

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR
ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

UNIVERSITE SAAD DAHLEB DE BLIDA 1

Institut d'aéronautique et des études spatiales

THESE DE DOCTORAT

Spécialité : Aéronautique

**ANTENNE MICROONDES SOUPLES ULTRA LARGE BANDES A
BASE DE MATERIAUX COMPOSITES**

Par

Zahir HAMOUDA

Devant le jury composé de:

M. LAGHA	Professeur, U.de Blida 1	Président
M. AZZAZ	Professeur, U.S.T.H.B, Alger	Examineur
B. HADDAD	Professeur, U.S.T.H.B, Alger	Examineur
M. DJEBARI	Maître de Conférences , U. de Blida 1	Examineur
T. LASRI	Professeur, IEMN, U.de Lille 1	Co-Directeur de Thèse
S. BERGHEUL	Professeur ,U. de Blida 1	Directeur de Thèse

Blida, Mai, 2016

RESUME

Résumé:

L'évolution rapide des systèmes de communication marqua le début d'une ère nouvelle plus particulièrement pour les systèmes sans fil, en outre différents types d'antennes sont utilisées dans une vaste gamme d'applications, et chaque antenne possède des caractéristiques particulières et constitue le fruit de nombreuses considérations lors de sa conception.

La conception d'une antenne, utilisée dans une gamme de fréquence donnée, nécessite de connaître les propriétés intrinsèque des matériaux (la permittivité complexe, la perméabilité complexe, la conductivité...) et les propriétés extrinsèque (fréquence de travail, épaisseur...) ainsi découle les performances mesurées de l'antenne qui dépendent du gain, bande passante, diagramme de rayonnement, etc.

Les matériaux composites basés sur les polymères conducteurs, les matériaux hybrides et les nano composites, deviennent de plus en plus utilisés dans la fabrication des antennes (miniaturisation, faible cout, légèreté) car ils permettent de contrôler les paramètres intrinsèques de celles-ci.

Le travail proposé va s'accroître en premier lieu sur l'élaboration des matériaux composites hybrides à base d'un polymère conducteur telle que la polyaniline et des charges électriques comme les nanotubes de carbone. et autres. En second lieu, et a fin d'améliorer les performances de l'antenne pour une gamme de fréquence donné, un bon choix de paramètres serai nécessaire pour optimiser la perméabilité et la permittivité complexe des matériaux élaborer, ce choix sera l'objet de la deuxième partie de notre étude. En fin, une étude de simulation sera faite afin d'accompagner l'étude expérimentale sur les performances de l'antenne.

Mots clés : Nano composites, Antenne patch, Conductivité, Polymère conducteur, nanotubes de carbone, Chambre anéchoïde.

ملخص :

التطور السريع لأنظمة الاتصالات وضع بداية لمجالات بحث جديدة وبالأخص الأنظمة اللاسلكية والتي تعتمد على الهوائيات وتطبيقاتها. كل هوائي له خصائص معينة وهذه الأخيرة نتيجة لعدة اعتبارات مفروضة أثناء تصميمها.

تصميم هوائي يستعمل في مجال تردد معين يتطلب معرفة الخصائص الداخلية للمواد المستعملة (السماحية الكهربائية، النفاذية المغناطيسية و الناقلية الكهربائية) وكذلك الخصائص الخارجية (تردد التشغيل والسلك) ومنها تستمد ميزات الهوائي التي هي الربح, عرض مجال التردد والمجال الإشعاعي.

المواد المركبة التي أساسها البوليميرات والمواد النانومترية المركبة أصبحت تستعمل بشكل متزايد في صناعة هوائيات جديدة (صغيرة, منخفضة التكلفة ووزن خفيف) وذلك بالتحكم في خصائصها الداخلية.

العمل المقترح في هذه الأطروحة في المرحلة الأولى هو تحضير المواد المركبة التي أساسها البوليميرات الموصلة للكهرباء مثل البولي انلين المدعم بالأنابيب الكربونية النانومترية ومركبات نانومترية أخرى. وفي المرحلة الثانية تحسين خصائص الهوائي في مجال تردد معين يتطلب الدراسة الجيدة للخصائص الداخلية من ناقلية و مساحية كهربائية للمواد المحضرة. في الأخير نصمم أنواع من الهوائيات باستعمال برنامج محاكاة الهوائيات. بعدها ننتقل لصناعة هذه الأخيرة باستعمال المواد المركبة المحضرة سابقا وقياس خصائصها الإشعاعية.

مصطلحات استدلالية: المواد النانومترية؛ هوائي مطبوع؛ الناقلية؛ البوليميرات الموصلة للكهرباء؛ الأنابيب الكربونية النانومترية؛ الغرفة الكاتمة.

REMERCIEMENTS

Exprimer des remerciements est tout aussi difficile qu'émouvant en soi. Cela signifie la fin de la thèse clôturant un nouveau chapitre de ma vie et me permet aussi de remercier toutes les personnes que j'ai rencontrées, qui m'ont aidé et qui m'ont supporté durant ces quatre dernières années. Certains diront que j'ai battu le record du temps passé à remercier toutes les personnes lors de la soutenance, et iront même jusqu'à dire qu'il y avait de quoi tenir un nouvel oral de thèse. Ne vous inquiétez pas, ici je vais faire en sorte d'être le plus concis possible.

Je remercie mes deux directeurs de thèse, les professeurs : S. Bergheul et T. LASRI pour leurs constants support et aide dans la canalisation de mes travaux de recherche et qui ont rendu possible la réalisation de cette thèse en collaboration avec l'institut d'Aéronautique et des Etudes Spatiales de l'Université de Blida et l'institut d'Electronique, Microélectronique et Nanotechnologie de l'Université de Lille1.

Je remercie vivement Monsieur M. LAGHA , Professeur à l'institut d'Aéronautique et des Etudes Spatiales de l'université de Blida , qui m'a fait l'honneur d'accepter la présidence du jury.

J'adresse mes sincères remerciements à Monsieur M. DJEDARI professeur à l'Université Saad Dahleb de Blida, et Messieurs M. AZZAZ et B. HADDAD professeurs à U.S.T.H.B, Alger, pour l'honneur qu'ils m'ont fait en acceptant de rapporter ce travail de thèse.

Je ne saurais oublier de remercier Monsieur J- L . Wojkiewicz , Professeur de l'Ecole des mines de Douai, qui m'a eu comme professeur et encadrant de stage au sein de l'Ecole des mines de Douai et m'a transmis connaissances et le goût aux composites.

Un grand merci à tous mes collègues du groupe MITEC de l'IEMN, en particulier Abdellah, Abedellatif, Nadine, Kamel, Sijia, Lin, Salmene, Mouhammed, Amine et Aissat pour leur amitié, leur aide durant ces quatre années de thèse.

Merci également à L. Kone, de l'IEMN (Groupe TELICE) pour son aide précieuse lors des mesures de rayonnement.

J'ai également une pensée pour les personnels de l'ESTA et tous mes amis en particulier Mehyou, M'zir, Bouranani, Belaabed, Akila, Sawsen, Yassine, Asma, Demache (Achacha), Hadj kadour et Nassim qui m'ont encouragé et apporté leur soutien tout au long de cette thèse.

Enfin, merci à mon père Tayeb, ma mère Massaouda, ma femme Lamia, mon enfant Kossai, mes sœurs, mes frères et la famille de ma femme, surtout Amina, pour leur soutien sans faille.

TABLE DES MATIERES

REMERCIEMENTS	
RESUME	
TABLE DES MATIERES	
LISTE DES FIGURES	
LISTE DES TABLEAUX	
INTRODUCTION GENERALE	15
CHAPITRE 1: ETAT DE L'ART ET EVOLUTION DES ANTENNES IMPRIMEES	18
1.1. Introduction	18
1.2. Généralités sur les antennes	19
1.2. 1. Impédance d'entrée et coefficient de réflexion	19
1.2. 2. Le rapport d'onde stationnaire	21
1.2. 3. La bande passante	21
1.2. 4. Diagramme de rayonnement	22
1.2. 5. Le rapport avant/arrière	23
1.2. 6. Les régions du champ électromagnétique	23
1.2.7. Le gain réalisé et la directivité	24
1.2. 8. Le rendement de l'antenne	25
1.2. 9. Bilan de puissance	26
1.3. Les différents types d'antennes imprimées	27
1.3. 1. Antennes patch imprimées	28
1.3.1.1. Les couches métalliques	30
1.3.1.2. Les substrats	31
1.3.1.3. Alimentation des antennes patch imprimées	32
1.3.1.4. Les pertes dans les antennes.....	34
1.3.1.4.1. Effet de peau	34
1.3.1.4.2. Pertes dans le substrat.....	34
1.3. 2. Technologie des antennes imprimées ultra large bande	37
1.3. 2.1. Les applications des antennes ultra large bande	37
1.3. 2. 2. Classification des antennes monopôles et le passage 3D/2D	38
1.3.2.3. Exemples d'antennes monopoles imprimées	41
1.3.2.4. Techniques d'alimentation des antennes monopôles imprimées....	42
1.3.2.4.1. Alimentation par Rubans Coplanaires CPS "Coplanar Strip Line"	
.....	43
1.3.2.4.2. Alimentation par guide d'onde coplanaire CPW "Coplanar Waveguide"	44

1.4. Antennes à base des matériaux organiques.....	45
1.4.1. Synthèse et positionnement du projet de thèse.....	46
1.5. Conclusion	49
CHAPITRE 2: SYNTHÈSE ET CARACTERISATION DE NANOCOMPOSITES POLYANILINE/NANOTUBE DE CARBONE	50
2.1. Introduction	50
2.2. Historique des polymères conjugués	51
2.2.1. Les polymères conducteurs.....	52
2.2.2. Dopage des polymères conducteurs	55
2.2.3. La Polyaniline	56
2.2.3.1. Structure de la polyaniline	57
2.2.3.2. Les différentes formes de Polyaniline en fonction de son état d'oxydation	57
2.2.3.3. Dopage de la Polyaniline.....	58
2.3. Charges conductrices électriques.....	62
2.3.1. Généralités	62
2.3.2. Les nanotubes de carbone	62
2.3.3. Composite polymère conducteur/nanotubes de carbone	64
2.4. Moyens de caractérisation des couches de composites.....	67
2.4.1. Mesure de l'épaisseur: utilisation du profilomètre.....	67
2.4.2. Observation de la morphologie des films par microscopie électronique à balayage	67
2.4.3. Mesure de la conductivité.....	71
2.5. Conclusion	74
CHAPITRE 3: CONCEPTION ET REALISATION D'ANTENNES PATCH A BASE DE POLYMERES CONDUCTEURS CHARGES PAR DES NANOTUBES DE CARBONE	75
3.1. Introduction	75
3.2. Analyse théorique de l'antenne patch	76
3.3. Rayonnement de l'antenne imprimée	80
3.4. Excitation d'une antenne patch par ligne coaxiale	81
3.5. L'impédance d'entrée.....	83
3.6. Optimisation et choix des matériaux pour la réalisation d'antennes.....	84
3.6.2. Modélisation par HFSS® et optimisation d'antenne PANI/MWCNTs.....	85
3.6.3. Résultats de simulation et discussions	88
3.6.3.1. Coefficient de réflexion.....	88

3.6.3.1.1. Cas du Verre -Epoxy	88
3.6.3.1. 2. Cas du RT/Duroid 5870.....	88
3.6.3. 2. Diagramme de rayonnement	89
3.6. 3. 2.1. Cas du Verre -Epoxy	89
3.6. 3. 2. 2.Cas du RT/Duroid 5870.....	90
3.7.3.3. Rendement de rayonnement des antennes PANI/MWCNTs.....	91
3.7.3.4. Influence de la conductivité sur le gain.....	92
3.8. Fabrication d'antennes PANI/MWCNTs sur substrat de RT/ Duroid 5870 ..	93
3.9. Résultats des mesures et comparaison avec les simulations	95
3.9.1. Coefficient de réflexion des antennes.....	96
3.9.2. Diagramme de rayonnement	98
3.9.3. Mesure du gain.....	101
3.10. Conclusion	104
CHAPITRE 4: CONCEPTION, REALISATION ET VALIDATION D'ANTENNES	
MONOPOLES ORGANIQUES FLEXIBLES ULTRA LARGE BANDE.....	106
4.1. Introduction	106
4.2. Propriétés diélectriques du Kapton	108
4.2.1. Introduction.....	108
4.2.2. Méthodes de caractérisation d'un film de kapton.....	109
4.2. 3. Mesure des paramètres S et extraction des paramètres diélectriques du kapton	112
4.2.4. Conclusion.....	115
4.3. Conception et réalisation d'antennes organiques flexibles (ULB)	116
4.3.1. Antenne ULB à bande rejetée	116
4.3.1.1. Introduction.....	116
4.3.1.2. Conception et simulation de l'antenne ULB à bande rejetée	117
4.3.1.3. Réalisation et validation expérimentale	118
4.3.1.3.1-Coefficient de réflexion.....	119
4.3.1.3.2. Diagramme de rayonnement et gain mesuré	120
4.3.1.4. Conclusion.....	121
4.3. 2. Les antennes reconfigurables Ultra Large Bandes (ULB)	122
4.3. 2.1. Introduction.....	122
4.3.2. 2. Conception des antennes reconfigurables et problèmes associés	123
4.3.2.3. Antennes sur substrat souples	126

4.3.2.4. Modélisation par HFSS [®] d'antennes souples	126
4.3.2. 5. Simulation et optimisation des antennes proposées	128
4.3.2.6. Performances des antennes proposées	133
4.3.2.6.1. Coefficient de réflexion	134
4.3. 2.6.2. Caractéristiques de rayonnement des antennes proposées	135
4.3.2.6.3. Gain des antennes proposées.....	143
4.3. 2.7. Conclusion.....	144
4.4. Conclusion	146
CONCLUSION GENERALE	148
PERSPECTIVES.....	151
ABBREVIATION.....	158
LISTE DES SYMBOLES	159
REFERENCES.....	160
LISTE DES TRAVAUX SCIENTIFIQUES	178
ANNEXE I: TECHNIQUES ALIMENTATION DES ANTENNES IMPRIMEES.....	180

LISTE DES FIGURES

Figure 1.1: Diagramme de rayonnement pour différents types d'antennes.....	22
Figure 1.2: Zones de champ autour de l'antenne.....	23
Figure 1.3: Puissances mises en jeu durant le processus de rayonnement.....	26
Figure 1.4: Bilan de liaison entre deux antennes en communication.	27
Figure 1.5: Description d'une antenne imprimée.....	28
Figure 1.6: Antennes imprimées à plusieurs formes rayonnantes.....	30
Figure 1.7: Efficacités de rayonnement en fonction de la permittivité relative du substrat.	32
Figure 1.8: Technique d'alimentation: (a) Par ligne coaxiale, (b) Par ligne micro ruban [30].....	33
Figure 9: Technique d'alimentation: (a) Par couplage par proximité, (b) Par couplage par fente [30].	33
Figure 1.10: Les ondes guidées.....	35
Figure 1.11: Les ondes rayonnées.....	35
Figure 1.12: Les ondes de surface.....	36
Figure 1.13: Bandes de fréquences, champ magnétique et puissance maximale autorisés [42].....	37
Figure 1.14: Les domaines dans lesquels l'UWB apporte des solutions intéressantes [45].....	38
Figure 1.15: Antenne ultra large bande circulaire, l'élément rayonnant et la l'alimentation sur la face supérieur [48].....	39
Figure 1.16: Exemples d'antennes ultra large bandes 3D et leur homologue 2D imprimé [49].	40
Figure 1.17: Antenne monopôle elliptique, (a) antenne réalisé, (b) layout d'antenne [50].	41
Figure 1.19: Antenne monopôle large fente (a) antenne réalisé, (b) layout d'antenne vue d'arrière [52].....	42
Figure 1.20: Différentes structures des lignes coplanaires.....	43
Figure 1.22: Ligne coplanaire et propagation des champs.....	44
Figure 1.23: Prévision à dix ans pour le marché l'encre conducteur, (source: IDTechEx2015).	45

Figure 1.24: Perspective du marche de l'électronique organique imprimée (source: IDTechEx2015).	46
Figure 1.25: Antennes à base des polymères conducteurs: (a) PANI [21], (b) PPy [72] et (c) PEDOT [72].....	48
Figure 2.1: Structure chimique de polymères conjugués non dopés.....	53
Figure 2.2: Représentation dans le modèle de bande des conducteurs, semi-conducteurs et isolants.	54
Figure 2.3: Les principaux polymères conducteurs intrinsèques et leur conductivité électrique [94].....	55
Figure 2.4: Formule chimique de l'aniline.....	57
Figure 2.5: Structures chimiques des différentes formes de la polyaniline [103]...58	
Figure 2.6: La polyaniline base [102].	58
Figure 2.7: Mécanismes de conversion entre les différents états de la polyaniline [105].	59
Figure 8: Film de polyaniline/polyuréthane déposé sur substrat de Kapton.	60
Figure 9: Conductivité en fonction de la concentration massique de la polyaniline [108].	61
Figure 2.10: Schémas d'un nanotube simple-paroi (SWCNT) et d'un multi-parois (MWCNT) [110].	63
Figure 2.11: (a) les différents types de nanotube de carbone. (b) représentation des paramètres géométriques d'un nanotube de carbone [112].	63
Figure 2.12: Interaction entre les nanotubes de carbone et la polyaniline, (a) Interaction π - π [96], (b) les nanotubes à l'intérieur de la matrice polyaniline [114].	64
Figure 2.13: Illustration du processus d'élaboration des composites.	65
Figure 2.14: (a) Image de la surface d'un film. (b) Profil de surface et l'épaisseur d'un film.....	67
Figure 2.15: Schéma synoptique d'un microscope électronique à balayage.....	68
Figure 2.16: Photographies MEB de la surface, (a) Surface supérieure, (b) Coupe transversale.....	68
Figure 2.17: Mesure de l'épaisseur des films par MEB (PANI/MWCNTs).....	69
Figure 2.18: Observation de nanotubes de carbone par MEB.	70
Figure 2.19: Tête de mesure du banc de Van der Pauw.....	71
Figure 2.20: Différentes configurations pour la mesure de la conductivité par la méthode de Van der Pauw.....	72

Figure 3.1: Circuit RC équivalent d'une antenne imprimée [122].	78
Figure 3.2: Schématisation des champs E et H d'une antenne microruban [123].	80
Figure 3.3: Alimentation d'une antenne patch par une ligne coaxiale [125].	81
Figure 3.4: Schéma équivalent du dispositif (circuit émetteur /antenne) à l'émission.	83
Figure 3.5: Organigramme du flot de conception d'une antenne microruban.	85
Figure 3.6: Modèle numérique (HFSS [®] Ansoft) de l'antenne patch.	86
Figure 3.7: Evolution du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence et de l'épaisseur de patch (substrat Verre-Epoxy).	888
Figure 3.8: Evolution du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence et de l'épaisseur de patch (substrat RT/Duroid 5870).	89
Figure 3.9: Diagramme de rayonnement suivant le plan E et le plan H pour des patches en PANI/MWCNTs, et pour un patch en cuivre, a-plan H ,b-plan E (substrat Verre-Epoxy).	90
Figure 3.10: Diagramme de rayonnement suivant le plan E et le plan H pour des patches en PANI/MWCNTs, et pour un patch en cuivre, a-plan H, b-plan E (substrat RT/Duroid 5870).	91
Figure 3.11: Evolution du gain pour un patch (PANI/MWCNTs) d'épaisseur 70µm en fonction de la conductivité (f = 4.5 GHz).	92
Figure 3.12: Photographie d'antennes réalisées, (a): 50µm, (b): 70µm et (c): 110µm.	95
Figure 3.13: Mesure du coefficient de réflexion d'une antenne.	95
Figure 3.14: Coefficient de réflexion en fonction de la fréquence (film de PANI/MWCNTs d'épaisseur 50µm).	96
Figure 3.15: Coefficient de réflexion en fonction de la fréquence (film de PANI/MWCNTs d'épaisseur 70µm).	97
Figure 3.16: Coefficient de réflexion en fonction de la fréquence (film de PANI/MWCNTs d'épaisseur 110µm).	97
Figure 3.17: Dispositif expérimental utilisé (chambre anéchoïque de l'IEMN) pour caractériser les antennes réalisées (a) photographie de l'antenne cornet en réception,(b) photographie de l'antenne sous test PANI/MWCNTs (émission).	99
Figure 3.18:Diagrammes de rayonnement simulé et mesuré dans les plans E et H, (film de PANI/MWCNTs d'épaisseur 50µm).	100

Figure 3.19:Diagrammes de rayonnement simulé et mesuré dans les plans E et H,	100
(film de PANI/MWCNTs d'épaisseur 70µm)	100
Figure 3.20:Diagrammes de rayonnement simulé et mesuré dans les plans E et H,	100
(film de PANI/MWCNTs d'épaisseur 110µm).	100
Figure 3.21: Configuration expérimentale pour la mesure du gain d'antenne en chambre anéchoïque (Chambre anéchoïde de l'IEMN).	103
Figure 2.2: Gain des trois antennes patch proposées (gain total maximum).	103
Figure 4.1: Modélisation des lignes microrubans par HFSS®	110
Figure 4.2: Prototypes des structures micro rubans pour la détermination des paramètres diélectrique du kapton.	111
Figure 4.3: Profil en 3 dimensions réalisé par le système d'imagerie 3D STIL-DUO d'une ligne micro ruban de PANI/MWCNTs déposée sur un substrat de kapton.	111
Figure 4.4: Evolution fréquentielle des coefficients de transmission (simulations et mesures) pour les lignes de transmission.	112
Figure 4.5: Evolution fréquentielle de la permittivité relative du kapton.....	113
Figure 4.6: Evolution fréquentielle de la tangente de pertes du kapton.....	114
Figure 4.7: Configuration de l'antenne monopole ULB à bande rejetée.....	117
Figure 4.8: Le prototype d'antenne à bande rejetée.....	118
Figure 4.9: Simulation et mesure du coefficient de réflexion de l'antenne ULB à bande rejetée.	119
Figure 4.10: Photographie de l'antenne à bande rejetée dans la chambre anéchoïque.	120
Figure 4.11: Diagramme de rayonnement dans les plans H et E pour les fréquences 2.2 et 5.4 GHz: simulation plan H (rouge), simulation plan E (bleu), mesure plan H (vert), mesure plan E (cyan).....	120
Figure 4.12: Conception top-down ou bottom-up d'une antenne reconfigurable.	124
Figure 4.13: Géométrie d'une antenne monopole reconfigurable basée sur un élément à enroulement [172].....	124
Figure 4.14: Photographie d'une antenne MEMS microruban reconfigurable [173].	125

Figure 4.15: Géométrie d'une antenne reconfigurable basée sur un substrat flexible [174].	125
Figure 4.16: Schéma de l'antenne monopole.	127
Figure 4.17: Modèle numérique de l'antenne monopole.	127
Figure 4.18: Schématisation des directions de radiation, (a) antenne courbée négative et (b) antenne courbée positive.	128
Figure 4.19: Changement de distribution de courant, (a) antenne plane, (b) courbe négative et (c) courbe positive.	129
Figure 4.20: Paramètres géométriques de: (a) antenne et (b) support.	130
Figure 4.21: Antenne organique plane et reconfigurable simulée sur HFSS®	131
Figure 4.22: Coefficient de réflexion pour l'antenne plane et l'antenne reconfigurable (épaisseur 75 μm).	132
Figure 4.23: Coefficient de réflexion pour l'antenne plane et l'antenne reconfigurable (épaisseur 117 μm).	132
Figure 4.24: Photographie d'une des antennes organiques monopole reconfigurables réalisées.	133
Figure 4.25: Coefficient de réflexion de l'antenne reconfigurable pour l'épaisseur 75 μm .	134
Figure 4.26: Coefficient de réflexion de l'antenne reconfigurable pour l'épaisseur 117 μm .	134
Figure 4.27: L'antenne sous test dans la chambre anéchoïque de l'IEMN (balayage azimutal et roulis).	136
Figure 4.28: Diagramme de co-polarisation dans les plans H et E: simulation plan H (rouge), simulation plan E (bleu), mesure plan H (vert), mesure plan E (cyan). Antenne plane $e = 75 \mu\text{m}$.	137
Figure 4.29: Diagramme de co-polarisation dans les plans H et E: simulation plan H (rouge), simulation plan E (bleu), mesure plan H (vert), mesure plan E (cyan). Antenne reconfigurable/ $e = 75 \mu\text{m}$.	138
Figure 4.30: Diagramme de co-polarisation dans les plans H et E: simulation plan H (rouge), simulation plan E (bleu), mesure plan H (vert), mesure plan E (cyan). Antenne plane $e = 117 \mu\text{m}$.	139
Figure 4.31: Diagramme de co-polarisation dans les plans H et E: simulation plan H (rouge), simulation plan E (bleu), mesure plan H (vert), mesure plan E (cyan). Antenne reconfigurable/ $e = 117 \mu\text{m}$.	139

Figure 4.32: Diagramme de cross-polarisation dans les plans H et E: simulation plan H (rouge), simulation plan E (bleu), mesure plan H (vert), mesure plan E (cyan). Antenne reconfigurable/ $e = 75 \mu\text{m}$	141
Figure 4.33: Diagramme de cross-polarisation dans les plans H et E: simulation plan H (rouge), simulation plan E (bleu), mesure plan H (vert), mesure plan E (cyan). Antenne reconfigurable/ $e = 117 \mu\text{m}$	142
Figure 4.34: Comparaison des gains simulés et mesurés pour l'antenne plane et l'antenne reconfigurable (épaisseurs $75 \mu\text{m}$).	144
Figure 4.35: Comparaison des gains simulés et mesurés pour l'antenne plane et l'antenne reconfigurable (épaisseurs $117 \mu\text{m}$).	144
Figure P.1: Photographie de l'antenne PANI/CCo réalisée.	152
Figure P.2: Coefficients de réflexion simulé et mesuré, en fonction de la fréquence pour l'antenne patch PANI/CCo.	152
Figure P.3: Diagrammes de rayonnement simulé et mesuré dans les plans E et H de l'antenne patch PANI/CCo.	153
Figure P.4: Arborescence d'alimentation du réseau de 4 patches.	155
Figure P.5: Réseau d'antennes alimenté par un diviseur de puissance.	155
Figure P.6: Coefficient de réflexion simulé, en fonction de la fréquence pour les deux réseaux d'antennes, patch cuivre et patch PANI/CCo.	156
Figure P.7: Diagramme de rayonnement dans les plans E et H des deux réseaux d'antennes, patch cuivre et patch PANI/CCo.	156

LISTE DES TABLEAUX

Tableau 3.1: Propriétés des matériaux et paramètres des antennes (Verre époxy-FR4).....	87
Tableau 3.2: Propriétés des matériaux et paramètres des antennes (Rogers RT/Duroid 5870).	87
Tableau 3.3: Comparaison des bandes passantes simulée et mesurée.....	98
Tableau 4.1: Paramètres géométriques de l'antenne monopole optimisée.....	118
Tableau 4.2: Dimensions des antennes.....	133

INTRODUCTION GENERALE

Les systèmes de communications nécessitent de répondre à un cahier des charges de plus en plus exigeant. En effet, les nouveaux systèmes de communications doivent présenter des caractéristiques telles qu'un faible encombrement, un faible poids, un coût modéré ou encore de la flexibilité et évidemment des performances en rapport avec l'application visée. Les antennes souples s'avèrent être de très bonnes candidates pour un grand nombre d'applications et suscitent donc un grand intérêt de la part de la communauté scientifique. Une des raisons de cet attrait pour ce type d'antennes est la possible utilisation de polymères conducteurs. En effet l'intégration de matériaux organiques à ce type de structures rayonnantes permet de réduire de façon significative les coûts et beaucoup plus à manipuler tout en gagnant en flexibilité ouvrant ainsi la porte à un nombre considérable d'applications (téléphonie mobile, objets communicants,...). Les récents progrès dans la miniaturisation d'objets communicants pour les systèmes de communications ont conduit à l'émergence d'une nouvelle catégorie d'antennes souples.

Aujourd'hui, les préoccupations environnementales encouragent l'utilisation de matériaux plastiques et l'exploitation de matériaux organiques recyclables. En plus du caractère écologique, l'exploitation de ces matériaux revêt aussi un avantage économique. De plus, le développement de systèmes électroniques organiques, et notamment d'antennes organiques, a permis une réduction considérable de la consommation de puissance comparativement aux matériaux classiques (le cuivre, l'argent et l'or). Ainsi, l'objectif général est d'augmenter les propriétés électriques et mécaniques des systèmes électroniques en assurant des durées de vie et des capacités de recyclage suffisantes.

