisation des dimensions de l'antenne AHD

L'antenne AHD combine un rayonnement hybride (magnétique et électrique) et l'utilisation de matériau diélectrique.

Le point de départ pour la conception est l'immersion d'une antenne K dans un milieu homogène dont la permittivité diélectrique réelle relative est de 3, dans la bande [300MHz, 3GHz], ses dimensions sont :

$$L = \frac{\lambda_{max}}{3.75\sqrt{3}} = 15.3cm \quad \text{Équation 32}$$

$$H = \frac{\lambda_{max}}{5\sqrt{3}} = 11.5cm \quad \text{Équation 33}$$

$$W = \frac{\lambda_{max}}{10\sqrt{3}} = 5.7cm \quad \text{Équation 34}$$

Où  $\lambda_{max}$  représente la longueur d'onde à la fréquence la plus basse.

Après l'optimisation de l'antenne K immergée dans un milieu homogène dont les propriétés diélectriques sont  $\epsilon'_r=3$  et  $tg\delta = 0.03$  (propriétés proches de celles d'un géopolymère poreux, présentées dans la chapitre 2, paragraphe II.4.2), le matériau diélectrique a été limité au niveau de la structure métallisée de cette dernière tout en rayonnant dans l'air (Fig. III-24).

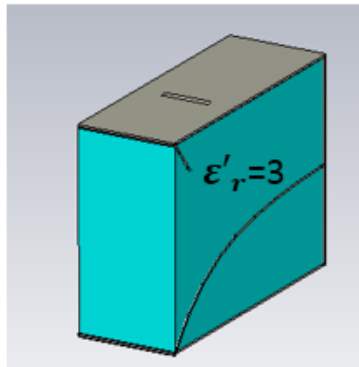


Fig. III-24. Antenne K remplie de matériau diélectrique dont la valeur de la permittivité est de 3

A partir du résultat du coefficient de réflexion montré en Fig. III-25, on peut constater que la limitation du matériau diélectrique au niveau de la structure a dégradé ce dernier.

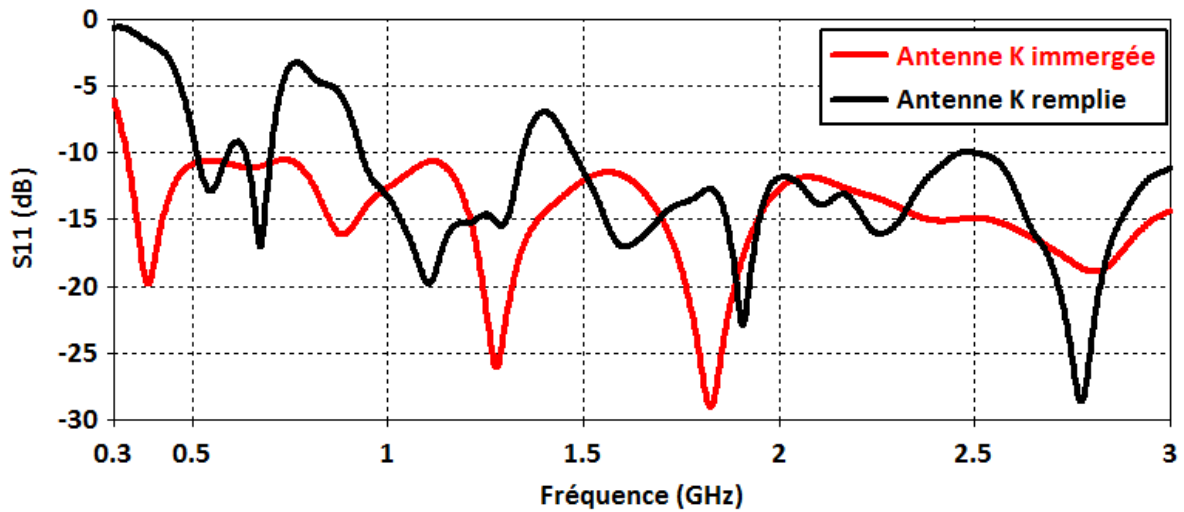


Fig. III-25. Comparaison des modules des coefficients de réflexion de l'antenne K immergée et l'antenne K remplie d'un matériau diélectrique de permittivité réelle de 3

La dégradation du coefficient de réflexion a lieu dans la bande [300MHz, 1,5GHz]. Pour remédier à cette désadaptation, une optimisation des dimensions et du remplissage de l'antenne K sera effectuée. Cette antenne optimisée est appelée AHD.

La conception de l'antenne AHD consiste à recalculer les dimensions de l'antenne K en fonction d'une permittivité diélectrique réelle moyenne (Équation 35) entre celle du matériau diélectrique et celle de l'air ( $\epsilon_0 = 1$ ) dans la bande [300MHz, 3GHz].

$$\epsilon_e = \frac{\epsilon'_r + 1}{2} = 2 \quad \text{Équation 35}$$

Après une phase d'optimisation, les dimensions de l'antenne AHD (Fig. III-26) permettant d'obtenir le meilleur fonctionnement possible sont :

$$L = \frac{\lambda_{max}}{3.2\sqrt{\epsilon_e}} = 22.7cm \quad \text{Équation 36}$$

$$H = \frac{\lambda_{max}}{3.5\sqrt{\epsilon_e}} = 20.7cm \quad \text{Équation 37}$$

$$W = \frac{\lambda_{max}}{3.9\sqrt{\epsilon_e}} = 18cm \quad \text{Équation 38}$$

Où  $\lambda_{max}$  représente la longueur d'onde à la fréquence la plus basse.

### III.5.3.2. Optimisation du remplissage de l'antenne

Deux configurations de remplissage de l'antenne avec du matériau diélectrique ont été étudiées, l'une se basant sur un remplissage partiel (Fig. III-26.a), et l'autre sur un remplissage intégral (Fig. III-26.b). Pour le cas où l'antenne est remplie de façon partielle, la partie basse de l'antenne a été fermée par une plaque métallique. Dans les travaux cités en [4], il a été montré que cette partie engendrait une résonance, qui est supprimée par l'ajout de la plaque métallique.

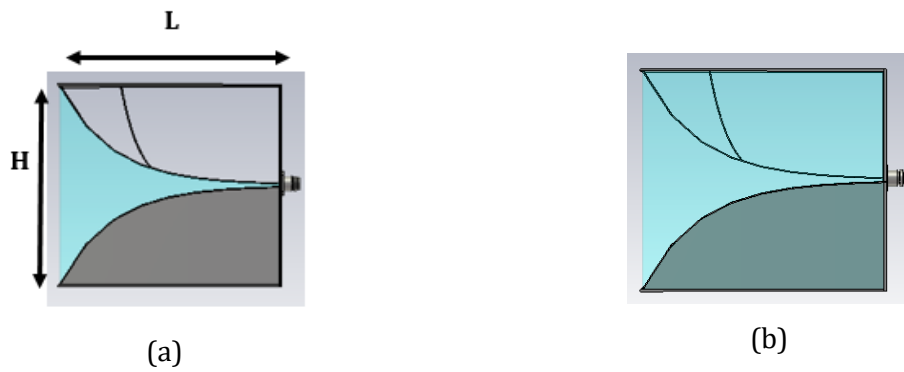


Fig. III-26. La structure de l'antenne AHD, remplie partiellement (a), remplie intégralement (b)

L'antenne AHD est adaptée dans les deux configurations (Fig. III-27), avec un gain (Fig. III-29) légèrement meilleur (une différence de 1.3dB) et un niveau de champ plus élevé (une différence de 0.14 V/m) (Fig. III-28) pour le cas du remplissage partiel.

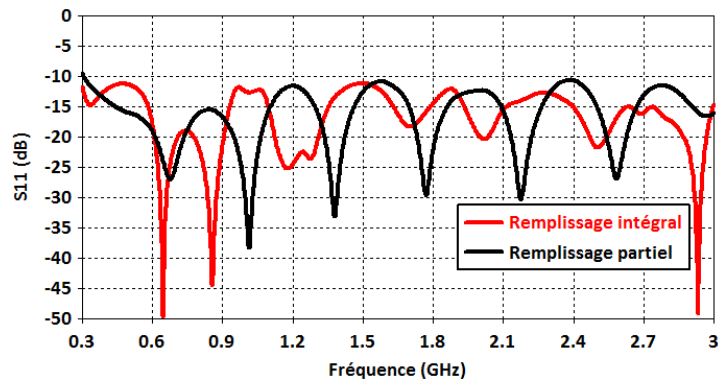


Fig. III-27. Comparaison du module de coefficient de réflexion de l'antenne AHD dans le cas d'un remplissage de matériau diélectrique intégral ou partiel

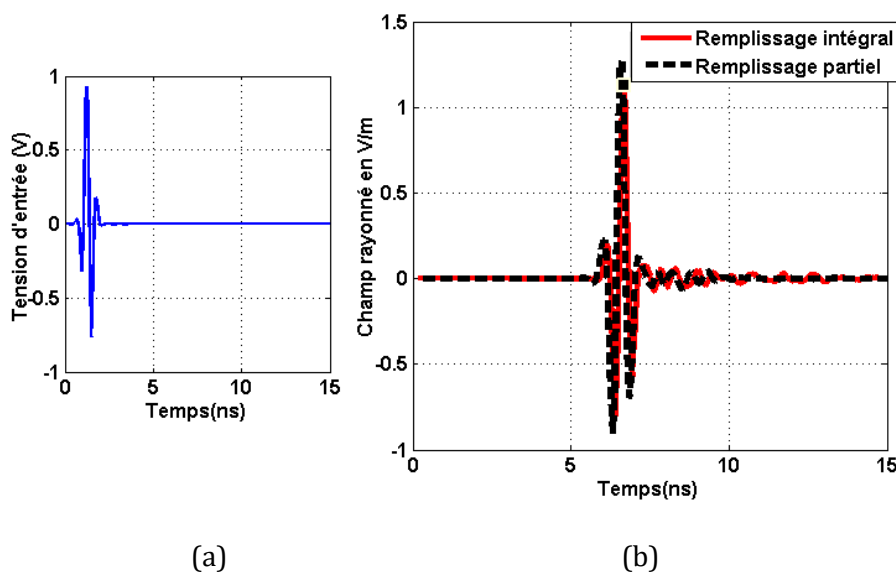


Fig. III-28. Signal à l'entrée de l'antenne (a) et Comparaison du champ électrique rayonné ramené à 1 mètre de l'antenne AHD dans le cas d'un remplissage de matériau diélectrique intégral ou partiel (b)

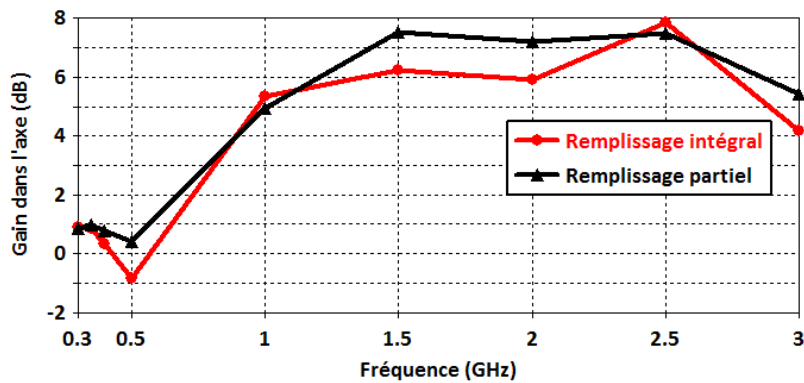


Fig. III-29. Comparaison du gain réalisé dans l'axe de l'antenne AHD dans le cas d'un remplissage de matériau diélectrique intégral ou partiel

Que le remplissage de l'antenne soit effectué de façon partielle ou intégrale, les résultats obtenus sont satisfaisants. Pour l'optimisation de l'antenne, le remplissage partiel de l'antenne est choisi pour la suite de l'étude.

### III.5.3.3. Optimisation de la largeur de l'antenne à l'ouverture

L'adaptation de l'antenne en basses fréquences est liée en partie à la largeur maximale de l'antenne  $W$  à l'ouverture, cette largeur a été optimisée pour obtenir la meilleure adaptation possible. On peut constater à travers la Fig. III-30 l'influence de celle-ci.

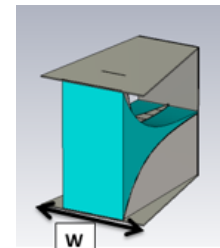
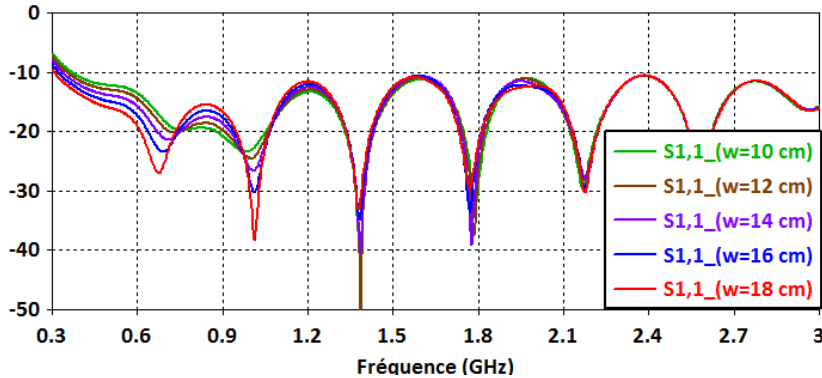


Fig. III-30. Module des coefficients de réflexions correspondants aux différentes largeurs simulées

Le coefficient de réflexion (Fig. III-30) obtenu pour  $w=18\text{cm}$  à  $300\text{MHz}$  est très proche de  $-10\text{dB}$ , cette largeur est donc conservée pour l'antenne AHD.

### III.5.3.4. Optimisation des boucles

La position du ruban séparant la boucle magnétique passive et la boucle magnétique active dans la structure de l'antenne AHD a été optimisée. Les différentes positions testées ainsi que les coefficients de réflexion correspondants sont montrés sur la Fig. III-31. Les positions du ruban 1 et 2 sont celles qui permettent d'obtenir la meilleure adaptation à  $300\text{MHz}$  ( $S_{11} \leq 10\text{dB}$ ). La circonférence des boucles magnétique obtenues par la position 1 et la position 2 sont respectivement  $0.5\lambda_{\text{max}}$  et  $0.45\lambda_{\text{max}}$ .

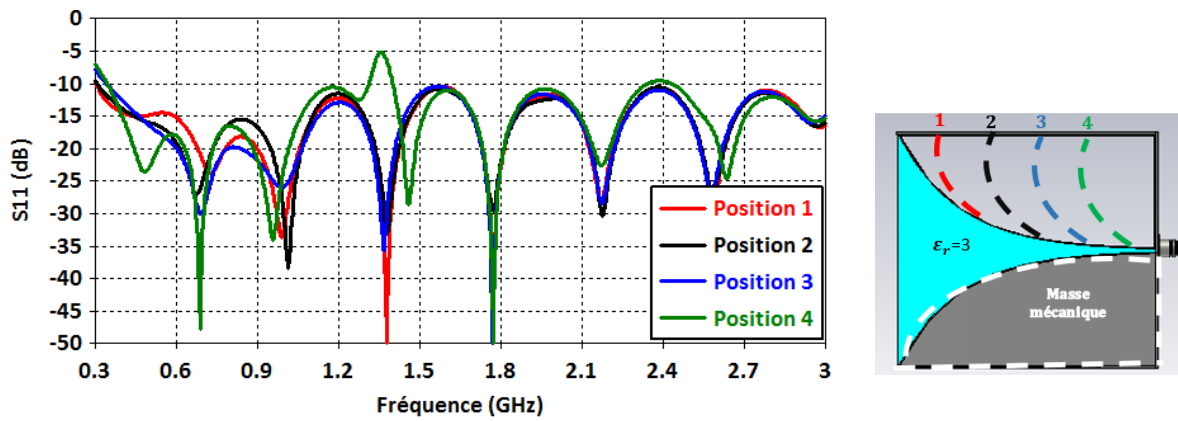


Fig. III-31. Optimisation de la position du ruban séparant la boucle magnétique active et la boucle magnétique passive

Cependant pour s'assurer réellement de l'utilité du ruban séparateur des boucles pour l'antenne AHD, une simulation avec et sans ce dernier a été effectuée.

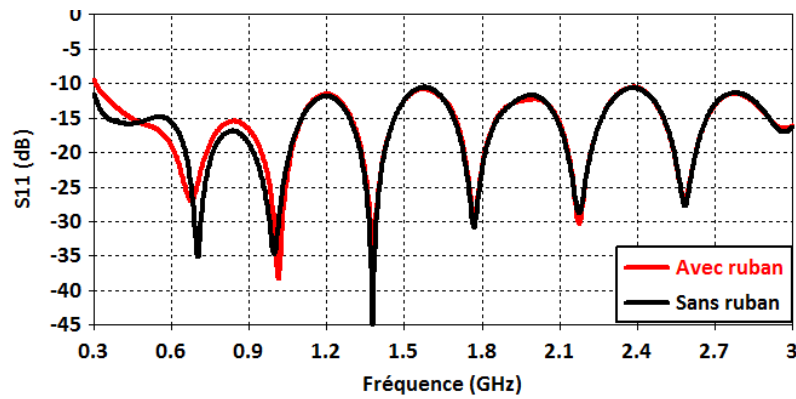


Fig. III-32. Coefficients de réflexions de l'antenne AHD sans et avec les boucles magnétiques active et passive

La Fig. III-32 montre des résultats proches, mais la meilleure adaptation est obtenue sans la présence du ruban séparant les boucles magnétiques active et passive (amélioration de 2dB à 300MHz). En effet, la boucle magnétique montrée en Fig. III-33 suffit pour l'antenne AHD. Sa circonférence est d'environ  $0.6\lambda_{\max}$ .

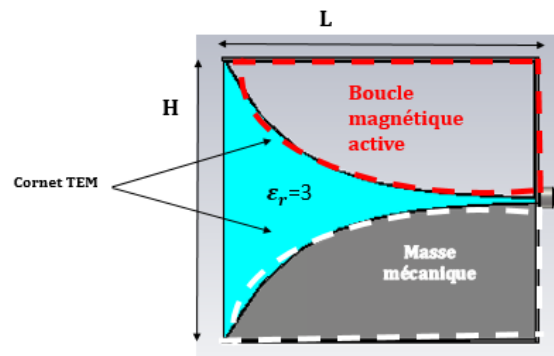


Fig. III-33. Géométrie finale de l'antenne AHD

III.5.3.5. Performances de l'antenne AHD

L'antenne AHD est adaptée dans la bande [0.3, 3GHz] comme le montre la Fig. III-34.a, son gain maximum est de 7.6db à 1.5GHz

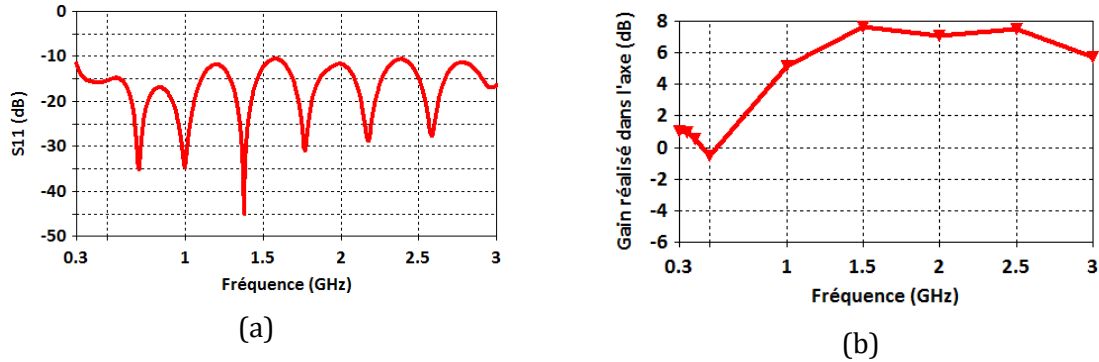


Fig. III-34. Coefficient de réflexion (a) et gain maximal réalisé dans l'axe (b) de l'antenne AHD

Dans le cas où l'antenne AHD est alimentée par une impulsion couvrant une bande de [0, 3GHz] à -20dB du maximum (Fig. III-35), l'amplitude crête à crête du champ rayonné est de 1.43 V/m et le couvre un spectre de [140MHz, 3 GHz] à -20dB du maximum (Fig. III-36).

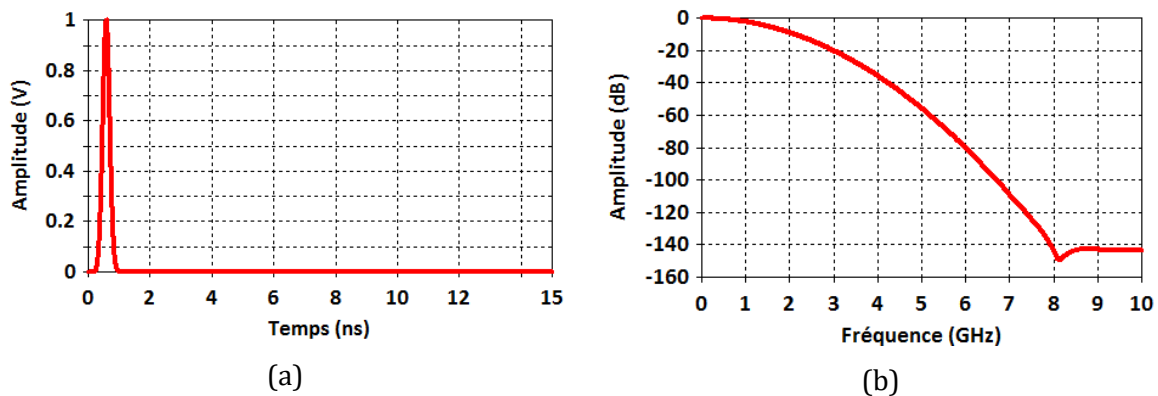


Fig. III-35. Forme temporelle du signal d'alimentation couvrant une bande de [0, 3GHz] (a) et son spectre normalisé (b)

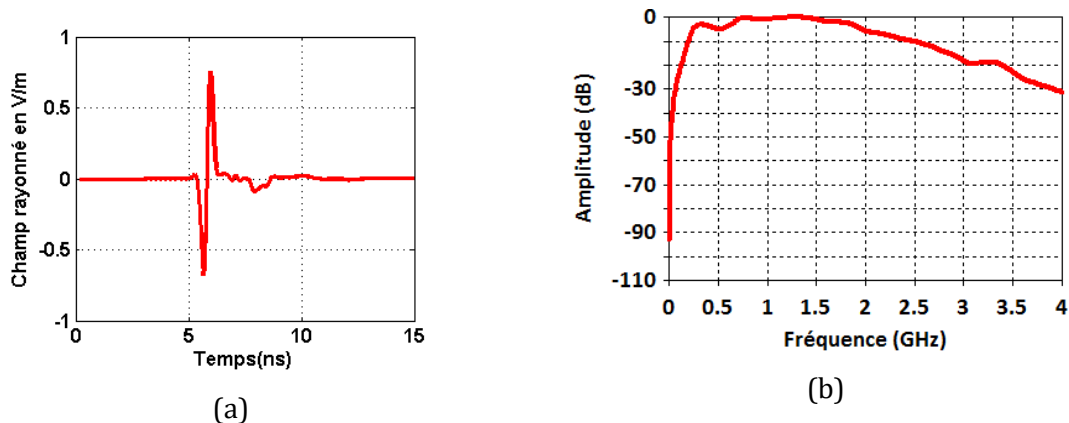


Fig. III-36. Champ électrique rayonné ramené à 1m de l'antenne AHD (a) et son spectre (b) pour une impulsion d'alimentation couvrant [0, 3GHz]

Cependant, quand l'antenne est alimentée avec une impulsion couvrant une bande de [0.3, 3GHz] à -20dB du maximum (Fig. III-37), l'amplitude crête à crête du champ rayonné est 2.16 V/m et couvre un spectre de [580MHz, 3GHz] à -20dB du maximum.