Les systèmes de communications destinés aux usagers des métiers à risques (pompiers, policiers, militaires, ...), mais aussi aux applications sportives, médicales, ou encore spatiales intègrent de plus en plus de l'électronique embarquée. Ceci est aussi le cas des systèmes émission-réception qui couvrent de nombreux standards de communication. Généralement l'antenne qui est un élément clé du système de communication est implémentée avec un procédé de fabrication coûteux dans un module externe. Les antennes à base de polymères

conducteurs offrent des avantages comme un faible poids, un encombrement réduit, et une facilité de fabrication de masse permettant de réduire les coûts. Elles permettent également la possibilité de s'adapter aux surfaces planes et non planes tout en offrant une grande robustesse et en gardant de bonnes performances électriques (coefficient de réflexion et impédance d'entrée). Toutefois, elles présentent un faible rapport entre le niveau maximal du rayonnement en co-polarisation et celui en polarisation croisée (faible pureté de polarisation), un gain relativement faible. Pour remédier à ces inconvénients plusieurs travaux de recherches ont été menés et ont abouti à des progrès considérables améliorant sensiblement les performances de ces antennes.

Ce travail de thèse propose ainsi d'étudier différents types d'antennes utilisant des polymères conducteurs chargés par des nanotubes de carbone et des nanoparticules de cobalt, sur substrats flexibles susceptibles d'être intégrés dans des supports souples. En effet, les propriétés attractives des nanotubes des carbones, à fortes conductivités et à faibles pertes sur une gamme de fréquences pouvant s'étendre jusqu'à la dizaine de GHz, ouvrent une voie prometteuse aux concepteurs d'antennes. Plus précisément on s'intéresse au développement et la caractérisation d'antennes organiques flexibles pour la gamme de fréquence [1- 8 GHz].

Ce travail est effectué dans le cadre d'une collaboration entre l'Institut Aéronautique et des Etudes Spatiales de l'Université de Blida 1 (Algérie) et l'Institut d'Electronique, de Microélectronique et de Nanotechnologie (IEMN) de l'Université de Lille 1 (France).

Le manuscrit se compose de quatre chapitres qui ont constitué les différentes étapes pour la réalisation de ces antennes.

Dans le premier chapitre, nous rappelons des notions de base et faisons un état de l'art sur les antennes pour différentes applications. Nous parlons notamment de matériaux déjà utilisés pour la réalisation d'antennes.

Le chapitre II consiste en la présentation des étapes de préparation et de caractérisation de polymères conducteurs, telles que la polyaniline et la polyaniline chargée par des nanotubes de carbone. En effet, les propriétés électriques de ces

matériaux doivent être connues afin d'effectuer des simulations d'antennes les plus proches possibles de la réalité car ils remplacent les résonateurs métalliques généralement utilisés pour la réalisation d'antennes.

Dans le chapitre III, nous proposons différentes antennes patch utilisant les polymères conducteurs chargés par des nanotubes de carbone présentés dans le chapitre II. Nous étudions ainsi l'effet de l'épaisseur des patches sur l'adaptation et le rayonnement des antennes, ainsi que l'influence du type de substrats sur les caractéristiques des antennes patch.

Dans le chapitre IV sont étudiées des antennes monopoles flexibles ultra large bande à base des polymères conducteurs. Nous donnons les géométries de ces antennes et faisons toutes les études paramétriques. Nous traitons de l'utilisation des structures à base de polymères conducteurs pour la conception d'antennes monopôle non planes ayant des performances en adaptation et rayonnement améliorées. Nous évaluons dans ce cadre, les performances de ces antennes en les conformant sur des supports réalisés avec une imprimante 3 dimensions.

Enfin, dans une dernière partie nous présentons une conclusion sur les travaux réalisés et les perspectives ouvertes par ceux-ci. En particulier, nous indiquons les pistes de recherche qui nous semblent intéressantes à explorer tant du point de vue du matériau que de la structure d'antenne.

CHAPITRE 1

ETAT DE L'ART ET EVOLUTION DES ANTENNES IMPRIMEES

1.1. Introduction

Les nouveaux systèmes de télécommunication requièrent le développement de structures d'antennes dont les caractéristiques répondent à de nouveaux besoins. En particulier, l'émergence d'applications autour des objets communicants ou encore l'intégration d'éléments rayonnants à des textiles nécessitent un cahier des charges renouvelé. Celui-ci inclue des demandes additionnelles telles que la flexibilité et une sensibilisation aux retombées écologiques par exemple. Dans ce chapitre introductif nous rappelons les paramètres qui sont utilisés afin de décrire les caractéristiques et les performances des antennes. Généralement, les caractéristiques électriques et les caractéristiques de rayonnement sont investiguées pour la qualification d'une antenne. En effet, l'antenne est dans un premier temps caractérisée comme un système électrique (coefficient de réflexion, impédance d'entrée, taux d'ondes stationnaires) avant de s'intéresser à ses propriétés de rayonnement (diagramme de rayonnement, gain, directivité et bilan de puissance).

On présente également dans ce chapitre les structures d'antennes couramment utilisées dans les systèmes de télécommunication. Les différentes techniques qu'il est possible de mettre en œuvre pour alimenter les antennes imprimées sont aussi décrites brièvement.

Depuis plusieurs années des nouvelles voies de recherches sont exploitées et des solutions sont apportées pour offrir d'autres types de matériaux conducteurs, moins coûteux et présentant des propriétés mécaniques autorisant la flexibilité. Les polymères conducteurs sont de bons pour répondre à cette problématique car les performances résultantes sont très intéressantes. Avant de nous intéresser à la conception d'antennes imprimées organiques, nous présentons dans ce chapitre les différents types d'antennes imprimées existantes (patch et monopôle) ainsi que les différents matériaux (conducteurs et diélectriques) nécessaires pour la réalisation d'antennes organiques. Nous donnons également un bref état de l'art à partir des différents travaux présents

dans la littérature autour de la réalisation d'antennes à base de polymères conducteurs. Un point d'avancement sur l'étude des antennes réalisées sur substrats souples est également donné.

1. 2. Généralités sur les antennes

Une antenne est un élément passif qui assure la transformation d'une puissance électrique en une onde électromagnétique et réciproquement. Elle permet le transfert d'énergie entre un système d'émission et un système de réception. Ainsi une antenne peut se définir par sa fonction: c'est un transducteur passif qui convertit les grandeurs électriques d'un conducteur ou d'une ligne de transmission en grandeurs électromagnétiques dans l'espace et inversement. Les antennes sont indispensables aux systèmes de communication sans fil. Elles sont le seul élément à pouvoir assurer l'émission et/ou la réception des ondes électromagnétiques. Elles peuvent prendre plusieurs formes et différentes tailles suivant la fréquence de fonctionnement et le type d'applications [1]. Pour faciliter la lecture du manuscrit, il paraît utile de faire quelques rappels sur les notions fondamentales des antennes. Les antennes se caractérisent généralement par quelques paramètres importants qui permettent de comparer les structures entre elles, mais surtout qui fixent les performances. Ces paramètres peuvent être mesurés ou simulés.

L'antenne a donc pour principales fonctions.

- ✓ La transmission ou la réception de l'énergie dans des directions privilégiées.
- ✓ L'adaptation correcte entre les circuits électroniques terminaux et le milieu de propagation.
- ✓ La transmission la plus fidèle possible de l'information souhaitée.

Dans les parties qui suivent nous allons donc préciser les caractéristiques qui définissent une antenne.

1. 2. 1. Impédance d'entrée et coefficient de réflexion

Une chaîne de transmission radiofréquence est toujours composée au minimum d'un générateur et d'une charge. Lorsque l'antenne est utilisée en émission, le générateur est constitué par le circuit de sortie de l'émetteur et la

charge par l'antenne qui rayonne les signaux électromagnétiques. A l'inverse en mode réception, l'antenne constitue le générateur qui collecte les signaux électromagnétiques et le circuit d'entrée du circuit récepteur constitue la charge [2].

La réponse fréquentielle d'une antenne est caractérisée par l'évolution en fréquence de son impédance d'entrée. Celle-ci s'écrit:

$$Z_{in}(\omega) = R(\omega) + jX(\omega)$$

avec $\omega = 2\pi f$ la pulsation et f la fréquence.

D'autre part, lorsqu'une onde incidente change de milieu de propagation ou rencontre une nouvelle interface; une partie de cette onde incidente est réfléchi et l'autre partie est transmise dans le nouveau milieu. Le coefficient de réflexion Γ et le coefficient de transmission T , quantifient ces deux parties, respectivement.

On définit le coefficient de réflexion Γ par:

$$\Gamma = \frac{Z_{in}(\omega) - Z_0}{Z_{in}(\omega) + Z_0}$$

Où Z_0 est l'impédance caractéristique qui peut prendre différentes valeurs en fonction de l'application.

Les pertes par réflexion RL (en dB) sont alors données par la relation:

$$RL = -20\log|\Gamma|$$

Plus simplement, le coefficient de réflexion est un paramètre qui permet de quantifier la quantité du signal réfléchi par rapport au signal incident. Il permet de caractériser l'adaptation de l'antenne au circuit qui la précède. Plus l'antenne est adaptée plus le coefficient de réflexion est faible. Ainsi, avec un coefficient de réflexion à -10 dB, 90% de la puissance est transmise à l'antenne.

Dans toute la suite de cette thèse on considérera qu'une bonne adaptation se traduit par un coefficient de réflexion inférieur à -10 dB.

1. 2. 2. Le rapport d'onde stationnaire

Une antenne reliée à une ligne de transmission et rayonnant en espace libre peut être considérée comme un dispositif de couplage entre une onde guidée le long de la ligne et une onde rayonnée dans l'espace. Les lignes de transmission permettent aux ondes électromagnétiques de se propager dans les deux directions. Quand la source, la ligne de transmission et la charge ont toutes la même impédance, l'onde électromagnétique se propage de la source à la charge sans aucune perte du signal. Par contre, si la source n'a pas la même impédance que les autres éléments de la chaîne de transmission, une partie de l'onde sera réfléchi et renvoyée vers la source. Le rapport d'onde stationnaire ou ROS tout comme le coefficient de réflexion traduit l'adaptation ou la désadaptation d'impédance entre deux éléments (ligne de transmission et antenne). Lorsque l'adaptation n'est pas parfaite, la partie de l'onde réfléchi se superpose à l'onde incidente pour ne former qu'une seule onde, appelée onde stationnaire. Par conséquent, La tension est maximale lorsque les ondes incidente et réfléchi sont en phase et minimale lorsqu'elles sont en opposition de phase. L'équation donnant le ROS peut être facilement écrite en fonction du coefficient de réflexion.

$$ROS = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|}$$

Le ROS indique donc directement à quel point l'adaptation d'impédance est bien faite ou non. Lorsque l'impédance est parfaitement adaptée, le coefficient de réflexion est nul et le ROS égal à 1. Au contraire, dans le cas où une impédance de charge donnerait un facteur de réflexion qui tendrait vers l'unité, ce qui signifierait que toute la puissance serait réfléchi, on mesurerait un ROS qui tendrait vers l'infini.

1. 3. 3. La bande passante

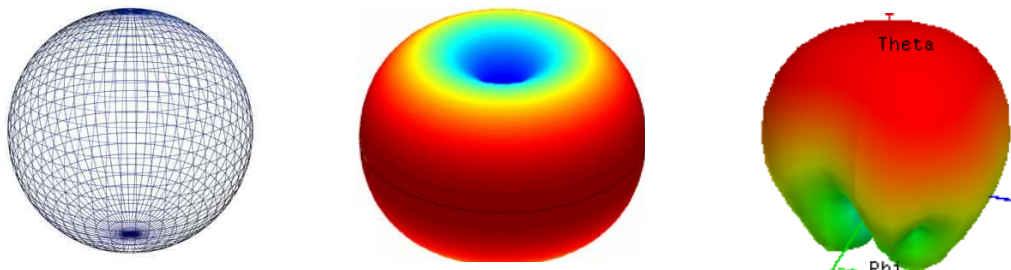
La bande passante est la région pour laquelle les propriétés électromagnétiques de l'antenne sont stables. Elle est donc liée aux caractéristiques d'adaptation et de rayonnement. La bande passante d'adaptation correspond à la région des fréquences où l'énergie reçue par l'antenne est transmise le plus efficacement au dispositif situé derrière l'antenne. La bande passante d'une antenne définit la bande de fréquence (délimitée par les

fréquences minimale et maximale f_{\min} et f_{\max}) dans laquelle le coefficient de réflexion est inférieur à un seuil fixé. Dans toute la suite de la thèse la bande passante correspond à la bande de fréquence pour laquelle le coefficient de réflexion est inférieur de -10dB. En pourcentage, la bande passante (BW pour Band Width) est définie comme suit:

$$BW_{\%} = 100 \frac{f_{\max} - f_{\min}}{f_c} \quad f_c: \text{ la fréquence centrale}$$

1. 2. 4. Diagramme de rayonnement

Le diagramme de rayonnement est une représentation géométrique de la façon dont une antenne collecte ou rayonne l'énergie électromagnétique dans l'espace. Il représente les variations de la puissance que rayonne l'antenne par unité d'angle solide dans les différentes directions de l'espace [3]. Le diagramme de rayonnement change d'une antenne à une autre, il peut être omnidirectionnel comme dans le cas d'une antenne isotrope ou monopôle (Figure 1.1-(a)), ou directif comme dans le cas d'une antenne patch (Figure 1.1-(c)). Le diagramme de rayonnement d'une antenne permet de visualiser ses lobes dans les trois dimensions, dans le plan horizontal ou dans le plan vertical (Figure 1.1).



(a) Antenne isotrope (b) Antenne omnidirectionnelle (c) Antenne directive

Figure 1.1: Diagramme de rayonnement pour différents types d'antennes.

Le diagramme de rayonnement est formé par deux types de lobes, un lobe principal c'est le lobe de rayonnement contenant le maximum d'énergie et la direction du maximum de rayonnement. Tous les autres lobes sont appelés lobes secondaires. Ils représentent le rayonnement de l'antenne dans les directions indésirables. Le niveau du lobe secondaire est en général exprimé sous forme de rapport entre la densité de puissance dans le lobe en question et celle du lobe principal. Ce rapport est appelé le niveau des lobes secondaires et il est exprimé en dB.

1.2. 5. Le rapport avant/arrière

Il est relatif au lobe secondaire présent dans la direction opposée au lobe principal (à 180°). Le rapport avant/arrière est le rapport en dB de la puissance rayonnée dans la direction du maximum de rayonnement par rapport à celle rayonnée dans la direction opposée.

1.2. 6. Les régions du champ électromagnétique

L'espace entourant une antenne peut être divisé en trois régions distinctes comme le montre la Figure 1.2.

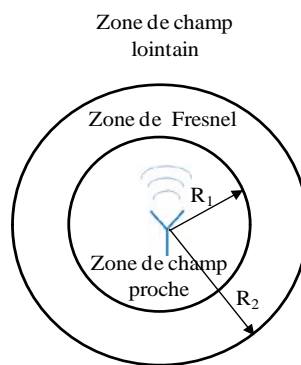


Figure 1.2: Zones de champ autour de l'antenne.

La structure du champ électromagnétique est différente en fonction de la distance à l'antenne. Les caractéristiques de rayonnement sont d'une façon générale données dans une zone dite de champ lointain.

- ✓ La première zone, la plus proche de l'antenne est délimitée par une sphère de rayon R_1 autour de l'antenne.

$$R_1 = 0.62 \sqrt{\frac{D^3}{\lambda}}$$

D: est la plus grande dimension de l'antenne et λ est la longueur d'onde de l'onde émise. Dans cette région appelée zone de Rayleigh le champ est principalement réactif.

- ✓ La deuxième zone, aussi appelée zone de Fresnel, est définie par un volume compris entre deux sphères autour de l'antenne :

$$R_1 < \text{Zone de Fresnel} < R_2 \quad \text{avec} \quad R_2 = \frac{2D^2}{\lambda}$$

Dans cette région le champ rayonné prédomine et la distribution angulaire de champ dépend de la distance à l'antenne.

- ✓ La troisième zone, la région de champ lointain (dite zone de Fraunhofer) est définie pour R , la distance à la source, supérieure à R_2 . Le champ rayonné prédomine et la distribution angulaire de champ ne dépend plus fortement de la distance à l'antenne. Dans cette zone la densité de puissance est inversement proportionnelle à la distance au carré. Ce qui implique une forte chute de la puissance rayonnée.

Lorsque l'on parle des propriétés de rayonnement d'une antenne il est sous entendu que l'on considère les propriétés observables en champ lointain (ou zone de Fraunhofer) car c'est cette distribution du champ électromagnétique qui va être vue par l'autre antenne de la chaîne de transmission. C'est donc la zone de Fraunhofer qui nous intéresse dans le cadre de cette étude.

1.2.7. Le gain réalisé et la directivité

Le gain $G(\theta, \varphi)$ d'une antenne est un paramètre qui prend en compte ses performances électriques pour exprimer sa capacité à orienter le rayonnement dans une direction donnée. Le gain, qui s'exprime en fonction des angles d'orientation polaire (θ, φ) , est le rapport entre la puissance $P(\theta, \varphi)$ qu'elle rayonne par unité d'angle solide dans cette direction et la puissance qu'une source isotrope rayonnerait par unité d'angle solide, évidemment avec la même puissance d'alimentation P_a :

$$G(\theta, \varphi) = \frac{P(\theta, \varphi)}{P_a/4\pi}$$

Enfin, le gain d'une antenne peut se définir comme le rapport de la densité de puissance rayonnée par l'antenne sur la densité de puissance rayonnée par l'antenne isotrope de référence, dans la même direction, les deux antennes étant alimentées par la même puissance d'excitation. Le gain maximal est relevé sur les diagrammes de rayonnement mesurés en chambre anéchoïque.

La directivité $D(\theta, \varphi)$ est le rapport entre la puissance $P(\theta, \varphi)$ par unité d'angle solide dans la direction (θ, φ) et la puissance que rayonnerait la source isotrope par unité d'angle solide, à condition que les puissances totales rayonnées soient les mêmes. De manière simplifiée, la directivité est égale au rapport de l'intensité de rayonnement dans une direction donnée par rapport à celle d'une

source isotrope. Si la direction n'est pas spécifiée, on considère qu'il s'agit de la direction de rayonnement maximal.

$$D(\theta, \varphi) = \frac{P(\theta, \varphi)}{P_r/4\pi}$$

1.2. 8. Le rendement de l'antenne

Le rendement de l'antenne (η_{ray}) d'une antenne est exprimé par le rapport du gain (G) et de sa directivité (D), qui correspond également au rapport de la puissance rayonnée par la puissance d'alimentation de l'antenne.

$$\eta_{\text{ray}} = \frac{G}{D}$$

On distingue l'efficacité rayonnée de l'efficacité totale. Alors que l'efficacité totale prend en compte les pertes de désadaptation, l'efficacité rayonnée dépend uniquement de la structure géométrique de l'antenne. Elle est fixée par les dimensions, la forme, l'épaisseur et la largeur de métallisation, mais aussi par les pertes dans le substrat diélectrique. Elle représente bien un paramètre intrinsèque à l'antenne.

Le rendement de l'antenne (η_{ray}) ou encore efficacité de rayonnement d'antenne est donc aussi défini comme le rapport de la puissance utile rayonnée et de la puissance acceptée par l'antenne [4]. Avant de définir les différentes efficacités, il convient de considérer une antenne comme un système dont nous étudions la conservation de l'énergie. La puissance fournie à l'antenne est dissipée par les pertes dans l'antenne et rayonnée dans l'espace libre. Une partie de cette puissance est réfléchiée ($P_{\text{refléchiée}}$) et n'entre pas dans la structure de l'antenne contrairement à l'autre partie qui est injectée ($P_{\text{injectée}}$) dans la structure de l'antenne. La puissance sortant de ce système, est la puissance rayonnée par l'antenne (P_r). La puissance acceptée ($P_{\text{acceptée}}$) est égale à la puissance injectée moins la puissance des pertes (P_{pertes}) dans la structure de l'antenne.

On peut donc distinguer les différentes puissances mises en jeu dans le processus de rayonnement comme indiqué ci-dessous (Figure 1.3).

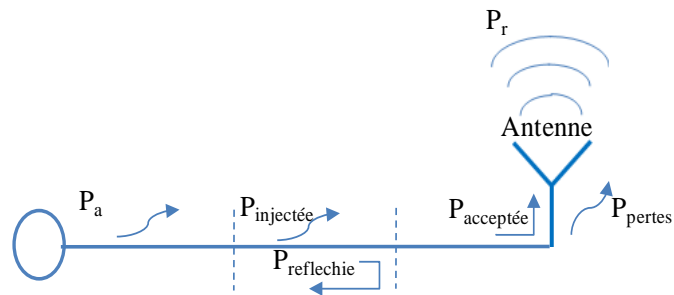


Figure 1.3: Puissances mises en jeu durant le processus de rayonnement.

Le rendement d'une antenne est très important et caractérise globalement son comportement mais il peut être très difficile à déterminer. Par exemple, les antennes imprimées ont souvent une très bonne efficacité de rayonnement mais les pertes dues au réseau d'alimentation, au matériau (ou substrat) et aux ondes de surface réduisent considérablement le rendement d'antenne [2]. L'efficacité de rayonnement, η_{ray} , se traduit donc aussi par le rapport entre la puissance rayonnée et la puissance d'alimentation. Elle est donc définie par l'expression:

$$\eta_{\text{ray}} = \frac{P_r}{P_a}$$

1.2. 9. Bilan de puissance

Le fonctionnement d'une antenne exprime la manière dont elle transmet un signal injecté au port d'alimentation sous forme d'onde électromagnétique qui se propage dans l'espace dans des directions spécifiques suivant le type de l'antenne. Lorsqu'une onde électromagnétique atteint l'antenne de réception, une partie de sa densité de puissance est captée puis convertie en un signal transmis via le port de sortie de l'antenne vers le récepteur.

Pour assurer la communication entre deux terminaux sans fil, il faut que la puissance captée par une antenne réceptrice dépasse un certain seuil. Ainsi, pour établir une communication et échanger des informations, il faut au moins deux antennes qui doivent respecter un bilan de puissance défini par la formule de Friis [3]. La puissance de réception dépend de la puissance émise par l'antenne émettrice, de la fréquence de fonctionnement, de la distance qui sépare les deux antennes, des gains des antennes et des pertes dans le canal de transmission (de l'air, dans la plupart des cas). La Figure 1.4 illustre la transmission entre deux antennes.

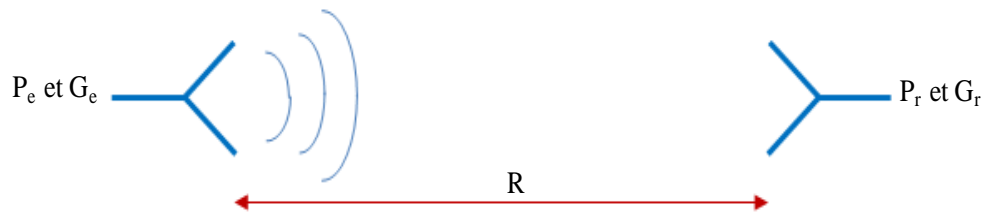


Figure 1.4: Bilan de liaison entre deux antennes en communication.

$$\frac{P_r}{P_e} = \left(\frac{\lambda}{4\pi R} \right)^2 G_r G_e$$

G_r et G_e sont les gains effectifs des différentes antennes, R est la distance séparant les antennes, λ est la longueur d'onde, P_r la puissance reçue par l'antenne de réception et P_e la puissance émise par l'antenne d'émission. Cette expression ne prend pas en compte les pertes de polarisation ou de désadaptions des antennes.

Les pertes dans l'espace libre $\left(\frac{\lambda}{4\pi R} \right)^2$ varient de manière importante comme l'inverse du carré de la distance et de la fréquence. La distance R est supposée assez grande pour que les antennes soient en zone de champ lointain l'une par rapport à l'autre.

Pour recevoir une puissance suffisante au niveau du récepteur, il faut disposer d'antennes ayant de bons rendements et de forts gains dans la direction voulue (antennes directives).

Le bilan de liaison est couramment évalué grâce à la formule de Friis. Cette relation n'est valable que dans un cas idéal, où les deux antennes communicantes sont parfaitement alignées et qu'il n'y a pas d'obstacle entre les deux.

Dans la partie suivante, on énonce quelques généralités sur les différents types d'antennes imprimées existantes. Tout d'abord la notion des antennes monopôle ultra large bande sera précisée et des exemples seront donnés.

1.3. Les différents types d'antennes imprimées

Les antennes sont utilisées dans des gammes de longueur d'onde très différentes et pour un très grand nombre d'applications. L'objectif de cette partie est de présenter les structures de base que l'on retrouve généralement dans les

systèmes antennaires. Ainsi nous présentons les antennes imprimées pour lesquelles l'antenne patch sert très souvent de référence, ainsi que les antennes monopôle (Ultra Large Bande). Afin d'introduire également les antennes que nous abordons par la suite, nous présentons plusieurs types d'antennes imprimées très utilisées dans des applications de télécommunication.

1.3. 1. Antennes patch imprimées

Ces dernières années, grâce aux avancées en termes de réduction de l'encombrement, les appareils de communication grand public sont devenus plus compactes et plus légers. Comme nous l'avons rappelé les antennes constituent des éléments essentiels dans la chaîne de communication radio, car situées à l'interface entre les signaux véhiculés dans les systèmes électroniques de l'émetteur ou du récepteur et le milieu de propagation. Il existe de nombreux types d'antennes comme les antennes filaires, à ouverture, réflecteurs, lentilles, imprimées ou encore en réseau. Nous étudions dans cette partie les antennes imprimées.

Les antennes imprimées sont largement employées de nos jours puisqu'elles permettent de répondre à de nombreuses contraintes imposées par les systèmes. Le concept des antennes imprimées a été proposé la première fois en 1952 par Greig et Engleman [5], et Deschamps en 1953 [6], mais ce n'est que dans les années soixante dix que les premières applications de ce type d'antennes ont vu le jour [7,8]. Faiblement profilées, leurs forme et dimension favorisent leurs intégration sur de nombreux systèmes en particulier dans les communications mobiles et personnelles [9,10]. Dans sa forme la plus simple, une antenne imprimée est constituée d'un élément conducteur appelé patch imprimé sur la face supérieure d'un substrat diélectrique, la face inférieure complètement métallisée constitue le plan de masse (Figure 1.5).

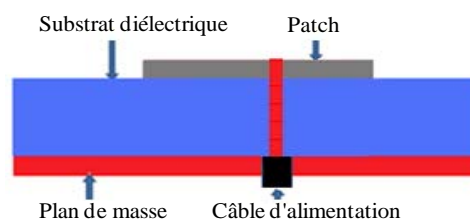


Figure 1.5: Description d'une antenne imprimée.

L'élément rayonnant peut être de forme arbitraire, cependant les formes rectangulaire, circulaire, triangulaire et leurs dérivées sont les plus communément utilisées compte tenu de leur facilité d'analyse.

La technologie de ces antennes imprimées est issue de celle des circuits imprimés, ce qui leur confère certains avantages par rapport aux antennes classiques. On peut citer entre autres [11-13]:

- ✓ Un faible poids, une épaisseur et un encombrement réduits,
- ✓ Une structure plane qui s'adapte facilement aux surfaces courbes (formes aérodynamiques),
- ✓ Une facilité de fabrication en grande série en utilisant les techniques des circuits imprimés donc faible coût,
- ✓ Une facilité d'intégration avec les circuits imprimés sur un même substrat,
- ✓ Une possibilité de polarisation linéaire et circulaire.

Toutefois, ce type d'antennes présente aussi quelques inconvénients limitant son efficacité tels que:

- ✓ Une faible bande passante (étroite),
- ✓ Un faible gain et une efficacité de rayonnement réduite,
- ✓ Une forte influence de la qualité du substrat utilisé sur leurs performances,
- ✓ Une limitation aux faibles puissances,
- ✓ Un rayonnement parasite de l'alimentation et des ondes de surface.

Les antennes imprimées sont plutôt de petite taille et appréciées pour des fréquences de fonctionnement avoisinant le GHz et au-delà (relation "taille-fréquence" acceptable pour des motifs de dimensions millimétriques et micrométriques). On distingue principalement trois catégories d'antennes imprimées: les antennes patch, les dipôles et monopoles et les antennes à fente.

Les antennes patch conventionnelles sont très largement utilisées car elles sont de faible encombrement, elles sont conçues de telle manière que le maximum du diagramme de rayonnement est normal à l'élément rayonnant. Selon l'utilisation, on peut trouver plusieurs formes d'éléments rayonnants, différents types de substrats ou encore différents types d'alimentations.

1.3.1.1. Les couches métalliques

Dans la structure de base, une antenne imprimée est constituée d'une couche métallique d'épaisseur très fine placée sur un plan de masse métallique à une hauteur proportionnelle à la longueur d'onde et séparée par un substrat mince en matériau diélectrique (Figure 1.6).

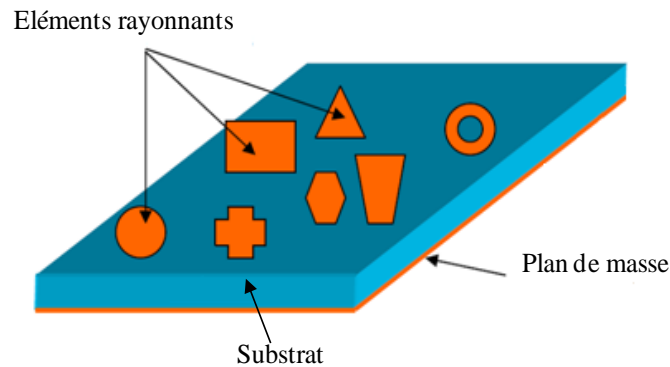


Figure 1.6: Antennes imprimées à plusieurs formes rayonnantes.

Le plan de masse est généralement réalisé avec de très bons conducteurs: le cuivre ($\sigma=5,7 \cdot 10^7$ S/m), l'argent ($\sigma=6,2 \cdot 10^7$ S/m) et l'or ($\sigma=4,1 \cdot 10^7$ S/m).

La couche supérieure peut comporter un ou plusieurs éléments métalliques qui s'appellent "éléments rayonnants ou patches en anglais", leur rôle principal consiste à rayonner l'énergie. Physiquement le patch est un conducteur mince (son épaisseur est de 17.5 ou 35 μ m en hyperfréquence et 9 μ m en millimétrique), qui selon les applications peut prendre des formes carrée, rectangulaire, triangulaire, circulaire, elliptique ou encore d'autres formes plus complexes (Figure 1.6).

Comme indiqué précédemment les matériaux les plus utilisés pour réaliser les patches et les plans de masse sont généralement le cuivre, l'argent et l'or, mais d'autres matériaux sont actuellement envisagés comme solution alternative. Ainsi des études récentes ont montré l'intérêt de l'utilisation de quelques matériaux composites pour remplacer les métaux conventionnels [14-20]. Dans la référence [14], un polymère conducteur a été proposé pour réaliser une antenne patch. Dans les références [15], [16] et [17], les nanoparticules d'argent et de cobalt ont été utilisées avec une liaison métallo-organique pour réaliser une antenne à conductivité élevée. Parmi ces matériaux composites, les polymères conducteurs se présentent incontestablement comme de bons candidats pour

réaliser des antennes. Les plus répandus sont la Polyaniline (PANI) , le Polypyrrole (PPY) et le PEDOT [21-24]. S. D. Keller et ses collaborateurs [25] ont démontré la faisabilité de réaliser une antenne imprimée composée de nanotubes de carbone (NTC). De plus, du fait des agressions atmosphériques, les antennes imprimées comportent souvent un radome, ainsi les polymères conducteurs sont aussi utilisés pour les propriétés d'anticorrosion [26].

1.3.1. 2. Les substrats

Le substrat diélectrique sert de support à l'antenne, son importance réside dans son influence directe sur la fréquence de résonance, la bande passante, et par conséquent le rayonnement de l'antenne, car une bonne partie des ondes se propagent dans celui-ci. On préférera des matériaux de faible permittivité, évitant ainsi le confinement des champs à l'intérieur de la cavité (plans métalliques et substrat) et de faibles pertes diélectriques ($tg\delta$) favorisant un meilleur rendement du patch. La classe des valeurs de la constante diélectrique du substrat s'étale de 2 à 12 pour opérer aux fréquences allant de 1 à 100 GHz. Les matériaux les plus couramment utilisés sont des composites à base de téflon ($2 \leq \epsilon_r \leq 3$, et $tg\delta \approx 10^{-3}$), du polypropylène ($\epsilon_r=2.18$, et $tg\delta = 3 \cdot 10^{-4}$), du composite de résine époxy renforcé de fibre de verre ($\epsilon_r= 4.4$, et $tg\delta = 0.14 \times 10^{-1}$), ainsi que des mousses synthétiques contenant beaucoup de minuscules poches d'air ($\epsilon_r =10.3$, et, $tg\delta \approx 10^{-5}$) [27].

Le choix du diélectrique est souvent imposé lors de la conception d'une antenne imprimée en fonction de l'application visée. La conception requiert une bonne connaissance des matériaux diélectriques utilisés pour optimiser les rendements de l'antenne. Or, pour la majeure partie des substrats diélectriques les fournisseurs (les fabricants de diélectriques) donnent généralement les caractéristiques des substrats ($tg\delta$ et ϵ_r) à une fréquence. Il devient alors nécessaire de caractériser les substrats dans la bande de fréquences d'intérêt, pour nous [1-8 GHz], afin de connaître ces paramètres et d'anticiper au mieux les rendements et les fréquences de résonance des antennes.

D'après la Figure 1.7 ci-dessous, nous constatons comme l'on pouvait s'y attendre, que l'efficacité est une fonction décroissante de la permittivité.

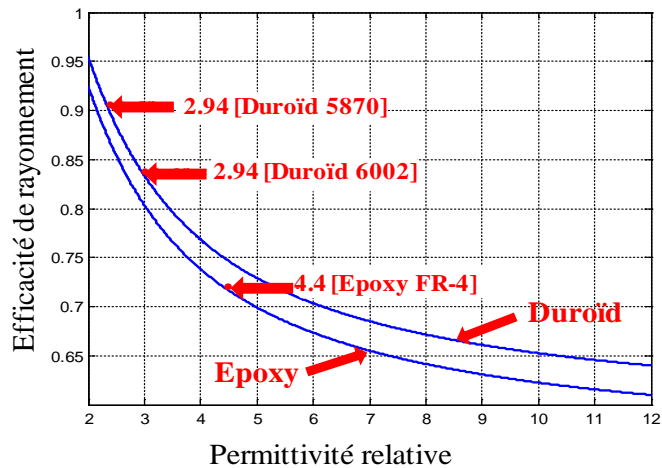


Figure 1.7: Efficacités de rayonnement en fonction de la permittivité relative du substrat.

En effet, l'augmentation de la permittivité engendre une chute sensible de l'efficacité de rayonnement. En pratique, il est donc préférable d'utiliser des substrats diélectriques de grande épaisseur et de faible permittivité pour bénéficier d'une meilleure efficacité. Mais dans ce cas, les pertes par onde de surface augmentent et l'antenne devient de plus en plus encombrante. Au contraire, l'utilisation de substrats minces de permittivités relativement élevées est conseillée pour les circuits micro-ondes parce qu'ils minimisent les ondes de surface, les radiations non désirées et le volume de l'antenne. Toutefois, l'efficacité et la bande passante diminuent à cause des pertes dans le substrat. Il s'agit donc de réaliser un compromis vis à vis de ces différentes contraintes.

Actuellement les substrats souples sont largement étudiés pour les antennes imprimées et même pour d'autres applications en micro ondes. Plusieurs travaux ont été menés et publiés dans ce sens [28,29].

1.3.1. 3. Alimentation des antennes patch imprimées

Un point important dans l'étude et la réalisation des antennes imprimées est leur alimentation. Les différentes méthodes d'alimentation des antennes imprimées peuvent être regroupées en deux grandes catégories.

- ✓ Alimentation par contact directe (Figure 1.8). Les plus communément utilisées sont l'alimentation par sonde (sonde coaxiale) ou par ligne micro ruban. L'alimentation par ligne coaxiale peut être effectuée par connexion directe à une ligne coaxiale dont le conducteur central est connecté en un

point situé sur l'axe de symétrie de l'élément. L'alimentation par ligne micro ruban peut se faire par connexion directe à l'élément rayonnant. A noter que, ce type d'alimentation peut produire un rayonnement additionnel et ainsi affecter le diagramme de rayonnement de l'antenne.

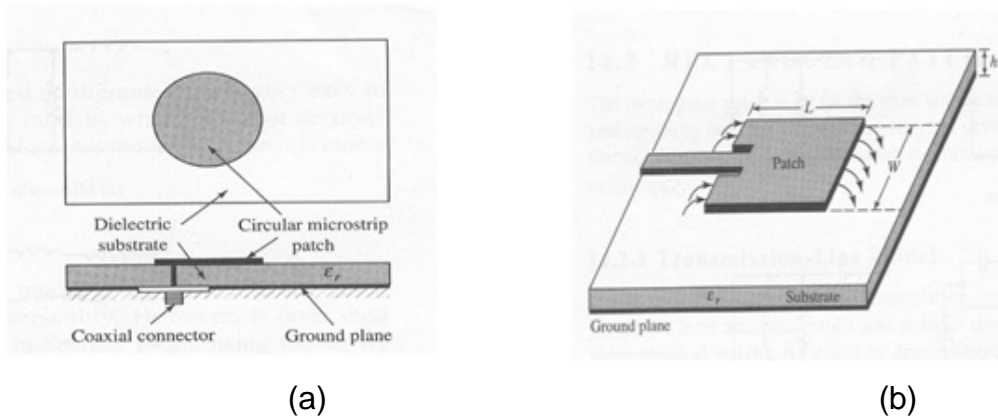


Figure 1.8: Technique d'alimentation: (a) Par ligne coaxiale, (b) Par ligne micro ruban [30].

- ✓ Alimentation par proximité (Figure 1.9). L'élément rayonnant et la ligne d'alimentation ne sont pas connectés entre eux, l'excitation de l'élément rayonnant se fait par couplage électromagnétique par une ligne ou par une petite fente. Cette configuration permet une optimisation indépendante entre la ligne d'alimentation et le patch. Cette technique malheureusement peut compliquer la réalisation de l'antenne, suite à la présence de deux couches diélectriques.

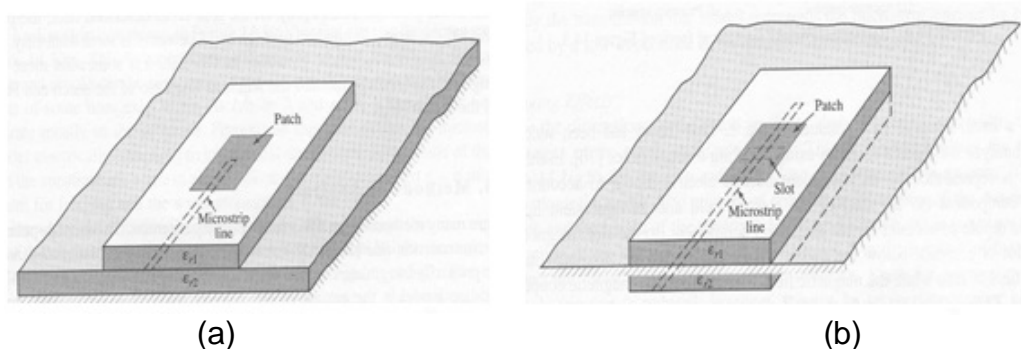


Figure 9: Technique d'alimentation: (a) Par couplage par proximité, (b) Par couplage par fente [30].

Les avantages et les inconvénients de chacune de ces méthodes (Figures 1.8 et 1.9): ligne microruban, sonde liée à un câble coaxial, couplage par fente et couplage par proximité [30], sont résumés dans l'annexe 1.

1.3.1. 4. Les pertes dans les antennes

La résistivité finie des couches métalliques entraîne des pertes par effet Joule dans les conducteurs. Or au fur et à mesure que celles-ci augmentent, le champ magnétique généré par l'inductance induit des courants dont la densité est distribuée de façon non-uniforme, et ce à la fois dans le conducteur et le substrat. Ces dernières, qui sont à l'origine de la majeure partie des pertes aux fréquences micro-ondes, sont essentiellement connues liées à l'effet de peau.

1.3.1. 4.1. Effet de peau

Lorsqu'un courant alternatif circule dans un conducteur, un champ magnétique est créé autour de ce dernier. L'effet le plus important est sans aucun doute la propriété du courant à se concentrer sur les couches superficielles d'un conducteur lorsque la fréquence augmente. Ce phénomène est appelé effet de peau ou "skin effect". La densité du courant $J(z)$ décroît de façon exponentielle dans le conducteur [31]. Cette propriété permet de définir une grandeur caractéristique appelée "l'épaisseur de peau δ ". δ est inversement proportionnel à la fréquence et s'écrit:

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\pi f \mu_0 \sigma}}$$

où σ est la conductivité du conducteur, f est la fréquence considérée et μ_0 est la perméabilité magnétique du vide.

Le champ magnétique généré par l'antenne étant lui-même variable en fonction du temps, le courant qui circule dans le patch, induit un courant image dans le substrat. On appelle cela l'effet de proximité. Ce courant, appelé courant de Foucault "Eddy current", est orienté de telle façon à ce qu'il s'oppose aux variations initiales du champ magnétique (loi de Lenz-Faraday). Ainsi des courants de Foucault vont apparaître à la fois dans le conducteur et le substrat [31].

1.3.1.4. 2. Pertes dans le substrat

Les caractéristiques de rayonnement de antennes imprimées ont largement été étudiées dans la littérature [32,33]. On distingue trois types d'ondes responsables d'une augmentation du couplage.

- ✓ Les ondes guidées (Figure 1.10). Elles traduisent une propagation du champ électromagnétique dans le substrat entre deux plans conducteurs, à savoir entre l'élément rayonnant (patch et ligne microruban) et le plan de masse. Cette propriété est très utile pour la propagation du signal le long d'une ligne microruban.

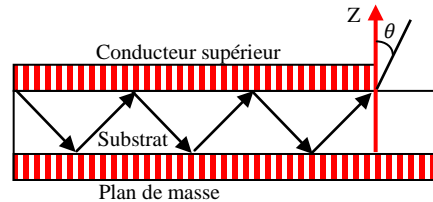


Figure 1.10: Les ondes guidées.

- ✓ Les ondes rayonnées (Figure 1.11). Elles proviennent du rayonnement émis par les différentes parties métalliques composant l'antenne. Celles-ci se propagent dans l'espace libre, le signal se disperse librement dans l'espace et contribue au rayonnement de l'antenne. Pour les antennes imprimées la totalité du couplage dans ce cas est liée aux ondes rayonnées.

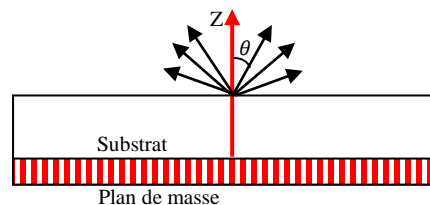


Figure 1.11: Les ondes rayonnées.

- ✓ Les ondes de surface (Figure 1.12). Une étude complète sur les antennes imprimées doit prendre en compte les perturbations liées aux ondes de surface qui ont traversé le substrat avec un angle d'incidence θ variant entre $\pi/2$ et $\arcsin(1/\sqrt{\epsilon_r})$. Ces ondes se propagent dans le diélectrique, c'est à dire entre le plan de masse et l'interface air-diélectrique. Lorsqu'elles atteignent les extrémités de la structure micro ruban, celles-ci sont réfléchies, diffractées et dispersées dans l'espace libre (Figure 1.12) causant une réduction du gain et une déformation du diagramme de rayonnement par un accroissement du rayonnement arrière et des niveaux de polarisation croisée. L'utilisation de substrats fins ayant une permittivité relative ϵ_r suffisamment faible, permet de négliger ces effets [34].

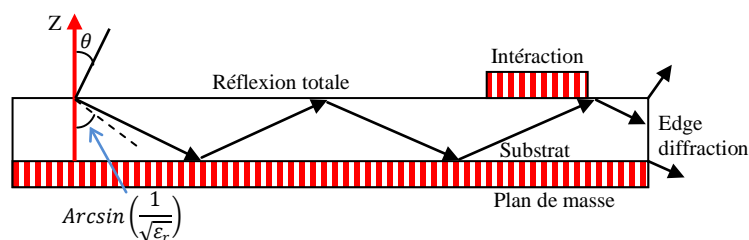


Figure 1.12: Les ondes de surface.

Le choix des substrats est donc primordial afin de limiter au maximum les différentes pertes et d'optimiser les rendements des antennes conçues. En effet, le rendement des antennes sera d'autant meilleur que la constante diélectrique est faible et l'épaisseur du substrat limitée afin d'éviter les pertes dues aux ondes de surface qui sont inhérentes aux couches diélectriques. L'énergie perdue sous forme d'ondes de surface sera réduira l'efficacité de l'antenne.

1.3. 2. Technologie des antennes imprimées ultra large bande

Les antennes monopoles doivent avoir des structures rayonnantes présentant une couverture multi-bandes et/ou large bande. Or les fréquences utilisées pour les différents services sont soit très éloignées, soit adjacentes suivant les standards que l'on considère. Face à cette contrainte, il est donc extrêmement difficile d'imaginer une structure compacte réunissant les caractéristiques permettant l'accès à l'ensemble des services. Cependant, les standards GSM (Global System for Mobile communication) (880MHz-960MHz), PCS (Personal Communications Services/System) (1.85 GHz-1.99GHz) et WLAN (Wireless Local Area Network) (2.4 GHz-5.8 GHz) sont relativement voisins du point de vue de leurs caractéristiques de rayonnement et bande de fréquences (Figure 1.13) [35,36]. Les antennes ULB sont nombreuses dans la littérature scientifique et candidatent pour répondre de la meilleure manière qui soit aux exigences de ces standards [37-41].

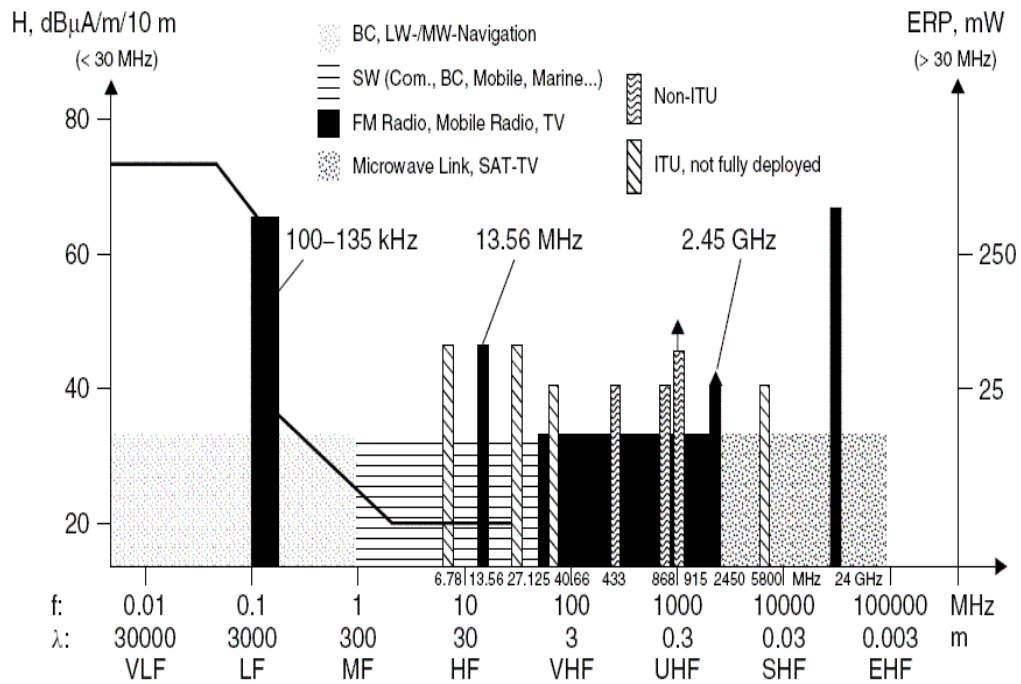


Figure 1.13: Bandes de fréquences, champ magnétique et puissance maximale autorisés [42].

Les antennes large bande suscitent un intérêt croissant dû à l'évolution rapide de la technologie des systèmes de communication. Les applications sont multiples et diverses. De nombreuses antennes (ULB) ont été développées principalement pour le domaine des télécommunications. La diversité des antennes ULB est tellement vaste qu'il est pratiquement impossible de faire un recensement exhaustif des antennes existantes.

1.3. 2.1. Les applications des antennes ultra large bande

Comme nous avons pu l'évoquer précédemment, les applications des antennes ultra large bande (ULB ou Ultra Wide Band/ UWB en anglais) sont nombreuses. Cette technologie commence à pénétrer tous les domaines. On peut définir principalement trois grands domaines (Figure 1.14): la détection, la géolocalisation, et les communications sans fil (Wireless).

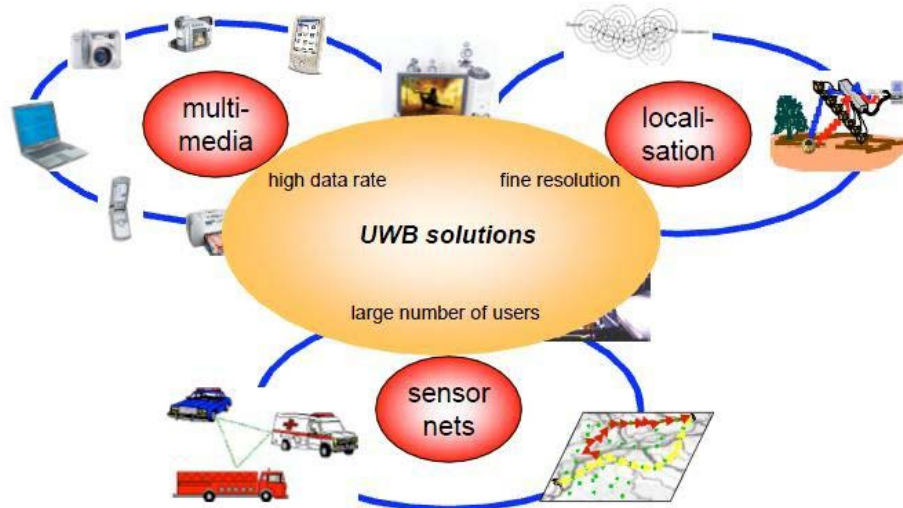


Figure 1.14: Les domaines dans lesquels l'UWB apporte des solutions intéressantes [45].

Une application peut être qualifiée de très large bande lorsque le rapport $\Delta f/f_c$ est élevé. Il s'agit du rapport entre la largeur de bande fréquentielle Δf utile et la fréquence centrale f_c . Dans un cadre ULB, ce rapport doit être égal ou supérieur à 0,2 conformément à ce qui est communément admis [43,44].

1.3. 2. 2. Classification des antennes monopôles et le passage 3D/2D

Théoriquement une antenne monopôle est constituée d'un brin placé au-dessus d'un réflecteur de dimension infinie. En pratique, le brin est placé au-dessus d'un plan métallique de grande dimension par rapport à la longueur d'onde. Selon la théorie des images [45], l'antenne monopôle fonctionne comme une antenne dipôle, l'image du monopôle par rapport au plan de masse reconstitue la partie manquante du dipôle.

Si on classe les antennes d'après leur géométrie, deux familles d'antennes parmi les antennes ULB peuvent être définies.

La première famille est celle des antennes dites indépendantes de la fréquence. Un principe énoncé par Rumsey [46] souligne que si la géométrie de l'antenne peut être définie uniquement par ses angles, cette antenne est alors indépendante de la fréquence. On pense tout de suite aux antennes spirales (2D ou 3D). Vient ensuite l'antenne log-périodique qui est une évolution d'une antenne caractérisée par ses angles [47].

La seconde grande famille est celle des antennes à ondes progressives. Le principe consiste ici à étudier une structure capable de conserver une impédance caractéristique égale à 50Ω en tout point de l'antenne.

Plusieurs structures d'antennes ont été étudiées pour satisfaire cette forte demande d'antennes large bande. Parmi ces techniques, l'utilisation d'une structure monopole imprimée sur la face supérieure du diélectrique avec une ligne microruban insérée entre les deux plans masse latéraux et l'utilisation d'éléments rayonnants est aussi une méthode efficace pour l'amélioration de la bande passante des antennes (Figure 1.15).

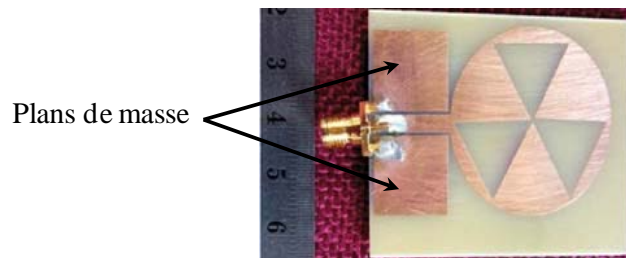


Figure 1.15: Antenne ultra large bande circulaire, l'élément rayonnant et la l'alimentation sur la face supérieur [48].

Ce type d'antennes a fait l'objet de beaucoup de recherches depuis 2002. Différentes formes: rectangulaire, circulaire, elliptique, triangulaire sont proposées dans la littérature [44]. En premier lieu, elles étaient conçues et étudiées en trois dimensions. L'élément rayonnant est connecté au potentiel positif, et surmonte un plan de masse perpendiculaire connecté au potentiel négatif. Réalisées de cette manière, ces antennes sont assez fragiles et la connexion au point d'alimentation est délicate rendant leur intégration dans des systèmes de communications peu aisée.

Avec l'évolution de la technologie ULB, les recherches ont été poussées dans l'objectif d'intégrer ces antennes dans des systèmes commerciaux. Tout ceci aboutit à s'orienter vers une technologie consistant à remplacer le plan de masse perpendiculaire par un plan de masse parallèle. On passe alors dans la catégorie des antennes imprimées sur substrat. L'intérêt d'un tel passage de 3D à 2D est évident (Figure 1.16). En gardant les mêmes performances que l'antenne 3D, ce qui demande des travaux d'optimisation, l'antenne imprimée devient compacte,

légère, faible coût et beaucoup plus facile à manipuler. L'alimentation de l'élément rayonnant est assurée par une ligne coplanaire (CPW) et le plan de masse est imprimé au même niveau que l'élément rayonnant.

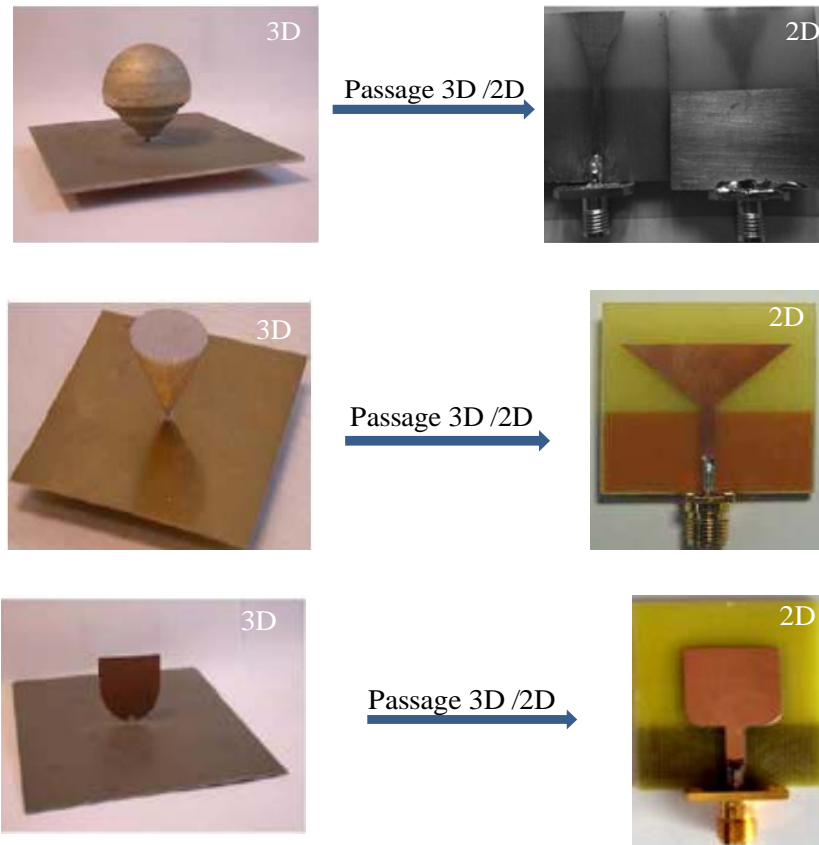


Figure 1.16: Exemples d'antennes ultra large bandes 3D et leur homologue 2D imprimé [49].