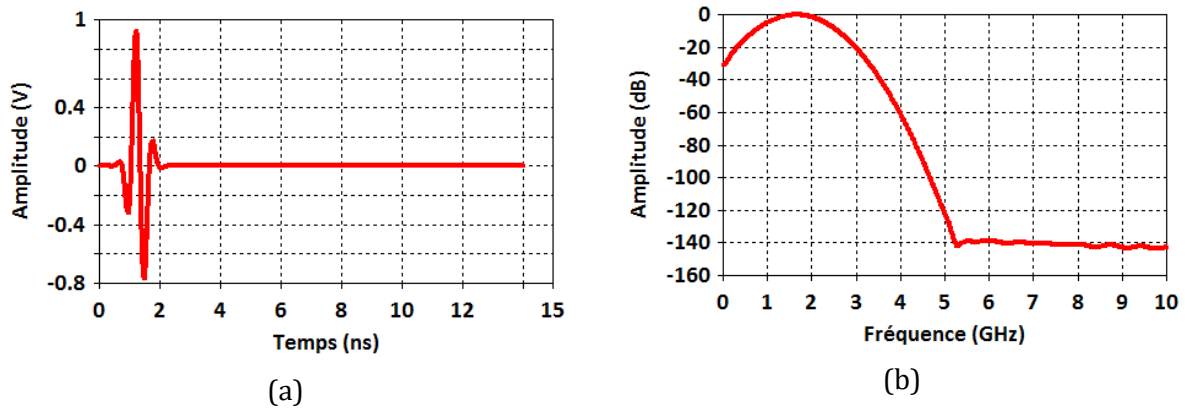


Fig. III-37. Forme temporelle du signal d'alimentation couvrant une bande de [0.3, 3GHz] (a) et son spectre normalisé (b)

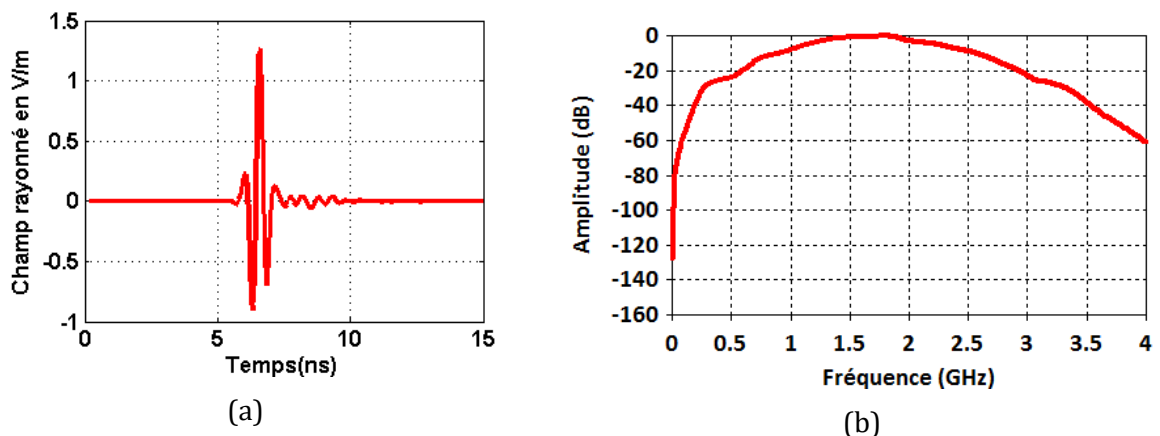


Fig. III-38. Champ électrique rayonné ramené à 1m de l'antenne AHD (a) et son spectre (b) pour une impulsion d'alimentation couvrant [0.3, 3GHz]

On peut constater qu'une impulsion d'alimentation qui couvre une bande [0, 3GHz] permet de couvrir un spectre rayonné plus large mais elle conduit à une amplitude crête à crête inférieure par rapport au cas où l'impulsion d'alimentation couvre une bande [0.3, 3GHz].

Pour une impulsion couvrant la bande [0.3, 3GHz], le temps de groupe qui permet d'évaluer l'étalement temporel effectif de cette dernière est de 0.14 ns. Cette valeur est largement plus faible que celle d'une antenne K par exemple (0.29ns).

L'association de l'utilisation d'une boucle magnétique et d'un matériau diélectrique à un cornet TEM, a permis aux dimensions de l'antenne AHD ( $L = \frac{\lambda_{max}}{4.5}$ ,  $H = \frac{\lambda_{max}}{5}$ ,  $W = \frac{\lambda_{max}}{5}$ ) de répondre partiellement aux critères de réduction d'une antenne ULB données par les dimensions d'une structure d'antenne K ( $L = \frac{\lambda_{max}}{3.75}$ ,  $H = \frac{\lambda_{max}}{5}$ ,  $W = \frac{\lambda_{max}}{10}$ ) en associant uniquement plusieurs boucles



à un cornet TEM. Les deux structures possèdent la même hauteur à l'ouverture, avec une longueur plus petite pour l'antenne AHD et une largeur plus petite pour l'antenne K.

Dans la section suivante, une deuxième structure d'antenne est proposée toujours dans le but de réduire les dimensions d'antennes ULB.

### III.5.4. Antenne ACD

L'antenne ACD est destinée tout comme l'antenne AHD à rayonner dans la bande 300MHz – 3GHz. Pour réduire l'encombrement de l'antenne ULB impulsionnelle, les techniques suivantes sont utilisées dans le design :

- ✓ L'insertion d'un matériau diélectrique pour réduire les dimensions d'un facteur  $\sqrt{\epsilon'_r}$ .
- ✓ L'utilisation de charges résistives en extrémité de l'antenne pour absorber les composantes BF du signal d'excitation.

Enfin, pour la conception de l'antenne ACD, il est tenu compte du fait que pour les dimensions de cette antenne, l'apport d'une boucle active est négligeable comme montré dans la Fig. III-33.

De plus les étapes de conception préliminaires de l'antenne cornet de dimensions réduites ont montré (Fig. III-21, Fig. III-23) que le résultat d'adaptation face à l'air est meilleur en basses fréquences lorsque l'antenne est immergée dans le diélectrique, quelle que soit sa valeur. L'idée consiste donc à trouver un compromis permettant de limiter les dimensions transversales du diélectrique d'immersion au moyen d'une cavité métallique permettant le remplissage par un matériau.

#### III.5.4.1. Optimisation de la cavité

L'antenne ACD est constitué d'un cornet TEM qui évolue en structure microruban dans une cavité pyramidale (Fig. III-39.b).

Les dimensions du cornet sont identiques à celles du cornet de l'antenne AHD, qui sont calculées pour un milieu de permittivité diélectrique réelle de 3 et de tangente de perte égale à 0.03 ( $L = \frac{\lambda_{max}}{3.75\sqrt{3}}$ ,  $H = \frac{\lambda_{max}}{5\sqrt{3}}$ ,  $W = \frac{\lambda_{max}}{10\sqrt{3}}$ ), ces caractéristiques diélectriques sont proches de celles d'un géopolymère poreux. Les dimensions de la cavité sont (15,3×14×17cm) (L×W×H).

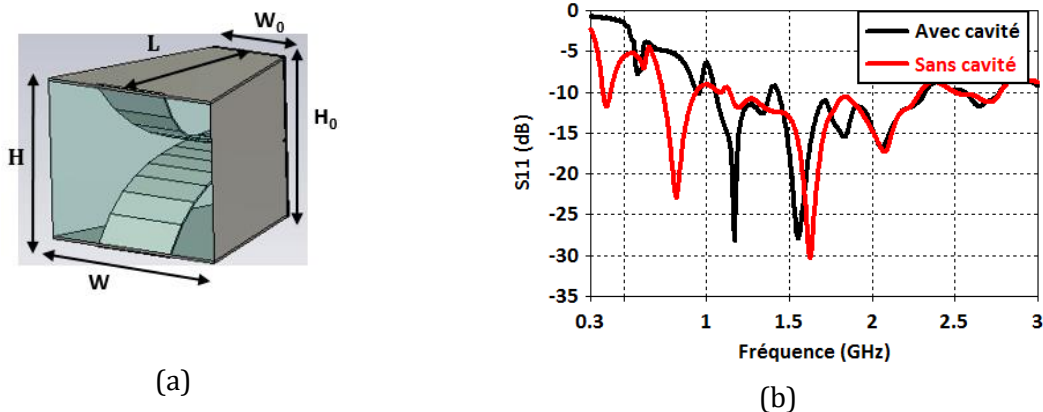


Fig. III-39. Insertion d'un cornet TEM dans une cavité pyramidale (b) et son module du coefficient de réflexion (a)

Le coefficient de réflexion du cornet TEM avant son insertion dans la cavité montre que l'antenne n'est pas adaptée (Fig. III-39.a). Néanmoins, on peut remarquer que son insertion dans la cavité dégrade davantage son adaptation en basses fréquences. Cette dernière perturbe le fonctionnement de l'antenne et les basses fréquences ne sont pas rayonnées efficacement. Pour pallier ce problème, quatre charges résistives d'une valeur de  $200\Omega$  ( $50\Omega$  équivalent) dont la position a été optimisée (Annexe 2) sont ajoutées en extrémité de l'antenne et sont placées au niveau du ruban supérieur (Fig. III-40.b). Une nette amélioration est constatée sur le paramètre de réflexion de l'antenne après cet ajout. Le rayonnement des basses fréquences ne sera pas amélioré mais l'ajout des résistances limitera les ondes stationnaires dans l'antenne. Cependant, d'autres optimisations seront discutées dans la suite.

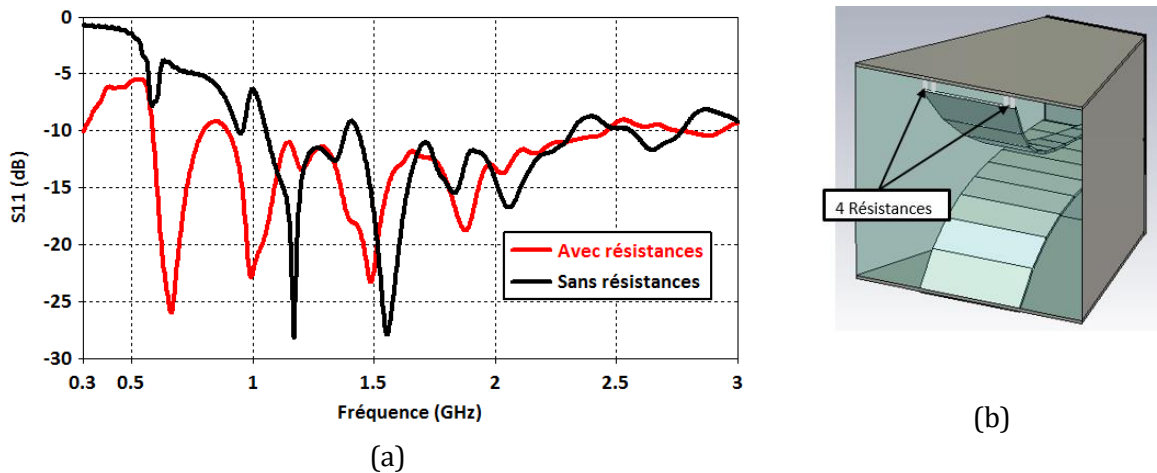


Fig. III-40. Module du coefficient de réflexion de l'antenne ACD avant et après ajout des résistances (a) géométrie de l'antenne ACD (b)

### III.5.4.2. Optimisation des dimensions du ruban inférieur

Des travaux antérieurs [4] ont montré que l'élargissement du ruban inférieur (Fig. III-41) à une largeur égale à celle de la cavité permet une meilleure adaptation de l'antenne. Comme le montre l'amélioration de 2dB du coefficient de réflexion (Fig. III-42) en basses fréquences.

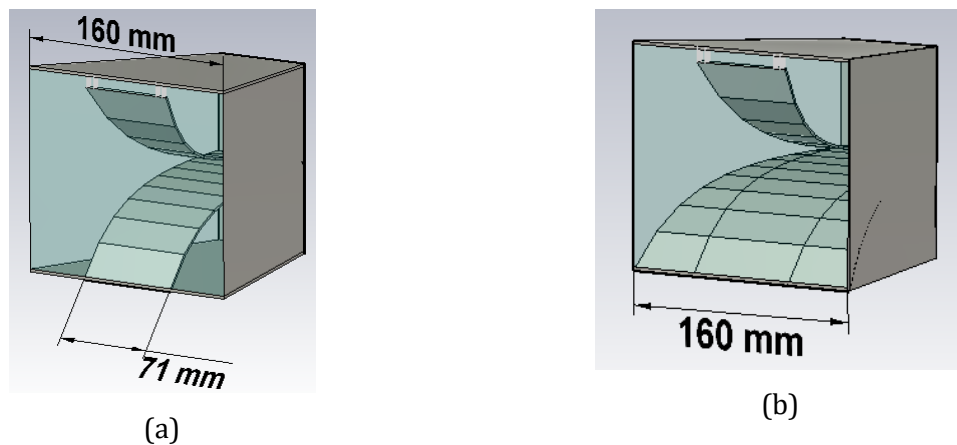


Fig. III-41. Antenne ACD avant (a) et après (b) l'élargissement du ruban inférieur du cornet TEM

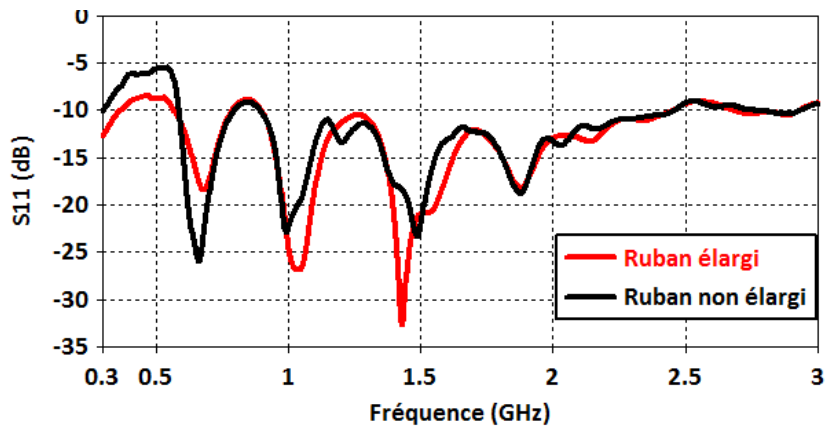


Fig. III-42. Coefficient de réflexion de l'antenne ACD avant et après élargissement du ruban inférieur

### III.5.4.3. Optimisation des dimensions de la cavité

Les dimensions  $W_0$  et  $H_0$  (Fig. III-43) de l'arrière de la cavité jouent un rôle important dans l'adaptation de l'antenne.

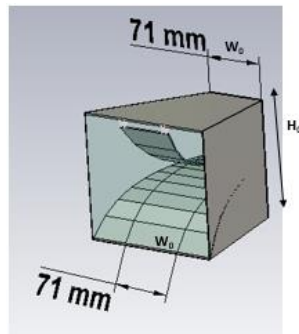


Fig. III-43. Géométrie de l'antenne ACD

Dans un premier temps, une étude paramétrique sur la grandeur  $W_0$  a été effectuée, les résultats de coefficients de réflexion pour les différentes valeurs sont montrés en Fig. III-44. Cette largeur à un effet surtout en hautes fréquences, la valeur de la largeur entraînant une amélioration sur l'ensemble de la bande de travail est de 20mm.

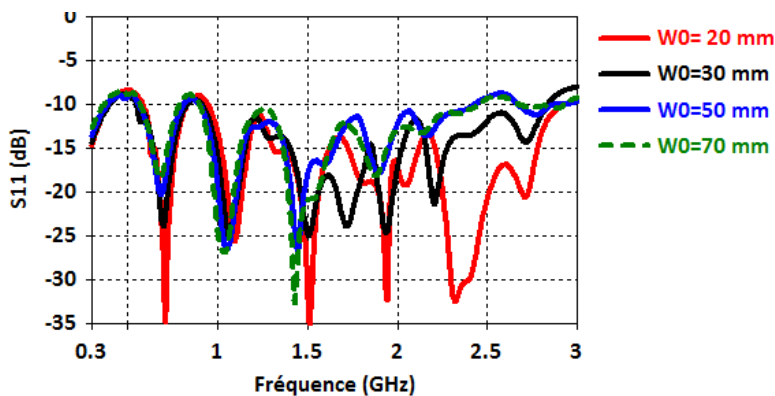


Fig. III-44. Influence de la largeur  $W_0$  sur le coefficient de réflexion présenté par l'antenne ACD

Une analyse similaire a été menée sur l'influence de la hauteur  $H_0$  située à l'arrière de la cavité (Fig. III-45.a), la valeur qui permet d'obtenir une bonne adaptation a été optimisée à 33 mm (Fig. III-46). La partie de la cavité se situant en dessous du ruban inférieur du cornet ne participe pas au fonctionnement de l'antenne, cette dernière a été supprimée (Fig. III-45.b).

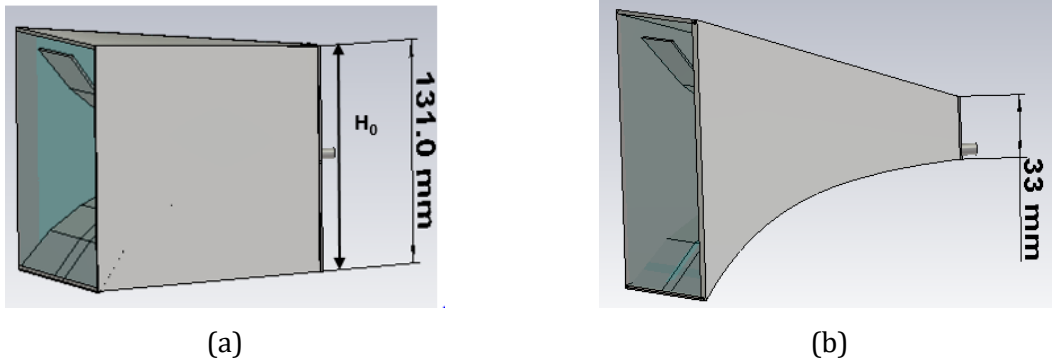


Fig. III-45. Profil de l'antenne ACD avant (a) et après (b) l'optimisation de  $H_0$  et de la partie inférieure de l'antenne

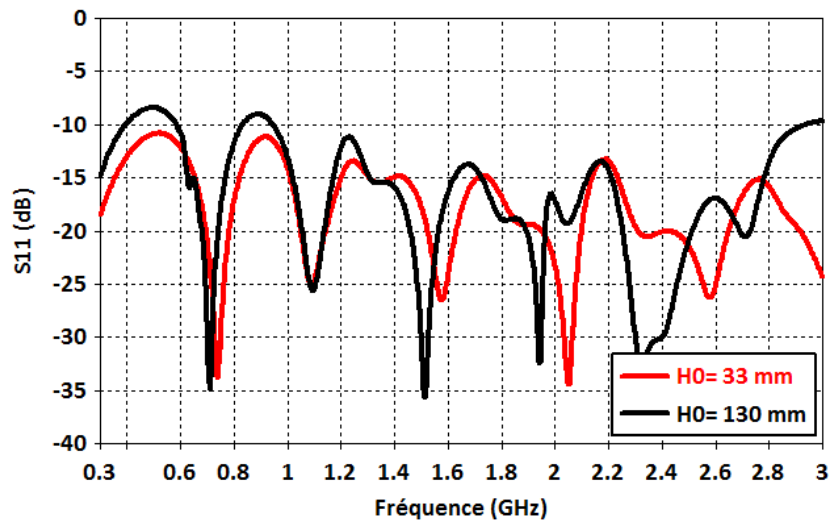


Fig. III-46. Coefficient de réflexion de l'antenne ACD après l'optimisation de  $H_0$

La géométrie optimale de l'antenne ACD a donc été trouvée. Dans la suite les performances théoriques liées à cette antenne seront présentées et comparées à celles obtenues par l'antenne AHD.

#### III.5.4.4. Performances de l'antenne ACD

L'antenne ACD est adaptée dans la bande [0.3, 3GHz] comme le montre la Fig. III-47.a, son gain maximum est de 8.8db à 1.5GHz. L'utilisation des résistances accentue la baisse du gain en basses fréquences.

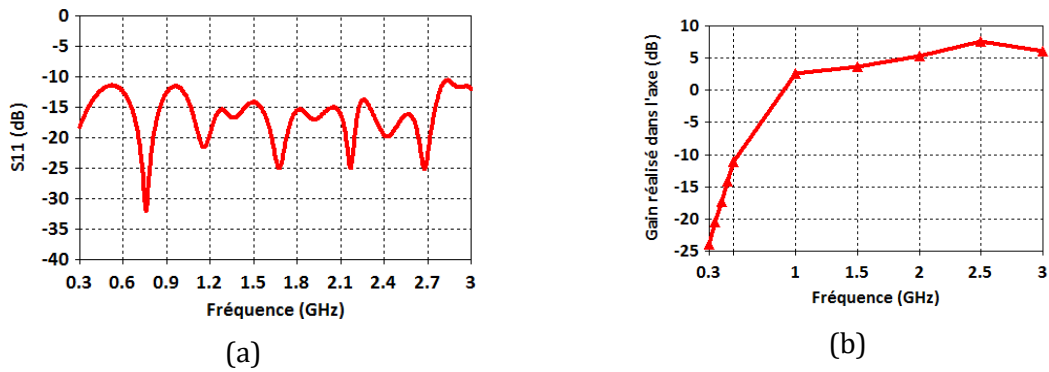


Fig. III-47. Coefficient de réflexion (a) et gain maximal réalisé dans l'axe (b) de l'antenne ACD

Dans le cas où l'antenne ACD est alimentée par une impulsion couvrant une bande de [0, 3GHz], l'amplitude crête à crête du champ rayonné est de 0.83 V/m et couvre un spectre s'étalant sur une bande de [370MHz, 3.3GHz] à -20dB du maximum.

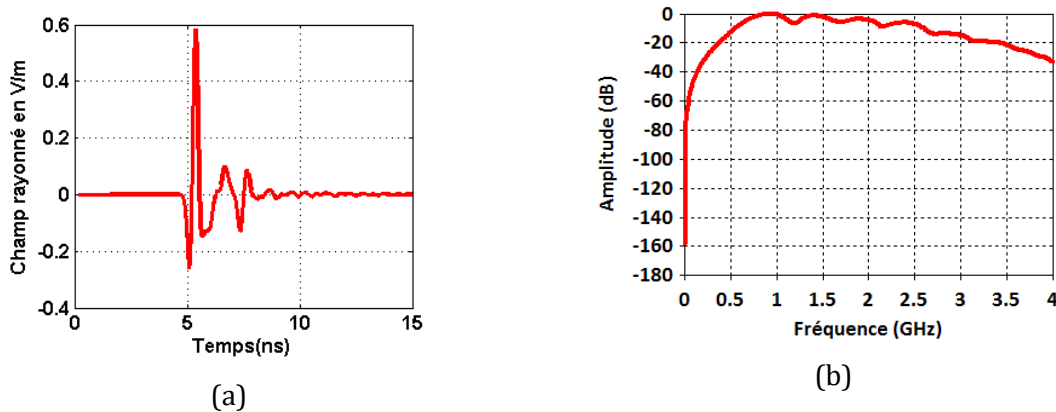


Fig. III-48. Champ électrique rayonné ramené à 1m de l'antenne AHD (a) et son spectre (b) pour une impulsion d'alimentation couvrant [0, 3GHz]

Quand l'antenne est alimentée avec une impulsion couvrant une bande de [0.3, 3GHz], l'amplitude crête à crête du champ rayonné est de 1.6 V/m et couvre un spectre de [600MHz, 3GHz] à -20dB du maximum,

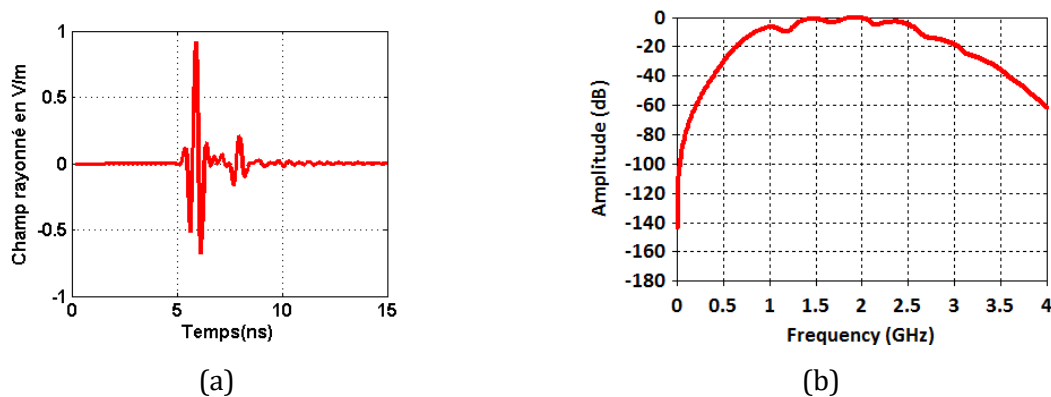


Fig. III-49. Champ électrique rayonné ramené à 1m de l'antenne ACD (a) et son spectre (b) pour une impulsion d'alimentation couvrant [0.3, 3GHz]

L'utilisation d'une source à forte composantes basses fréquences, permet de compenser la faiblesse du gain basse fréquence de l'antenne.

Pour une impulsion couvrant la bande [0.3, 3GHz], le temps de groupe est évalué à 0.43 ns. Cette valeur est plus importante que celle de l'antenne AHD (0.14ns) ou celle d'une antenne K (0.29ns).

L'utilisation de charges résistives et d'un matériau diélectrique, ont permis à l'antenne ACD de répondre aux critères de réduction d'une antenne ULB définis antérieurement de façon encore plus significative que pour l'antenne AHD ( $L = \frac{\lambda_{max}}{6.5}$ ,  $H = \frac{\lambda_{max}}{7}$ ,  $W = \frac{\lambda_{max}}{5.8}$ ). Mise à part la largeur qui est légèrement plus importante pour l'antenne ACD, les autres dimensions sont nettement inférieures à celles de l'antenne K (Fig. III-50).