Le choix d'un substrat simple-face permet à l'antenne de rayonner de manière omnidirectionnelle. Dans un souci de miniaturisation des antennes, la forme imprimée semble être un bon point de départ [45]. La présence du substrat fait que la direction de rayonnement de ces antennes varie fortement avec la fréquence.

Le passage d'un monopole en espace libre à un monopole imprimé sur un substrat modifie légèrement le comportement de l'antenne. On peut l'expliquer par les pertes dans le substrat qui présente une permittivité diélectrique supérieure à celle de l'air.

Sous leur forme volumique (3D) ces antennes sont adaptées sur une largeur de bande pouvant convenir à notre application, leur dimension principale

étant de l'ordre de $\lambda_{\max}/2$. Dans le souci de miniaturisation des antennes, la forme imprimée est retenue pour notre étude.

1.3.2.3. Exemples d'antennes monopoles imprimées

Nous allons dans ce paragraphe, présenter les différents types d'antennes ULB qui sont communément utilisées. Ces antennes ont été classées selon leurs particularités géométriques ou la spécificité du mode d'alimentation. Toutes ces antennes possèdent une bande passante assez élevée.

La première catégorie est celle des antennes elliptiques ULB coplanaires (Figure 1.17). Dans ce cas le plan de masse et la ligne microruban sont imprimés sur la même face du substrat.



Figure 1.17: Antenne monopôle elliptique, (a) antenne réalisé, (b) layout d'antenne [50].

Les caractéristiques large bande de cette antenne résultent des différents modes de propagation établis entre la ligne coplanaire et l'ellipse.

La seconde catégorie est celle des antennes circulaires imprimées sur un substrat et alimentées par une ligne microruban dont le plan de masse se situe sur l'autre face du substrat. (Figure 1.18)



Figure 1.18: Antenne monopôle circulaire, (a) antenne réalisé, (b) layout d'antenne [51].

Le caractère large bande de cette antenne provient de la variation de la distribution des courants à la surface du disque en fonction de la fréquence.

La dernière catégorie d'antennes ULB est composée d'une ligne microruban en forme de fourche située entre deux substrats de même nature (Figure 1.19). Un plan de masse sur lequel une fente est réalisée est imprimé de chaque côté de l'antenne. Les propriétés large bande de l'antenne sont essentiellement dues à l'utilisation conjointe de cette large fente et de la ligne en forme de fourche.



Figure 1.19: Antenne monopôle large fente (a) antenne réalisé, (b) layout d'antenne vue d'arrière [52].

Même si une grande variété d'antennes monopôles ULB existe dans la littérature ces exemples représentent les dispositifs les plus largement répandus.

1.3. 2.4. Techniques d'alimentation des antennes monopôles imprimées

L'alimentation est l'étape la plus importante et la plus délicate dans la fabrication d'une antenne monopôle imprimée. Celle-ci peut modifier sensiblement les caractéristiques de l'antenne (le coefficient de réflexion, la bande passante et le diagramme de rayonnement). Elle pourra être soit placée de manière centrée, soit arbitrairement par rapport à la forme de l'élément rayonnant.

Il existe une large variété de mécanismes d'alimentation permettant ainsi de fournir à l'antenne l'énergie qui lui est nécessaire pour rayonner. Actuellement, la technologie microruban occupe une place privilégiée dans la conception des antennes planaires. En effet, en jouant sur la forme géométrique, il est aisé de concevoir des lignes d'alimentation ayant des formes originales et ainsi diminuer leur encombrement aux fréquences microondes. Deux configurations existent

(Figure 1.20): le guide d'onde coplanaire (Coplanar Waveguide ou CPW) et les bandes coplanaires (Coplanar Strip ou CPS).

Dans la pratique, le guide d'onde coplanaire présente plusieurs types de structures qui se différencient les unes par rapport aux autres par l'épaisseur du substrat diélectrique et la largeur de la bande conductrice.

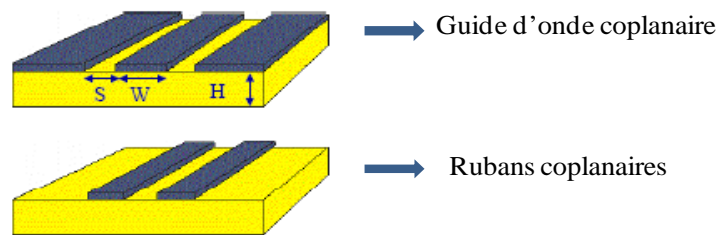


Figure 1.20: Différentes structures des lignes coplanaires

1.3. 2.4.1. Alimentation par Rubans Coplanaires CPS "Coplanar Strip Line"

Cette technique est très employée pour alimenter les antennes dipôles et papillons imprimés. La ligne coplanaire à rubans (CPS) est constituée d'une paire de rubans conducteurs déposés sur un substrat diélectrique (Figures 1.20, 1.21). Le mode de propagation est principalement TEM, partiellement dans le diélectrique et le reste dans l'air. De ce fait dans cette ligne de transmission, les lignes du champ électrique s'étendent à travers la fente et les lignes du champ magnétique entourent le ruban conducteur (Figure 1.21) [53]. Cette structure présente l'avantage important d'être utilisable à des fréquences allant de quelques GHz à plusieurs dizaines de GHz [54].

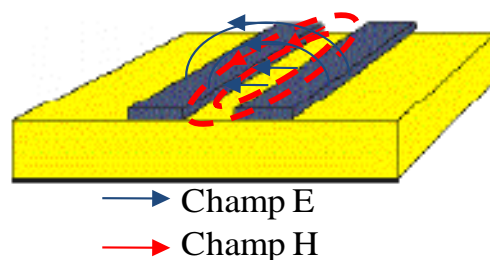


Figure 1.21: Rubans Coplanaires et Propagation des champs.

La largeur de la ligne influe sur l'impédance d'entrée. Plus précisément les principaux paramètres permettant de varier l'impédance de la CPS sont: la constante diélectrique du substrat, l'épaisseur du substrat et la largeur de la fente entre les lignes.

1.3. 2.4.2. Alimentation par guide d'onde coplanaire CPW "Coplanar Waveguide"

Le guide d'ondes coplanaire est une ligne de transmission efficace largement utilisée pour alimenter les antennes monopôles imprimées. Une ligne coplanaire est constituée de bandes conductrices situées sur le même plan (la métallisation se trouve sur un seul côté du substrat). Chacun des deux plans qui se situent sur les côtés est à la masse et la bande centrale transporte le signal (Figure 1.22). Le signal se propage donc entre le conducteur central et les plans de masse équipotentiels (rubans latéraux).

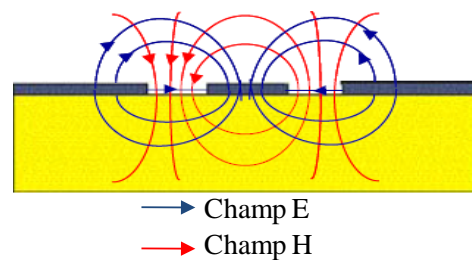


Figure 1.22: Ligne coplanaire et propagation des champs.

Les champs électrique et magnétique sont orthogonaux dans le plan transverse. La symétrie de la ligne fait apparaître deux modes de propagation (Figure 1.22), un mode quasi TEM et un mode quasi TE (mode de fente) qui s'installe entre les rubans et qu'il convient d'éliminer. Chaque ligne CPW en mode quasi-TEM possède une impédance caractéristique qui dépend de ses paramètres géométriques et du substrat [50].

L'application de la technologie coplanaire aux antennes imprimées est relativement récente. Par exemple, une antenne monopôle a été réalisée à une fréquence de 5 GHz sur un substrat de kapton de 0.25 millimètre d'épaisseur ($\epsilon_r=3,4$ et $\text{tg}\delta=0.002$) [50]. Cette antenne présente une bande passante de 65 %, le gain mesuré est de 2 dBi.

Le principal avantage de la ligne coplanaire est d'être une technologie uniplanaire et de ne nécessiter qu'un niveau de métallisation. De plus, elle permet de concevoir des antennes compactes. Néanmoins elle reste limitée par les pertes qu'elle engendre tout comme la technologie microruban. Les lignes de transmissions de type coplanaire ont été l'objet de beaucoup de recherches basées sur le mode quasi-TEM [56].

De manière générale cette section nous a permis de rappeler les différents types de structures planaires. Nous avons vu les caractéristiques, les avantages et les inconvénients des lignes de transmissions planaires, ainsi que leurs structures et leurs utilisations.

La technique d'alimentation par ligne coplanaire sera la plus utilisée par la suite, puisqu'on peut facilement la déposer en même temps que le monopole. Le bon fonctionnement de l'antenne repose sur l'adaptation de la ligne d'alimentation sur toute la bande de fréquence.

1.4. Antennes à base des matériaux organiques

De nos jours, il est impossible d'ignorer l'importance des polymères dans le développement des nouvelles technologies. En effet, ils sont présents dans de nombreux domaines, y compris celui de la télécommunication et des antennes. Ils sont légers, simples à mettre en œuvre et ont un prix de revient nettement moindre que la majorité de leurs concurrents. Les polymères conducteurs sont aujourd'hui devenus un domaine de recherche incontournable grâce à leurs propriétés singulières qui promettent de répondre aux besoins des applications radiofréquences et antennaires. Pour les antennes organiques, un avantage important par rapport au cuivre, par exemple, réside dans la possibilité de déposer ces matériaux sur des substrats à basse température, ouvrant ainsi la voie à l'utilisation des substrats flexibles. Dans ce contexte les prévisions de croissance du marché de l'électronique organique sont en forte progression comme le montrent les Figures 1.23 et 1.24.

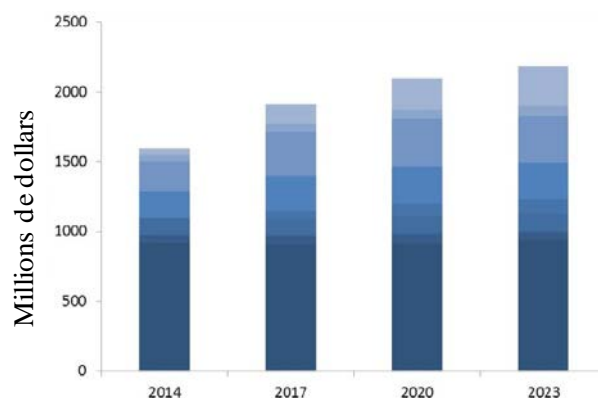


Figure 1.23: Prévision à dix ans pour le marché l'encre conducteur, (source: IDTechEx2015).

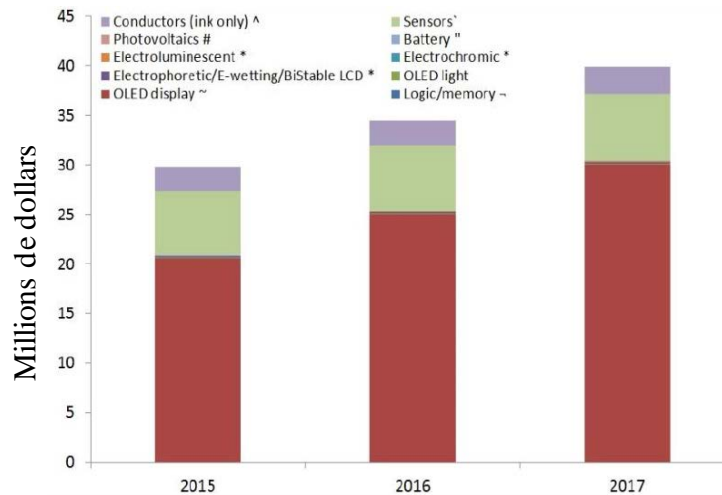


Figure 1.24: Perspective du marché de l'électronique organique imprimée (source: IDTechEx2015).

Ainsi, IDTechEx prévoit que le marché total pour l'électronique flexible organique imprimée passera de 29 milliards de dollars en 2015 à 40 milliards de dollars en 2017.

Le domaine des matériaux organiques étant en forte croissance, le développement de nouveaux composants dans ce domaine suscite un grand intérêt. Ces matériaux ont été utilisés en particulier pour la réalisation de composants électroniques: des antennes [21], des transistors à effet de champ [57], des capteurs de gaz [58], des matériaux de protection des métaux contre la corrosion [59], et des diodes électroluminescentes organiques (OLED) [60].

1.4.1. Synthèse et positionnement du projet de thèse

Historiquement, la recherche de flexibilité mécanique dans le domaine des antennes a commencé avec le micro-usinage de matériaux rigides (silicium dans [61] et SiO₂ dans [62]). Différentes équipes ont ensuite travaillé sur des substrats «souples» avec une recherche de matériaux toujours plus flexibles: Polyimide/Kapton [50] et Liquid Crystal Polymer (LCP) [63]. La résine SU-8 [64] est également utilisée pour ses possibilités dans l'obtention de structures 3D à fort rapport d'aspect.

Dans cette partie du chapitre, nous présentons les applications des antennes larges bandes, voire ultra larges bandes sur substrat souple. Ensuite nous présentons un très bref état de l'art des antennes souples organiques,

Il existe plusieurs substrats souples pour réaliser des antennes flexibles. Dans les travaux de thèse de S. Hage-Ali [65], l'auteur récapitule toutes les technologies de réalisation d'antennes souples sur substrat de Polydiméthylsiloxane (PDMS). Depuis, plusieurs équipes ont intégré des matériaux souples comme substrats dans différentes structures antennaires:

- ✓ L'équipe de J. Volakis [66, 67, 68] utilise le PDMS et des composites PDMS poudres diélectriques, autour du GHz avec pour optique l'obtention d'antennes conformes et résistantes (poids, vibrations).
- ✓ Cheng et ses collaborateurs [69] réalisent des antennes monopôles pliables autour de 10 GHz. à base des matériaux faiblement conducteurs (métal liquide de conductivité $\sigma = 3 \cdot 10^6$ S/m).
- ✓ Les équipes de Haider R. Khaleel et ses collaborateurs, V. Radonic et ses collaborateurs, M. E. de Cos et ses collaborateurs [45, 70, 71] étudient toutes les trois des antennes étirables sur Polyimide à faibles épaisseurs de métal, de 3.1GHz à 10.6 GHz, pour des applications de l'électronique souple et des applications biomédicales.

Au début de l'année 2006, H. Rmili [21] propose une technique d'antenne microruban à base de polymère conducteur (PANI), de manière à changer la couche conductrice (généralement en cuivre) par ce polymère. L'antenne proposée par H. Rmili a atteint un gain de 3.9dB autour de 8 GHz. Le patch imprimé par sérigraphie est un film de PANI d'épaisseur $100 \mu\text{m}$, de conductivité $\sigma = 6000$ S/m et de permittivité $\epsilon' = 6000$. Les deux substrats d'alumine et le plan de masse ont pour dimensions: $25,4 \times 25,4 \text{ mm}^2$ (Figure 1.25 (a)).

L'idée a été reprise par Thomas Kaufmann et ses collaborateurs [62] qui ont réalisé des antennes ultra large bande à base des polymères conducteurs (PPy) et (PEDOT) sur des substrats de Rogers Ultralam 2000. Le patch imprimé est à base de films de: PPy (épaisseur $158 \mu\text{m}$, de conductivité $\sigma = 6000$ S/m (Figure 1.25(b)) et PEDOT (épaisseur $7 \mu\text{m}$, de conductivité $\sigma = 26000$ S/m (Figure 1.25 (c)).

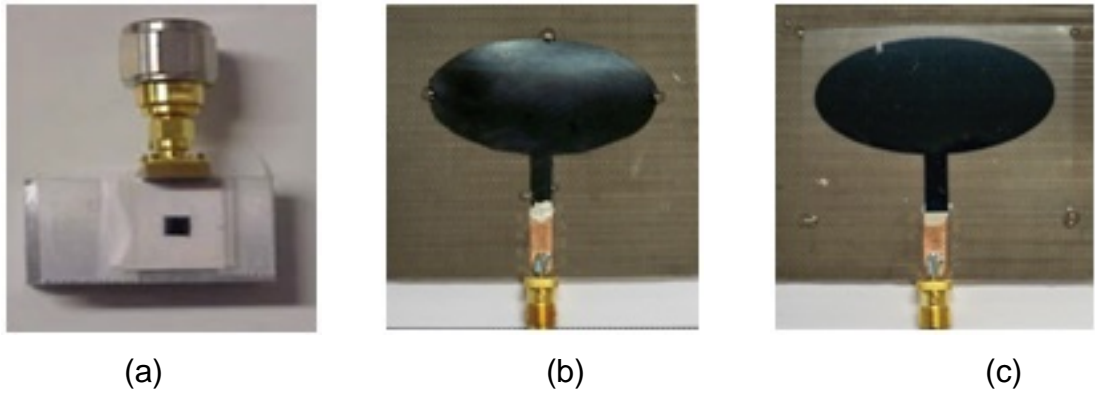


Figure 1.25: Antennes à base des polymères conducteurs: (a) PANI [21], (b) PPy [72] et (c) PEDOT [72].

Pour ce qui nous concerne, une nouvelle catégorie d'antennes flexibles ultra large bande organique sera présentée par la suite dans le chapitre III.

Cette thèse a pour but de développer des éléments rayonnants organiques et des techniques visant à modifier les propriétés électriques des matériaux composites dans l'objectif d'augmenter les performances de nos antennes.

Les verrous technologiques identifiés dans le cadre de l'utilisation des matériaux organiques pour réaliser des antennes organiques sont liés aux points suivants:

- ✓ Etudier les caractéristiques électriques des polymère conducteurs et les avantages qu'ils apportent. On s'intéresse plus particulièrement à la Polyaniline chargé par des nanotubes de carbone.
- ✓ Développer les procédés technologiques associés pour la préparation et l'utilisation de polymères conducteurs chargés par des nanotubes de carbones.
- ✓ Réaliser des antennes organiques à base de polymères conducteurs offrant des performances électriques à l'état de l'art et également une résistivité aux contraintes mécanique (flexibilité) et météorologique (phénomènes de corrosion).

1.5. Conclusion

Dans ce premier chapitre nous nous sommes d'abord attachés à rappeler les notions fondamentales qui régissent le fonctionnement d'une antenne. Puis nous nous sommes centrés sur la description d'un type d'antennes en particulier, les antennes imprimées. Et enfin nous avons brièvement abordé les antennes à base de matériaux organiques.

Deux grandes familles d'antennes imprimées ont été abordées. Les premières sont les antennes patch, les secondes sont les antennes ultra large bande et plus particulièrement les antennes monopoles qui sont adaptées à une intégration dans les systèmes complexes.

Nous avons vu aussi qu'il existait des alternatives aux matériaux classiquement utilisés comme conducteurs dans les structures d'antennes (cuivre, argent et or) au travers de la mise en œuvre de matériaux polymères conducteurs. Cette solution, en plus de répondre aux critères attendus en termes de propriétés électriques (conductivité en particulier), offre des propriétés mécaniques tout à fait intéressantes (flexibilité en particulier).

Les antennes développées à partir de ces matériaux permettent d'adresser un champ d'applications très large et en particulier elles ouvrent des perspectives dans le domaine des "body worn antenna" (antennes intégrées à des textiles)

Dans le chapitre suivant, nous nous intéressons aux techniques de préparation et de fabrication des polymères conducteurs chargés de nanotubes de carbone.

CHAPITRE 2

SYNTHESE ET CARACTERISATION DE NANOCOMPOSITES POLYANILINE/NANOTUBE DE CARBONE

2.1. Introduction

Les matériaux polymères prennent une place de plus en plus importante dans notre quotidien. Le plastique est par exemple devenu omniprésent que ce soit comme bien de consommation courant ou comme matériaux de haute technologie. En fait, l'idée d'améliorer les propriétés des matériaux existe depuis toujours. En effet, l'homme cherche continuellement à perfectionner les propriétés des matériaux qui l'entourent en les transformant de diverses manières.

Les matières plastiques, à la différence des métaux, sont réputées pour ne pas conduire le courant électrique. De ce fait, elles sont utilisées comme isolant ou diélectrique dans certains domaines de l'industrie (en particulier dans les domaines de l'électricité et de l'électronique). L'élaboration de nouveaux polymères ayant des propriétés spécifiques, avec des propriétés électriques et mécaniques remarquables, présente l'un des enjeux actuels de la chimie des polymères.

L'objectif de ce chapitre n'est pas une étude exhaustive de la chimie de ce type de matériaux. En fait, le souhait est de fournir les éléments essentiels à la compréhension, l'étude et la mise en œuvre de matériaux composites qui seront mis en œuvre dans nos structures antennaires. Nous présentons tout d'abord un état de l'art des polymères conducteurs et nous donnons quelques exemples tirés de la littérature. Ensuite, une attention particulière est portée au polymère principalement utilisé dans ce travail: la polyaniline. Nous donnons également un bref état de l'art concernant les techniques de dopage et les propriétés électriques de cette dernière. Dans une troisième partie, nous exposons une méthode basée sur l'utilisation de nanotubes de carbone en vue d'augmenter la conductivité de la polyaniline. La suite de ce chapitre est consacrée aux méthodes de préparation de composites et à l'étude morphologique de nos échantillons composites Polyaniline/nanotubes de carbone. Enfin, une dernière partie est dédiée à la caractérisation électrique et à la mesure de la conductivité de nos échantillons. Les différentes techniques de mesure sont discutées et nous expliquons notre

choix pour la méthode de mesure dite 'quatre pointes'. Cette étude est illustrée par des résultats que nous avons obtenus sur des films de composite Polyaniline/nanotubes de carbone.

2.2. Historique des polymères conjugués

La science des polymères commença véritablement dans les années 1920 à partir des travaux du chimiste Hermann Staudinger [73] qui prouve le concept de macromolécule. Ces travaux lui valent le prix Nobel de chimie en 1953. Depuis lors, la science des polymères n'a cessé de se développer grâce à des travaux comme ceux de Wallace Carothers à qui on doit le néoprène (le premier élastomère synthétique) en 1930 et le nylon en 1937 [74]. Karl Ziegler et Giulio Natta sont quant à eux les premiers à synthétiser le polyacétylène en 1958 [75]. En 1963, Weiss publie plusieurs travaux relatifs au dopage à l'iode du polypyrrole avec des conductivités reportées de l'ordre de 1 S/cm [76-77].

L'étude des premiers polymères conducteurs débuta en 1977 avec les travaux de H. Shirakawa et ses collaborateurs [78], qui ont montré une nouvelle classe de polymères conducteurs. A côté de ces polymères «usuels», il existe une catégorie de polymères moins connue mais aussi prometteuse: les polymères conjugués. Ils se différencient des autres polymères par la présence d'un squelette riche en doubles liaisons. Ainsi, Heeger et ses collaborateurs ont découvert qu'en traitant le polyacétylène avec des vapeurs d'iode, ces chercheurs remarquèrent une augmentation considérable de la conductivité électrique du matériau allant jusqu'à 10^5 s/cm [78, 79]. Cette découverte majeure a été récompensée par le prix Nobel de Chimie en 2000 [80, 81] et a marqué le début de l'ère des «métaux synthétiques». Depuis, plusieurs polymères conjugués ont été investigués et développés. Maintenant, ces polymères sont très étudiés, autant dans les laboratoires académiques qu'industriels, afin de mettre au point les matériaux les plus performants.

Depuis les années 1950, les chercheurs ont eu l'idée d'associer les propriétés mécaniques et électriques des polymères classiques. Deux méthodes ont été étudiées pour synthétiser de tels polymères. La première méthode consistait à incorporer des additifs conducteurs dans la matrice polymère [82]. Les additifs utilisés sont généralement des charges conductrices sous forme de nano

poudres de type carbone, ou des fibres de nanotubes de carbone et fils d'acier. Cette application se heurte parfois à des limitations telle que le taux de charge pour ne pas dégrader les propriétés mécaniques [83, 84]. Malgré les propriétés électriques intéressantes, les propriétés mécaniques des polymères conducteurs conjugués restent cependant faibles. Pour y remédier, la deuxième méthode consiste à incorporer des additifs comme les polymères classiques (Polyuréthane et Polyacétylène) [85].

Le développement de nouveaux mélanges composites fait depuis quelques années l'objet de recherches poussées, en effet les composites permettent de produire rapidement de nouveaux matériaux aux propriétés très spécifiques. Par exemple, la combinaison des nanotubes de carbone et des polymères classiques avec les polymères conducteurs notamment la polyaniline est un domaine d'étude très récent. Le premier article date de 1999 [86]. Le nouveau composite ainsi constitué possède les propriétés que chaque constituant ne pouvait posséder seul. Cette méthode permet d'améliorer les propriétés électriques et mécaniques de ces composites en vue d'une application particulière. Les propriétés de ce matériau composite sont mises à profit pour la réalisation d'antennes flexibles plus loin dans le manuscrit.

2.2.1. Les polymères conducteurs

Le terme polymère conducteur comprend la famille des polymères conducteurs ioniques et celle des polymères conducteurs électroniques [87]. Ces deux familles se distinguent de par la nature des charges circulant dans le polymère, des ions ou des électrons.

La conductivité des polymères conducteurs ioniques provient de la mobilité des ions dispersés dans la matrice polymère [88]. Les polymères conducteurs électroniques sont généralement classés en polymères conducteurs extrinsèques et intrinsèques. Dans le cadre de cette thèse le terme polymère conducteur électronique (ou polymère conducteur) sera utilisé pour décrire les polymères conducteurs intrinsèques uniquement.

Un polymère conducteur conjugué est une macromolécule qui a la particularité de transporter des charges (électrons ou trous) pour être conductrice. La grande majorité des polymères conjugués sont constitués d'une alternance de

simple liaisons (type σ) et de double liaisons (type π) carbonées, qui assurent des fonctions différentes:

- ✓ la configuration σ permet de maintenir la cohérence de la structure,
- ✓ la liaison π permet une délocalisation des électrons sur la macromolécule.

A la suite de premiers travaux effectués sur le polyacétylène (PAC), les recherches se sont orientées sur le développement de nouvelles familles de polymères conducteurs électroniques stables en atmosphère ambiante. Les principales classes de polymères conducteurs intrinsèques sont: les polyacétylènes (PAC), les poly(paraphénylène)s (PPP), les polythiophènes (PTh), les polypyrroles (PPy) ainsi que les polyanilines (PANI) (Figure 2.1).

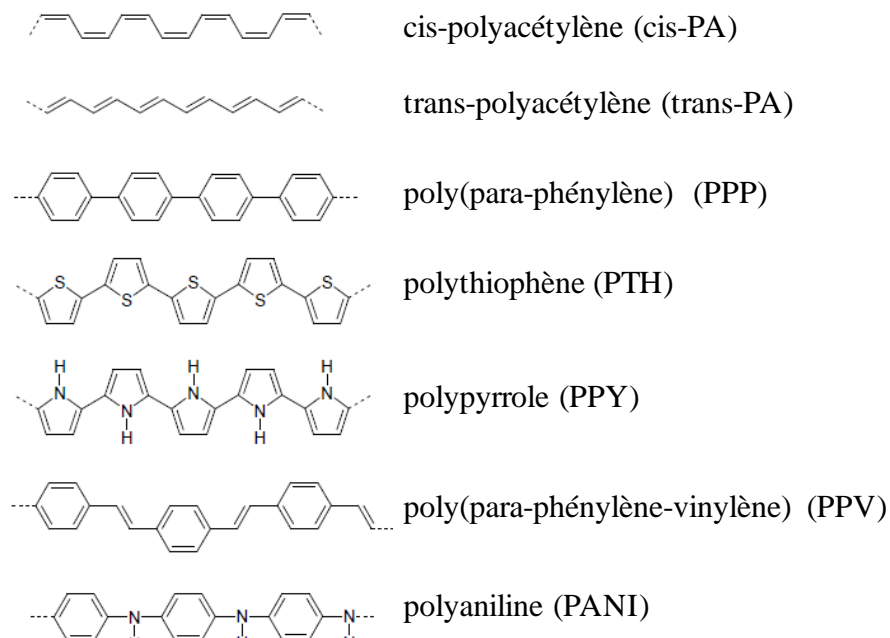


Figure 2.1: Structure chimique de polymères conjugués non dopés.

Mais, un polymère doit également être dopé, presque tous les polymères conducteurs non dopés connus sont des semi-conducteurs grâce à leurs structures en bandes (Figure 2.2) et leur conductivité est de l'ordre de 10^{-12} à 10^{-7} S/cm. Par une opération de dopage nous pouvons augmenter leurs valeurs de conductivité d'une dizaine d'ordres de grandeur. Ainsi dopés, ils possèdent une conductivité proche des métaux conventionnels [89-93].

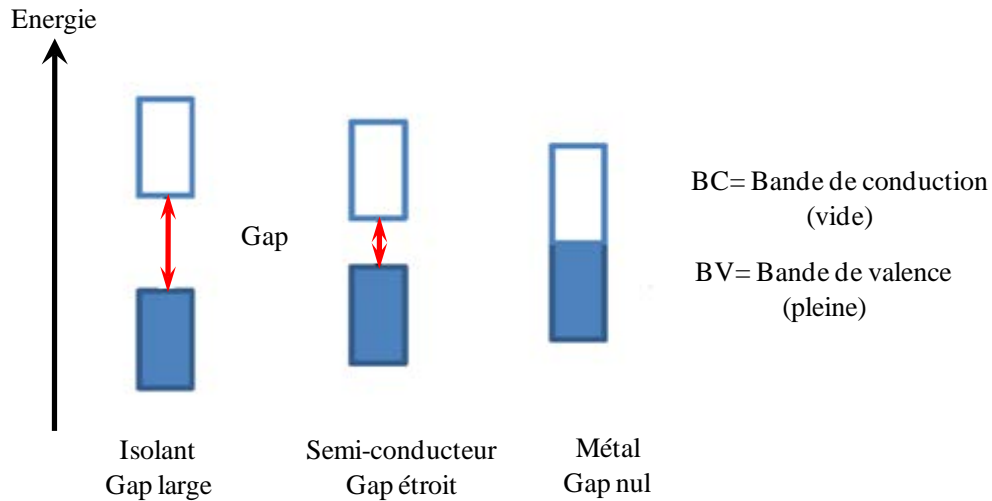


Figure 2.2: Représentation dans le modèle de bande des conducteurs, semi-conducteurs et isolants.

La théorie des bandes permet d'expliquer, au moins schématiquement, les différences de comportement électrique entre un isolant, un semi-conducteur et un conducteur. Dans le cas d'un isolant, la bande interdite est très large rendant impossible le passage des électrons de la bande de valence (BV) à la bande de conduction (BC). Ainsi, la bande de valence reste complètement pleine et les électrons ne peuvent se mouvoir sous l'application d'un champ électrique. Dans un semi-conducteur, les électrons peuvent se déplacer lorsqu'on applique un champ électrique puisque les bandes de valence et de conduction ne sont pas complètement pleines ou complètement vides. En effet, la bande interdite est étroite et un certain nombre d'électrons sont promus dans la bande de conduction. Finalement, la conductivité électrique très élevée des métaux s'explique par l'absence de la bande interdite. Ainsi, les bandes de valence et de conduction ne forment qu'une seule bande, où les électrons peuvent circuler librement lors de l'application d'un champ électrique [88]. La zone comprise entre la BV et la BC est appelée bande interdite «Gap», elle est caractérisée par sa largeur E_g . Il n'y a pas de niveau permis dans cette bande. Rappelons que dans les matériaux en général, une distinction qualitative est faite entre les isolants et les semi-conducteurs.

- ✓ Les semi-conducteurs : la largeur de gap est comprise entre 0 et environ 2 à 3 eV à température nulle,
- ✓ Les isolants: la largeur de gap est supérieure à 4 eV.

2.2. 2. Dopage des polymères conducteurs

La conduction des polymères conducteurs n'est rendue possible qu'en augmentant la densité de porteurs de charges qui crée des niveaux énergétiques. Le processus de dopage dans les polymères conducteurs intrinsèques consiste en général, à enlever des électrons (par oxydation) ou à en ajouter (par réduction) au squelette carboné. Ces trous ou électrons se déplacent le long de la chaîne polymère qui devient ainsi conductrice d'électricité. Parmi les polymères conducteurs, la polyaniline semble être le meilleur candidat pour notre application étant donné la forte stabilité chimique, les nombreux dopages potentiels existant pour faciliter la mise en œuvre et la facilité de contrôler la conductivité par le taux de dopage.

La Figure 2.3 présente une échelle de conductivité de divers matériaux et polymères conducteurs.

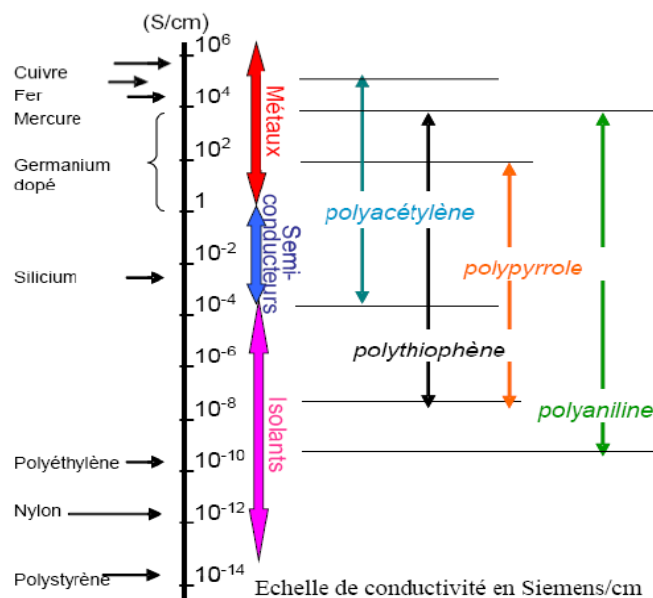


Figure 2.3: Les principaux polymères conducteurs intrinsèques et leur conductivité électrique [94].

Il est possible d'accroître de plusieurs ordres de grandeur la conductivité électrique des polymères conducteurs conjugués en les dopant. Suivant la nature chimique du monomère employé et le mode de synthèse choisi, le polymère peut être obtenu soit sous sa forme conductrice (dopée) soit sous sa forme isolante (non dopée). Le mécanisme de la conduction électronique au sein des polymères

conducteurs peut finalement se résumer par la formation des polarons (polaron est une charge positive ou négative, unique associée à une déformation locale de la chaîne polymère, sa valeur $\pm 1\text{eV}$) et des bipolarons lors du dopage. Ces espèces chargées ont la capacité de se mouvoir le long de la chaîne polymère par un réarrangement des liaisons doubles et simples au sein du système conjugué. Ainsi, les électrons peuvent être transportés tout au long des chaînes polymères et entre celles-ci [88]. La Polyaniline (PANI) est l'un des polymères conducteurs les plus intéressants de par sa conductivité électrique contrôlable qui lui permet de se comporter comme un isolant, un semi-conducteur ou un métal [95].

2.2.3. La Polyaniline

La polyaniline est le plus ancien polymère conjugué, elle a déjà été évoquée par Runge en 1834 [95]. Quelques années plus tard, 1862, H. Letheby réussit à synthétiser pour la première fois la polyaniline par oxydation électrochimique de l'aniline [96] sous la forme d'un précipité vert foncé, dans des conditions aqueuses acides, baptisé du nom de noir d'aniline. C'est n'est qu'au début du siècle dernier en 1910 que Green et Woodhead reprirent la synthèse de la polyaniline par oxydation de l'aniline avec le persulfate d'ammonium [97]. Le groupe de Surville montra en 1968 les propriétés " rédox" de la polyaniline et l'influence de l'eau sur sa conductivité [98]. A cette époque la polyaniline n'était pas connue pour ses propriétés de conducteur. Plus tard, en 1985 Mar Diarmid décrit la polyaniline comme un nouveau polymère conducteur [99]. Et depuis le début des années 1990 jusqu'à nos jours la polyaniline tient une place importante dans le domaine des polymères conducteurs. En effet, en comparaison avec les autres polymères conducteurs, la polyaniline a une grande stabilité environnementale, une facilité d'élaboration avec un coût relativement bas de son monomère. Ainsi, un nouvel intérêt pour les propriétés conductrices de la polyaniline a permis de relancer la recherche et de développer de nouvelles applications comme par exemple des capteurs de gaz [100] et des antennes [101].

2.2.3.1. Structure de la polyaniline

Comme déjà indiqué les polyanilines étaient connues sous le nom de noir d'aniline. La formule chimique de l'aniline est donnée dans la Figure 2.4. A l'état neutre, la polyaniline se distingue des autres polymères conducteurs puisqu'il peut exister sous trois formes distinctes suivant son degré d'oxydation.

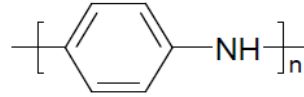


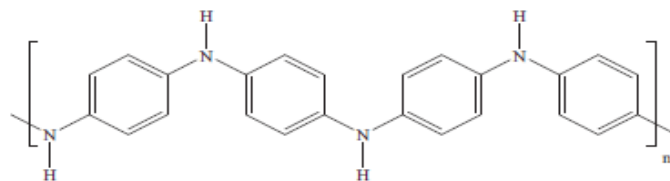
Figure 2.4: Formule chimique de l'aniline.

La polyaniline est facilement synthétisée par voie chimique et électrochimique, elle est stable chimiquement, a une forte mobilité des porteurs de charge, et ses propriétés physiques sont contrôlées par les deux états d'oxydation et de protonation. Parmi les polymères conducteurs la polyaniline possède une propriété unique qui est le dopage-dédopage réversible et relativement simple par l'ajout d'acide-base, ce qui permet de contrôler ses propriétés électriques [102].

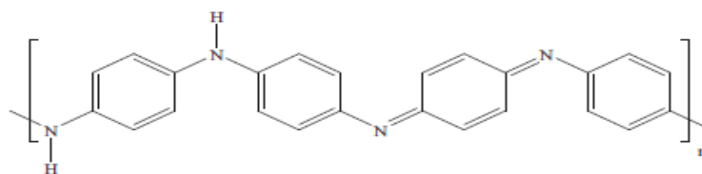
2.2 .3.2. Les différentes formes de Polyaniline en fonction de son état d'oxydation

La structure de la polyaniline synthétisée par voie chimique ou électrochimique offre la possibilité d'obtenir, en fonction de l'état d'oxydation, trois principales formes (Figure 2.5).

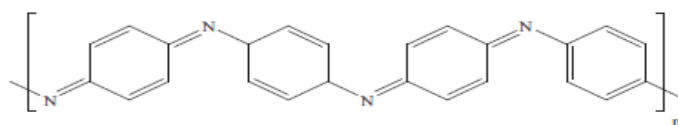
- ✓ La leucoéméraldine: forme totalement réduite,
- ✓ L'éméraldine: forme partiellement oxydée,
- ✓ La prenigraniline: forme totalement oxydée.



La leucoéméraldine: forme totalement réduite (PANI-LEB, jaune).



L'éméraldine: forme partiellement oxydée (PANI-EB, bleue).



La prenigraniline: forme totalement oxydée (PANI-PNGB, violette).

Figure 2.5: Structures chimiques des différentes formes de la polyaniline [103].

Lorsque le matériau n'est pas dopé, il est présenté par la forme émeraaldine base qui est une forme partiellement oxydée; c'est la forme la plus stable de la polyaniline sous conditions ambiantes. Elle possède autant de groupements benzène diamine que de groupements quinone diimine (Figure 2.6).

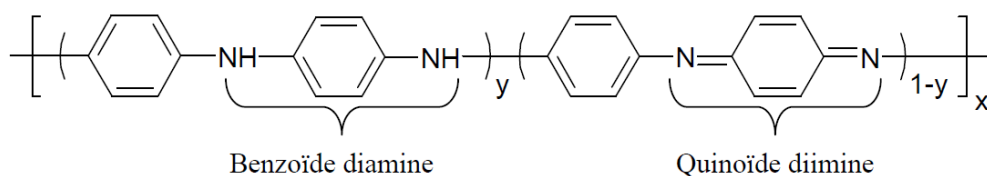


Figure 2.6: La polyaniline base [102].

L'émeraaldine (polyaniline base) est constituée à 50% ($y = 0.5$) de motifs réduits de type benzène diamine et à 50% de motifs oxydés de type quinone diimine. C'est la forme stable de la polyaniline. La forme conductrice de la polyaniline, l'émeraaldine-sel, est obtenue par dopage de type acide de la forme émeraaldine basique.

2.2 .3.3. Dopage de la Polyaniline

Comme dans le cas des autres polymères conducteurs, le dopage chimique de la polyaniline émeraaldine base est un processus réversible [104]. Le dopage de la polyaniline est généralement obtenu soit par des réactions d'oxydo-réduction, ce dopage est accompagné d'une modification du nombre d'électrons π , soit par une réaction acido-basique sur les atomes d'azote, protonation de la forme émeraaldine base par un acide. La Figure 2.7 présente les différentes réactions d'oxydo-réduction et acido-basiques théoriques entre les différents états de la polyaniline. La conductivité maximale obtenue est de l'ordre de plusieurs centaines de siemens par centimètre.

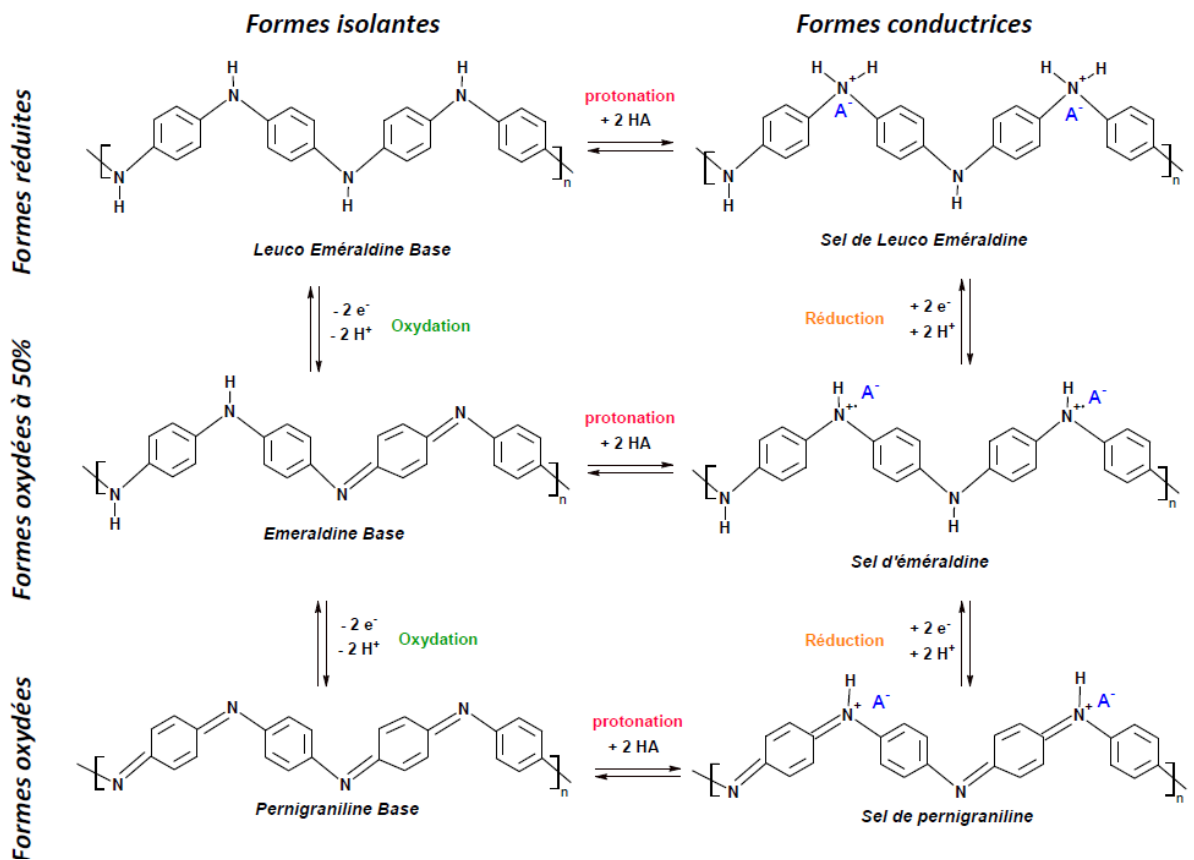


Figure 2.7: Mécanismes de conversion entre les différents états de la polyaniline [105].

Le dopage de la polyaniline par des réactions d'oxydo-réduction est un dopage de type p, ce dopage consiste à arracher des électrons au polymère pour le rendre plus conducteur, et à introduire des contre-ions pour respecter l'électronéutralité. La conductivité maximale obtenue est de l'ordre de plusieurs centaines de siemens par centimètre.

Le dopage de la polyaniline par des réactions acido-basiques consiste en la protonation des atomes d'azote des sites imines par des acides qui possèdent un pKa de 2.5. C'est pour cette raison que la conductivité maximale correspond à un taux de dopage de 50% molaire, favorisant la protonation des sites imines par des acides forts. La procédure de dopage crée un défaut électronique de type polaronique, délocalisé sur plusieurs unités monomères [102-104].

Nous nous intéressons plus particulièrement à étudier le dopage protonique de la polyaniline, ce dopage offre la possibilité de doper et de dé-doper la polyaniline de manière infinie par un stimulus extérieur, il offre aussi une grande souplesse d'utilisation à la polyaniline. En effet, un grand nombre d'acides peut être utilisé. Le couple dopant/solvant est très important en vue de l'application envisagée. Pour des applications qui nécessitent une très grande conductivité, le couple acide camphre sulfonique (CSA)/m-Crésol est utilisé pour doper la polyaniline. Il permet d'obtenir une conductivité maximale de 10^4S/m [107]. Plusieurs études ont porté sur le couple dopant/solvant, les couples les plus utilisés pour nos applications sont: DCAA/DBSA (acide dichloroacétique/acide dodécyl benzène sulfonique), DSAA/CSA (acide dichloroacétique /acide camphre sulfonique) [108-109].

Dans la suite de cette thèse, nous avons choisi le DCAA/CSA comme couple solvant/dopant pour la polyaniline. Le choix de ce couple est justifié par la solubilité de la polyaniline dans le DCAA. Par ailleurs, l'utilisation de ce couple permet d'avoir une conductivité élevée ainsi qu'un seuil de percolation très faible (inférieur à 0.2%) lors de la réalisation de composites. Notre objectif est de trouver les paramètres permettant l'obtention d'un film ayant la conductivité la plus élevée et de comprendre leurs modes d'actions sur les caractéristiques des antennes réalisées à partir de ce polymère conducteur.

La polyaniline n'a pas de bonnes propriétés mécaniques à l'état pur. Pour pallier à cet inconvénient, une des solutions est de mélanger la polyaniline avec une matrice thermoplastique, qui est aussi soluble dans l'acide dichloroacétique, ayant de bonnes propriétés mécaniques pour créer un composite conducteur. Dans ce cas, le composite résultant combine les propriétés électriques de la polyaniline et les propriétés mécaniques de la matrice. Il est donc facile de réaliser des composites par co-dissolution avec un contrôle précis de la fraction massique de la polyaniline dans le mélange. Le solvant est ensuite déposé sur des substrats différents comme du Kapton, du Rogers RT/Duroid, du Téflon. La solution hétérogène a été mélangée à reflux pendant 8 jour, soit le temps nécessaire pour obtenir une homogénéité maximale. Le mélange prend la couleur vert foncé, l'évaporation du solvant se fait d'abord sous certaines conditions de température (60°C) et sous agitation mécanique. Les films présentent de bonnes propriétés

mécaniques (flexibilité et élasticité) et aussi de bonnes propriétés électriques (conductivités). Dans la Figure 2.8, nous montrons la photo d'un film de polyaniline/polyuréthane déposé sur substrat de Kapton.

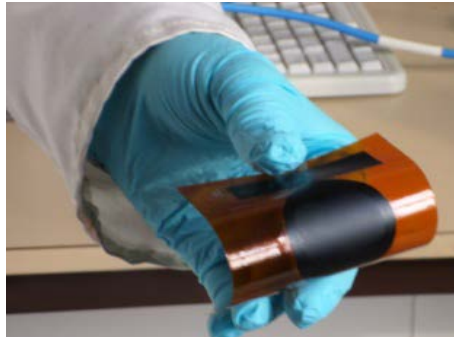


Figure 8: Film de polyaniline/polyuréthane déposé sur substrat de Kapton.

La notion de composite conducteur est liée à un phénomène physique que l'on appelle percolation. Lorsque l'on mélange un composé conducteur avec une matrice isolante on observe à un moment donné une augmentation très rapide de la conductivité puis une saturation avec l'augmentation de la proportion du composé conducteur, on l'appelle le seuil de percolation. Concernant nos composites de polyaniline/polyuréthane, un très faible seuil de percolation a été observé. Le rapport massique est inférieur à 0.2% et la valeur maximale de la conductivité est de l'ordre de 10^4 S/m (Figure 2.9) [108].

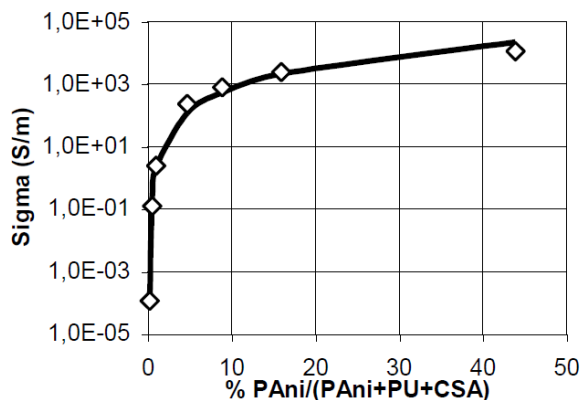


Figure 9: Conductivité en fonction de la concentration massique de la polyaniline [108].

L'objectif visé dans la fabrication de polymères conducteurs est de trouver une solution de compromis entre les performances mécaniques (celle de la matrice hôte) et électriques. Un système possédant un seuil de percolation faible

permet d'utiliser une faible dose des éléments conducteurs pour atteindre cet objectif.

2.3. Charges conductrices électriques

2.3.1. Généralités

Les composites polymères conducteurs peuvent être issus d'un composite à matrice thermoplastique et d'une charge conductrice comme des nanotubes de carbone. On s'intéresse dans cette thèse aux nanocomposites thermoplastiques qui sont l'assemblage d'une matrice de polyaniline/polyuréthane (polymère conducteur) et d'un renfort (sous forme de charge). Le type de charges introduites dépend des propriétés finales recherchées du composite. Les charges conductrices électriques utilisées sont divisées en deux groupes: les charges métalliques comme le cuivre, l'argent, le cobalt et le nickel et les charges carbonées telles que le graphite, le noir de carbone et les nanotubes de carbone. Ces charges sont souvent utilisées pour leurs propriétés de renforcement électrique, leur stabilité qui en font de très bonnes candidates pour charger la matrice polyaniline/polyuréthane. Le choix de la charge est souvent lié à la capacité de mise en œuvre. La taille et la quantité de charge nécessaire pour obtenir les propriétés souhaitées sont des paramètres importantes. On constate que les nanotubes de carbone, par leur excellente conductivité électrique et leur facteur de forme (rapport longueur/diamètre), font partie des candidats idéaux pour l'élaboration d'un nanocomposite conducteur [108].

2.3. 2. Les nanotubes de carbone

Les nanotubes de carbone (NTC), découverts par Iijima en 1991[111], sont l'un des quatre états organisés de carbone sur terre, avec le graphite, le diamant et les fullerènes. En raison de leurs propriétés structurales, chimiques, mécaniques, thermiques, optiques et électroniques, ils ont attiré l'attention des chercheurs et leur exploitation pour de nombreuses applications ne cesse d'augmenter. Ces larges macromolécules sont uniques par leur taille, leur forme et leurs propriétés physique et électrique. Les nanotubes de carbone ont quelques microns de longueur et leur diamètre est de l'ordre du nanomètre. Ils sont divisés principalement en deux groupes: les simples couches formés par un seul feuillet de graphite enroulé sur lui-même et sont souvent appelés SWCNTs (Single-

Walled Carbon NanoTubes) et les multicouches formés par plusieurs feuillets de graphites et appelés MWCNTs (Multi-Walled Carbon NanoTubes). La distance entre deux couches est de 0.34 nm, et leur diamètre est de 2 à 25 nm (ceci dépend du nombre de couches), pour une longueur de 20 à 80µm (Figure 2.10) [110].

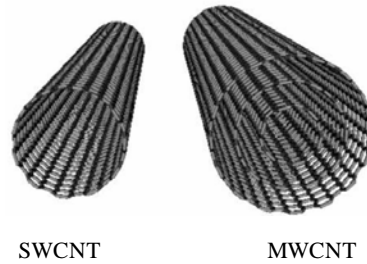


Figure 2.10: Schémas d'un nanotube simple-paroi (SWCNT) et d'un multi-parois (MWCNT) [110].

La façon dont le feuillet de graphène est replié sur lui-même définit un paramètre, appelé hélicité, qui fixe la structure du nanotube. L'hélicité permet de caractériser les différents types de nanotubes existants. Selon la façon dont le feuillet est enroulé ceci engendre la formation de SWCNTs de type armchair, zigzag et chiral (Figure 2.11). Les multi-parois (MWCNTs) sont constitués de tubes concentriques de SWCNT reliés entre eux par des liaisons de Van Der Waals [112].

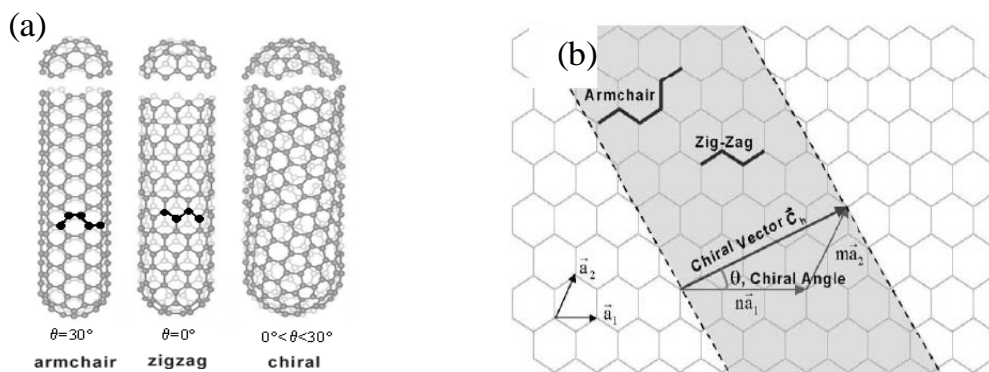


Figure 2.11: (a) les différents types de nanotube de carbone. (b) représentation des paramètres géométriques d'un nanotube de carbone [112].

La capacité de combiner les nanotubes de carbone et la matrice conductrice, en particulier la matrice polyaniline/polyuréthane, est un domaine récent d'étude qui vise à obtenir des effets synergiques des deux composants.

2.3. 3. Composite polymère conducteur/nanotubes de carbone

Les composites réalisés à partir d'un polymère conducteur et de charges électriques (nanotubes de carbone) peuvent avoir une conductivité électrique très élevée si et seulement si des chemins de conduction existent. Le spectre des possibilités d'applications des polymères chargés de nanotubes de carbone est examiné dans la référence [113]. Dans ce paragraphe, l'incorporation de nanotubes de carbone dans la matrice de polyaniline/polyuréthane, est décrite. Cette intégration peut se faire par la voie solvant.

Le mélange en solution par voie solvant est la méthode la plus utilisée pour les polymères conducteurs chargés de nanotube de carbone. Elle consiste à disperser les nanotubes de carbone dans un solvant (dans notre cas le solvant est l'acide dichloroacétique DCAA). Ce solvant est aussi choisi parce qu'il permet la mise en solution de la matrice polyaniline/polyuréthane. Les nanotubes de carbone peuvent de cette manière s'introduire entre les chaînes macromoléculaires du polymère conducteur. Le solvant est ensuite évaporé et le mélange nanotubes de carbone polyaniline/polyuréthane peut être thermoformé, extrudé ou injecté. L'inconvénient de cette méthode réside dans sa probable difficulté d'adaptation à une production industrielle. Nous pensons que cette dernière pourrait être limitée à cause du solvant employé. Quand les nanotubes de carbone sont traités, par exemple fonctionnalisés par un groupement COOH par traitement avec un acide DCAA, une liaison covalente se crée entre la polyaniline et les nanotubes de carbone (Figure 2.12).