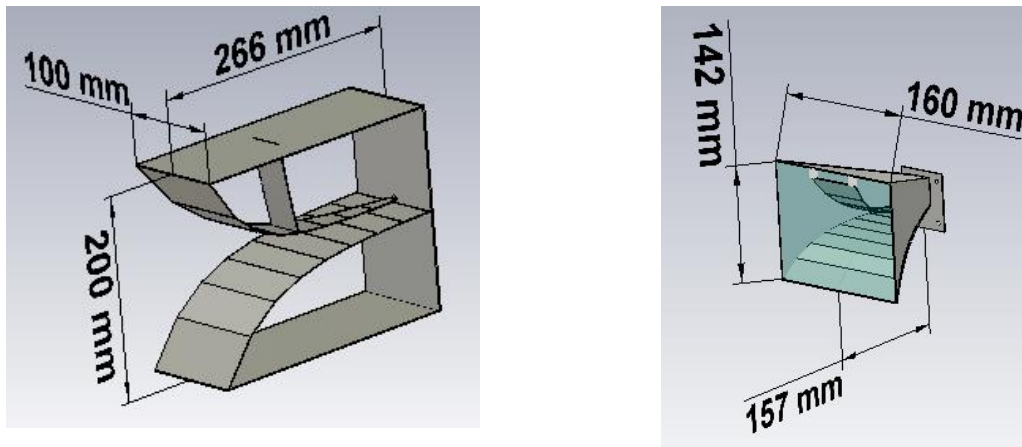


Fig. III-50. Comparaison des dimensions de l'antenne K dans l'air et l'antenne ACD

### III.5.5. Comparaison des antennes AHD et ACD

#### III.5.5.1. Etude du couplage

Certains radars sont constitués de couples d'antennes (une en émission et une de réception). Il convient d'analyser le couplage entre deux antennes AHD et deux antennes ACD pour envisager leur utilisation pour de telles applications.

La configuration horizontale est considérée pour l'analyse du couplage entre antennes. Deux antennes AHD sont placées l'une à côté de l'autre, la distance qui les sépare est de 10 cm (Fig. III-51). La même configuration est considérée pour les antennes ACD.

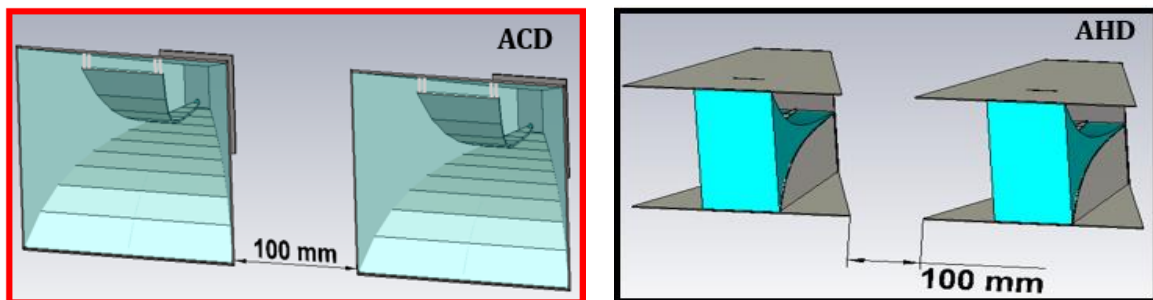


Fig. III-51. Scène permettant d'évaluer le couplage entre antennes

Les deux antennes d'émission sont alimentées par une impulsion couvrant la bande [0, 3GHz]. On peut constater à partir de la Fig. III-52 que pour une même distance entre antennes, l'antenne ACD est celle qui présente le niveau de couplage le plus faible et surtout dans la bande [0, 1.2GHz].

Ce résultat est cohérent puisque la partie basse du spectre qui n'est pas rayonnée par l'antenne ACD, mais absorbée par les résistances. De plus elle dispose de parois métalliques réduisant également le couplage.

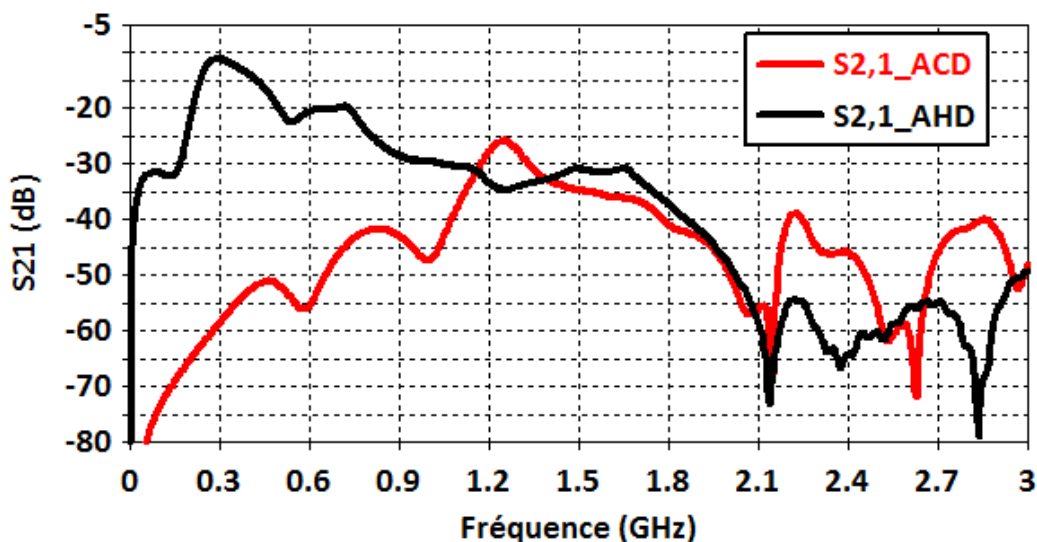


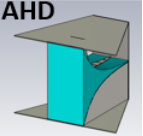
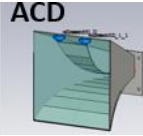
Fig. III-52. Comparaison du coefficient de couplage des antennes AHD et ACD

L'étude du couplage en configuration verticale a été analysée de la même façon et elle est présentée en Annexe 6.

**III.5.5.2. Bilan des performances des antennes ACD et AHD**

Le Tableau III-4 présente un récapitulatif des caractéristiques importantes des antennes AHD et ACD. On peut constater que pour la même bande de fonctionnement, l'antenne ACD présente des dimensions plus réduites. Le gain maximal de l'antenne AHD est légèrement plus faible que celui de l'antenne ACD, mais l'antenne AHD possède un gain plus important en basse fréquences et elle est beaucoup moins dispersive que l'antenne ACD.

Tableau III-4. Récapitulatif de comparaison des antennes AHD et ACD

	<b>Bande de fonctionnement</b>	<b>Dimensions L*H*W</b>	<b>Gain max</b>	<b>Couplage</b>	<b>Temps de groupe (dispersion)</b>
 <p><b>AHD</b></p>	[300MHz,3GHz]	22,7×20,7×18cm	7,53db	☹️	0,14ns
 <p><b>ACD</b></p>	[300MHz,3GHz]	15,3×14×17cm	8,84db	😊	0,43ns

La structure de l'antenne ACD présente des dimensions plus réduites, permet un remplissage aisé avec le matériau diélectrique et a un niveau de couplage plus faible. Deux prototypes de cette dernière ont été fabriqués, les résultats expérimentaux ainsi que le procédé de remplissage seront présentés dans la partie suivante.



## III.6. Résultats expérimentaux de l'antenne élémentaire

### III.6.1. Fabrication de l'antenne

La partie métallique de l'antenne ACD a été réalisée par fabrication additive. L'absence de matériau diélectrique (Fig. III-53) et le système d'accroche de la pale intérieure à la cavité permettant le remplissage font que cette antenne ne répond pas encore au design final. Le système d'accroche sera remplacé par les résistances après le remplissage de la structure avec du diélectrique. Une première mesure de la structure de l'antenne à vide a été effectuée et comparée au résultat de simulation (Annexe 3).

Les rainures visibles sur la cavité de l'antenne permettent l'accroche du matériau. L'antenne sera remplie en plusieurs fois avec un séchage successif des différentes couches

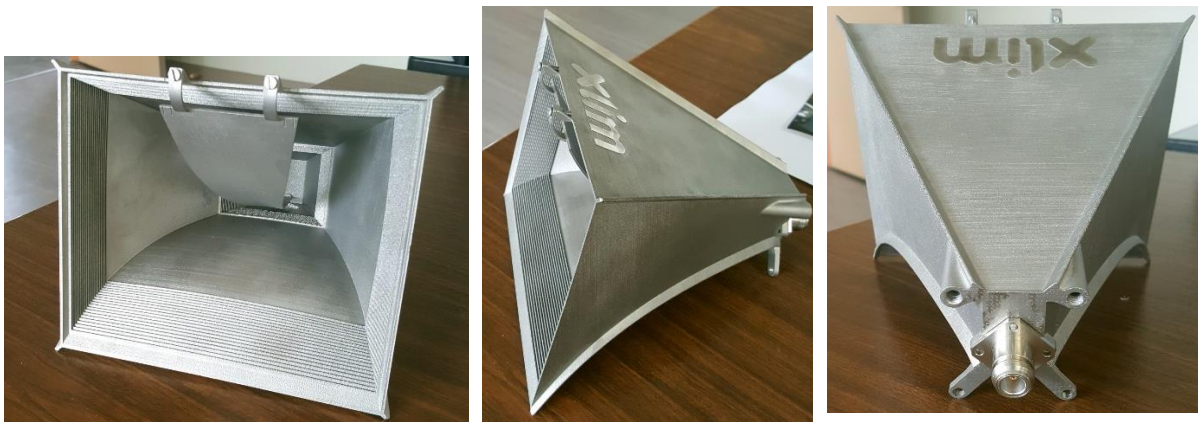


Fig. III-53. Prototype de l'antenne ACD

La soudure à froid du connecteur a été réalisée à la colle d'argent (Fig. III-54), une fois le dépôt de la colle effectué, l'antenne est mise à l'étuve à 90°C pendant 8h.



Fig. III-54. Protocole de soudure du connecteur de l'antenne

### III.6.2. Protocole de remplissage de l'antenne et premiers résultats expérimentaux

Deux prototypes ont été fabriqués. Le premier a servi à valider le protocole de remplissage en utilisant de la résine, et le deuxième a été rempli d'un mélange de géopolymère de type poreux.

#### III.6.2.1. Remplissage avec de la résine

Les caractéristiques diélectriques de la résine (Fig. III-55) utilisées sont proches de celles considérées en simulation pour l'optimisation de l'antenne ACD.

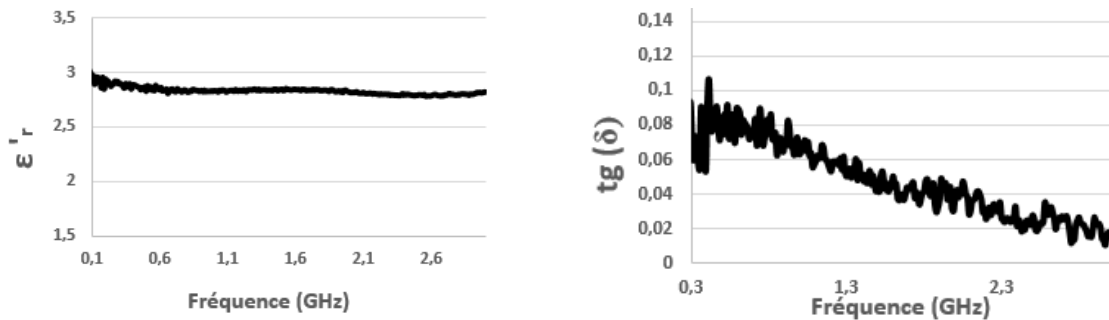


Fig. III-55. Caractéristiques diélectriques de la résine employée pour la validation du protocole de remplissage de l'antenne

Parmi les points importants du protocole de remplissage :

- Un système d'accroche (Fig. III-56) permet de maintenir la pale supérieure en place pendant le coulage.

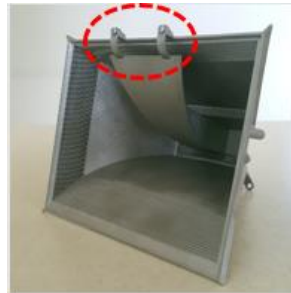


Fig. III-56. Système de maintien de la pale supérieure pour le coulage du matériau

- Le remplissage est effectué en plusieurs couches (Fig. III-57) pour amoindrir les problèmes liés aux réactions exothermiques liées à la consolidation de la résine.



Fig. III-57. Protocole de remplissage de l'antenne ACD

Parmi les problèmes rencontrés lors du remplissage de l'antenne :

- Les contraintes mécaniques sur la pale qui entraînent des fissures (Fig. III-58), car l'inox et la résine n'ont pas les mêmes coefficients de dilatation. En effet, le refroidissement du métal et de la résine ne s'effectue pas avec la même constante de temps.
- L'échauffement de la résine, problème qu'on ne rencontrera pas avec le géopolymère.
- Un léger retrait de la résine.
- La colle d'argent employée pour le soudage des résistances, nécessite un séchage à l'étuve à 90°C pendant 4h, ceci requiert un refroidissement progressif de l'étuve de 90°C à 40°C pour minimiser les contraintes thermiques entre résine et métal.

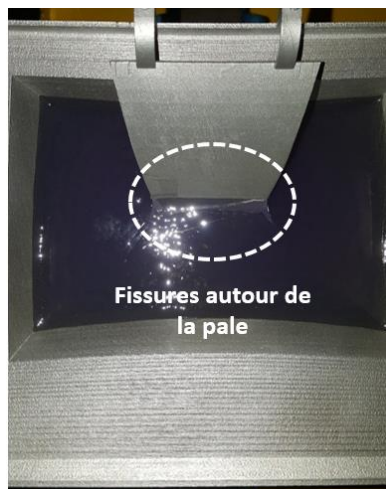


Fig. III-58. Fissures dans la résine entraînées par les contraintes mécaniques au niveau de la pale supérieure

Après la pose du connecteur, le soudage des résistances et le remplissage complet de l'antenne ACD, le coefficient de réflexion a été mesuré et comparé à celui obtenu en simulation en tenant compte des caractéristiques diélectriques de la résine (Fig. III-59).

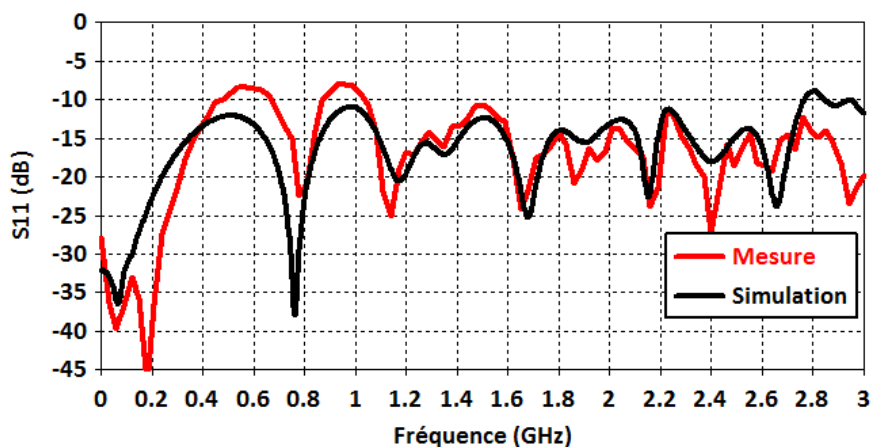


Fig. III-59. Comparaison des résultats de mesure et de simulation du coefficient de réflexion de l'antenne ACD remplie avec de la résine

Sur la Fig. III-59, le coefficient de réflexion simulé est légèrement différent de celui mesuré, cette différence est constatée sur la bande [0.4, 1.1GHz]. Néanmoins, le résultat reste satisfaisant.

### III.6.2.2. Remplissage avec du géopolymère

Le protocole de remplissage étant validé, le deuxième prototype d'antenne a été rempli d'un géopolymère de type poreux. La permittivité diélectrique réelle moyenne devait être proche de 3. Malgré les efforts de l'équipe de l'IRCER, la permittivité du matériau élaboré est plus proche de 3.5. L'antenne est tout de même remplie avec ce dernier. Les caractéristiques diélectriques du géopolymère employé pour remplir l'antenne sont présentées en Fig. III-60.

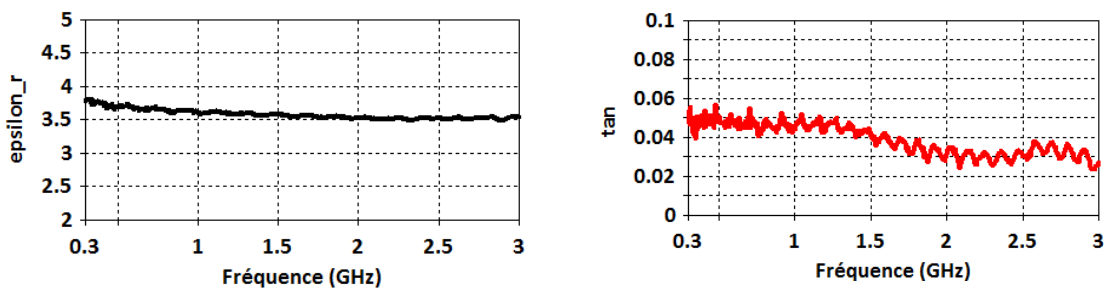


Fig. III-60. Propriétés diélectriques du géopolymère utilisé pour le remplissage de l'antenne ACD

Le remplissage de l'antenne ACD avec le mélange du géopolymère (Fig. III-61) s'est fait en quatre couches, chaque couche a subi un séchage à l'étuve pendant 48 heures avec une augmentation progressive de la température de 40°C à 90°C.

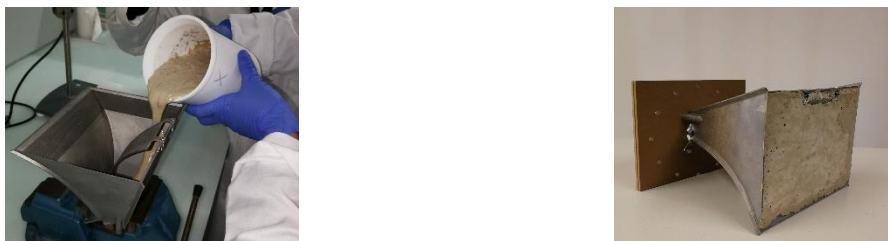


Fig. III-61. Remplissage de l'antenne ACD avec du mélange de géopolymère

La Fig. III-62 montre la comparaison entre la simulation prenant en compte les caractéristiques diélectriques du géopolymère qui a servi au remplissage (Fig. III-60) et la mesure. La différence entre les deux résultats est probablement due à une valeur de permittivité diélectrique moyenne encore plus élevée que 3.5 à l'intérieur de l'antenne ou bien un séchage inhomogène du matériau. Le matériau une fois coulé et séché à l'intérieur de l'antenne n'a pas pu être caractérisé, car l'état de surface de ce dernier à l'ouverture de l'antenne ne le permettait pas.



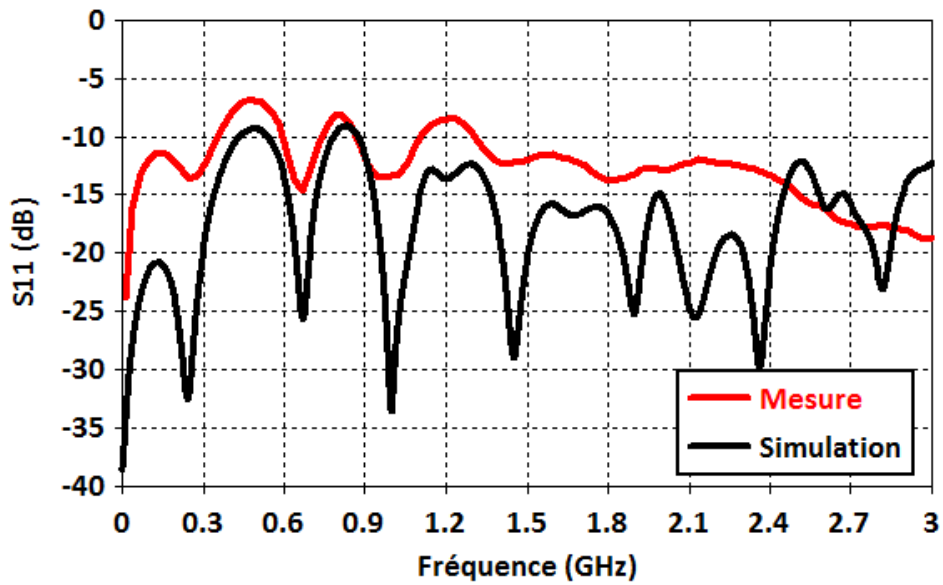


Fig. III-62. Comparaison des résultats de mesure et de simulation du module du coefficient de réflexion de l'antenne ACD remplie avec du géopolymère poreux

### III.6.3. Caractérisation de l'antenne ACD en chambre anéchoïque

Les deux antennes ACD ont été caractérisées dans une chambre anéchoïque du laboratoire (Fig. III-63). Cette dernière couvre une bande de fréquence de travail de 300MHz à 12GHz, ses dimensions sont de 9.2×5×5m (L×W×H).

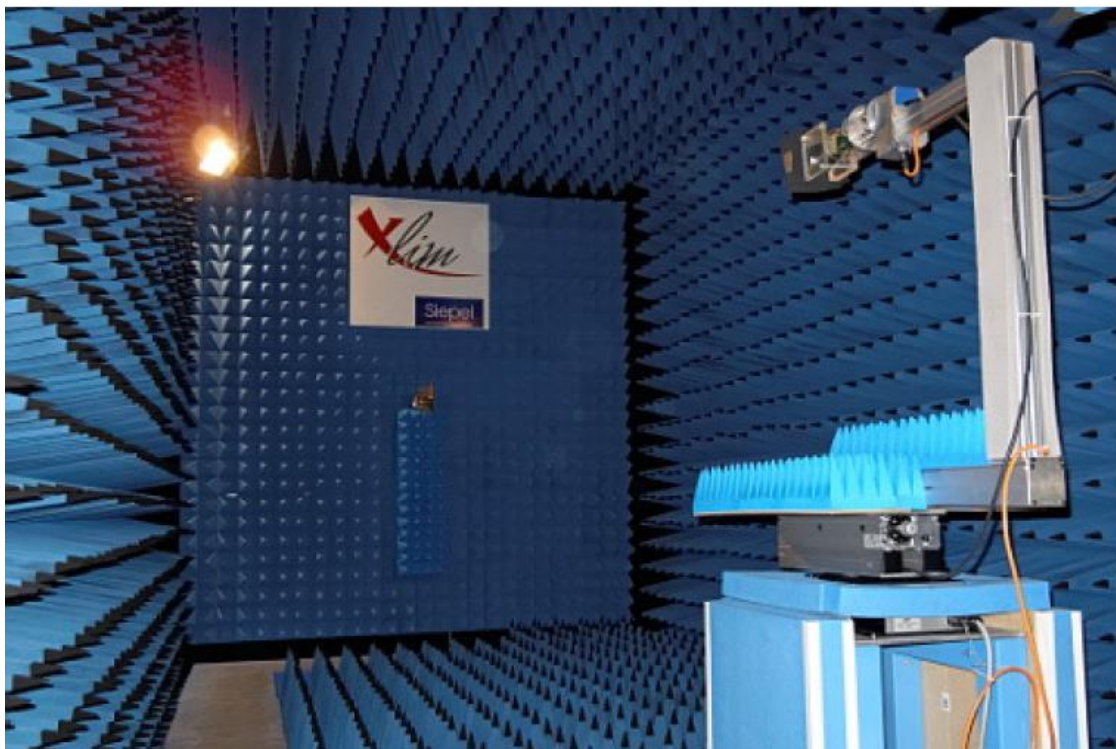


Fig. III-63. La chambre anéchoïque de XLIM

En complément du coefficient de réflexion, le diagramme de rayonnement et le gain réalisé sont mesurés.

La configuration permettant d'effectuer ces mesures est montrée en Fig. III-64. L'antenne de référence qui représente l'antenne d'émission est un cornet, il est alimenté à des fréquences discrètes. La puissance rayonnée est captée par l'antenne sous test (antenne ACD) qui est en rotation. L'analyseur de réseau (Anritsu MS4644A) permet, ensuite, d'acquérir les résultats.

Le gain mesuré représente le gain réalisé, c'est à dire celui qui tient compte de l'adaptation de l'antenne et de ses pertes intrinsèques.

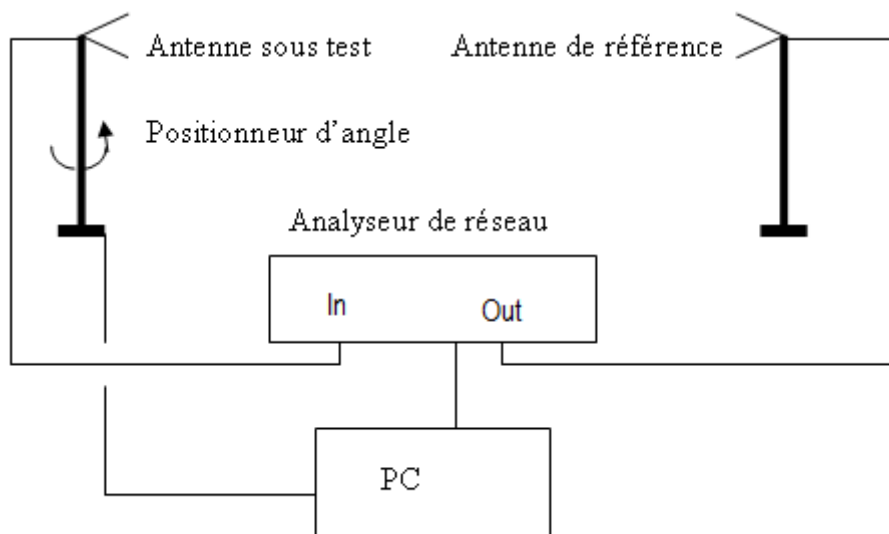


Fig. III-64. Principe de la mesure du rayonnement

Les mesures du coefficient de réflexion, du gain et du diagramme de rayonnement de l'antenne ACD remplie de résine et de géopolymère ont été effectuées dans la bande [300MHz, 3GHz] et comparées aux résultats de simulation.

#### III.6.3.1. Coefficient de réflexion

On peut constater (Fig. III-65 et Fig. III-66) que les deux antennes sont relativement adaptées sur toute la bande de fréquences, les coefficients de réflexion mesurés pour les deux antennes sont proches. Pour les deux prototypes, la mesure valide le design de l'antenne.

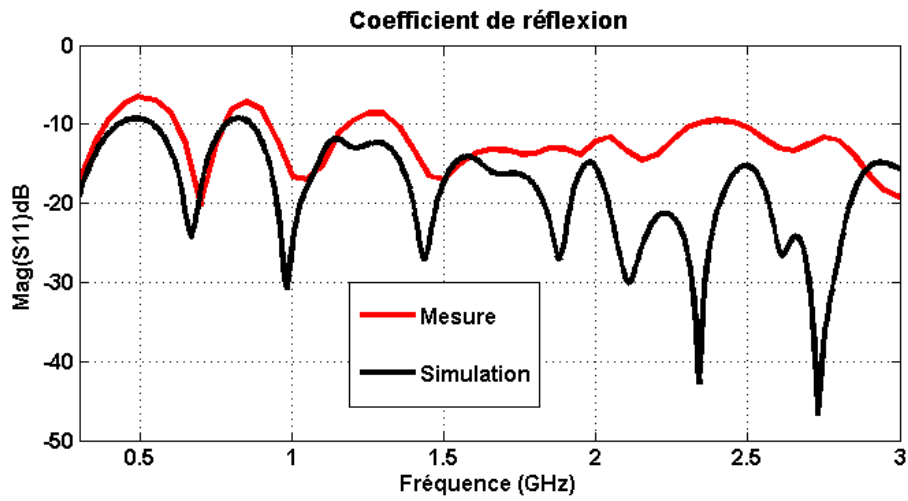


Fig. III-65. Comparaison du module du coefficient de réflexion mesuré et simulé de l'antenne ACD remplie de géopolymère

Le paramètre  $S_{11}$  reste globalement proche de -10dB, il est maximal à 500 MHz à -7.5 dB.

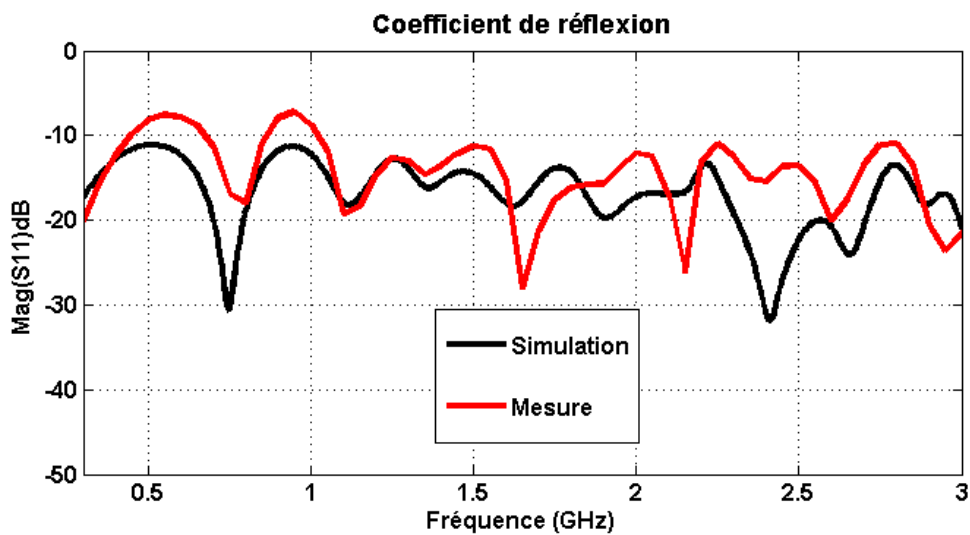


Fig. III-66. Comparaison du module du coefficient de réflexion mesuré et simulé de l'antenne ACD remplie de résine

Là encore la mesure reste proche de -10dB avec deux maxima à 600MHz et 900MHz de l'ordre de -7.5 dB.

### III.6.3.2. Gain réalisé dans l'axe

De la même façon, le gain des antennes ACD intégrant les deux types de matériaux diélectriques est mesuré et comparé aux résultats de simulations obtenus par CST Microwave Studio (Fig. III-67). On peut constater que les résultats sont assez proches.

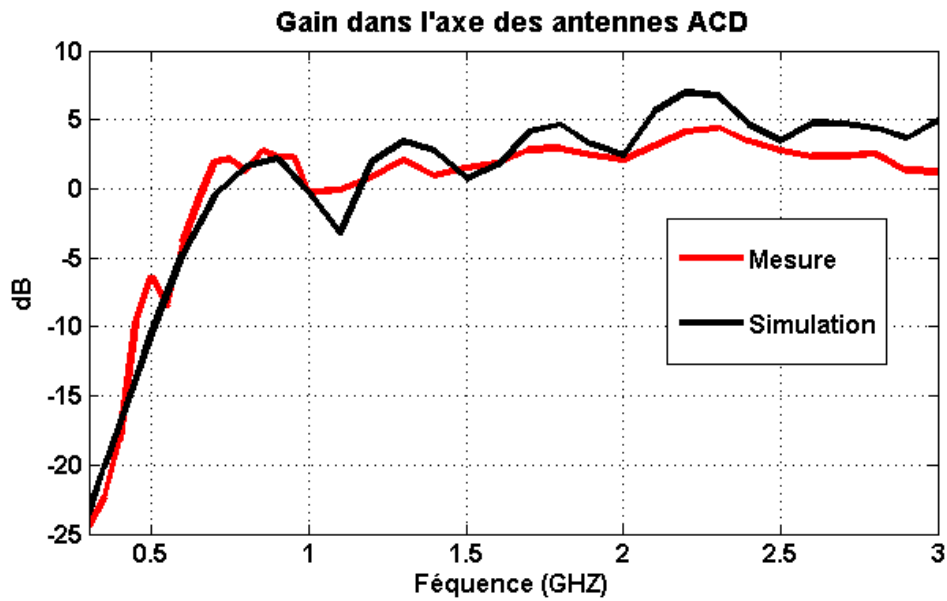


Fig. III-67. Comparaison du gain dans l'axe mesuré et simulé de l'antenne ACD remplie de géopolymère

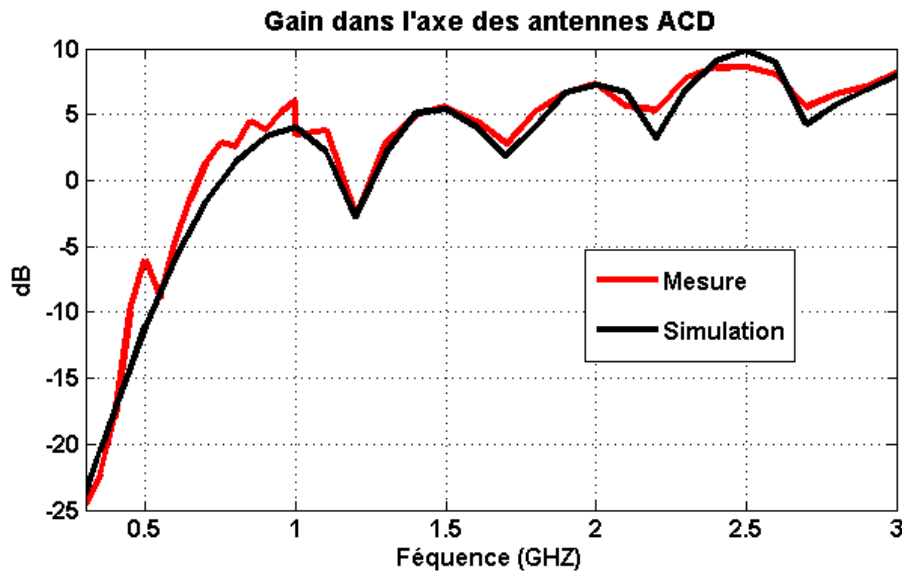


Fig. III-68. Comparaison du gain dans l'axe mesuré et simulé de l'antenne ACD remplie de résine

L'antenne ACD intégrant la résine présente un gain moyen supérieur en HF par rapport à l'antenne remplie de géopolymère, ceci peut s'expliquer par la valeur de permittivité diélectrique relative de la résine proche de 3 qui favorise le rayonnement de l'antenne dans l'air.

### III.6.3.3. Diagramme de rayonnement

Les diagrammes de rayonnement suivant les plan E et H pour les fréquences 1, 2 et 3GHz sont présentés sur les Fig. III-70 - Fig. III-75. La Fig. III-69 ci-dessous rappelle l'orientation du plan E et H pour l'antenne ACD.



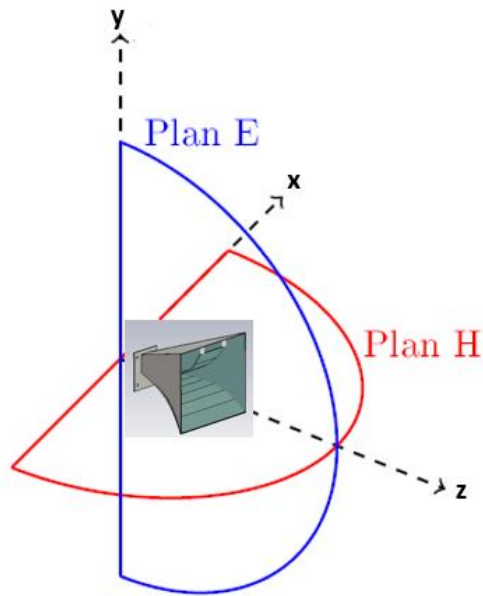


Fig. III-69. Orientation des plan E et H sur l'antenne ACD

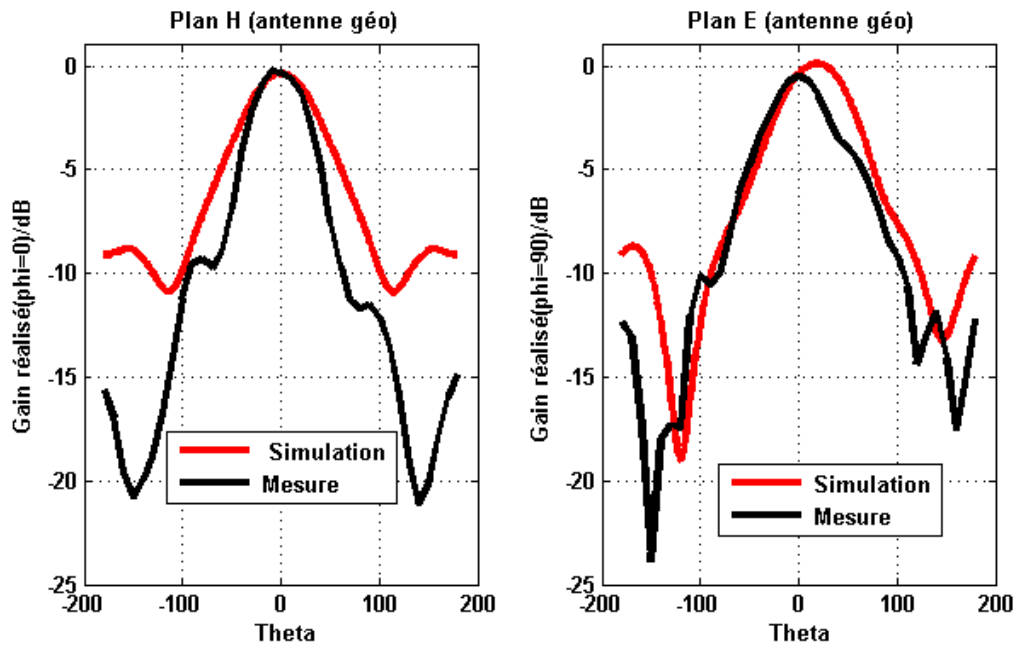


Fig. III-70. Diagrammes de rayonnement à  $f=1\text{GHz}$  de l'antenne ACD remplie de géopolymère

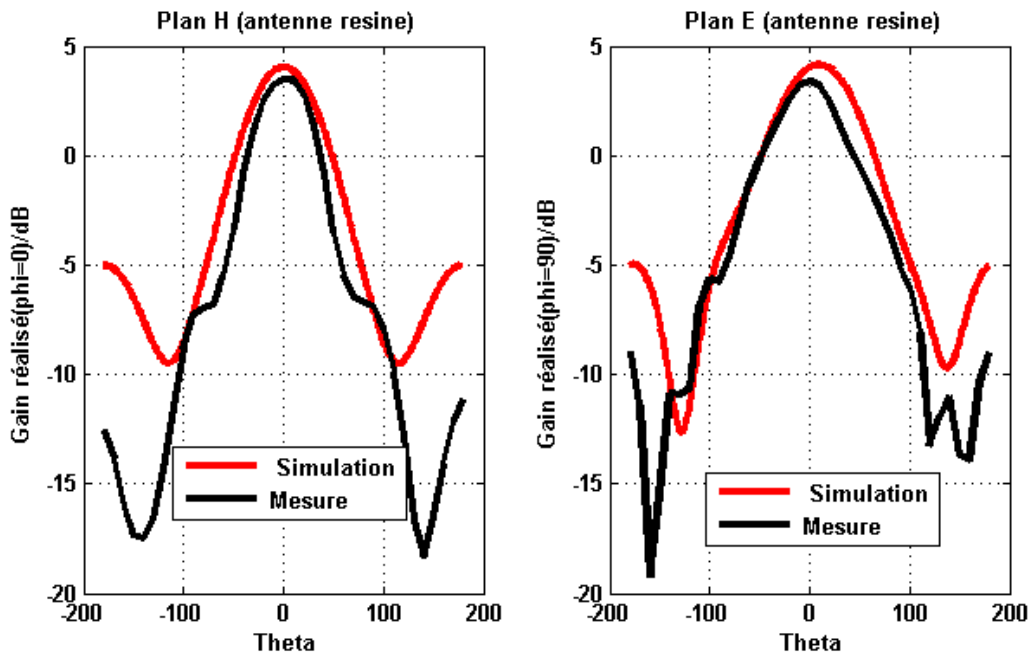


Fig. III-71. Diagrammes de rayonnement à  $f=1\text{GHz}$  de l'antenne ACD remplie de résine

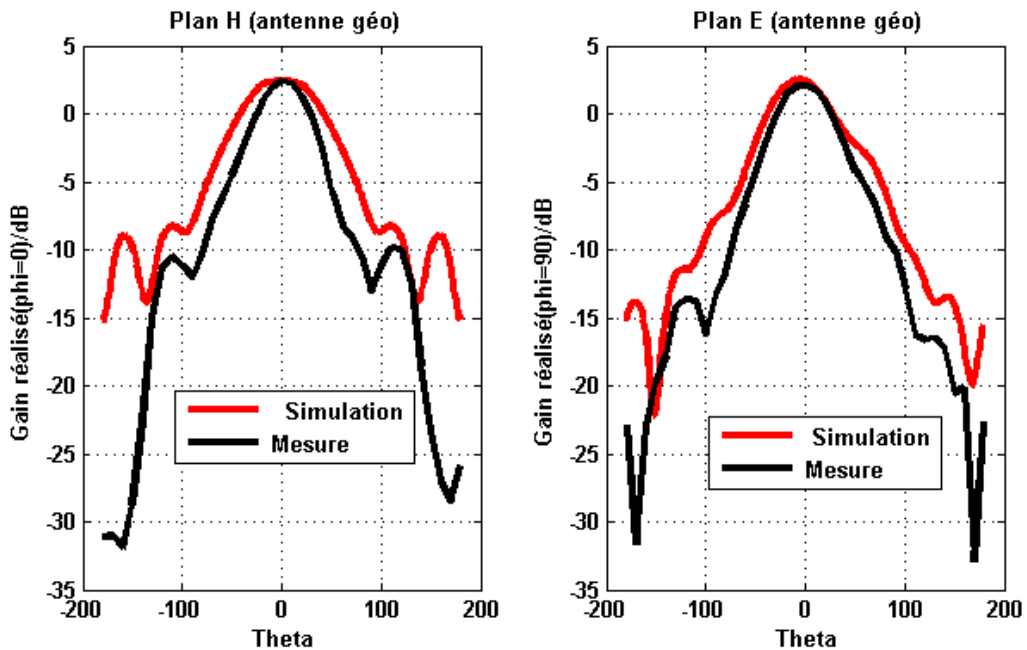


Fig. III-72. Diagrammes de rayonnement à  $f=2\text{GHz}$  de l'antenne ACD remplie de géopolymère

Les diagrammes de rayonnement sont cohérents avec la simulation quelle que soit l'antenne. Il est remarqué que les valeurs du gain mesurées pour les angles proches de  $\theta = \pm 180$  sont plus faibles qu'en simulation, en raison du système de fixation situé à l'arrière de l'antenne.

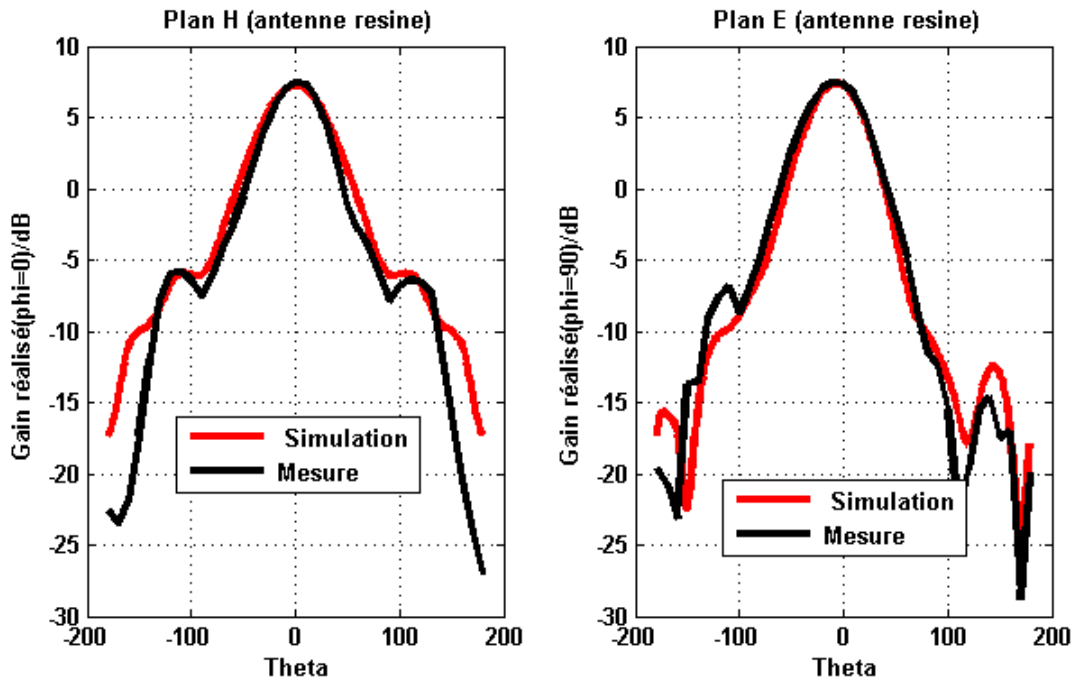


Fig. III-73. Diagrammes de rayonnement à  $f=2\text{GHz}$  de l'antenne ACD remplie de résine

A 2GHz, les résultats de mesure sont encore concordants avec la simulation. Il est possible de noter un dépointage de l'ordre de  $-10^\circ$  dans le plan E pour l'antenne résine. Les largeurs du lobe principal à  $-10\text{dB}$  sont équivalentes pour les deux antennes.

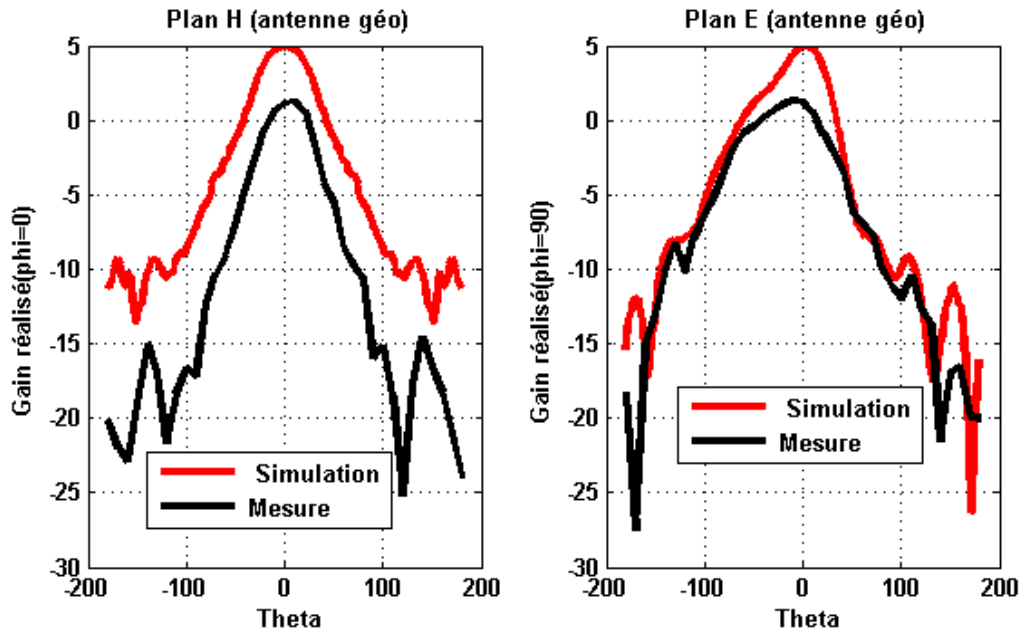


Fig. III-74. Diagrammes de rayonnement à  $f=3\text{GHz}$  de l'antenne ACD remplie de géopolymère

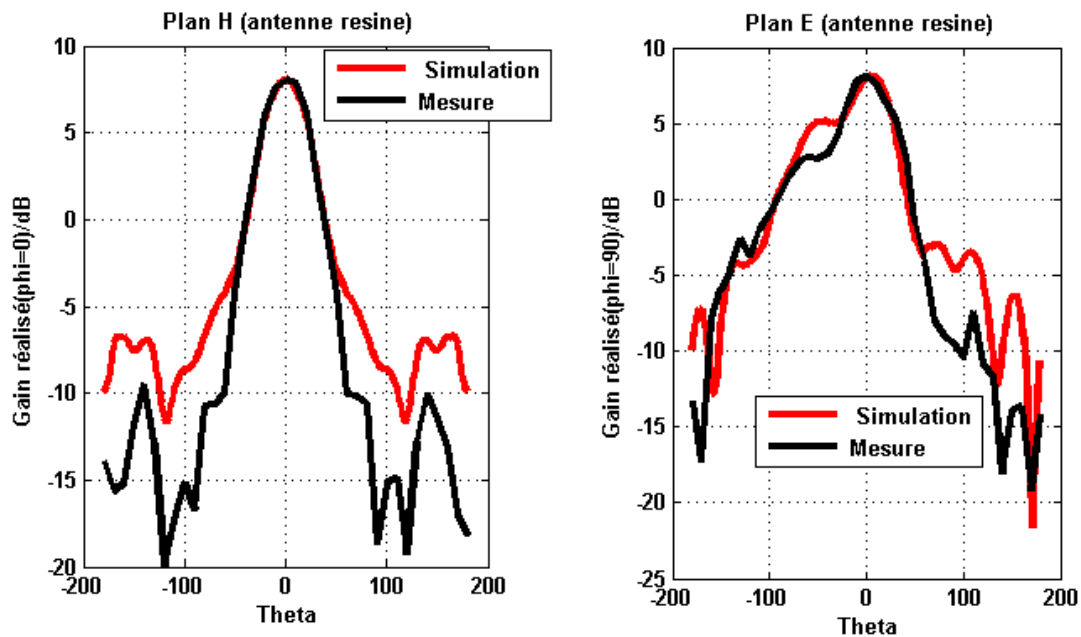


Fig. III-75. Diagrammes de rayonnement à  $f=3\text{GHz}$  de l'antenne ACD remplie de résine

A 3GHz, le diagramme de rayonnement de l'antenne résine dans le plan H est plus étroit, de l'ordre de  $80^\circ$  à  $-10\text{dB}$  du maximum contre  $60^\circ$  pour l'antenne géopolymère. Dans le plan H, ils sont symétriques par rapport à  $\text{Phi}=0$ , alors qu'ils ne le sont pas dans le plan E, ce qui est conforme à la symétrie attendue.