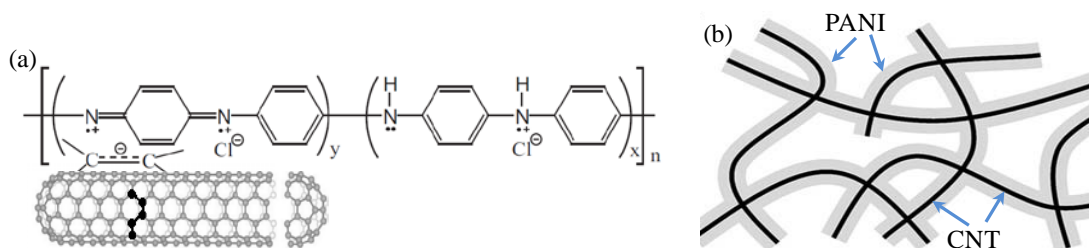


Figure 2.12: Interaction entre les nanotubes de carbone et la polyaniline, (a) Interaction π - π [96], (b) les nanotube à l'intérieur de la matrice polyaniline [114].

L'interface entre les nanotubes de carbone et la matrice polymérique joue un rôle très important pour un bon transfert des charges électriques. L'ajout des nanotubes de carbone dans une matrice polymérique donne généralement lieu à

un comportement de conduction, (c'est-à-dire que l'addition des nanotubes de carbone permet d'avoir une bonne conductivité). Des échantillons avec plusieurs épaisseurs ont été élaborés en vue d'étudier l'influence de l'épaisseur des patches sur la conductivité statique.

L'élaboration des nanocomposites est réalisée en trois étapes: la première consiste au dopage de la polyaniline émeraldine de base (PANI-EB) par l'acide camphre sulfonique (CSA) par la suite la PANI-EB(CSA) mis en solution dans le solvant acide dichloroacétique (DCAA) . La deuxième étape consiste à la formation d'un composite par l'ajout des nanotubes de carbone (MWCNTs) à une matrice thermoplastique (polyuréthane (PU)) dopée dans même solvant (DCAA). La troisième, la solution contenant les nanotubes de carbone est ajoutée au mélange PANI(CSA+DCAA). La solution résultante est ensuite homogénéisée à l'aide d'un agitateur mécanique. Ce composite, destiné à la fabrication d'antennes, est ensuite déposé sur deux types de substrats (Rogers RT/Duroid et Kapton).

Le schéma suivant illustre le processus complet de la synthèse de composites:

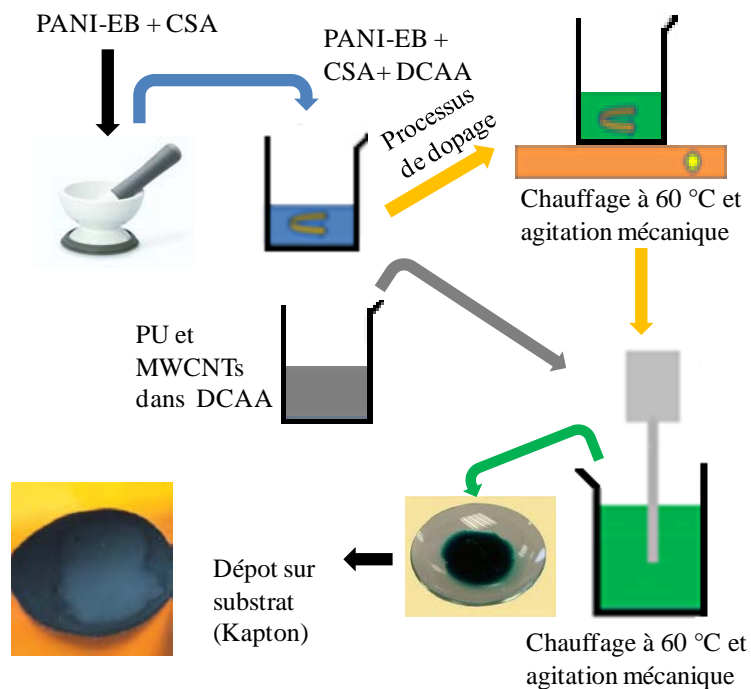


Figure 2.13: Illustration du processus d'élaboration des composites.

Le dépôt de composite est réalisé par une technique simple en recouvrant le substrat par la solution, puis une étape de séchage (autour de 60 °C) dans un four pendant 72 heures à vide est réalisée. Ce traitement thermique est nécessaire à la fois pour évaporer le solvant résiduel du composite ainsi que pour avoir une bonne adhérence des films sur les substrats.

2.4. Moyens de caractérisation des couches de composites

Nous avons vu dans le chapitre I que l'efficacité de rayonnement d'une antenne dépend de ses paramètres électromagnétiques (conductivité du patch, permittivité de substrat) et de son épaisseur (substrat +patch). Il est donc nécessaire de mesurer ces paramètres pour voir l'impact sur les caractéristiques de l'antenne et pour déterminer les paramètres optimaux pour que l'antenne réponde aux différentes normes. Une fois les dépôts réalisés, il est indispensable de les caractériser afin de connaître certaines propriétés : leur épaisseur, leur morphologie et leurs propriétés électriques.

2.4.1. Mesure de l'épaisseur: utilisation du profilomètre

La mesure de l'épaisseur se fait au moyen d'un profilomètre. Le profilomètre optique utilisé est un Micromesure 2. La station de mesure permet de réaliser la microtopographie en trois dimensions ainsi que l'analyse des formes et des textures des échantillons, elle permet de mesurer les profils et les surfaces d'objets. L'appareil utilisé au laboratoire (modèle 3D STIL-DUO) est équipé d'une platine de mouvement (modèle micromesure 2) et d'un capteur confocal chromatique de STIL. Les dynamiques de mesure, allant de 1µm à 130µm permettent différentes échelles d'analyse. Lorsque l'on dispose l'échantillon sur le porte-échantillon, il doit être le plus plat possible, afin de ne pas altérer la mesure en altitude. Cependant, le niveau n'est que rarement parfait et il est nécessaire d'effectuer des corrections de profil afin de retrouver le profil correct de la surface.

Il est primordial de caractériser les surfaces qui vont recevoir le patch afin de pouvoir prédire une bonne mouillabilité et une bonne adhésion des patches. Dans l'optique de la réalisation des antennes, nous avons envisagé deux types de substrats : des substrats Rogers (duroid) ainsi que des substrats de Kapton. On peut analyser les résultats obtenus en altitude et en surface (Figure 2.14).

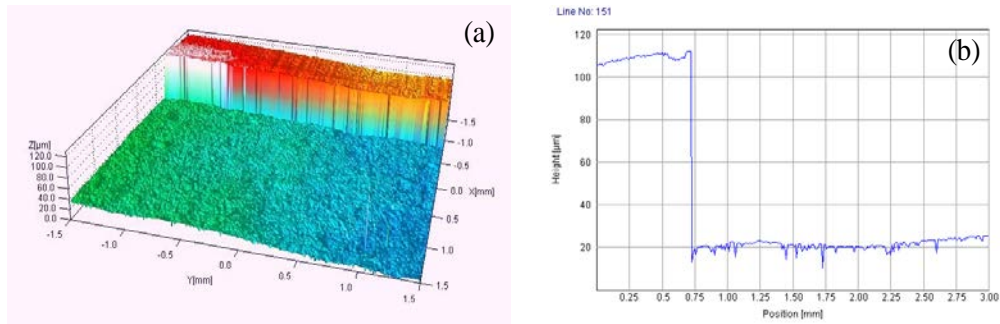


Figure 2.14: (a) Image de la surface d'un film. (b) Profil de surface et l'épaisseur d'un film.

Nous obtenons au final la représentation donnée Figure 2.14 (a). Nous constatons que la variation d'altitude est ici de $22\mu\text{m}$, et non plus de $110\mu\text{m}$ (Figure 2.14 (b)). Les films réalisés sont plus homogènes et bien répartis sur les substrats. Le principal défaut des impressions semble être la forte dispersion en terme de rugosité qui se retrouve dans la couche supérieure (Figure 2.14 (a)). Il est à noter que lors du dépôt des films, une grande partie de la solution utilisée s'échappe vers les bords. Les épaisseurs mesurées pour les différents dépôts réalisés sont 10, 18, 40, 50, 67, 70, 110 et $117\mu\text{m}$.

2.4. 2. Observation de la morphologie des films par microscopie électronique à balayage

La microscopie électronique à balayage est une technique de microscopie qui permet d'obtenir des images à haute résolution de la surface d'un film. Le principe d'imagerie est basé sur les interactions électrons-matière. Les principaux éléments composant un Microscope Electronique à Balayage (MEB) sont (Figure 2.15): une source d'électrons (canon) et un dispositif de haute tension, une colonne maintenue sous un vide secondaire et une source d'électrons qu'un jeu de lentilles "condenseur" focalise sur un diaphragme. Une deuxième lentille "objectif" refocalise ce faisceau sur l'échantillon en un spot très fin (<15 à 200 \AA). Un jeu de bobines de déflexion permet de déplacer le faisceau et donc de balayer l'échantillon, on trouve également une platine permettant d'installer les échantillons, un détecteur d'électrons couplé à un amplificateur de signal et enfin un système de visualisation des images. Les images produites sont formées par les électrons secondaires émis par l'échantillon au cours de son bombardement par le faisceau d'électrons incidents. L'appareil utilisé au laboratoire (ZEISS

SUPRA 55VP) présente une résolution de l'ordre de 0.8 nm pour des tensions d'accélération variant entre 0.02 et 35kV.

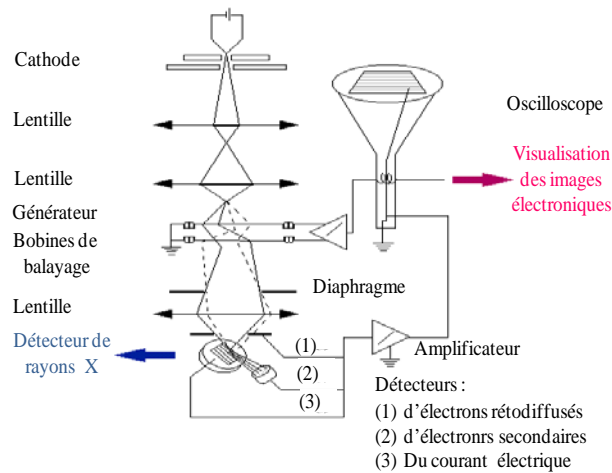


Figure 2.15: Schéma synoptique d'un microscope électronique à balayage.

Des images de la surface et de la coupe transversale des films réalisées à l'aide du MEB sont données Figure 2.16 et 2.17. Nous notons sur la Figure 2.16 (a) que la surface sensible est homogène. L'observation de coupes au MEB à différents grossissements révèle la présence de fibres dans la matrice de matériau, qui coïncident avec la percolation morphologique que l'on avait pu prédire lors des résultats de conductivité électrique (présence des structures en forme de nodules avec une large distribution) (Figure 2.16 (b)). D'autre part, les nodules sont distribués de manière homogène sur toute la surface de l'échantillon. Certains de ces nodules semblent briller du fait de la concentration d'électrons indiquant un comportement fortement conducteur.

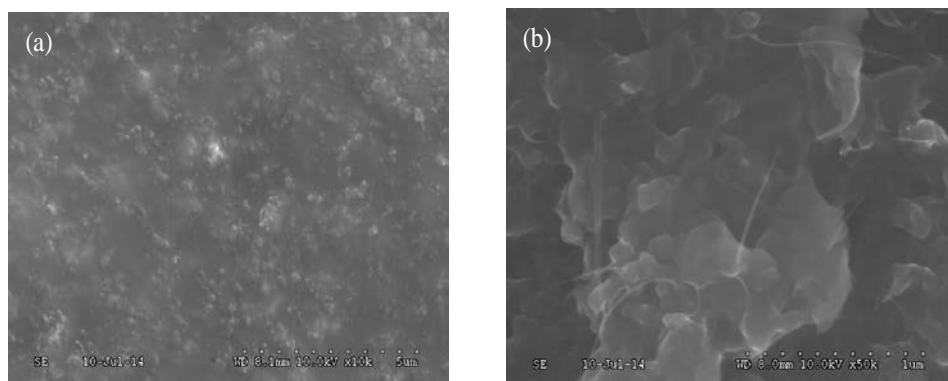


Figure 2.16: Photographies MEB de la surface, (a) Surface supérieure, (b) Coupe transversale.

L'observation MEB nous permet aussi de mesurer l'épaisseur du film. Cette mesure est importante car elle intervient dans le calcul de la conductivité. Nous présentons sur la Figure 2.17 une image MEB d'un film de polyaniline /nanotubes de carbone d'épaisseur 10 μ m.

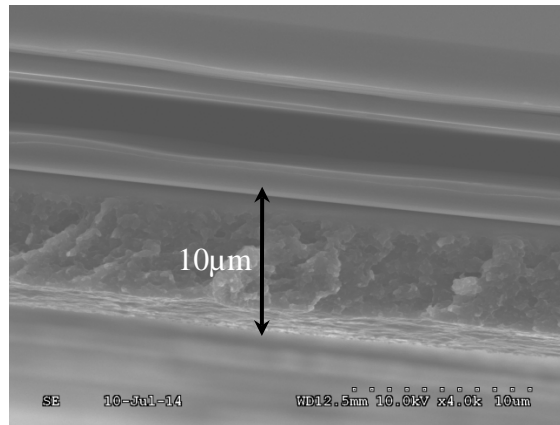


Figure 2.17: Mesure de l'épaisseur des films par MEB (PANI/MWCNTs).

Ces observations nous permettent d'obtenir des indications sur l'homogénéité des nanotubes synthétisés et leurs dimensions. Les nanotubes de carbone ont été fournis par Ijin Nanotech Co., LTD, Seoul en Corée. ils ont été synthétisés par la méthode chimique en phase vapeur (CVD). Les dimensions fournis par le fournisseur sont: diamètre ~20 nm et une longueur comprise entre 10 et 50 μ m. Notons que l'observation sous MEB de l'échantillon permet de retrouver un diamètre 26 nm correspondant aux données du fournisseur (20 nm) et de la couche de PANI (6 nm) recouvrant les nanotubes de carbone (cf processus d'élaboration du composite). Nous remarquons aussi que ces nanotubes sont souples car certains d'entre eux présente une courbure importante. Notons d'autre part qu'il est possible d'observer un regroupement de ces tubes sous forme de «fagots» et que certains des nodules semblent briller.

À plus fort grossissement (Figure 2.18), nous pouvons observer que les nanotubes ont une paroi lisse, régulière et qu'ils sont relativement bien ancrés dans la matrice de la polyaniline.

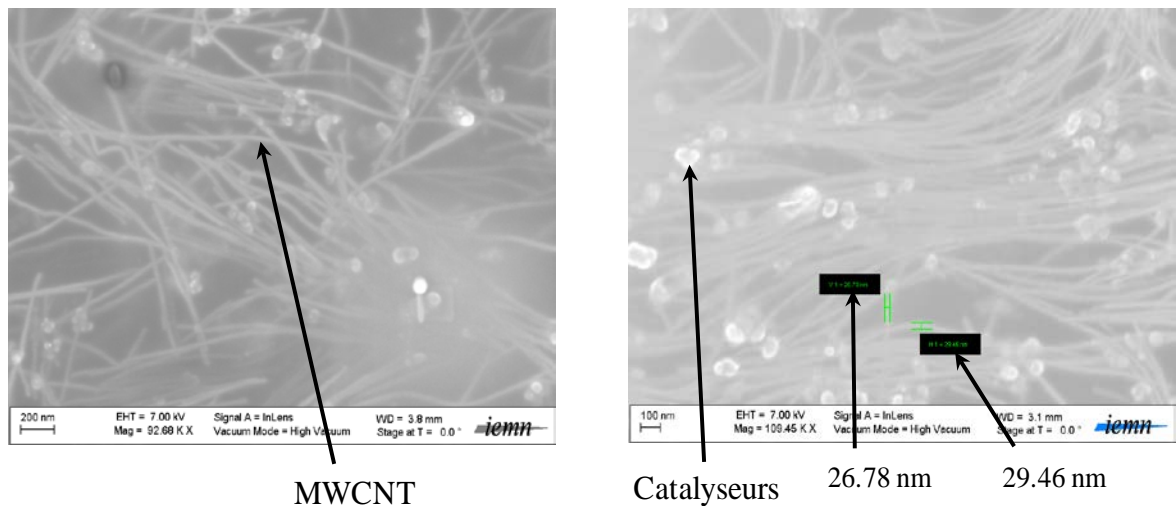


Figure 2.18: Observation de nanotubes de carbone par MEB.

De plus, le diamètre est homogène le long du nanotube et identique pour tous les nanotubes mesurés. Ces observations sont cohérentes avec les caractéristiques mentionnées dans la littérature [114]. La Figure 2.18 montre aussi que des nanotubes de carbone sont incorporés au sein de la matrice polymère de façon aléatoire favorisant ainsi une grande souplesse. Ceci explique le caractère flexible des composites polyaniline/ nanotubes de carbone. L'image MEB montre une surface lisse et sans défaut apparent. Notons que nous avons balayé plusieurs parties sur l'échantillon afin de voir si le dépôt est homogène, aucune inhomogénéité n'a été détectée. L'image de droite de la Figure 2.18 montre la présence du catalyseur métallique à l'extrémité du nanotube. Ces catalyseurs métalliques (Fe, Co, Ni, ...) sont en général dus au procédé de synthèse des nanotubes de carbone. Dans notre cas nous avons utilisé des nanotubes de carbone synthétisés en utilisant la méthode de dépôt CPV, ce qui explique l'existence de ces catalyseurs.

Ces caractérisations nous ont permis d'obtenir des indications concernant l'état de surface, l'aspect des nanotubes, et enfin l'état dans lequel se trouve le polymère conducteur chargé par les nanotubes de carbone. Ces indications nous seront extrêmement utiles dans la suite de notre étude.

2.4. 3. Mesure de la conductivité

La conductivité électrique est un paramètre très important pour la conception des antennes. Les méthodes les plus couramment rencontrées dans la littérature pour mesurer la conductivité en continu sont celles de pointes [115]. La méthode classique des deux pointes permet de mesurer la résistivité d'un matériau, mais à condition que la résistance à mesurer soit très grande devant celle des contacts. Pour s'affranchir de cette contrainte, on utilise la méthode des quatre pointes qui permet de caractériser des matériaux conducteurs et semi-conducteurs [116].

Nous optons pour la méthode de Van der Pauw car elle s'applique à tout échantillon plat, homogène et compact de forme quelconque dont l'épaisseur est petite par rapport aux dimensions latérales. Quatre contacts métalliques sont déposés de façon symétrique au bord de l'échantillon et écartés les uns des autres d'une distance de 13mm (Figure 2.19). La méthode consiste à appliquer un courant entre deux points consécutifs et à mesurer la tension entre les deux autres points. La tension mesurée est caractéristique de la résistivité du matériau.

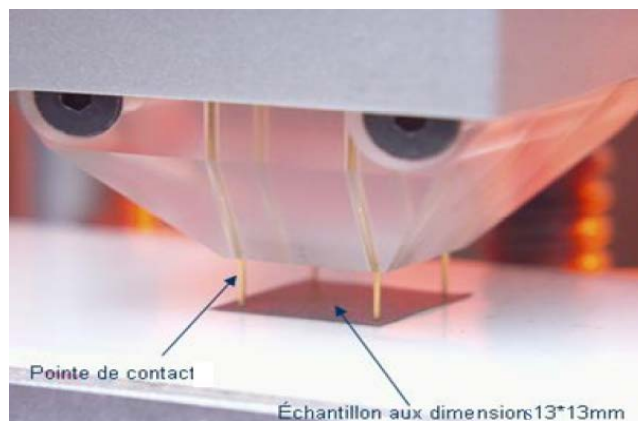


Figure 2.19: Tête de mesure du banc de Van der Pauw.

Le banc de mesure est constitué d'une tête de mesure dans laquelle sont enchâssées les quatre pointes en or montées sur des ressorts. La tête est montée sur un guide vertical. Les résultats des mesures sont affichés sur une interface graphique. La caractérisation ohmique des films est vérifiée avant d'exploiter les mesures pour être sûr que les quatre connecteurs sont bien connectés et le rapport signal /bruit est acceptable.

Des conditions sont cependant nécessaires pour pouvoir appliquer cette méthode:

- ✓ échantillon plat et uniforme,
- ✓ contacts ponctuels avec un espacement très grand par rapport à la dimension de ces contacts,
- ✓ l'épaisseur de l'échantillon doit être inférieure à 1/20 de l'espacement entre les contacts de la tête de mesures (dans notre cas l'épaisseur maximale est de 600 μ m),
- ✓ les contacts sont situés dans les coins de l'échantillon carré,

En théorie il y a deux mesures de tension à faire, mais en pratique on en fait huit pour s'affranchir des tensions parasites qui peuvent être relativement importantes pour les semi-conducteurs et les conducteurs (Figure 2.20) .

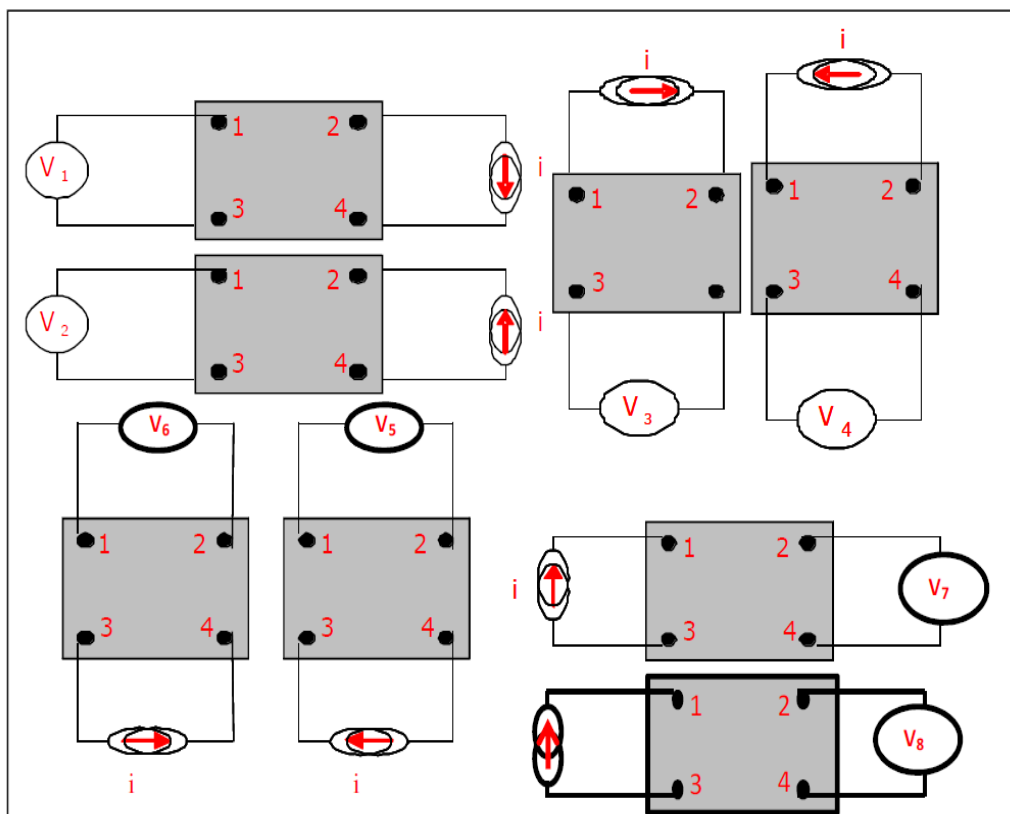


Figure 2.20: Différentes configurations pour la mesure de la conductivité par la méthode de Van der Pauw.

Pour faciliter les mesures un banc de mesure automatisé par LAB view a été mis en place. Pendant les mesures, on dispose d'un échantillon de forme quelconque, possédant quatre contacts 1, 2, 3,4, de sorte que l'on soit proche des cinq conditions de Van der Pauw. On injecte le courant entre les contacts 1 et 2

(varie entre 1nA et 101mA) et on mesure la tension entre 3 et 4 (côté opposé). Ensuite on injecte le courant entre 2 et 3 et la tension est mesurée entre 1 et 4, comme illustré sur la Figure 2.20. On peut déterminer par cette méthode deux valeurs de la résistivité ρ_a et ρ_b .

$$\rho_a = \left(\frac{\pi g_a e}{4 \ln(2l)} \right) (V_2 + V_4 - V_1 - V_3)$$

$$\rho_a = \left(\frac{\pi g_b e}{4 \ln(2l)} \right) (V_6 + V_8 - V_5 - V_7)$$

V_i : Tension mesurée en Volt.

I : Courant mesuré en Ampère.

e : épaisseur de film.

g_a et g_b : facteurs géométriques basés sur la symétrie de l'échantillon, ils sont déterminés en résolvant l'équation suivante.

$$\frac{q_a - 1}{q_a + 1} = \frac{g_a}{\ln 2} \cdot \text{Arcos} \left(\frac{1}{2} \exp \left(\frac{\ln 2}{g_a} \right) \right)$$

$$\frac{q_b - 1}{q_b + 1} = \frac{g_b}{\ln 2} \cdot \text{Arcos} \left(\frac{1}{2} \exp \left(\frac{\ln 2}{g_b} \right) \right)$$

$$q_a = \frac{V_2 - V_1}{V_4 - V_3} \quad \text{et} \quad q_b = \frac{V_6 - V_5}{V_8 - V_7}$$

La moyenne des deux résistivités (ρ_a et ρ_b) va nous permettre de déterminer la résistivité globale de notre échantillon et d'en déduire sa conductivité.

$$\sigma = \frac{1}{\rho_{moy}}$$

On remarque pour une symétrie parfaite ($g_a = g_b = 1$). La résistance de l'échantillon est uniquement fonction de la résistivité et de l'épaisseur de film.

Pour cette méthode de mesure, la calibration est effectuée sur un échantillon de référence. Cette calibration consiste à prendre en compte le comportement ohmique des échantillons. Les courants injectés et les tensions mesurées permettent de déduire la conductivité de l'échantillon sous test.

Nous avons mesuré la conductivité pour plusieurs épaisseurs (10, 18, 40, 50, 67, 70, 110 et 117 μ m), les résultats obtenus varient entre 1800 S/m et 5500 S/m. Les résultats montrent que l'épaisseur affecte énormément la conductivité des films.

2.5. Conclusion

Dans cette partie, nous avons élaboré un matériaux nanocomposite présentant une bonne conductivité électrique et une flexibilité remarquable, à partir d'un composite à base de polyaniline dopée par l'Acide Camphre Sulfonique et l' Acide Dichloroacétique pour obtenir un niveau de dopage maximal et chargée avec des nanotubes de carbone de type MWCNTs (Multi-Walled Carbon NanoTubes) pour augmenter la conductivité électrique. Pour augmenter la flexibilité, le mélange et dispersé dans une matrice de polyuréthane. Les résultats obtenus montrent qu'il est possible de maîtriser toutes les étapes dans la réalisation et le dépôt de matériaux nanocomposites, du processus de dopage de la polyaniline jusqu'à la dispersion de nanotubes de carbone et la formation des films. La conductivité électrique des matériaux élaborés atteint 5500 S/m, et les films possèdent de bonnes de bonnes caractéristiques mécaniques. En effet, la maîtrise du processus de préparation et des éléments dans la solution nous a permis de calculer précisément la concentration de polyaniline et de nanotubes de carbone dans le mélange et de prévoir la conductivité du nanocomposite.

Dans ce chapitre nous avons donné les bases concernant l'étude des propriétés électriques des nanocomposites. Tout au long de ce chapitre, nous avons cité les meilleures conditions de dépôt et de traitement thermique permettant d'obtenir des films à la fois les plus uniformes et les plus conducteurs possible. Nous avons présenté la plateforme de caractérisation électrique et nous avons décrit la méthode des quatre pointes (la technique Van der Pauw).

Après toutes ces études, plusieurs films de différentes épaisseurs ont été réalisés sur différentes substrats.

CHAPITRE 3

CONCEPTION ET REALISATION D'ANTENNES PATCH A BASE DE POLYMERES CONDUCTEURS CHARGES PAR DES NANOTUBES DE CARBONE

3.1. Introduction

La rapide évolution des systèmes de communication marque le début d'une ère nouvelle pour les systèmes sans fil et permet l'émergence de différents types d'antennes pour une vaste gamme d'applications. Les antennes possèdent des caractéristiques particulières qui sont le fruit de nombreuses considérations imposées par un cahier des charges particulier lors de leur conception.

Les antennes imprimées à base de polymères conducteurs chargés par des nanotubes de carbone (antennes patch organiques) ne cherchent pas à concurrencer les antennes de cuivre mais à apporter une alternative pour des applications où des caractéristiques telles que la simplicité, la flexibilité, le caractère jetable et/ou recyclable sont souhaitées. Même si les performances sont moindres comparées aux matériaux généralement utilisés dans l'électronique classique il y a donc un intérêt au développement de ce type d'antennes. Ainsi, compte tenu des possibilités offertes pour la réalisation d'antennes de plus en plus complexes et au fur et à mesure que la recherche avance les antennes à base de polymères conducteurs chargés représentent une alternative intéressante aux structures antennaires classiques.

Nous avons présenté dans le chapitre précédent les matériaux nanocomposites. Dans cette partie du manuscrit, nous mettons en œuvre ces matériaux pour la réalisation d'antennes imprimées. Les antennes imprimées proposées sont constituées d'un patch à base du composite polyaniline/nanotubes de carbone (PANI/MWCNTs) déposé sur la face supérieure d'un diélectrique dont la face inférieure, entièrement métallisée, sert de plan de masse. Il existe plusieurs manières de construire une antenne imprimée. En effet, une antenne imprimée peut consister en un seul élément ou en plusieurs éléments. Les études sont faites en trois étapes. La première phase repose sur l'analyse de la structure proposée. Dans notre étude, pour obtenir des antennes d'efficacité importante, notre choix s'est porté sur l'utilisation de substrat de faible constante diélectrique

afin de favoriser le champ rayonné. Dans un deuxième temps, nous nous intéressons aux logiciels de simulation capables de calculer les caractéristiques de ces antennes avec une étude exhaustive de l'influence des paramètres géométriques et des données matériau sur les performances fréquentielles des antennes proposées. Compte tenu de ces études, dans la troisième étape nous présentons les réalisations et l'extraction des performances des antennes réalisées.

3.2. Analyse théorique de l'antenne patch

Dans cette section nous faisons un bref rappel sur la théorie et donnons les différentes équations qui sont utiles à la modélisation et à la conception d'antennes. Les antennes imprimées sont largement utilisées du fait de leur facilité de conception, d'intégration et de leur faible coût. Cependant, compte tenu du contexte de miniaturisation et de leur taille initiale relativement grande, ces antennes font souvent l'objet d'études pour la réduction de leur taille électrique par l'utilisation de matériaux spécifiques [117]. Plusieurs modèles théoriques ont été développés afin d'analyser les structures rayonnantes. Les plus connus sont le modèle de la cavité, de l'équation intégrale et de la ligne de transmission. Ces trois modèles sont basés sur des approximations différentes mais aboutissent à des formules similaires pour la description de l'antenne. Néanmoins, elles offrent des précisions différentes [118].

La propagation du champ électromagnétique dans un milieu diélectrique homogène et isotrope compris entre deux conducteurs infinis, se fait en mode quasi TEM ($E_z = H_z = 0$). Dans le cas d'une structure microruban, les composantes longitudinales E_z et H_z ne sont pas nulles, mais leurs amplitudes sont nettement plus petites que celles des champs transverses E_t et H_t . La propagation dans ces structures est caractérisée par une permittivité effective ϵ_{eff} et une impédance caractéristique Z_c . Les formules de Schneider [119] et de Hammerstad [120] donnent des expressions approchées de ϵ_{eff} et Z_c avec une précision de l'ordre de 1% :

$$\text{Pour } \frac{W}{h} \geq 1$$

$$\epsilon_{\text{eff}} = \left(\frac{\epsilon_r + 1}{2} \right) + \left(\frac{\epsilon_r - 1}{2} \right) \left(1 + 10 \frac{h}{W} \right)^{-\frac{1}{2}}$$

$$z_c = \frac{Z_0}{\sqrt{\epsilon_e}} \left(\frac{W}{h} + 1,393 + 0,667 \ln \left(\frac{W}{h} + 1,444 \right) \right)^{-1}$$

Pour $\frac{W}{h} \leq 1$

$$\epsilon_{\text{eff}} = \left(\frac{\epsilon_r + 1}{2} \right) + \left(\frac{\epsilon_r - 1}{2} \right) \left[\frac{1}{\sqrt{1 + 12 \frac{h}{W}}} + 0,04 \left(1 - \frac{W}{h} \right)^2 \right]$$

$$z_c = \frac{Z_0}{\sqrt{\epsilon_e}} \ln \left(\frac{8h}{W} + \frac{W}{4h} \right)$$

La largeur de l'élément rayonnant W va influencer la puissance de rayonnement, la bande passante de l'antenne, ainsi que l'impédance d'entrée. En effet, si on utilise une largeur plus grande, on va augmenter la puissance de rayonnement et la bande passante. Bien sûr, une largeur plus petite aura l'effet inverse. Cependant, il n'y a pas que des avantages à avoir une largeur élevée, car celle-ci influence aussi la polarisation et les lobes mineurs de rayonnement. Finalement, on peut calculer une valeur de W efficace, c'est-à-dire une largeur qui donne un rayonnement efficace, avec l'équation suivante:

$$W = \frac{c}{2f_0 \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}}}$$

D'autre part, l'épaisseur e du patch conducteur modifie légèrement la répartition des champs et les caractéristiques de la ligne microruban. Pour tenir compte de cet effet, on introduit dans les relations de Schneider une longueur équivalente du ruban L , qui est légèrement plus grande que sa longueur réelle [121].

Afin de calculer la largeur d'un patch, il est donc nécessaire de calculer la constante diélectrique effective ϵ_{eff} , la longueur et effective L_{eff} ($L + 2\Delta L$).

$$L_{\text{eff}} = \frac{C}{2f_0\sqrt{\epsilon_{\text{reff}}}}$$

$$\Delta L = 0.412h \frac{(\epsilon_{\text{reff}} + 0.3) \left(\frac{W}{h} + 0.264\right)}{(\epsilon_{\text{reff}} - 0.258) \left(\frac{W}{h} + 0.8\right)}$$

La longueur vaut alors: $L = L_{\text{eff}} - 2\Delta L$

Pour pouvoir calculer les dimensions d'un élément, il faut être en mesure de connaître le point d'alimentation exacte de notre élément. En effet, l'emplacement du point d'alimentation va faire varier l'impédance d'entrée de l'antenne. Une valeur de l'impédance trop élevée va faire augmenter le coefficient de réflexion. Il y aura donc une détérioration de l'efficacité de l'antenne. Il faut donc déterminer le point d'alimentation optimum.

La première étape dans la détermination du point d'alimentation est le calcul de l'impédance d'entrée de l'élément de rayonnement. Afin de pouvoir déterminer cette impédance, nous pouvons modéliser l'élément de rayonnement rectangulaire par un modèle RC (résistance, condensateur) équivalent (Figure 3.1) [122].

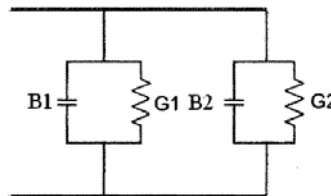


Figure 3.1: Circuit RC équivalent d'une antenne imprimée [122].

La résistance d'entrée R_{in} peut être évaluée par:

$$Z_{\text{in}} = \frac{1}{2(G_1 \pm G_{12})}$$

Z_{in} : Impédance d'entrée (Ω),

G_1 : Conductance du circuit (Figure 3.1),

G_{12} : Partie de la conductance créée par la conductance G_2 du circuit (Figure 3.1).

Ensuite, on peut définir les équation de G_1 et G_{12} . Mais avant, définissons deux paramètres I_1 et k_0 , utilisés pour calculer ces deux coefficients.

$$I_1 = \int_0^\pi \left[\frac{\sin\left(\frac{k_0 W \cos(\theta)}{2}\right)}{\cos(\theta)} \right] \sin^3 \theta d\theta$$

W : Largeur de l'élément de rayonnement.

$$k_0 = 2\pi f \sqrt{\varepsilon_0 \mu_0}$$

f : Fréquence de résonance de l'élément de rayonnement (Hz),

ε_0 : Constante de permittivité du vide,

μ_0 : Constante de perméabilité du vide,

k_0 : Constante de propagation.

L'équation de G_1 est donnée par:

$$G_1 = \frac{I_1}{120\pi^2}$$

La conductance créée par G_2 , est donnée par:

$$G_{12} = \frac{1}{120\pi^2} \int_0^\pi \left[\frac{\sin\left(\frac{k_0 W \cos(\theta)}{2}\right)}{\cos(\theta)} \right] J_0(k_0 L \sin(\theta)) \sin^3 \theta d\theta$$

L : La longueur de l'élément de rayonnement,

J_0 : Fonction de Bessel d'ordre 0,

Nous pouvons finalement calculer l'impédance d'entrée Z_{in} . L'équation suivante nous permet d'obtenir le point d'alimentation y_0 de notre élément.

$$Z_{ligne} = Z_{in} \cos^2\left(\frac{\pi}{L} y_0\right)$$

Z_{ligne} : Impédance de la ligne d'alimentation.

Afin de calculer les dimensions et la position d'alimentation de l'élément de rayonnement, nous avons développé un programme de calculs Matlab[®] qui permet de déterminer les différents paramètres de l'antenne.

Pour bien comprendre comment les caractéristiques de l'antenne varient en fonction de ces grandeurs, nous avons effectué un très grand nombre de simulations. Ensuite, nous avons optimisé les paramètres pour une fréquence de résonance particulière. Compte tenu des applications envisagées la fréquence 4.5GHz est retenue.

3.3. Rayonnement de l'antenne imprimée

Nous savons que la propagation des ondes dans une ligne microruban s'effectue à la fois dans le milieu diélectrique et dans l'air. Du point de vue modélisation, les deux milieux sont remplacés par un unique milieu effectif caractérisé par une constante diélectrique effective ϵ_{eff} .

Ainsi la propagation dépend essentiellement :

- ✓ De la largeur W des éléments rayonnants.
- ✓ Des caractéristiques du substrat: à savoir sa constante diélectrique et son épaisseur h .

Le choix des valeurs de ces paramètres conditionne généralement le type d'applications. Pour la réalisation de circuits hyperfréquences, on recherchera à minimiser le rayonnement en espace libre de la ligne et on choisira en conséquence un substrat tel que l'énergie électromagnétique reste concentrée dans le diélectrique (plus exactement dans la cavité que forme la bande métallique et le plan de masse). On utilisera donc des substrats de constante diélectrique élevée [123].

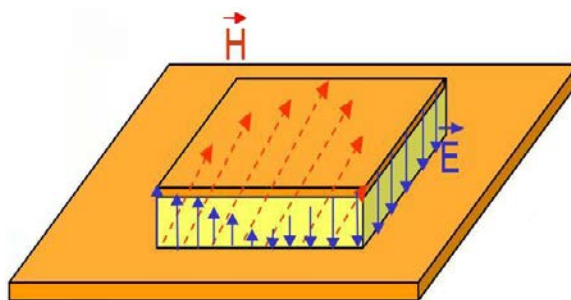


Figure 3.2: Schématisation des champs E et H d'une antenne microruban [123].

Les éléments rayonnants les plus simples ont la forme d'un rectangle, d'un carré, d'un disque circulaire ou encore d'un triangle. Parmi toutes ces formes, l'élément rectangulaire (Figure 3.2) est sans contexte le plus facile à appréhender

pour la compréhension des mécanismes de rayonnements des antennes imprimées (antennes microstrip). Le mécanisme de rayonnement d'une antenne patch rectangulaire se comprend aisément à partir de sa forme géométrique. Lorsque la ligne d'alimentation est excitée avec une source RF, une onde électromagnétique va se propager sur cette ligne puis va rencontrer l'élément rayonnant (de largeur plus grande que la ligne, donc plus apte à rayonner). Une distribution de charge va s'établir à l'interface substrat/plan de masse, sur et sous l'élément rayonnant [124].

En fait le rayonnement du patch peut être modélisé par celui de deux fentes parallèles distantes de la longueur L et de dimensions $W \times h$. La théorie de l'électromagnétisme nous fournit alors les expressions des champs rayonnés par le patch à une certaine distance d'observation.

Il est possible de choisir différentes formes d'alimentations et différents points d'excitation.

3.4. Excitation d'une antenne patch par ligne coaxiale

Un patch rectangulaire (Figure 3.3) est formé d'un rectangle de métal déposé sur un diélectrique. De l'autre côté du diélectrique, une couche métallique tient lieu de plan de masse. Le moyen le plus simple d'alimenter un patch est de le connecter à une ligne coaxiale qui traverse le plan de masse. Pour cela une cavité est usinée dans le diélectrique et le plan de masse, de façon à faire passer l'âme centrale du coaxial qui est soudée sur le plan métallique rayonnant.

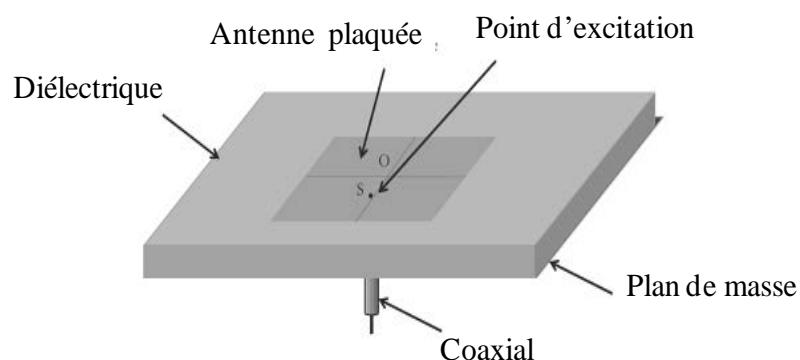


Figure 3.3: Alimentation d'une antenne patch par une ligne coaxiale [125].

La connexion se fait donc entre le conducteur central du coaxial et l'élément rayonnant en un point situé sur son axe de symétrie, plus ou moins près du bord

pour l'adaptation d'impédance. En effet, comme pour l'excitation par ligne 50 Ohms avec encoche, l'impédance d'entrée et donc l'adaptation du patch dépend de la position de l'alimentation [125]. Le dispositif permettant la traversée s'appelle un via hole.

Le point d'excitation se trouve sur une des médiatrices du rectangle. On montre que l'impédance d'entrée augmente pour un point d'excitation s'écartant du centre de l'antenne. Une étude de la position du point d'alimentation permet d'obtenir la meilleure adaptation [126].

La largeur de l'âme (conducteur central dans un câble coaxial) a été choisie égale à 200µm afin d'éviter une trop grosse variation de l'impédance au point d'alimentation. Le port d'entrée étant à 50 Ohms (connecteur SMA), il faut choisir le rayon de la gaine en conséquence avec la formule suivante [125].

$$Z_c = \frac{f\mu_0}{k} \ln\left(\frac{r_2}{r_1}\right) \Rightarrow \frac{r_2}{r_1} = e^{\frac{k}{f\mu_0}Z_c}$$

f: Fréquence de travail,

μ_0 : Perméabilité dans le vide,

$k = \frac{2\pi}{\lambda}$: Constante de propagation,

r_1 : Rayon de l'âme,

r_2 : Rayon de la gaine.

L'alimentation par une ligne coaxiale semble être la plus appropriée pour l'application visée pour les raisons suivantes:

- ✓ pas de pertes par rayonnement de ligne,
- ✓ sélection possible d'un mode privilégié,
- ✓ obtention de l'impédance d'entrée par positionnement de l'âme centrale,
- ✓ prédiction aisée de l'impédance d'entrée pour des substrats de faible épaisseur.

Parmi les inconvénients de ce type d'alimentation on trouve:

- ✓ rayonnement parasite de la sonde de type monopolaire,
- ✓ partie selfique ramenée par l'âme du conducteur à prendre en compte,

- ✓ technique de perçage et de soudure plus délicate.

3.5. L'impédance d'entrée

L'introduction de la tension et du courant, dans le modèle de ligne de transmission, donne une explication simple pour la variation d'une caractéristique essentielle de l'antenne microruban qui est l'impédance d'entrée ($R_{in} = \frac{V}{I}$) [127]. Pour un point d'alimentation à un bord de rayonnement ($x = 0$ ou $x = L$), la tension est au maximum et le courant est au minimum, il résulte que l'impédance d'entrée est au maximum. Par contre, si le point d'alimentation est au centre du patch ($x = L/2$), la tension est à zéro, le courant est au maximum donc l'impédance d'entrée est à zéro. Ainsi l'impédance d'entrée peut être contrôlée en ajustant la position du point d'alimentation [128,129]. En émission, l'antenne peut être représentée par un dipôle d'impédance d'entrée complexe $Z_{in}(f) = R_{in}(f) + jX_{in}(f)$, chargeant la sortie du circuit émetteur, modélisé par une source de tension $E_g(t)$ d'impédance d'entrée Z_g , généralement égale à 50Ω (Figure 3.4).

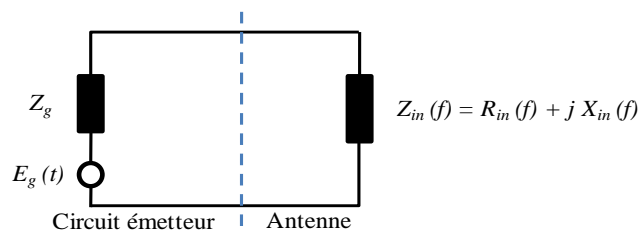


Figure 3.4: Schéma équivalent du dispositif (circuit émetteur / antenne) à l'émission.

La partie réelle de l'impédance d'entrée $R_{in}(f)$ caractérise la puissance dissipée par l'antenne sous forme de rayonnement $R_{ray}(f)$ et de pertes diverses $R_{perte}(f)$ dans la structure (onde de surface, pertes diélectriques, ...). La partie imaginaire $X_{in}(f)$, d'interprétation plus délicate, représente la puissance réactive concentrée au voisinage immédiat de l'antenne.

$$R_{in}(f) = R_{ray}(f) + R_{perte}(f) \quad (\text{partie active})$$

$$X_{in}(f) = iL\omega + \frac{1}{iC\omega} \quad (\text{partie réactive})$$

L'application analytique de la théorie développée dans le paragraphe ci-dessus permet de déterminer a priori les dimensions attendues pour un

fonctionnement à la fréquence de travail $f = 4.5$ GHz et pour un substrat particulier.

3.6.Optimisation et choix des matériaux pour la réalisation d'antennes

Dans cette section, nous présentons une étude comparative sur l'effet du type de substrat sur les performances de l'antenne patch rectangulaire. Cette étude permet d'effectuer le meilleur choix de substrat. Notre sélection s'est portée sur du Verre -Epoxy (FR4) et du RT/Duroid 5870. Nous présentons les résultats de modélisation des antennes patch en remplaçant le résonateur métallique classique (cuivre, argent, or) par un polymère conducteur chargé par des nanotubes de carbone. Une simulation de l'effet de la conductivité électrique du film (σ) ainsi que de son épaisseur (e) sur les performances de l'antenne s'avère donc nécessaire avant la réalisation de la structure.

3.6.1. Conception de l'antenne patch à base de PANI/MWCNTs

Dans ce paragraphe, nous décrivons en détail la procédure de simulation et de dimensionnement de l'antenne patch. Nous tenons à rappeler que la fréquence utilisée dans l'étude des antennes considérées est 4.5 GHz. Les résultats de simulation et l'effet des paramètres physiques sur les caractéristiques des antennes patches seront analysés par la suite. Les trois paramètres essentiels de l'antenne patch rectangulaire sont :

- ✓ La fréquence d'opération $f = 4.5$ GHz.
- ✓ Le type de substrats (dans cette étude un verre Epoxy de type FR4 de permittivité relative $\epsilon_r = 4.4$, et un substrat type Rogers RT/Duroid 5870 de permittivité relative $\epsilon_r = 2.32$).
- ✓ La méthode d'analyse utilisée pour la conception (ici théorie des lignes de transmission).

La structure de base que nous avons adoptée pour notre antenne est une structure à trois couches composée d'un plan de masse modélisé par une couche mince de cuivre de conductivité fixée à $5,7 \times 10^7$ S/m, d'un substrat modélisé par une couche diélectrique d'épaisseur 1.6mm et un patch. La surface du substrat ainsi que la surface du plan de masse est de 60×60 mm². Le patch supérieur qui constitue l'élément rayonnant est en polyaniline/nanotubes de carbone

(conductivité 4500S/m). Différentes épaisseurs de patch sont considérées: 50, 70 et 110 μ m. Le patch est relié au conducteur d'alimentation par une ligne coaxiale.

Les dimensions W et L et les positions des points d'alimentation du patch ont été calculées par un programme Matlab[®] et optimisées à l'aide du logiciel HFSS[®]-Ansoft pour avoir un coefficient de réflexion minimum à l'entrée de l'antenne autour de 4.5GHz. L'épaisseur du patch et sa conductivité σ sont des paramètres que nous faisons varier. Le pré-dimensionnement (calcul de W et L) constitue la première étape de la méthodologie de conception d'une antenne (Figure 3.5). L'étape suivante consiste à choisir les positions des points d'alimentations des antennes.

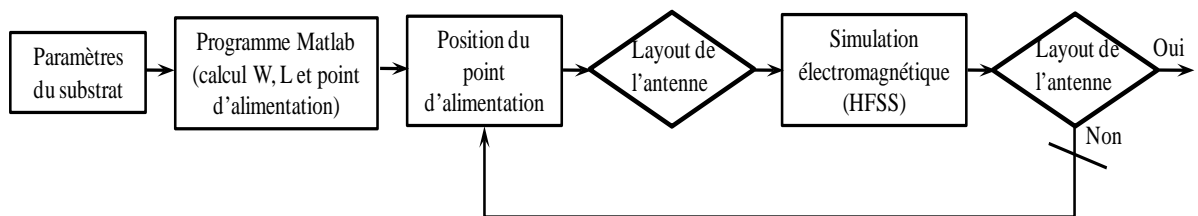


Figure 3.5: Organigramme du flot de conception d'une antenne microruban.

3.6. 2. Modélisation par HFSS[®] et optimisation d'antenne PANI/MWCNTs

Nous avons choisi de commencer par simuler une structure simple pour étudier l'effet des paramètres électriques et de l'épaisseur du patch rayonnant sur les performances de l'antenne. Ces performances (gain, bande passante et efficacité) seront améliorées par la suite. Les valeurs des paramètres de simulation (conductivité, permittivité et épaisseur du patch en PANI/MWCNTs) sont choisies proches des valeurs calculées.

Nous rappelons que parmi le large éventail des polymères conducteurs disponibles, nous avons sélectionné la polyaniline chargée par les nanotubes de carbone. Ce choix est justifié par le fait que ces matériaux présentent de nombreux avantages tels que: la tenue mécanique, une très bonne résistance chimique, une tenue au vieillissement élevée, une conductivité électrique très élevée, et d'excellentes propriétés d'adhésion sur de nombreux substrats [130].

La structure de l'antenne simulée sous HFSS[®]Ansoft version 12 est présentée en Figure 3.6.

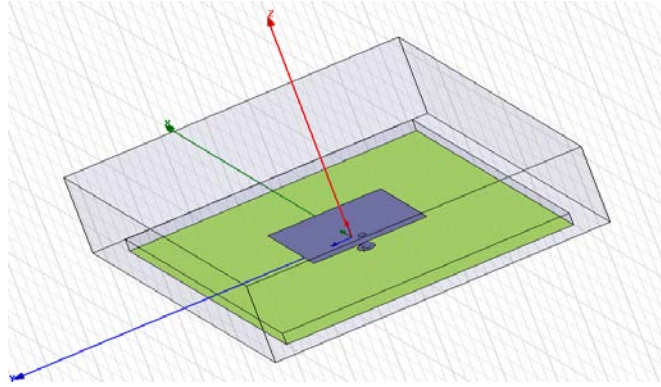


Figure 3.6: Modèle numérique (HFSS[®]Ansoft) de l'antenne patch.

Puisqu'il y a des différences entre le modèle numérique et la structure réelle, cela engendre évidemment des différences entre les résultats obtenus numériquement et expérimentalement. Il faut donc dans un premier temps étalonner le modèle en vérifiant que ces résultats soient suffisamment représentatifs.

Les simulations électromagnétiques 3D avec le logiciel HFSS[®]Ansoft en éléments finis nécessitent l'identification d'une limite. La difficulté est liée à la mise en œuvre du problème et non à sa résolution. Un maillage relativement fin de la structure engendre un nombre total de tétraèdres considérablement élevé, se traduisant par un besoin en mémoire vive important pour l'inversion de la matrice ainsi constituée.

Actuellement, l'outil de simulation utilisé ne discrétise pas les éléments de taille inférieure à 1 million de fois la plus grande dimension du volume de calcul. Suite aux conclusions précédentes, la structure est à considérer en plusieurs parties, d'une part les couches conductrices et d'autre part le substrat. Toujours dans le but de réduire le temps de calcul, nous avons utilisé les propriétés de symétrie. Une partie seulement est étudiée, la partie non modélisée est alors déduite par symétrie.

Le modèle créé sur HFSS[®]Ansoft est beaucoup plus simple que le dispositif expérimental réel. En effet, nous n'avons pas tout reproduit car cela aurait considérablement augmenté la complexité du modèle et le temps de calcul. Le modèle HFSS[®]Ansoft ne comporte que le patch et le substrat comme le montre la Figure 3.6.

Les Tableaux 3.1 et 3.2 regroupent respectivement les propriétés des matériaux et les dimensions d'antennes patch après une série d'optimisation sur le logiciel HFSS® Ansoft.

Substrat (Verre époxy-FR4)			
Dimension (mm ²)	70×70		
Epaisseur (mm)	1.6		
Permittivité	4.4		
Tan (δ)	0.02		
Patch PANI/MWCNTs			
Conductivité (S/m)	4500		
Epaisseur (μm)	110	70	50
Longueur (mm)	27.5	27.2	27.3
Largeur (mm)	20.35	20.45	20.55
point d'alimentation (par rapport au centre, mm)	5.55	6.10	6.30

Tableau 3.1: Propriétés des matériaux et paramètres des antennes (Verre époxy-FR4).

Substrat (Rogers RT/ Duroid 5870)			
Dimension (mm ²)	70×70		
Epaisseur (mm)	1.6		
Permittivité	2.33		
Tan (δ)	0.0012		
Patch PANI/MWCNTs			
Conductivité (S/m)	4500		
Epaisseur (μm)	110	70	50
Longueur (mm)	26.5	27	27.5
Largeur (mm)	20.15	20.2	20.25
point d'alimentation (par rapport au centre, mm)	5.5	6	6.25

Tableau 3.2: Propriétés des matériaux et paramètres des antennes (Rogers RT/ Duroid 5870).

3.6. 3. Résultats de simulation et discussions

3.6. 3.1. Coefficient de réflexion

Nous considérons les deux substrats dont les caractéristiques sont données dans les Tableaux 3.1 et 3.2.

3.6. 3.1.1. Cas du Verre -Epoxy

La Figure 3.7 présente la variation du coefficient de réflexion S11 à l'entrée de l'antenne en fonction de la fréquence, pour un patch PANI/MWCNTS (conductivité 4500S/m). Plusieurs épaisseurs (50, 70 et 110 μ m) ont été testées (Tableaux 3.1). Un patch utilisant le cuivre (épaisseur de 17.5 μ m) est également simulé à des fins de comparaison.