Les résultats de simulation et de mesure des diagrammes de rayonnement sont proches, la différence constatée à certaines fréquences est peut-être due aux caractéristiques du matériau diélectrique que nous ne sommes pas en mesure de caractériser une fois les antennes remplies, cette différence est également constatée sur les courbes du gain réalisé des deux antennes présentées en Fig. III-67 et Fig. III-68 dans la bande  $[0.3\text{-}3\text{GHz}]$ . En effet, les résultats de simulation prennent en compte les propriétés diélectriques d'un échantillon en résine ou en géopolymère élaboré à partir de la même composition que celle utilisée pour les mélanges intégrant les antennes ACD.

### III.7. Analyse expérimentale d'une scène radar

L'objectif ici est d'expérimenter les antennes ACD dans des configurations de scènes radars soit dans l'air soit face à un sol. Ceci permet de juger leur capacité à remonter à la signature d'une cible. Les antennes K vont être utilisées de la même façon que les antennes ACD en guise de comparaison.

#### III.7.1. Scène radar réalisée dans l'air

Les antennes ACD sont évaluées à travers une scène radar (Fig. III-76) dans l'air, où une cible (une sphère) se déplace suivant plusieurs positions  $P_i$ . La distance séparant les antennes et la cible est d'environ 0.7m, pour une distance entre ouverture d'antenne de 10 cm.

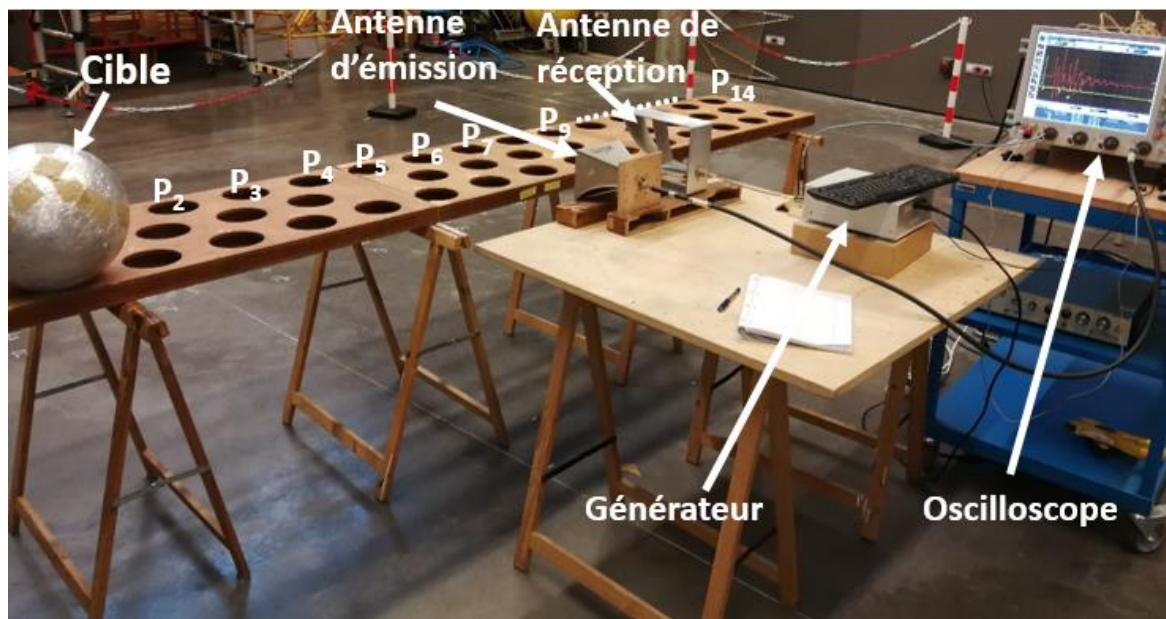


Fig. III-76. Illustration de la scène analysée où figure une antenne ACD et une antenne K

Pour chacune des positions  $P_i$  de la cible, l'antenne d'émission émet une impulsion vers la scène, elle se réfléchit sur les différents obstacles présents. Une réponse transitoire est enregistrée en sortie de l'antenne de réception sur un oscilloscope numérique temps réel large bande (Fig. III-79). Ainsi une forme hyperbolique (Fig. III-77) est associée à chaque réponse transitoire enregistrée et le point le plus haut de l'hyperbole (l'apex) indique la position latérale de la cible. Le principe d'imagerie mis en œuvre ici est appelé ISAR (Inverse Synthetic Aperture Radar)[5], ce n'est pas le radar qui se déplace le long d'une fauchée mais c'est la cible qui se déplace devant ce dernier (Fig. III-77). Ce mode d'imagerie a été choisi car il est techniquement plus facile de déplacer la cible ici que le système d'antennes complet.

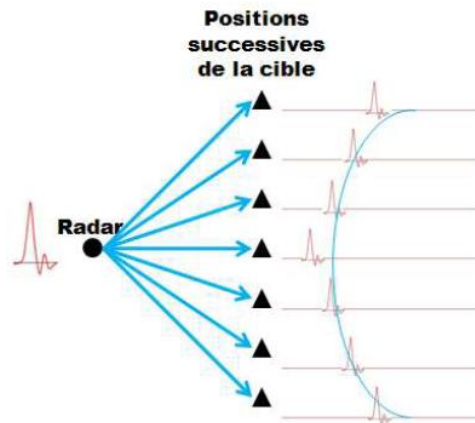


Fig. III-77. Principe de génération d'une hyperbole dans le cas d'une configuration de type ISAR

Pour l'analyse de cette scène, deux configurations d'antennes ont été testées :

- L'antenne ACD remplie de résine en émission et l'antenne ACD remplie de géopolymère en réception.
- Ou bien deux antennes K l'une en émission et l'autre en réception.

Pour chacune des configurations, l'antenne d'émission est alimentée par une impulsion délivrée par un générateur Kentech APG1. Il délivre une impulsion proche d'une gaussienne, d'amplitude crête 220 V, qui couvre un spectre s'étalant de 0 à 5GHz à -20dB (Fig. III-78).

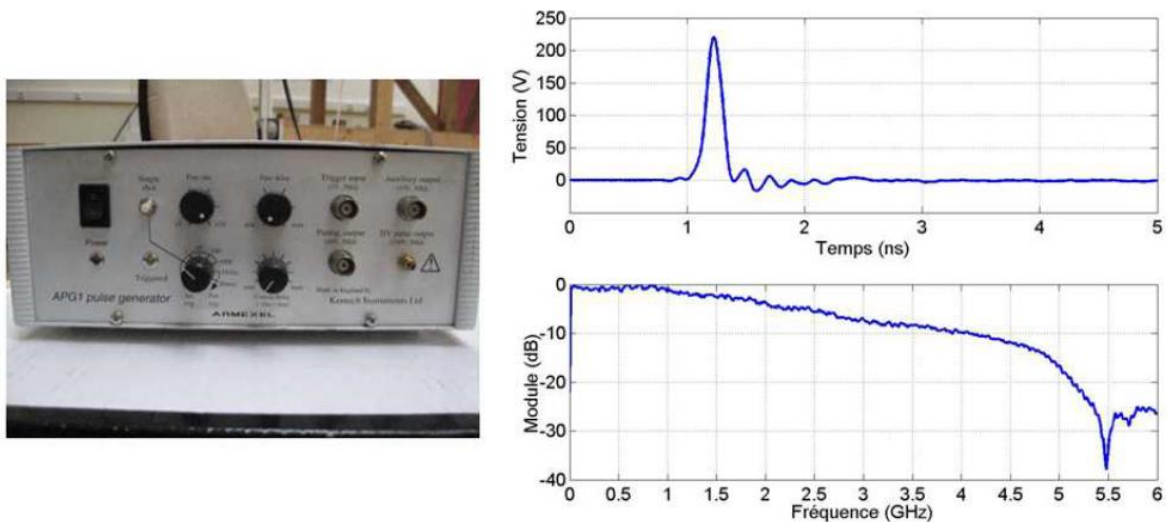


Fig. III-78. Signal délivré par le générateur Kentech APG1

Pour l'acquisition des réponses transitoires, l'oscilloscope DSOX92004Q Infiniium [6] de Keysight (Fig. III-79) est utilisé, il a un temps d'acquisition très rapide et il fonctionne en temps réel dans une bande passante de 20 GHz sur 4 canaux.



Fig. III-79. Oscilloscope Keysight DSOX92004Q Infiniium

Les réponses transitoires enregistrées pour chacune des positions  $P_i$  sont montrées sur les Fig. III-80.a et Fig. III-81.a. L'axe horizontal correspond au déplacement de la cible par rapport au système d'antenne (de 0 à 2.8 m par pas de 20 cm) et l'axe vertical correspond au temps de propagation aller-retour de l'impulsion ULB relative à la position analysée. L'échelle de la couleur indique le niveau de tension mesurée (en dB). Les traitements pour la mise en évidence de l'hyperbole de migration sont effectués avec le logiciel Matlab®.

Il existe de multiples échos fixes de la scène, propres à toutes les positions considérées, l'hyperbole de migration indiquant la signature de la cible est considérablement masquée (Fig. III-80.a). Ces échos forts et constants sont entraînés par :

- Le couplage entre les antennes d'émission et de réception : une partie du signal émis en direction de la scène est directement captée par l'antenne de réception. Plus les antennes sont proches, plus le niveau de couplage est élevé.
- Les signaux émis par les multiples systèmes électroniques voisins.
- Les effets des différents objets présents dans l'environnement proches de la cible qui provoquent l'apparition d'échos sur le signal mesuré.

Dans notre cas, pour éliminer les échos fixes et pouvoir obtenir la signature de la cible, le signal de mesure de la réponse transitoire de la scène à vide (sans la cible sphérique) est soustrait à tous les signaux correspondants à chaque position. On peut constater à partir des Fig. III-80.a, Fig. III-81.a que les réponses transitoires provenant de la configuration utilisant les antennes K présentent plus d'échos fixes liés au couplage comparées à celles employant les antennes ACD.

Les réponses transitoires mettant en évidence l'hyperbole de migration après soustraction des échos fixes, pour les deux configurations d'antennes présentées sont montrées sur les Fig. III-80.b, Fig. III-81.b. La position du sommet est obtenue par un déplacement de 1.4m et pour un temps aller-retour de 4.7ns, ce qui correspond théoriquement ( $d = c \times \frac{t}{2}$ , avec d la distance déparant la cible des antennes (m), c la vitesse de la lumière (m/s) et t le temps aller-retour de l'impulsion) à une distance de 0.7m.

Les antennes ACD remplissent bien leur tâche pour remonter à la signature de la cible grâce au niveau de couplage entre antennes nettement plus faible comparé à celui des antennes K, et à la quantité des réflexions indésirables amoindrie avec l'utilisation de celles-ci.



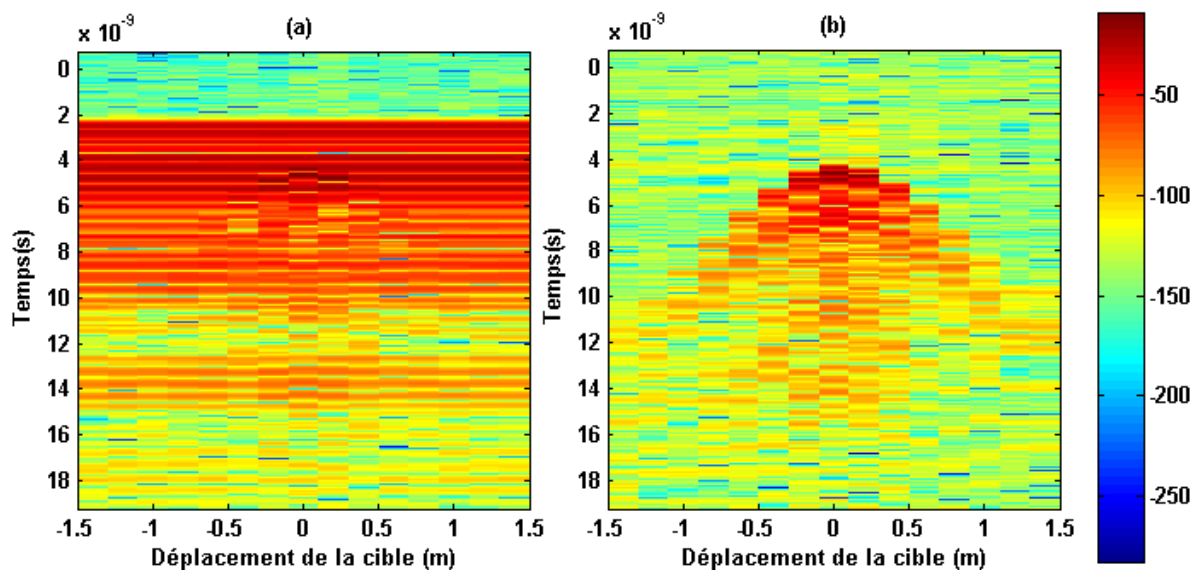


Fig. III-80. Ensemble des réponses transitoires enregistrées (a) et mise en évidence de l'hyperbole de migration (b) obtenue avec l'antenne ACD remplie de résine en émission et l'antenne ACD remplie de géopolymère en réception dans l'air

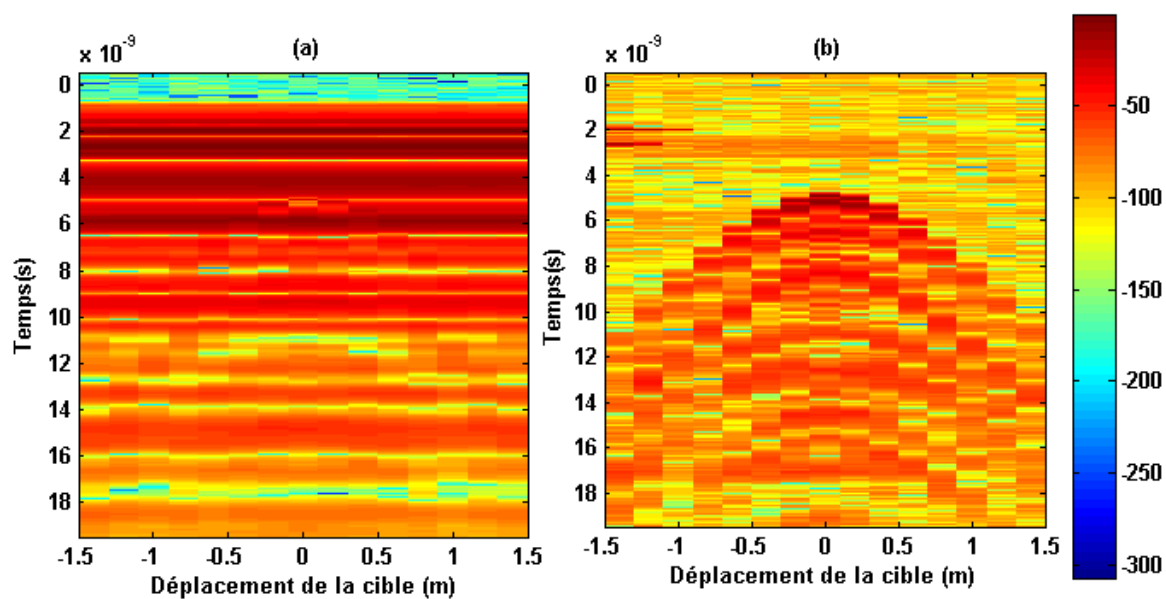


Fig. III-81. Ensemble des réponses transitoires enregistrées (a) et mise en évidence de l'hyperbole de migration (b) obtenue avec deux antennes K l'une en émission et l'autre en réception dans l'air



### III.7.2. Scène radar réalisée dans le sol

Les antennes ACD sont évaluées à travers une scène radar cette fois-ci face à un sol (Fig. III-83), où une cible métallique de forme cylindrique (Fig. III-82) est enterrée à une profondeur d'environ 12cm. Les antennes sont déplacées suivant 36 positions  $P_i$ . Pour une distance entre ouvertures d'antennes de 10 cm.



Fig. III-82. Cible enterrée à une profondeur de 12 cm



Fig. III-83. Scène analysée face au sol

Le principe d'imagerie employé ici est appelé SAR (Synthetic Aperture Radar- Radar à synthèse d'ouverture) [7], les antennes d'émission et de réception sont côte à côte et se déplacent le long d'une fauchée à étudier .

Dans un premier temps, les coefficients de réflexion de antennes ACD ainsi que de l'antenne K sont mesurés face au sol dans la bande [0.1, 3 GHz] (Fig. III-84) pour vérifier leur adaptation. Il est constaté que les antennes sont adaptées sur une bande de fréquence équivalente, d'environ 500MHz à 3GHz. Pour rappel, les antennes ACD sont chargées par une résistance en extrémité ce qui conduit à un paramètre de réflexion plus faible à basse fréquence.

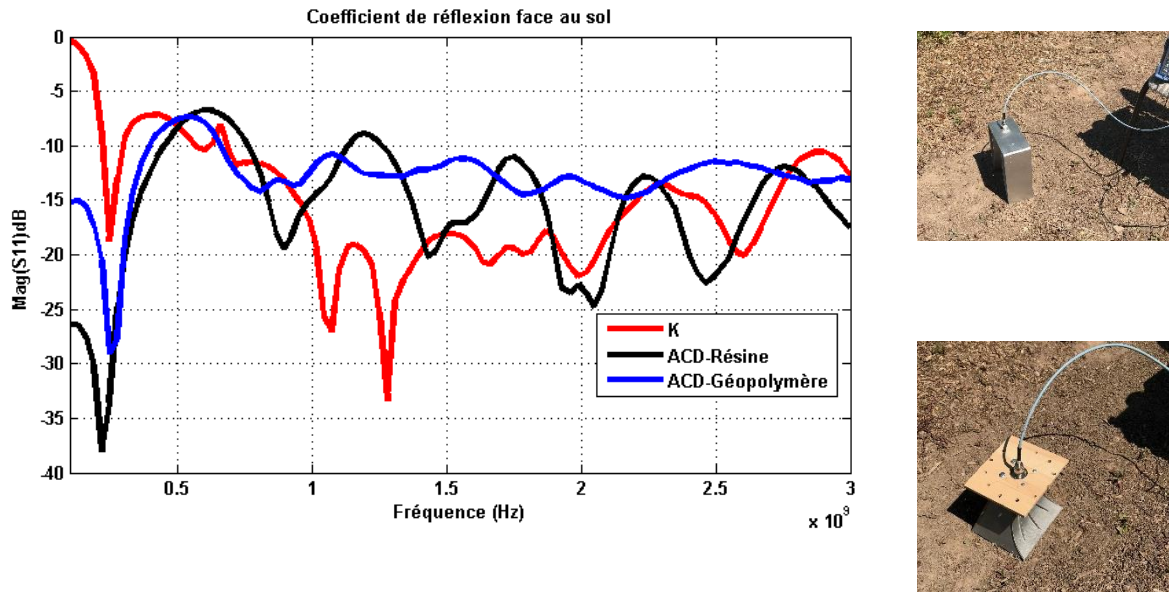


Fig. III-84. Module des coefficients de réflexion face au sol des antennes K, ACD résine, et ACD géopolymère

Pour l'analyse de cette scène, nous avons conservé les deux configurations d'antennes utilisées pour la scène radar dans l'air (Fig. III-85.a et Fig. III-85.b) ainsi que le même générateur pour l'alimentation et le même oscilloscope pour l'acquisition des réponses transitoires pour chaque position.



Fig. III-85. Antenne ACD résine en émission et ACD géopolymère en réception (a) deux antennes K l'une pour l'émission et l'autre pour le réception

Les réponses transitoires enregistrées pour chacune des positions  $P_i$  sont montrées sur les Fig. III-86.a et Fig. III-87.a, l'axe horizontal correspond au déplacement du système radar par rapport à la cible (de 0 à 1.8 m par pas de 0.05m) et l'axe vertical correspond au temps de propagation aller-retour de l'impulsion ULB relative à la position analysée. L'échelle de la couleur indique le niveau de tension mesurée (V).

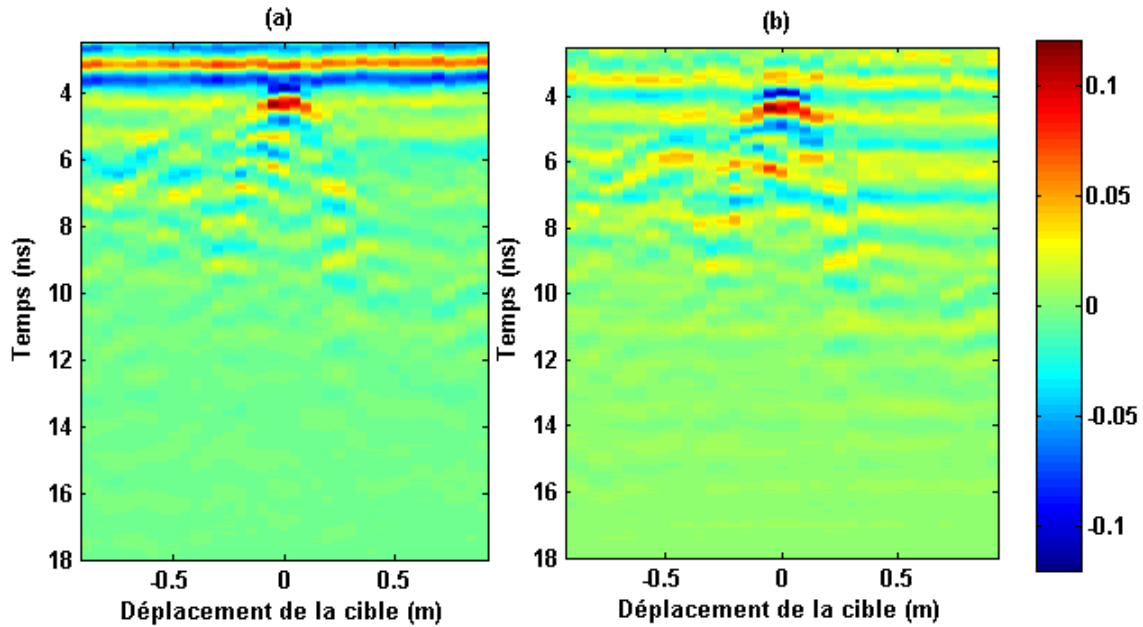


Fig. III-86. Ensemble des réponses transitoires enregistrées (a) et mise en évidence de l'hyperbole de migration (b) obtenue avec l'antenne ACD remplie de résine en émission et l'antenne remplie de géopolymère en réception face à un sol

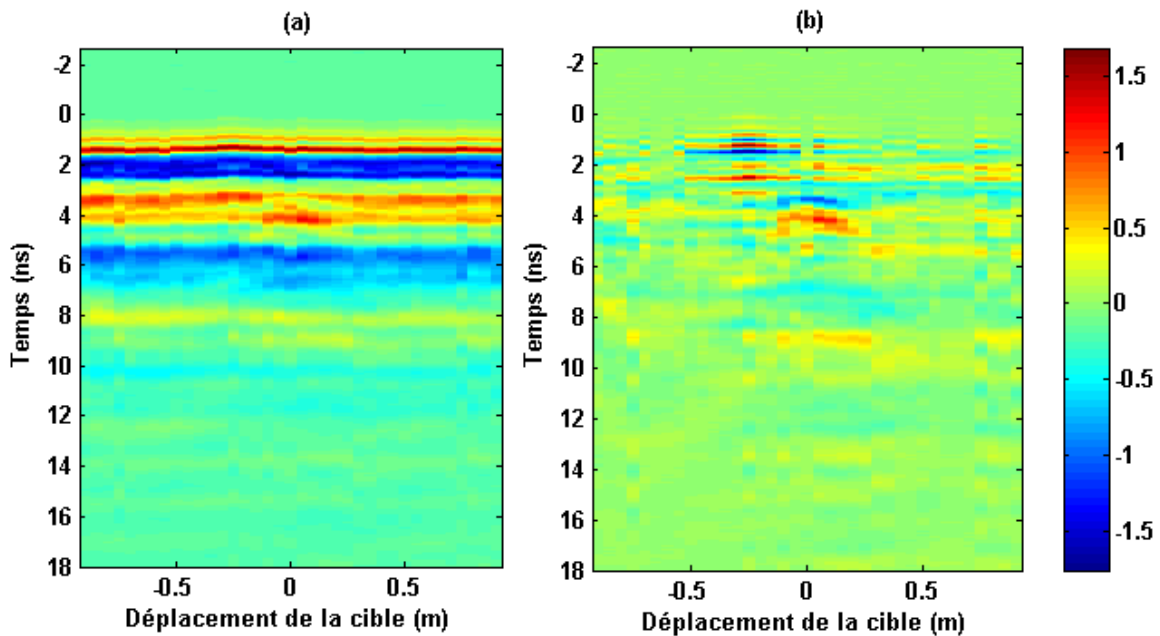


Fig. III-87. Ensemble des réponses transitoires enregistrées (a) et mise en évidence de l'hyperbole de migration (b) obtenue avec deux antenne K l'une en émission et l'autre en réception face à un sol

Les réponses transitoires mettant en évidence l'hyperbole de migration après soustraction de la mesure correspondant à la réponse transitoire du sol analysé, pour les deux configurations d'antennes présentées sont montrées sur les Fig. III-86.b, Fig. III-87.b. La position du sommet est obtenue pour un déplacement de 0.9m et pour un temps aller-retour de 4ns.

A partir de l'Équation 39, nous pouvons remonter à la permittivité du sol ausculté.

$$d = \frac{c}{\sqrt{\epsilon'_r}} \times \frac{t}{2} \quad \text{Équation 39}$$

Où d est la distance séparant la cible des antennes (m), c la vitesse de la lumière (m/s) et t le temps aller-retour de l'impulsion.

Connaissant la distance séparant la cible des antennes (12cm) et le temps aller-retour (4ns), la permittivité diélectrique réelle du sol est évaluée à 2.23 (sol sec). Cette valeur ne conduit pas à un fort contraste à l'ouverture des antennes utilisées pour cette expérience, ce qui justifie le maintien d'une bonne adaptation d'impédance quelle que soit l'antenne utilisée.

Les antennes ACD présentant un niveau de couplage plus faibles, remplissent leur tâche pour remonter à la signature de la cible dans un sol comparé aux antennes K, où la signature de la cible reste quand même noyée dans du bruit.

L'hyperbole de migration relative à la cible apparait donc de façon plus marquée dans le cas de l'utilisation des deux antennes ACD.



## III.8. Conclusion

Ce chapitre a exposé dans un premier temps, la méthodologie appliquée à la conception d'antennes ULB d'encombrement réduit. Un outil de conception d'antennes a été développé sous Matlab, il prend en compte plusieurs paramètres, notamment les équations permettant le calcul des dimensions d'une structure de géométrie microruban ou biplaque ainsi que du choix de l'évolution de l'impédance caractéristique tout au long d'une structure d'antenne. L'outil de conception a été appliqué à la conception de l'antenne K inspirée de l'antenne Koshelev dans l'air et dans un milieu diélectrique. Les résultats de simulation de celles-ci ont permis d'étudier l'impact des caractéristiques diélectriques d'un milieu de propagation autre que l'air sur les performances de rayonnement d'une antenne. L'outil de conception élaboré présente un réel avantage par sa praticité, il permet de gagner beaucoup de temps pour la conception d'une antenne, le changement de quelques lignes de code suffit pour obtenir la forme et les dimensions d'antenne souhaitées. Ce dernier est utilisé pour la conception des antennes cornets élémentaires sur lesquelles sont basées les antennes ACD et AHD.

La deuxième partie du chapitre est consacrée aux différentes étapes de conception d'antennes d'encombrement réduit, ainsi aux différentes optimisations qui ont eu lieu. Deux antennes ont été développées, l'antenne ACD qui associe la technique du remplissage de matériau diélectrique à celle de l'utilisation de charges résistives et l'antenne AHD qui combine l'utilisation d'un matériau diélectrique à un mode de rayonnement hybride. Les deux antennes répondent aux critères de réduction d'une antenne ULB. Pour des raisons de facilité de fabrication, de dimensions et de niveau de couplage plus faible (important lors de mesures radars), l'antenne ACD a été fabriquée en deux exemplaires. Le premier prototype a été rempli de résine et le deuxième d'un géopolymère élaboré par le laboratoire IRCER, les résultats de mesures (coefficient de réflexion, gain et diagramme de rayonnement) de ces derniers sont concordants avec les résultats de simulations obtenus par CST.

Enfin, la troisième partie du chapitre a mis en évidence l'intérêt de l'utilisation des antennes ACD pour des applications radar dans différents milieux. Les résultats obtenus avec les antennes ACD remplies de résine et de géopolymère pour chaque scène radar ont été comparés aux résultats obtenus avec d'autres antennes disponibles au laboratoire, telles que des antennes K ou des antennes Vivaldi (Annexe 4). Pour chacune des scènes testées, les antennes ACD permettent d'obtenir des images radars nettes et lisibles grâce au niveau de couplage et aux réflexions indésirables amoindris que confèrent ces dernières comparées aux autres antennes. L'objectif de réduction d'encombrement d'antennes ULB est atteint. En effet, les dimensions des antennes ACD sont de  $L = \frac{\lambda_{max}}{6.5}$ ,  $H = \frac{\lambda_{max}}{7}$ ,  $W = \frac{\lambda_{max}}{5.8}$  et leur association sur des bancs radars a montré de bons résultats.

Une des perspectives de ce travail est de réduire encore plus les dimensions d'une antenne ULB volumique, tout en maintenant des performances en termes de rayonnement acceptables. Pour cela un nouveau type de matériau intéressant sera étudié en collaboration avec l'IRCER. Des premiers résultats de simulations ont été obtenus en guise de perspectives et sont présentés dans la section suivante pour montrer l'intérêt de cette voie prometteuse.

### III.9. Perspectives

#### III.9.1. Contexte

Jusqu'à présent, nous avons montré que l'utilisation d'un matériau diélectrique neutre magnétiquement ( $\mu'_r = 1$ ) permet de réduire les dimensions d'une antenne d'un facteur  $\sqrt{\epsilon'_r}$ . En effet, les matériaux à fort contraste diélectrique permettent de réduire l'encombrement des antennes grâce à la longueur d'onde qui diminue dans le matériau comme le montre l'équation suivante :

$$\lambda_g = \frac{c}{f\sqrt{\epsilon'_r\mu'_r}} \quad \text{Équation 40}$$

Pour réduire encore plus les dimensions des antennes ULB, les prochains travaux de recherche se baseront sur l'utilisation de matériaux magnéto diélectriques [9], car ces derniers possèdent, contrairement aux matériaux diélectriques, une perméabilité magnétique supérieure à 1. Ceci permettra de réduire encore plus les dimensions antennaires d'après l'Équation 40.

Les longueurs électriques de l'antenne dépendront à la fois de la valeur de la perméabilité magnétique réelle et de la permittivité diélectrique réelle. L'objectif serait d'utiliser des matériaux magnéto diélectriques dont les valeurs de  $\mu'_r$  et de  $\epsilon'_r$  sont proches, ceci conduisant à une impédance d'onde (Équation 41) égale à celle de l'air.

$$Z = Z_0 \sqrt{\frac{\mu'_r}{\epsilon'_r}} \quad \text{Équation 41}$$

Où  $Z_0 = 377\Omega$  est l'impédance d'onde de l'air.

Dans les travaux [9], il est montré que l'on peut obtenir des matériaux magnéto diélectriques à  $\mu'_r$  et de  $\epsilon'_r$  identiques. Une composition de poudre ferrite à base d'oxydes de Nickel (Ni) et de Zinc (Zn) accompagnée d'une pulvérisation et d'un mélange avec de l'époxy qui sert de matrice a permis d'obtenir les propriétés diélectriques montrées en Fig. III-88.

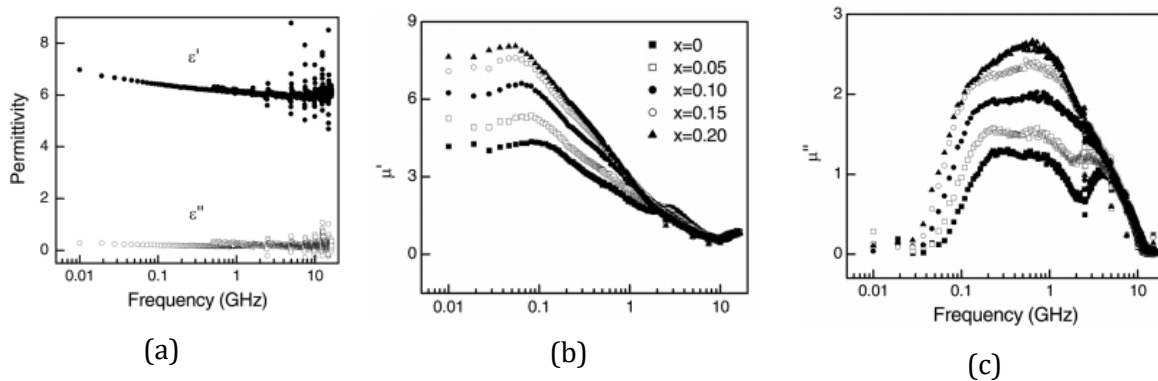


Fig. III-88. Permittivité diélectrique réelle et imaginaire (a), perméabilité magnétique réelle (b) et perméabilité magnétique imaginaire du matériau  $\text{Ni}_{0.85}\text{Zn}_x\text{Co}_{0.05}\text{Fe}_{1.94}\text{Mn}_{0.2}\text{O}_4$  mélangé à l'époxy avec une concentration volumique de 50% [9]

Les valeurs de permittivités et de perméabilités atteintes dans le cadre de cette étude sont résumées dans le tableau ci-dessous. X correspondant au taux d'insertion de l'oxyde de zinc.

Tableau III-5 . Propriétés diélectriques du matériau  $Ni_{0.85}Zn_xCo_{0.05}Fe_{1.94}Mn_{0.2}O_4$  mélangé à l'époxy avec une concentration volumique de 50% [9]

x	$\epsilon'$ at 0.01 GHz	$\mu'$ at 0.01 GHz	$\sqrt{\mu'/\epsilon'}$
0	6.97	4.18	0.77
0.05	6.71	5.27	0.89
0.10	6.83	6.24	0.96
0.15	6.76	6.87	1.01
0.20	6.65	7.63	1.07
0.25	6.62	7.85	1.09

On peut constater (Tableau III-5) que pour un taux d'insertion de 0.15 d'oxyde de zinc, des valeurs de perméabilité magnétique réelle et de permittivité diélectrique réelle quasiment identiques sont obtenues à 0.01 GHz.

L'utilisation des matériaux magnéto diélectrique présente donc une voie intéressante à explorer. Quelques simulations électromagnétiques présentées dans le paragraphe suivant, viennent le confirmer.

### III.9.2. Exemple d'immersion d'une antenne dans un milieu magnéto diélectrique

Un cornet TEM est immergée dans un milieu magnéto diélectrique homogène sans pertes dont la permittivité diélectrique réelle et la perméabilité diélectrique réelle sont égales à 6. Cette antenne est élaborée avec l'outil de conception présenté au début du chapitre dans la bande [300MHz, 3GHz], avec une évolution d'impédance allant de 50 à 250Ω. Les dimensions des antennes élaborées sont limitées à  $\frac{\lambda_{max}}{2\sqrt{\mu'_r\epsilon'_r}}$

Les dimensions du cornet TEM immergé dans un milieu où  $\epsilon'_r = 6$  et  $\mu'_r = 6$  permettant de couvrir la bande [300MHz-3GHz] sont :

$$L = \frac{\lambda_{max}}{2\sqrt{36}} = 8.3cm \quad \text{Équation 42}$$

$$H = \frac{\lambda_{max}}{2\sqrt{36}} = 8.3cm \quad \text{Équation 43}$$

Le Tableau III-6 permet de comparer les dimensions d'une antenne immergée dans un milieu diélectrique à celles d'une antenne immergée dans un milieu magnéto diélectrique possédant la même valeur de  $\epsilon'_r$ .

Tableau III-6. Comparaison des dimensions d'un cornet TEM dans un milieu magnétoélectrique ( $\epsilon'_r = 6$  et  $\mu'_r = 6$ ) et dans milieu diélectrique ( $\epsilon'_r = 6$ )

Cornet immergé dans un milieu diélectrique ( $\epsilon'_r = 6$ et $\mu'_r = 1$ )	Cornet immergé dans un milieu magnétoélectrique ( $\epsilon'_r = 6$ et $\mu'_r = 6$ )	
L=20.4cm H=20.4cm W=10.2cm	L=8.3cm H=8.3cm W=4.1cm	

Le résultat de comparaison du coefficient de réflexion et du gain dans l'axe de l'antenne Cornet TEM immergé dans un milieu diélectrique ( $\epsilon'_r = 6$  et  $\mu'_r = 1$ ) ainsi que dans un milieu magnéto diélectrique ( $\epsilon'_r = 6$  et  $\mu'_r = 6$ ) est présenté sur la Fig. III-89. L'antenne garde une bonne adaptation sur la bande désignée en étant immergée dans un milieu magnéto diélectrique et présente un gain maximal de 16dB proche de celui de l'antenne rayonnant dans un milieu diélectrique (17db).

L'immersion de l'antenne dans un matériau magnéto diélectrique permet de conserver les performances d'une antenne immergée dans un matériau diélectrique équivalent avec des dimensions quasiment plus de deux fois inférieures.

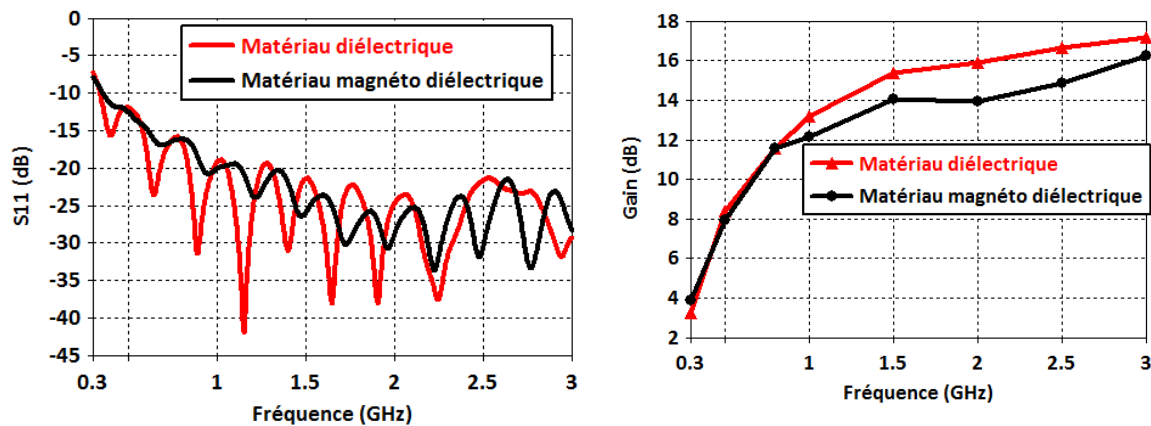


Fig. III-89. Comparaison du coefficient de réflexion et du gain dans l'axe de l'antenne cornet TEM immergé dans un matériau diélectrique ( $\epsilon'_r = 6$ ) et dans un milieu magnéto diélectrique ( $\epsilon'_r = 6$  et  $\mu'_r = 1$ )

Nous avons testé le rayonnement dans l'air du cornet intégrant un matériau magnéto diélectrique avec  $\epsilon'_r = 6$  et  $\mu'_r = 6$ . Le coefficient de réflexion (Fig. III-91) est calculé pour différentes valeurs de distance « d » (Fig. III-90), l'épaisseur supplémentaire de matériau présente après l'ouverture de l'antenne faisant interface avec l'air.

La valeur de 40mm est la valeur de « d » à partir de laquelle il n'apparaît plus d'influence sur l'adaptation de l'antenne.



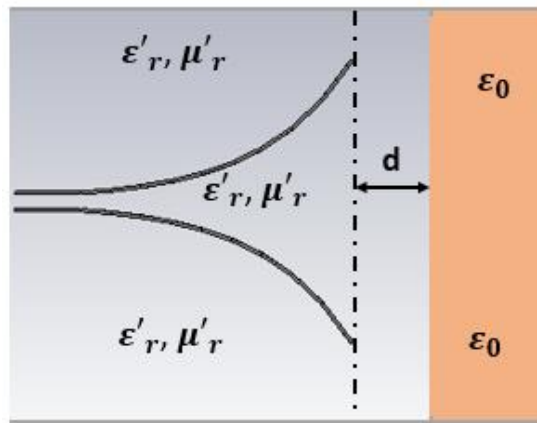


Fig. III-90. Rayonnement de l'ouverture du Cornet TEM dans l'air

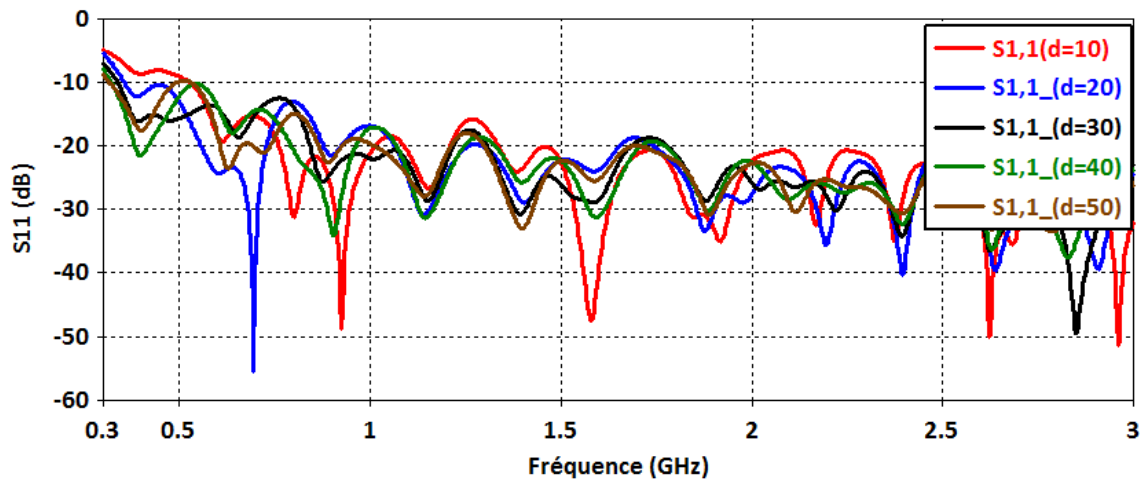


Fig. III-91. Coefficients de réflexion en fonction des différentes valeurs de « d » séparant l'ouverture de l'antenne Cornet TEM et l'air

Cette étude préliminaire a permis de montrer le grand intérêt que pourrait apporter l'exploitation de matériaux magnéto diélectriques, pour la réduction des dimensions d'antennes ULB. Cette voie semble très intéressante et prometteuse. Néanmoins, l'optimisation d'une antenne demanderait beaucoup de temps et reste une perspective de travail présentée dans ce manuscrit.

**Références bibliographiques**

---

- [1] K.-H. Lee, C.-C. Chen, F. L. Teixeira, et R. Lee, « Modeling and investigation of a geometrically complex UWB GPR antenna using FDTD », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 52, n° 8, p. 1983-1991, août 2004.
- [2] A. G. Yarovoy, J. H. Zijderveld, A. D. Schukin, I. V. Kaploun, et L. P. Ligthart, « Dielectric wedge antenna for UWB applications », in *2005 IEEE International Conference on Ultra-Wideband, 2005. ICU 2005*, 2005, p. 186-189.
- [3] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*, 4th ed. John Wiley and sons Inc, 2011.
- [4] M. SOW, « Contribution à la conception de radars géologiques impulsions », Thèse de Doctorat de l'Université de Limoges, 2015.
- [5] A. Godard, M. Lalande, et Université de Limoges. Faculté des sciences et techniques, *Conception et Réalisation d'un Radar Ultra Large Bande Impulsionnel Agile (300MHz- 3GHz)*. Limoges, France: S.C.D. de l'Université, 2009.
- [6] « DSOX92004Q Infiniium High-Performance Oscilloscope: 20GHz [Discontinued] | Keysight (formerly Agilent's Electronic Measurement) ». [En ligne]. Disponible sur: <https://www.keysight.com/en/pd-2108972/infiniium-high-performance-oscilloscope-20GHz?cc=FR&lc=fr>. [Consulté le: 28-juin-2018].
- [7] J. Lou, T. Jin, F. Liang, et Z. Zhou, « A Novel Prescreening Method for Land-Mine Detection in UWB SAR Based on Feature Point Matching », *IEEE Trans. Geosci. Remote Sens.*, vol. 51, n° 6, p. 3706-3714, juin 2013.
- [8] S. Farah, « Etude et mise en œuvre d'un banc intégré et étalonné 4 canaux pour la caractérisation temporelle de dispositifs non-linéaires hyperfréquences », phdthesis, Université de Limoges, 2017.
- [9] L. B. Kong, Z. W. Li, G. Q. Lin, et Y. B. Gan, « Ni-Zn Ferrites Composites With Almost Equal Values of Permeability and Permittivity for Low-Frequency Antenna Design », *IEEE Trans. Magn.*, vol. 43, n° 1, p. 6-10, janv. 2007.

## Conclusion générale

Les travaux présentés dans ce manuscrit décrivent différentes solutions permettant de limiter l'encombrement d'antennes volumiques adaptées à un rayonnement Ultra Large bande impulsionnel dans un domaine fréquentiel allant de quelques centaines de mégahertz à quelques gigahertz. Les différentes structures antennaires présentées fonctionnent dans une bande de fréquence allant de 300MHz à 3GHz, celles-ci exploitent différentes techniques de réduction d'encombrement, à savoir l'intégration de matériaux diélectriques, l'introduction d'éléments résistifs ou bien l'association de rayonnement de différents types de dipôles.

La mise en place d'un outil de conception et d'analyse a permis de développer deux antennes. La première antenne est baptisée ACD; elle associe la technique d'insertion d'un matériau diélectrique à celle de l'emploi de charges résistives. La deuxième antenne est appelée AHD, elle allie l'utilisation d'un matériau diélectrique à un mode de rayonnement hybride par l'utilisation de dipôles électriques et magnétiques. Les deux antennes répondent aux critères de réduction d'une antenne ULB fixée par les dimensions de l'antenne Koshelev.

Parmi les problèmes rencontrés lors de la réduction des deux antennes ACD et AHD, la désadaptation provoquée par l'interface diélectrique / air à leur ouverture, le fait que leurs dimensions soient réduites vis-à-vis de la plus grande longueur d'onde du spectre ont rendu l'obtention d'un taux d'ondes stationnaires adéquat difficile. Celui-ci est assuré soit à l'aide de charges résistives, soit par l'association au sein de l'antenne d'un rayonnement hybride (dipôles électrique et magnétique). Les résultats de simulation des deux antennes ont permis d'étudier leurs performances de rayonnement ainsi que l'impact des caractéristiques diélectriques d'un milieu de propagation différent de l'air sur leurs performances de rayonnement.

La réduction de l'encombrement des antennes exposées s'est faite essentiellement par l'insertion d'un matériau diélectrique, raison pour laquelle, une partie de ce travail s'est articulé autour de la synthèse et la caractérisation de matériaux diélectriques innovants dont la maîtrise de la valeur de la permittivité est possible tels que les géopolymères. Des protocoles expérimentaux permettant la synthèse de géopolymères ainsi que leurs paramètres d'optimisation ont été validés, ils permettent d'obtenir une large plage de valeurs de permittivité diélectrique relative réelle allant de 3 à 10 à 1.5 GHz.

La valeur de la permittivité diélectrique réelle ayant servi au remplissage des antennes est de 3. Cette valeur a été sélectionnée car les résultats de simulation ont montré qu'elle permettait d'engendrer le moins d'impact sur l'adaptation de l'antenne et de limiter l'influence du contraste de permittivité de l'interface diélectrique/air située à l'ouverture.

Pour des raisons de facilité de fabrication, de dimensions et de niveau de couplage plus faible, essentiel lors d'une mesure radar, l'antenne ACD a été fabriquée en deux exemplaires. Le premier prototype a été rempli de résine et le deuxième de géopolymère. Les coefficients de réflexion, les gains ainsi que les diagrammes de rayonnement mesurés sont trouvés concordants aux résultats de simulations.

La dernière partie du manuscrit a mis en évidence l'intérêt de l'association des antennes ACD à des applications radar où celles-ci rayonneraient dans différents milieux (sol et air). Les résultats obtenus avec les antennes ACD remplies de résine et de géopolymère pour les différentes scènes radar testées ont été comparés aux résultats obtenus avec des antennes du même type que celle conçu par Koshelev ou des antennes Vivaldi. Les antennes ACD permettent d'obtenir des images

radars facilement lisibles grâce au niveau de couplage et aux réflexions indésirables atténuées comparées aux autres antennes.

L'objectif de la mise en place et la réalisation d'une antenne ULB d'encombrement réduit est achevé. En effet, les dimensions des antennes ACD sont de  $L = \frac{\lambda_{max}}{6.5}$ ,  $H = \frac{\lambda_{max}}{7}$ ,  $W = \frac{\lambda_{max}}{5.8}$  et leur utilisation sur des bancs radars a montré de bons résultats.

Les perspectives de ce travail viseront à réduire de façon plus importante encore les dimensions d'une antenne ULB volumique tout en gardant des performances de rayonnement acceptables. La voie prometteuse de l'utilisation de matériaux magnéto diélectrique sera exploitée dans le futur pour la conception de nouvelles antennes d'encombrement réduits.

# Annexe 1 – Etude de l’influence du nombre de tronçons d’une antenne à l’aide de l’outil de conception

- **Application de l’outil de conception au design d’une antenne biplaque à profil exponentiel**

Un cornet TEM biplaque suivant une évolution en exponentielle est réalisé à l’aide de l’outil de conception élaboré. Cette évolution est régie par les équations d’une ligne biplaque et les hauteurs sont calculées à l’aide de l’équation :

$$h = h_0 e^{bx} \quad \text{Équation 1}$$

Où  $h_0$  est la hauteur de la ligne d’alimentation de l’antenne,  $x$  les longueurs des sections et  $b$  un facteur déterminé à partir des conditions dimensionnelles fixées.

La bande de fréquence choisie pour cette étude est [0.3GHz-3GHz], l’évolution d’impédance caractéristique est de 50 à 250Ω et les dimensions sont limitées à  $\lambda_{max}$ .

Pour étudier l’influence du nombre de sections, l’antenne a été conçue en 8 et 19 tronçons (sections) (Fig. 1).

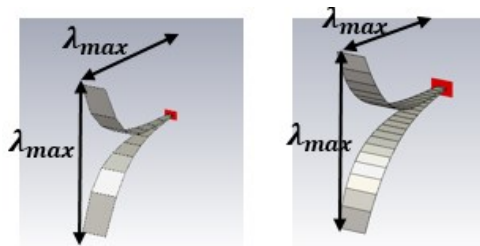


Fig. 1. Forme de l’antenne à profil exponentiel à 8 tronçons (à gauche) et 19 tronçons (à droite)

L’antenne est simulée à l’aide du logiciel CST, et le module du paramètre de réflexion  $S_{11}$  est montré en Fig. 2, aucune amélioration n’est constatée en basse fréquence. Néanmoins, dans la bande [0.6- 2.7 GHz] une meilleure adaptation est observée avec un nombre de section de 19. L’augmentation du nombre de sections peut améliorer l’adaptation en hautes fréquences.

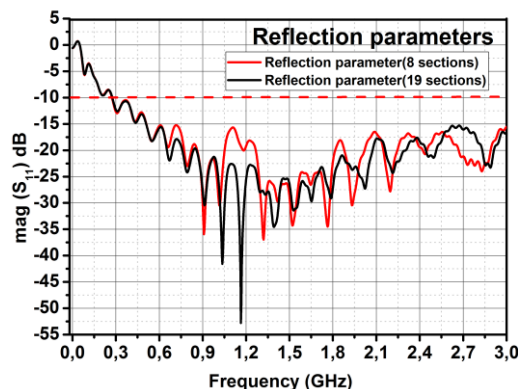


Fig. 2. Comparaison du module des paramètres de réflexion  $S_{11}$  pour 8 sections et 19 sections

Dans le cas d'une diminution du nombre de sections ( $n=5$ ), une légère détérioration est remarquée en basses et en hautes fréquences (Fig. 3).

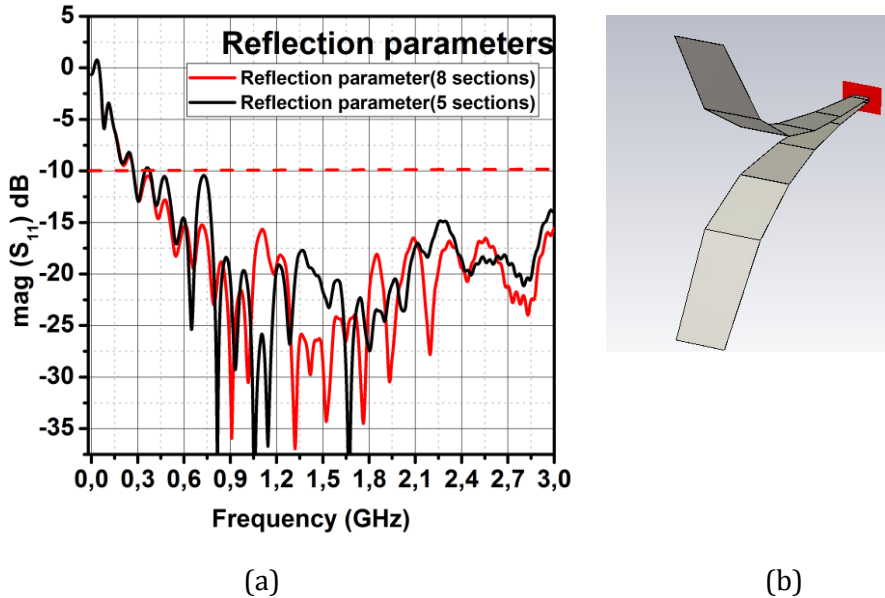


Fig. 3. Comparaison du module du paramètres de réflexion  $S_{11}$  pour 8 sections et 5 sections (a) la forme de l'antenne à profil exponentiel pour 5 sections (b)

En conclusion, pour cette structure à profil exponentiel, un nombre de sections égal à 8 présente un bon compromis pour le design de l'antenne, un nombre de section plus important n'est pas nécessaire.

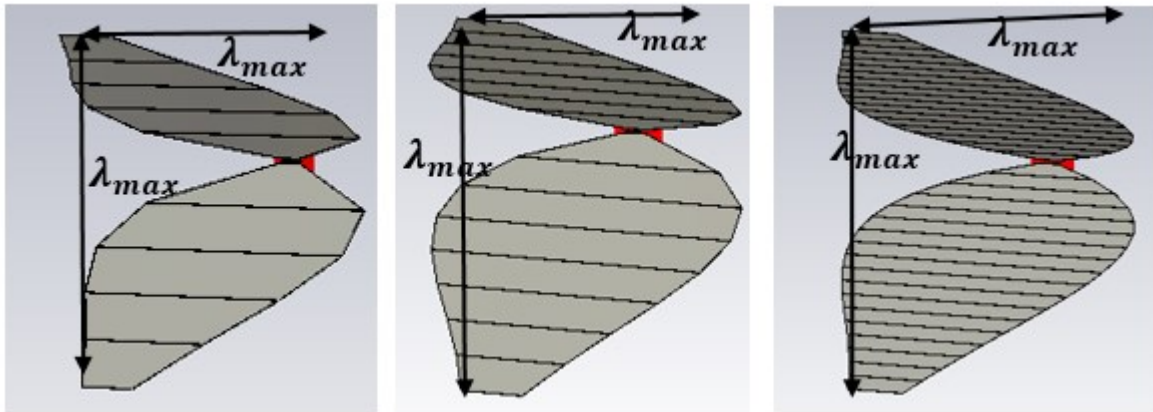
- **Application de l'outil de conception au design d'une antenne biplaque à profil linéaire**

Pour réaliser une antenne à profil linéaire, les équations d'une ligne biplaque sont appliquées, ainsi que l'Équation 2 pour le calcul des hauteurs.

$$h = bx + h_0 \quad \text{Équation 2}$$

La même bande de fréquence, la même évolution d'impédance et les mêmes dimensions que l'antenne à profil exponentiel sont appliquées pour cette étude.

De la même façon que l'antenne à profil exponentiel, l'antenne biplaque à profil linéaire a été conçue en 5, 8 et 19 tronçons (sections) afin d'étudier l'influence de ces derniers sur l'adaptation de l'antenne, (Fig. 4).



(a)

(b)

(c)

Fig. 4. La forme de l'antenne à profil exponentiel pour 5 sections (a) 8 sections et 19 sections (c)

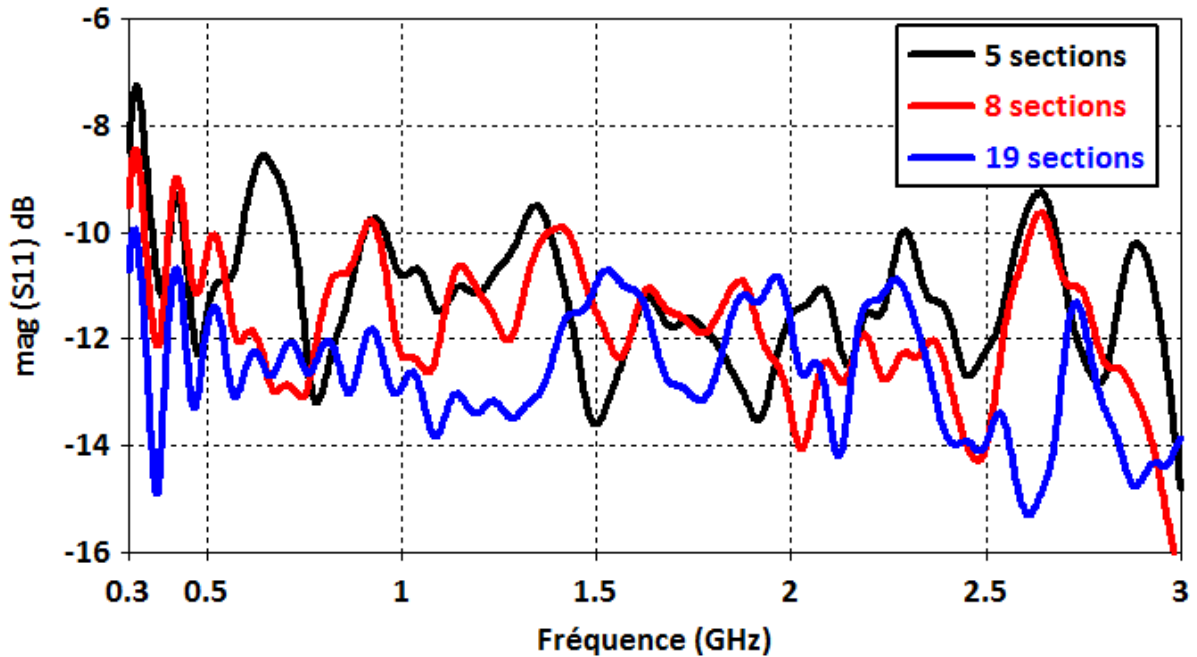


Fig. 5. Comparaison du module du paramètre de réflexion  $S_{11}$  de l'antenne à profil linéaire pour 5, 8 et 19 sections

La Fig. 5 montre que pour DES longueur et ouverture constantes, le nombre de sections influence l'adaptation de l'antenne à profil linéaire. Il est constaté que la diminution du nombre de sections détériore l'adaptation de celle-ci.

Par ailleurs l'évolution du profil se fait avec moins de discontinuités entraînant un meilleur comportement également en basses fréquences. L'évolution de 19 sections conduit à une meilleure discrétisation à proximité de l'alimentation, là où les hautes fréquences doivent être propagées sans désadaptation.





## Annexe 2 - Optimisation des charges résistives de l'antenne ACD

Quatre charges résistives d'une valeur sont ajoutées en extrémité de l'antenne ACD au niveau du ruban supérieur. Ces résistances ont pour rôle d'absorber les composantes BF du signal d'excitation, non rayonnées. Plusieurs valeurs ont été testées afin de parvenir à la meilleure adaptation possible, la Fig. 6 montre que le meilleur coefficient de réflexion est obtenu avec la valeur de  $200\Omega$  ( $50\Omega$  équivalent).

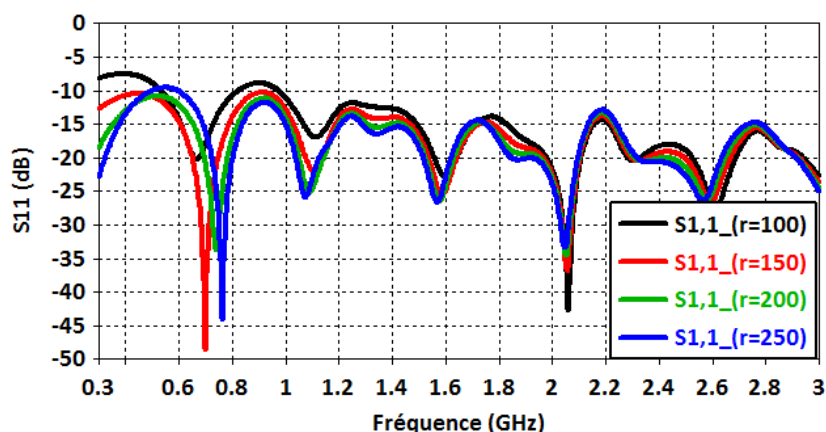


Fig. 6. Influence de la valeur des charges résistives sur le coefficient de réflexion de l'antenne ACD

Tout se passe comme si la longueur de l'antenne était négligeable aux fréquences pour lesquelles la résistance d'extrémité joue son rôle, puisque la valeur optimale de cette résistance vaut  $50\Omega$ .

La position des résistances a été choisie après l'observation d'une cartographie en basses fréquences de la répartition du champ à l'ouverture de l'antenne, notamment à  $0.3\text{GHz}$  (Fig. 7). Il est constaté que la répartition du champ est maximale au niveau des deux extrémités de la largeur du ruban supérieur à l'ouverture d'où le positionnement des résistances.

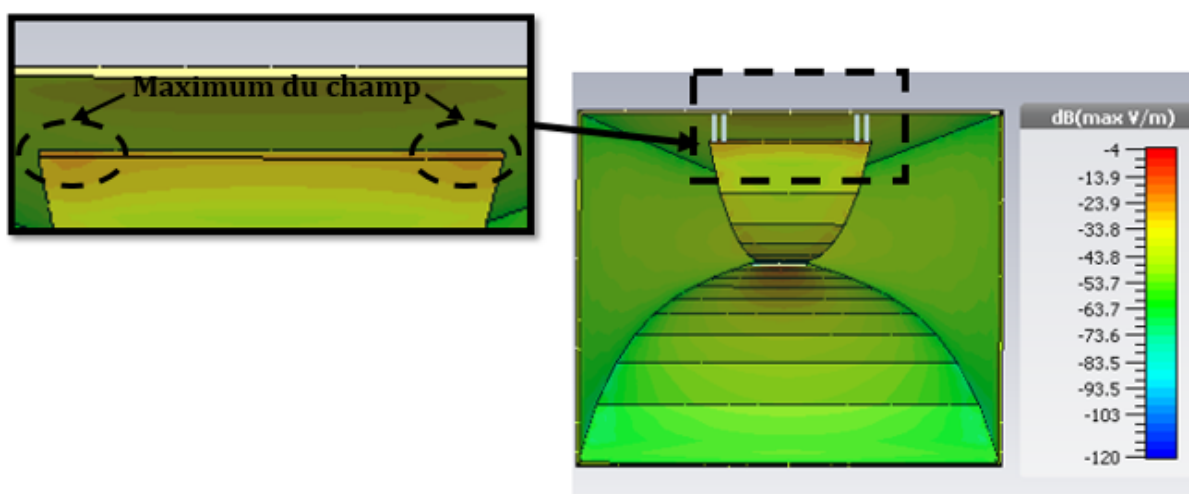


Fig. 7. Cartographie du champ E de l'antenne ACD à  $0.3\text{GHz}$



## Annexe 3 – Validation du prototype de l’antenne ACD

Après la fabrication de façon additive de la partie métallique de l’antenne ACD, une mesure du coefficient de réflexion de la structure à vide, c’est-à-dire sans matériau diélectrique et sans résistances (Fig. 8) a été effectuée.

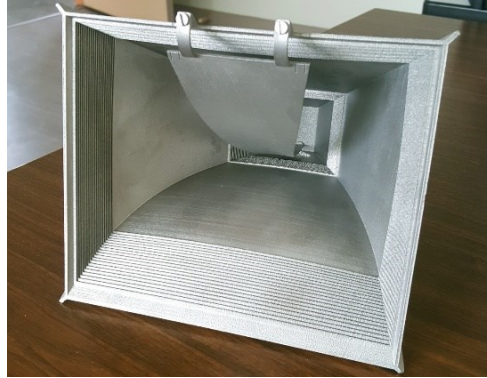


Fig. 8. Prototype de l’antenne ACD

Une simulation du comportement de cette structure valide la réalisation par comparaison à la mesure.

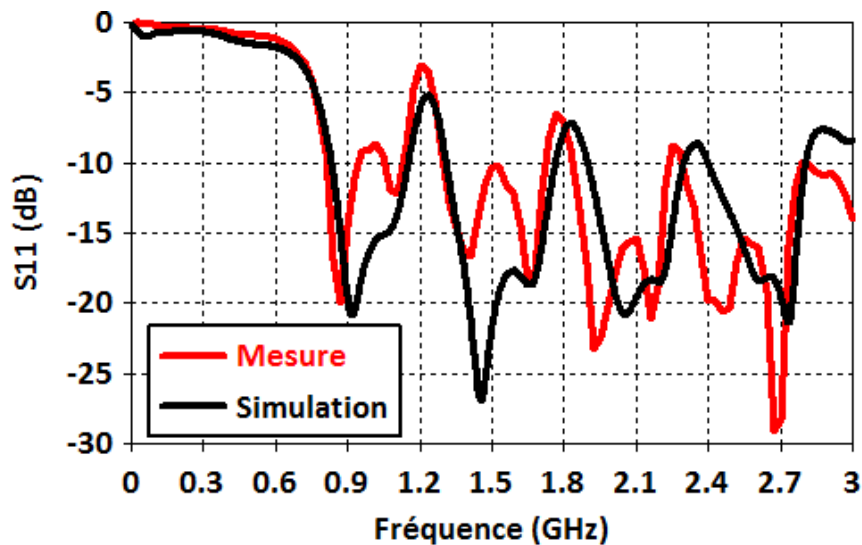


Fig. 9. Comparaison du résultat mesure et de la simulation du coefficient de réflexion du prototype de l’antenne ACD avant remplissage avec du géopolymère

La cohérence des résultats montrés par ces courbes a permis de lancer le processus de remplissage de l’antenne.



## Annexe 4- Banc radar DIL ATRAPE

En plus des deux scènes radars, nous avons pu tester l'antenne ACD résine sur un banc de mesure radar étalonné de signaux temporels pour la caractérisation de dispositifs RF non linéaires (Fig. 10). L'antenne ACD remplie de géopolymère n'as pu être testée parce qu'elle n'était pas encore réalisée au moment de cette expérience. Ce banc est le fruit de recherche dans le cadre d'une thèse qui a eu lieu à XLIM [8].

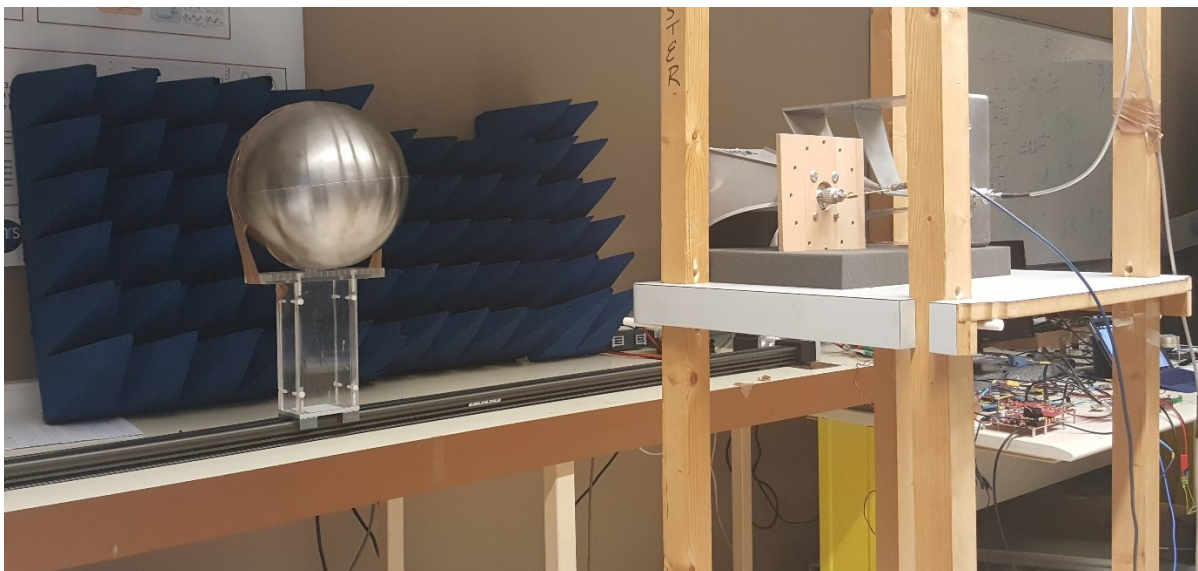
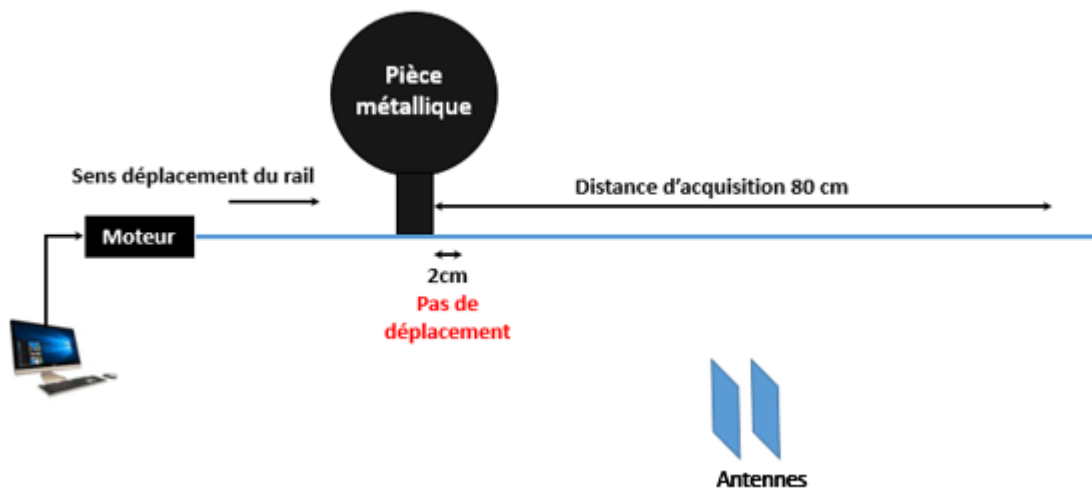


Fig. 10. Disposition du rail, de la cible et des antennes d'émission et de réception du banc radar ATRAPE

L'antenne d'émission est alimentée par un générateur d'impulsion mettant en jeu une diode SRD. L'impulsion générée ainsi que son spectre sont montrés sur la Fig. 11, elle couvre une bande de [0,5 - 8GHz] à -20dB du maximum.

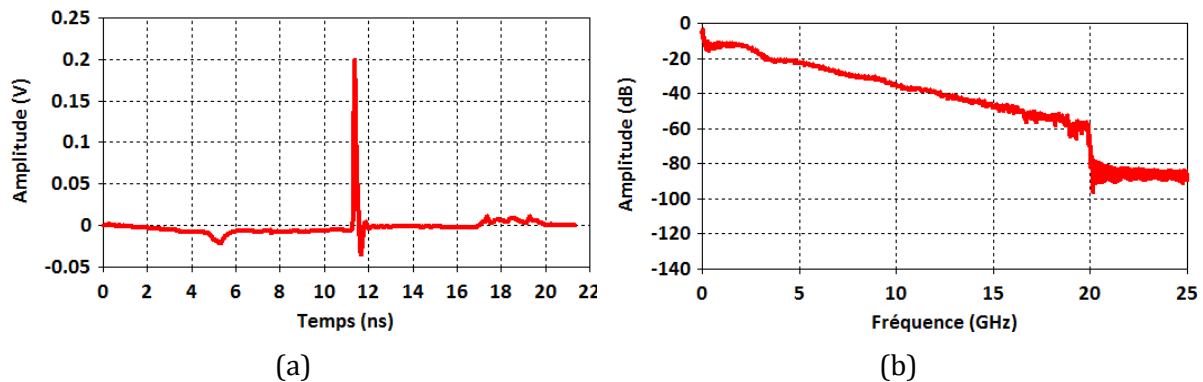


Fig. 11. Signal délivré par le générateur d'impulsion diode SRD et son spectre

Trois configurations d'antennes sont utilisées :

- Antenne ACD en émission et antenne K en réception, avec une distance entre ouvertures d'antennes de 5 cm Fig. 12.a.
- Deux antennes K séparées d'une distance de 5 cm entre ouvertures, l'une en émission et l'autre en réception Fig. 12.b.
- Deux antennes Vivaldi imprimées séparées d'une distance de 5 cm, l'une en émission et l'autre en réception Fig. 12.c.

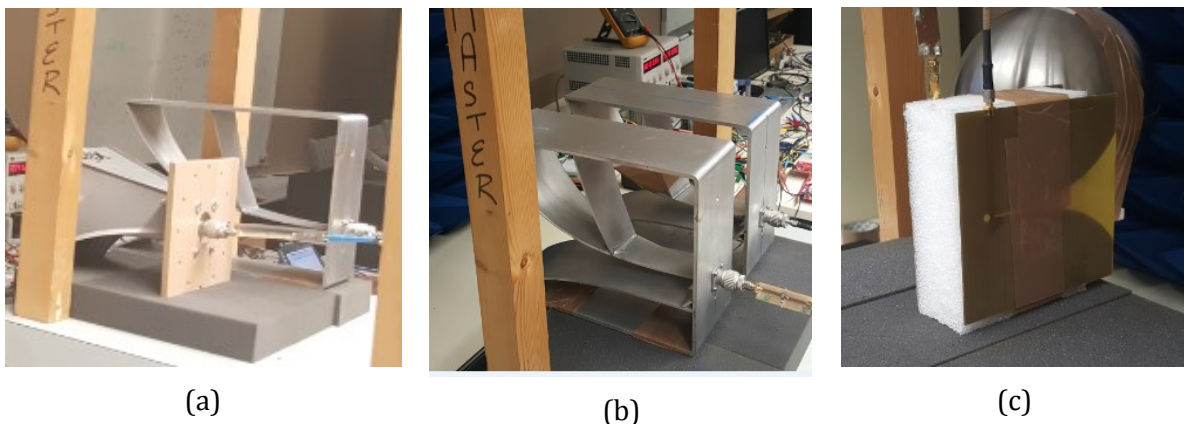


Fig. 12. Différentes configurations d'antennes utilisées en émission et en réception sur le banc ATRAP

La cible (Fig. 10) (sphère de diamètre 26 cm) est placée sur un rail perpendiculaire à la direction de propagation positionné à 51 cm de l'ouverture des antennes. La cible se déplace sur une distance 1.30 m avec un pas de 2 cm. 65 réponses transitoires sont enregistrées plus celle à vide obtenue sans la présence de sphère, qui est soustraite à celles-ci pour pouvoir remonter à la signature de la cible.

A partir des hyperboles de migrations (Fig. 13, Fig. 14, Fig. 15), on peut constater que la configuration d'antennes permettant la meilleure signature de la cible est le couple : antenne ACD en émission et K en réception. L'utilisation de deux antennes Vivaldi permet aussi de remonter à la signature de la cible à laquelle se superpose une réflexion à 3.4 et 3.5 ns. Cette dernière n'apparaît pas dans le cas de l'utilisation de l'antenne ACD en émission, cela est peut-être due à une erreur lors de l'acquisition. Quant à la configuration où les antennes K sont utilisées, nous constatons que le niveau de couplage entre deux antennes K ne permet pas



d'obtenir une image aussi nette comme dans le cas des autres configurations d'antennes.

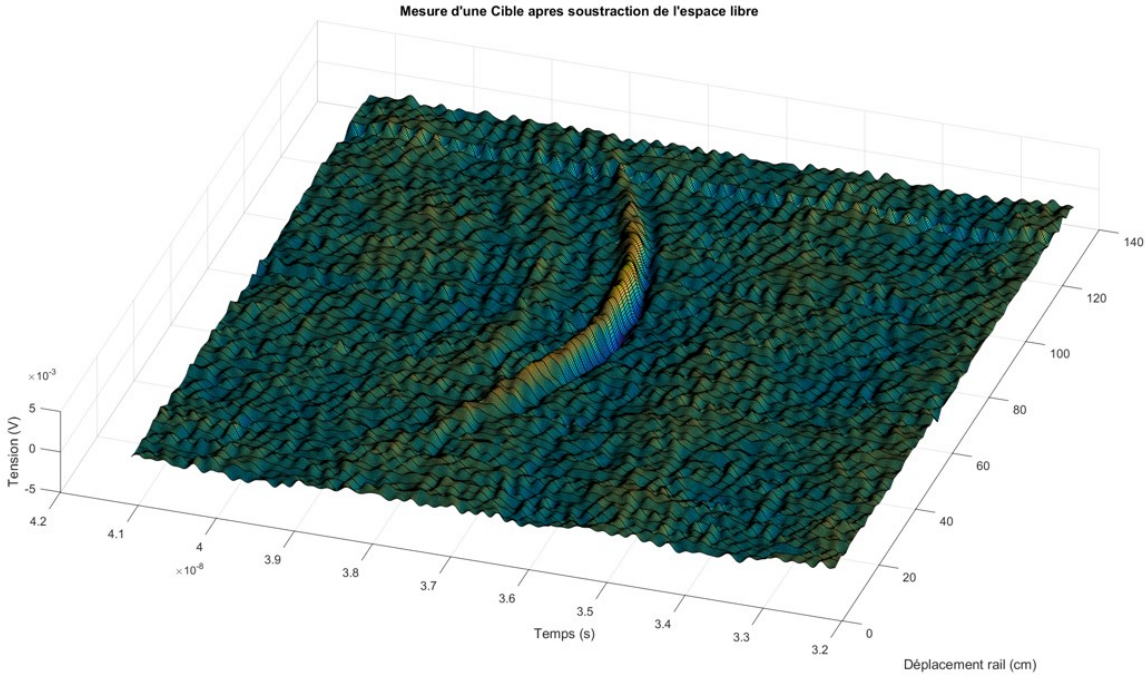


Fig. 13. Hyperbole obtenue avec l'antenne ACD en émission et l'antenne K en réception

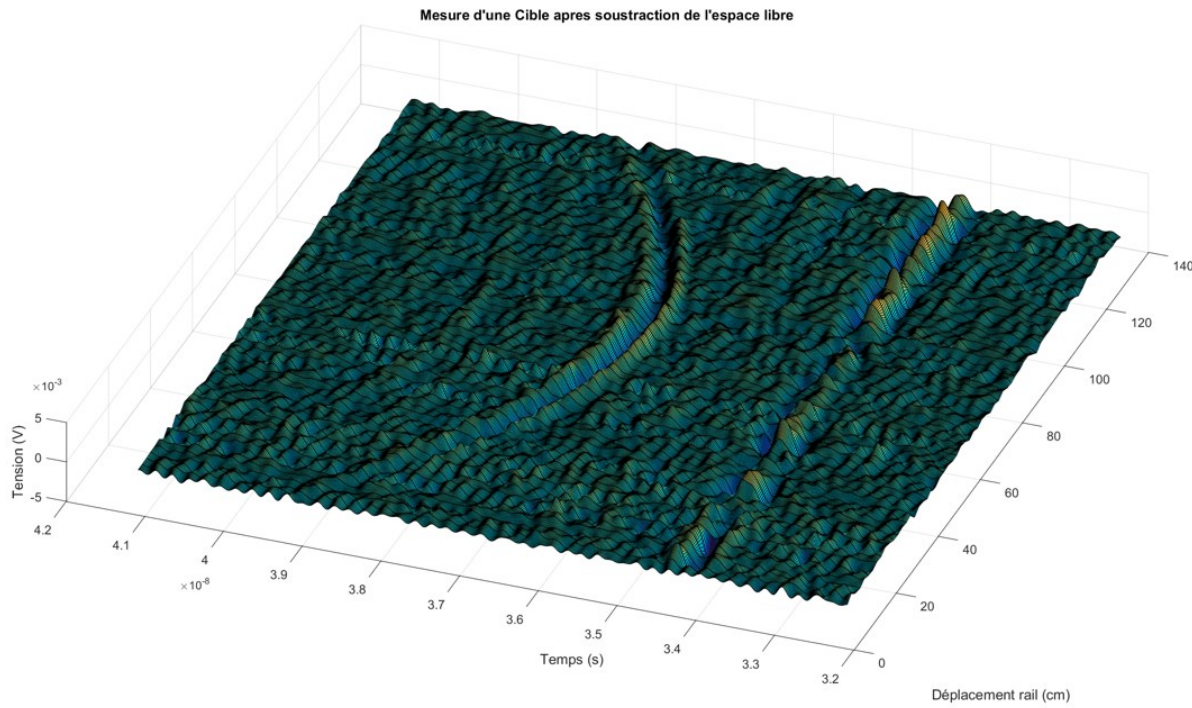


Fig. 14. Hyperbole obtenue avec des antennes Vivaldi en émission et en réception

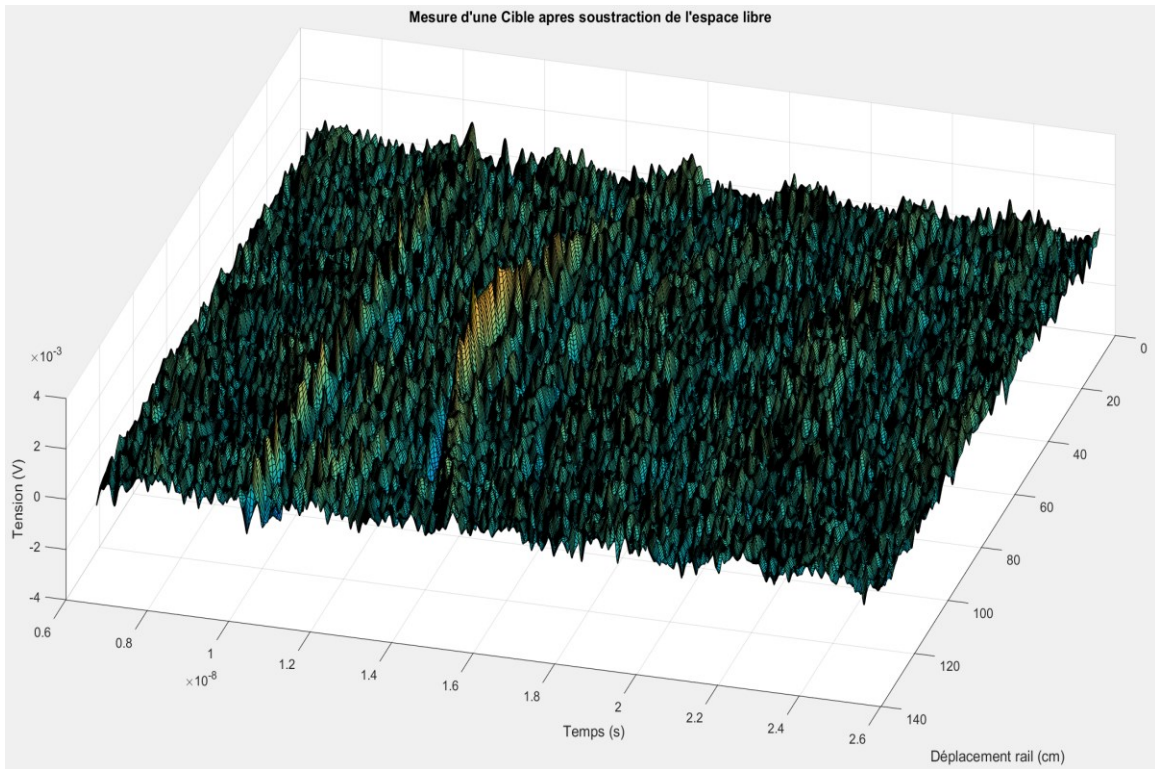


Fig. 15. Hyperbole obtenue avec des antennes **K en émission et en réception**





## Annexe 5- Mesure du champ rayonné en transitoire

Pour mesurer le champ rayonné par les antennes ACD remplies de résine et de Géopolymère, une sonde de champ (Fig. 16) a été positionnée à 1 mètre de l'ouverture des antennes comme montré sur la Fig. 17.

Les antennes sont alimentées par une impulsion délivrée par un générateur Kentech APG1 (présentée en chapitre 3). Il délivre une impulsion proche d'une gaussienne, d'amplitude crête 220 V, qui couvre un spectre s'étalant de 0 à 5GHz à -20dB. Pour l'acquisition du champ l'oscilloscope DSOX92004Q Infiniium de Keysight est utilisé.



Fig. 16. Sonde de champ de chez montena

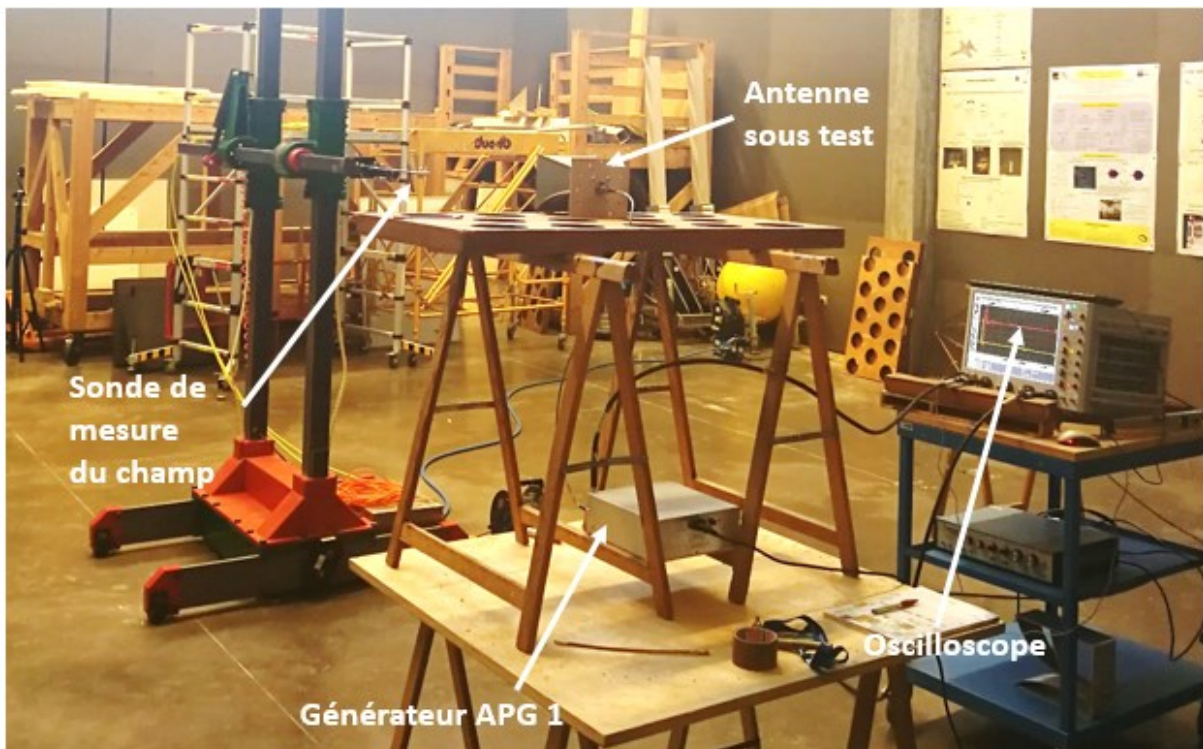


Fig. 17. Illustration de la scène permettant la mesure du champ

Le champ rayonné mesuré et simulé suivent la même forme pour l'antenne ACD remplie de géopolymère, avec une amplitude crête à crête de 255 V en simulation et 259V en mesure. La différence constatée est probablement liée à la variation de la valeur de la permittivité diélectrique réelle à l'intérieur de l'antenne, qui n'est pas prise en compte en simulation.

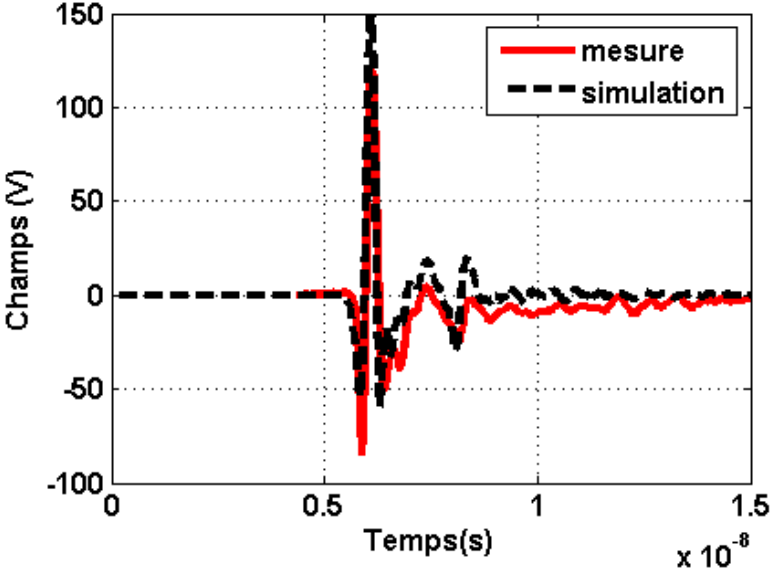


Fig. 18. Comparaison du champ rayonné mesuré et simulé à 1 mètre de l'ouverture de l'antenne ACD remplie de géopolymère

En ce qui concerne l'antenne ACD remplie de résine, les formes des champs sont proches, avec un niveau d'amplitude crête à crête de 209 V en simulation et 207 V en mesure, les amplitudes des champs sont proches.

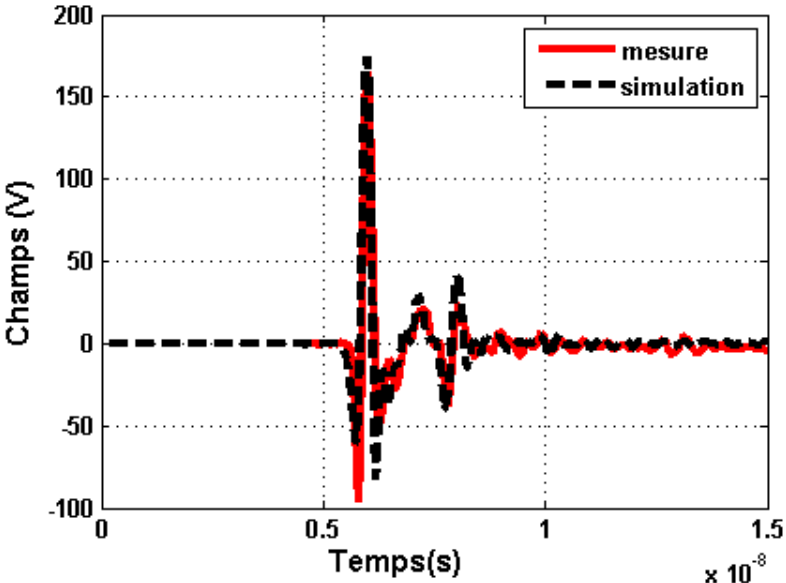


Fig. 19. Comparaison du champ rayonné mesuré et simulé à 1 mètre de l'ouverture de l'antenne ACD remplie de résine



## Annexe 6- Etude de couplage en configuration verticale

L'étude du couplage entre antennes en configuration horizontale a été traité en chapitre 3. Cette fois-ci l'analyse est effectuée en configuration verticale, deux antennes AHD et ACD sont placées l'une au dessus de l'autre, la distance qui les sépare est de 10cm (Fig. 20).

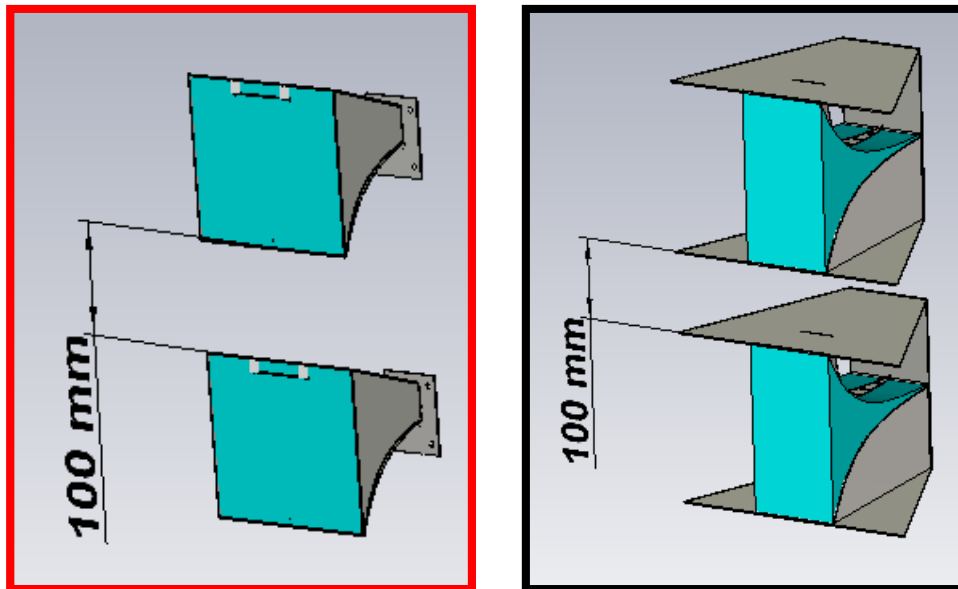


Fig. 20. Scène permettant d'évaluer le couplage entre antennes en configuration verticale

Les deux antennes d'émission sont alimentées par une impulsion couvrant la bande [0, 3GHz]. Il est constaté à partir de la Fig. 21 que pour une même distance entre antennes, l'antenne ACD est celle qui présente le niveau de couplage le plus faible de la même façon qu'en configuration horizontale présentée en chapitre 3.

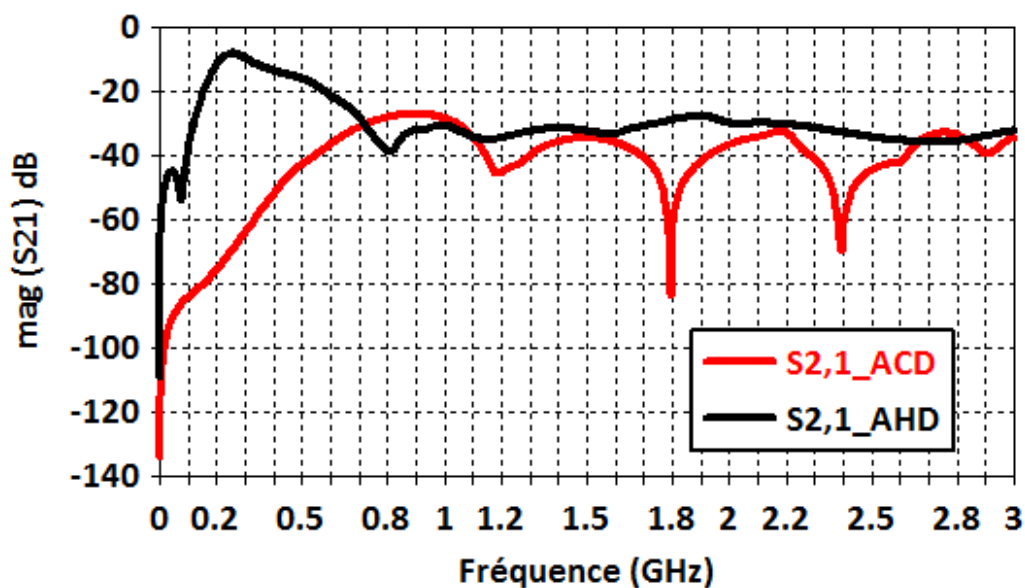


Fig. 21. Comparaison du coefficient de couplage des antennes AHD et ACD en configuration verticale

Les valeurs du couplage sont du même ordre pour l'antenne ACD quel que soit la configuration. Pour l'antenne AHD, le niveau de couplage est équivalent jusqu'à 2GHz, puis diminue fortement au-delà dans le cas d'une configuration horizontale (chapitre 3. Fig. 49) alors qu'il reste constant dans l'autre cas.

## **Contribution à la conception d'antennes ultra large bande impulsionnelles d'encombrement réduit**

### **Résumé :**

Ce mémoire présente une méthodologie de conception d'antennes Ultra Large Bande volumiques à ondes progressives, d'encombrement réduit, dédiées au rayonnement d'impulsions ultra-courtes dans une bande de fréquence allant de 300 MHz à 3 GHz. L'objectif est de concilier une large bande de fréquences rayonnées et de bonnes performances de rayonnements transitoires (niveau élevé, signaux brefs) tout en limitant l'encombrement des antennes.

L'insertion d'un matériau diélectrique a été associée au design des antennes ULB afin de réduire leurs dimensions. Ceci a conduit à la synthèse et à la caractérisation de matériaux diélectriques innovants à base de géopolymères, dont la maîtrise de la valeur de la permittivité est possible.

Un prototype d'antenne a été réalisé, des mesures des différentes caractéristiques de rayonnement ont été effectuées et comparées aux résultats de simulation pour s'assurer du bon fonctionnement de celle-ci.

Cette antenne a également été associée à des applications radar pour la détection de cibles se situant dans différents milieux (air et sol). Les réponses impulsionnelles obtenues pour les différentes scènes radar testées ont été comparées aux résultats mesurés avec d'autres antennes connues.

---

Mots clés : Antennes, Ultra Large Bande, géopolymère.

## **Contribution to the design of impulse Ultra Wide Band antennas with reduced size**

### **Abstract :**

This thesis presents the design of small form factor Ultra Wide Band antennas with progressive waves shape, which is dedicated to ultra-short pulses radiation in a frequency band ranging from 300MHz to 3GHz. The aim is to combine a wide band of radiated frequencies and good performance while limiting the size of antennas.

The insertion of a dielectric material has been associated with the design of Ultra Wide Band antennas to reduce their dimensions. This has led to the synthesis and characterization of innovative dielectric materials based on geopolymers, whose mastering of the value of the permittivity is possible.

An antenna prototype has been manufactured and measurements of the different radiation characteristics were made and compared to the simulation results to ensure its good functioning.

This antenna has also been associated with radar applications for the detection of targets in different environments (air and soil). The impulse responses obtained for the different tested radar scenes have been compared with the results obtained with other known antennas.

Keywords: Antennas, Ultra Wide Band, geopolymer.