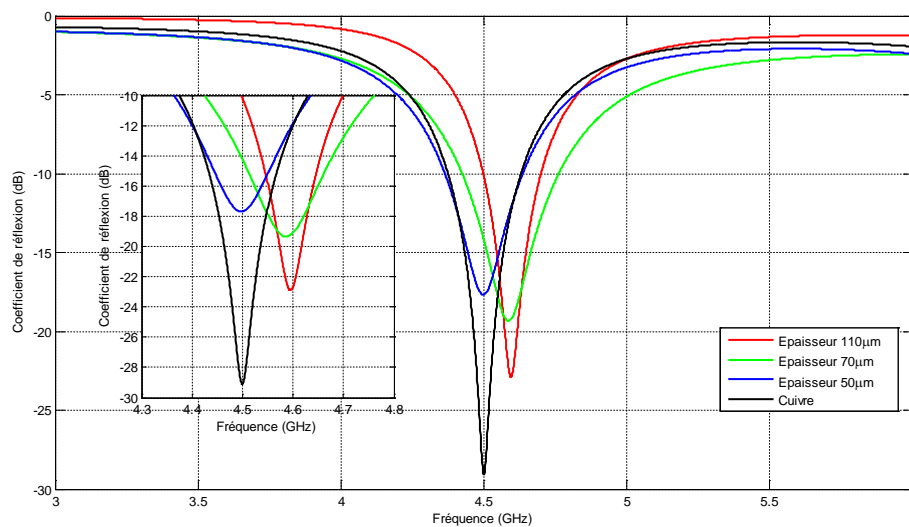


Figure 3.7: Evolution du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence et de l'épaisseur de patch (substrat Verre-Epoxy).

Autour de 4.5GHz on constate que l'amplitude du coefficient S11 varie en fonction de l'épaisseur du patch entre -22 et -28 dB. On observe donc une bonne adaptation. On note un net décalage de la résonance de l'antenne vers les basses fréquences, quand l'épaisseur du patch diminue. Cet effet peut être utilisé d'avantage pour miniaturiser l'antenne.

3.6. 3.1. 2. Cas du RT/Duroid 5870

La Figure suivante illustre des résultats de simulation dans le cas d'antenne patch déposées sur un substrat de RT/Duroid 5870. Nous montrons l'effet de l'épaisseur de patches sur le coefficient de réflexion.

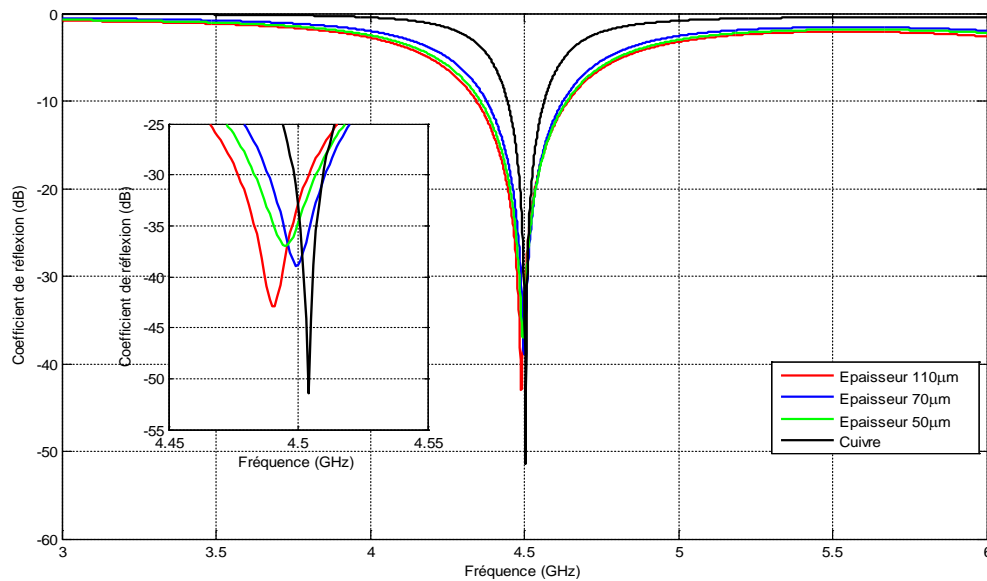


Figure 3.8: Evolution du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence et de l'épaisseur de patch (substrat RT/Duroid 5870).

On retrouve là aussi que la fréquence de résonance dépend de l'épaisseur (e) de patch (PANI/MWCNTs). La courbe de la Figure 3.8 ($e=70\mu\text{m}$) montre que si l'on considère un niveau de coefficient de réflexion inférieur de -10dB on aura une largeur de bande autour de la fréquence de résonance allant de 4.3 à 4.7 GHz. Par ailleurs le niveau d'adaptation est très important.

Malgré la faible conductivité des patches, les antennes restent bien adaptées sur toute la bande de fréquences considérée. L'antenne de $110\mu\text{m}$ présente un module de coefficient de réflexion inférieur à -43dB (comparable au cuivre, -50dB). Le niveau d'adaptation sur la bande de fonctionnement est moins bon pour le patch de $50\mu\text{m}$ (-37dB) mais il reste tout à fait acceptable.

Les résultats obtenus en terme de coefficient de réflexion et de bandes passantes sont tout à fait encourageants. Dans la suite, nous proposons d'étudier le diagramme de rayonnement des antennes considérées.

3.6. 3 2. Diagramme de rayonnement

3.6. 3 2. 1. Cas du Verre -Epoxy

Dans ce paragraphe sont présentés les résultats de simulation des diagrammes de rayonnement dans les plans (ozx) et (ozy) pour les champs E et H respectivement. Les trois antennes PANI/MWCNTs (épaisseurs testées 50 ,70 et

110 μm) et l'antenne cuivre (17.5 μm) sont caractérisées à la fréquence 4.5 GHz (Figure 3.9)

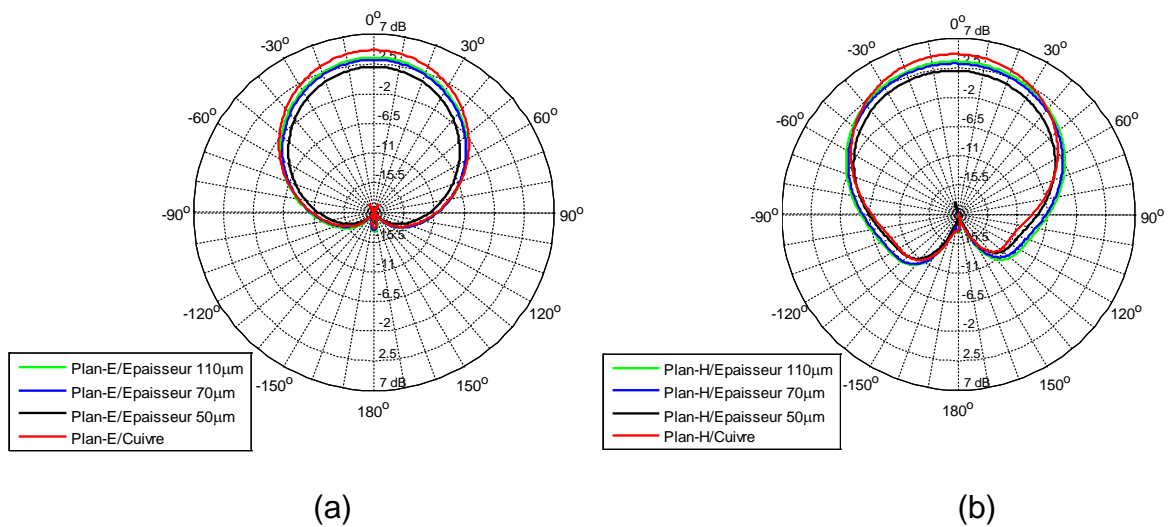


Figure 3.9: Diagramme de rayonnement suivant le plan E et le plan H pour des patches en PANI/MWCNTs, et pour un patch en cuivre, a-plan H, b-plan E (substrat Verre-Epoxy).

On remarque que le gain diminue avec la réduction d'épaisseur du patch (épaisseurs testées 50, 70 et 110 μm). Nous notons que le gain maximal intrinsèque est de 4.28dBi pour une épaisseur de 110 μm , de 3.85dBi pour 70 μm , de 2.95dBi pour 50 μm et de 5.45dBi pour le cuivre. En outre, la forme du diagramme n'est pas affectée par la variation d'épaisseur du patch. Enfin, nous obtenons une bonne concordance entre les résultats de simulations de l'antenne en cuivre et ceux des antennes en polyaniline/nanotubes de carbone.

Dans le plan H, les petites déformations observées autour de l'axe z sont dues à la diffraction du champ électromagnétique sur le plan de masse et l'effet de la position du point d'alimentation.

3.6. 3. 2. 2. Cas du RT/Duroid 5870

Les diagrammes de rayonnement dans le plan oxz (champ E) et dans le plan ozy (champ H) simulés à 4.5GHz sont fournis Figure 3.10 (épaisseurs testées 50, 70 et 110 μm et cuivre) dans le cas d'un substrat RT/Duroid 5870.

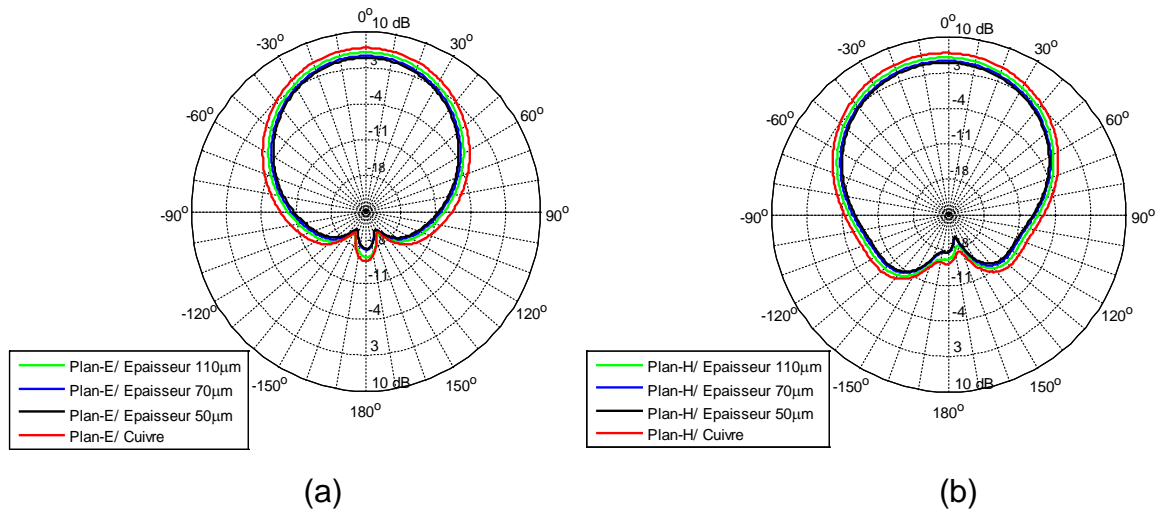


Figure 3.10: Diagramme de rayonnement suivant le plan E et le plan H pour des patches en PANI/MWCNTs, et pour un patch en cuivre, a-plan H, b-plan E (substrat RT/Duroid 5870).

Nous notons que le gain maximal intrinsèque est de 5.18dBi pour une épaisseur de 110μm, de 4.5dBi pour 70μm, de 4.3dBi pour 40μm et de 6.88dBi pour le cuivre. En outre, comme précédemment la forme du diagramme n'est pratiquement pas affectée par la variation d'épaisseur. Nous obtenons une bonne concordance entre les résultats de simulation de l'antenne en cuivre et les résultats de simulation des antennes en PANI/MWCNTs. Comme pour l'antenne de cuivre les diagrammes de rayonnement pour des antennes en PANI/MWCNTs sont bien formés, stables et présentent une bonne symétrie de révolution.

La conception des antennes patches qui utilisent des matériaux à faible conductivité nécessite une épaisseur supérieure à deux fois l'épaisseur de peau. Sur les figures ci-dessus, on constate de manière générale que le gain de l'antenne augmente avec l'épaisseur du polymère conducteur. Pour obtenir des valeurs de gains comparables à celui offert par une antenne de cuivre l'épaisseur du polymère conducteur doit être d'au moins 110μm.

3.7. 3. 3. Rendement de rayonnement des antennes PANI/MWCNTs

Il est très important d'estimer l'efficacité des antennes simulées pour juger si l'utilisation des films polyaniline/nanotubes de carbone comme patch est viable à la fréquence de travail. Dans les références bibliographiques [131-136] des antennes patch sont réalisées. Ces antennes sont également fabriquées sur des

substrats de FR-4 ou d'alumine. Ces références nous donnent un point de comparaison avec les structures que nous proposons (PANI/MWCNTs). Même si les fréquences de fonctionnement et les substrats ne sont pas toujours les mêmes nous pouvons conclure à des valeurs de gain et d'efficacité plus élevées dans le cas des antennes que nous proposons. Pour nos structures le gain est de l'ordre de 4dBi et le rendement d'environ 63% à la fréquence de 4.5GHz.

3.7. 3.4. Influence de la conductivité sur le gain

Pour étudier l'influence de la conductivité du patch (PANI/MWCNTs) sur le gain de l'antenne, nous avons simulé des antennes patch (substrat de RT/Duroid 5870, épaisseur du patch $e=70\mu\text{m}$) de conductivité variable prenant les valeurs de 2000, 3000 et 4500 S/m. Les résultats obtenus sont donnés en Figure 3.11.

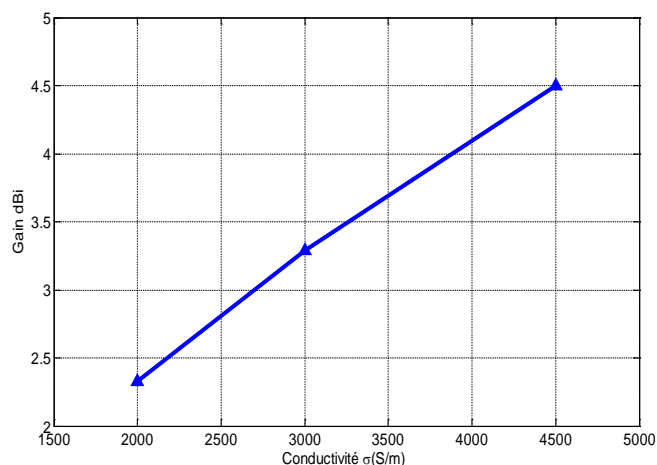


Figure 3.11: Evolution du gain pour un patch (PANI/MWCNTs) d'épaisseur $70\mu\text{m}$ en fonction de la conductivité ($f = 4.5 \text{ GHz}$).

Les résultats de simulation illustrent l'impact de la conductivité sur le gain de l'antenne. Celui-ci est meilleur lorsque la conductivité du patch augmente. Une augmentation de conductivité, cela signifie que les pertes dans l'antenne diminuent. Nous rappelons que le gain tracé sur la Figure 3.11 est simulé pour une fréquence de 4.5GHz.

Bien que dans ce travail nous avons constaté que l'utilisation du polymère conducteur présente quelques limitations en terme de gain et d'efficacité, le PANI/MWCNTs affiche des avantages intéressants en termes de coût, de flexibilité, de légèreté et de biocompatibilité. Ces caractéristiques font de ce type

d'antennes un candidat prometteur pour beaucoup d'applications comme la réalisation d'antennes flexibles [137-138], d'antennes tissulaires et adaptées [139], pour les applications MIMO indoor et les applications biomédicales [140].

Suivant les résultats de simulation, il est noté que les antennes imprimées présentent l'inconvénient de fortes pertes diélectriques ce qui impose l'utilisation de substrats de bonne qualité. Nous avons donc décidé de réaliser divers prototypes d'antennes en utilisant comme substrat le RT/Duroid (épaisseur 1.6mm). Les étapes de réalisation sont présentées dans la partie suivante.

3.8. Fabrication d'antennes PANI/MWCNTs sur substrat de RT/ Duroid 5870

La réalisation des antennes a été effectuée en collaboration avec l'école des Mines de Douai. La première étape de fabrication consiste à préparer le nano composite que nous avons présenté dans le second chapitre de ce manuscrit (PANI/MWCNTs). Au cours de l'impression de l'antenne PANI/MWCNTs, nous avons été confronté à deux difficultés que nous avons résolues partiellement. La première est liée à la nature des acides utilisés (acide dichloroacétique/acide camphre sulfonique), qui détruisent le masque et le substrat. La seconde est liée à la viscosité très élevée des dispersions de la polyaniline/nanotubes de carbone.

Concernant la première difficulté l'acidité élevée des solvants utilisés constitue un obstacle au dépôt du film de polyaniline/nanotubes de carbone. En effet, en faisant passer l'encre à travers le masque, les solvants acides attaquent les matériaux qui constituent le masque et aussi le substrat de Verre-Epoxy.

La première solution évidente pour la résolution de ce problème est de chercher des matériaux qui résistent aux acides. Après avoir consulté quelques sociétés spécialisées dans le domaine, nous n'avons pas trouvé la réponse à ce problème. Nous avons alors choisi d'utiliser les substrats de Rogers RT/ Duroid qui résistent bien à des fortes acidités.

Pour la réalisation de motifs des patches des masques sont utilisés. Le principe est de créer un "pochoir" temporaire sur le substrat à l'aide d'un film de kapton (plusieurs épaisseurs) puis de réaliser un dépôt de matériau (PANI/MWCNTs) sur l'ensemble de la structure et enfin d'enlever le film de kapton sous-jacent (après séchage du solvant) pour ne récupérer que les motifs de

matériau (PANI/MWCNTs) prédéterminées par le pochoir. Cette technique permet l'impression d'un film espaceur uniforme. Les dimensions de film espaceurs sont déterminées par les ouvertures dans les masques, leur épaisseur est influencée par la viscosité du matériau utilisé. Plus le matériau est visqueux et plus le facteur de forme (épaisseur/distance) augmente.

L'utilisation de la méthode de pochoir pour imprimer une antenne en PANI/MWCNTs, nécessite une encre organique de viscosité comparable à celles des encres métalliques (50-200Pa.s pour le cuivre, 100-340Pa.s pour le platine, 250Pa.s pour l'or) [141]. Nous avons utilisé comme encre organique, une dispersion de polyaniline/nanotubes de carbone préparée à partir d'un mélange d'émeraldine base, d'un dopant l'acide camphre sulfonique et d'un solvant l'acide dichloroacétique. Enfin 2% de polyuréthane sont ajoutés à la solution. Ce dernier permet de réduire la viscosité et augmente la flexibilité. La dispersion obtenue est moins visqueuse. Toutefois, cette valeur de la conductivité est suffisante pour réaliser des antennes à base de PANI/MWCNTs. Par contre, cette technique ne permet pas d'avoir des formes avec des bords nets.

Le dépôt de polymère conducteur est ensuite réalisé par une technique simple qui consiste à recouvrir le substrat par la solution (polymère, dopant, solvant), puis à la sécher (autour de 60 °C pour l'encre de PANI/MWCNTs, permet l'élimination des solvants) dans un four micro-onde pendant 48 heures à vide. Ce traitement thermique est nécessaire pour éjecter le solvant et ainsi avoir une bonne adhérence des films sur les substrats. Une fois l'opération terminée, un film est obtenu dont les caractéristiques dépendent de la quantité de la polyaniline/nanotubes de carbone et non de la quantité du solvant. Il est à noter que la quantité de la solution apportée sur le substrat influe sur l'épaisseur du film formé.

Après ces études, plusieurs antennes avec différentes épaisseurs de films ont été réalisées sur des substrats de RT/Duroid en vue d'étudier leur comportement fréquentiel. La Figure 3.12 représente trois antennes patch de différentes épaisseurs (50, 70 et 110 μ m) qui ont été réalisées. Les caractéristiques des antennes sont données dans le Tableau 3.2.

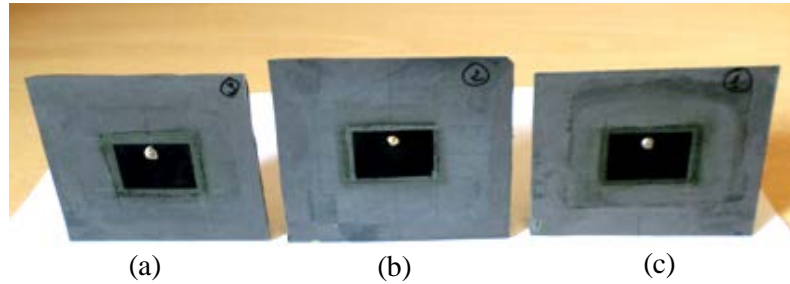


Figure 3.12: Photographie d'antennes réalisées, (a): 50 μ m, (b): 70 μ m et (c): 110 μ m.

3.9. Résultats des mesures et comparaison avec les simulations

Après la réalisation des antennes, nous nous intéressons à la mesure du coefficient de réflexion, du diagramme de rayonnement et du gain.

Les mesures ont été réalisées avec un analyseur de réseaux vectoriel Agilent PNA–X séries N5242A qui fonctionne dans la bande de fréquences allant de 10MHz à 26.5GHz (Figure 3.13). La connexion avec l'analyseur de réseaux est assurée par un connecteur coaxial SMA. Avant toute mesure, le calibrage de l'analyseur de réseau doit être effectué pour prendre en compte les erreurs dues aux imperfections des différents composants. Cette opération permet de corriger les mesures brutes effectuées par l'appareil. Nous avons utilisé un mode de calibrage de type SOL (Short, Open, Load), qui consiste en la mesure successive du coefficient de réflexion d'éléments étalons dont les coefficients de réflexion théoriques sont connus: un court-circuit, un circuit ouvert, une charge adaptée.



Figure 3.13: Mesure du coefficient de réflexion d'une antenne.

Un analyseur de réseaux vectoriel (Vector Network Analyzer-VNA en anglais, Figure 3.13) permet de caractériser un circuit RF, par exemple une

antenne, un amplificateur, un atténuateur ou un câble. Il est capable de mesurer les signaux RF incident, réfléchi et transmis en fonction de la fréquence et donc de déterminer les paramètres S du dispositif sous test. Il y a plusieurs façons de présenter ces paramètres de mesure, par exemple sur un abaque de Smith ou en coordonnées cartésiennes en amplitude et phase en fonction de la fréquence. Pour les antennes il est préférable de présenter les résultats en amplitude. Les antennes ont été raccordées à l'analyseur via deux câbles coaxiaux consécutifs: un câble souple côté analyseur et un câble rigide (de 10cm) côté antenne.

3.9. 1. Coefficient de réflexion des antennes

Sur les Figures 3.14, 3.15 et 3.16 sont représentés les résultats de caractérisation des antennes en terme de coefficient de réflexion pour les trois antennes réalisées. Sur ces figures sont aussi représentées les évolutions fréquentielles du coefficient de réflexion obtenues dans l'étape de simulation. Enfin, nous donnons, une comparaison des bandes passantes relevées en mesure et en simulation pour les trois antennes (Tableau 3.3).

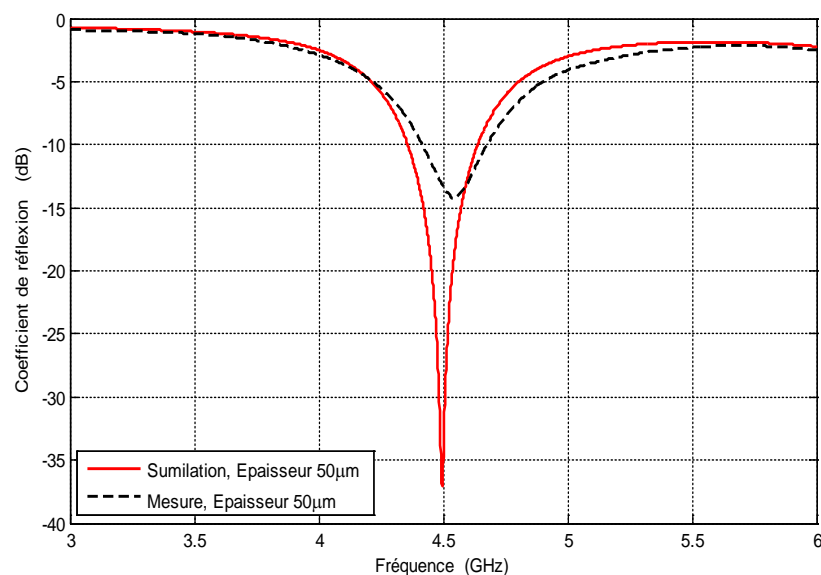


Figure 3.14: Coefficient de réflexion en fonction de la fréquence (film de PANI/MWCNTs d'épaisseur 50µm).

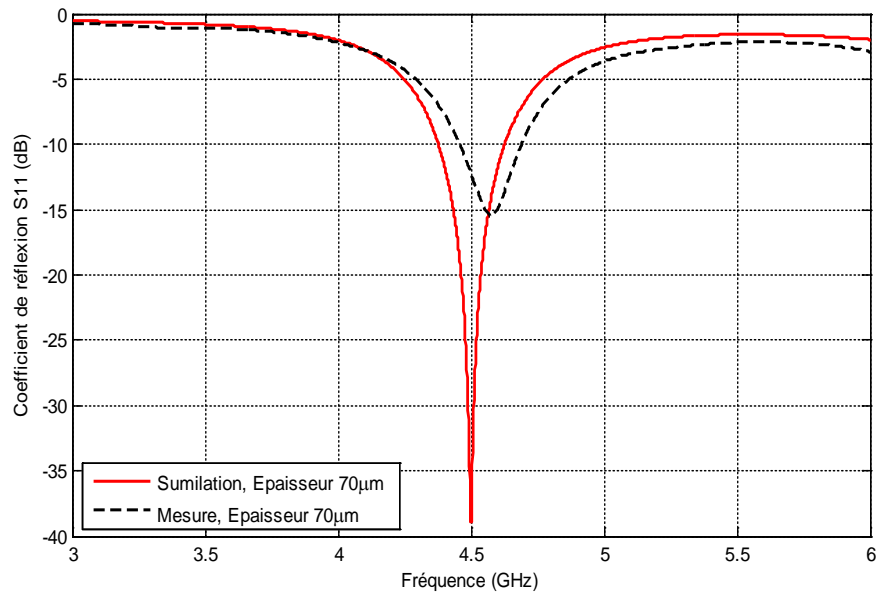


Figure 3.15: Coefficient de réflexion en fonction de la fréquence (film de PANI/MWCNTs d'épaisseur 70µm).

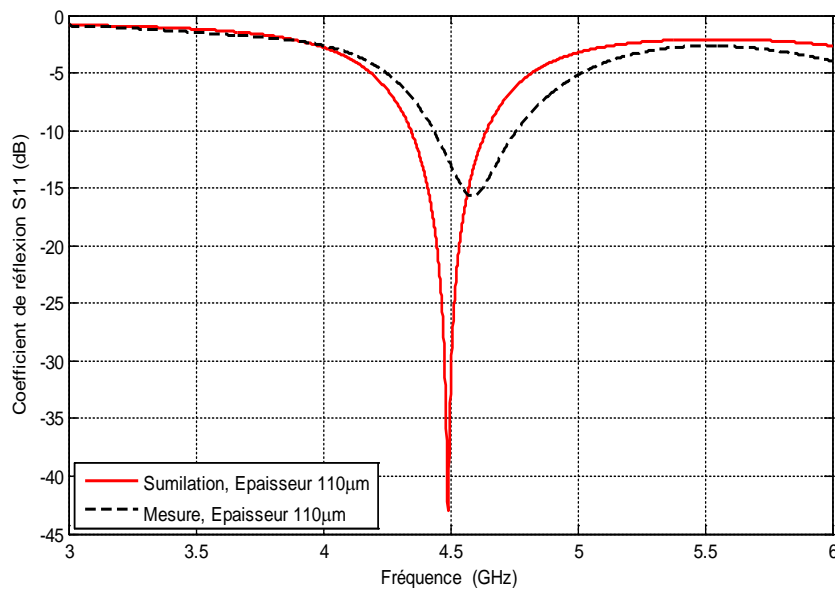


Figure 3.16: Coefficient de réflexion en fonction de la fréquence (film de PANI/MWCNTs d'épaisseur 110µm).

Nous notons pour les trois antennes une bonne adaptation (coefficient de réflexion mesuré autour de la fréquence de résonance 4.5GHz). Nous remarquons qu'à la fréquence de résonance, l'adaptation simulée à l'entrée des antennes (inférieure à -30dB) est meilleure que celle obtenue pour les antennes réalisées (environ -15dB). Toutefois, nous considérons qu'un coefficient de réflexion inférieur à -10dB est suffisant pour assurer une adaptation correcte des antennes.

On note également un décalage fréquentiel du minimum des coefficients de réflexion mesurés (décalage vers les hautes fréquences, environ 85MHz). Le décalage de la fréquence de résonance entre la mesure et la simulation est lié aux imperfections de réalisation (homogénéité de la matrice polyaniline/nanotubes de carbone et précision de dépôt). Le fait d'avoir considéré une valeur de permittivité relative du substrat fixe (non constante en fonction de la fréquence) explique aussi en partie ce décalage fréquentiel. Toutefois, on observe globalement une bonne concordance entre les simulations et les mesures.

Patch de PANI/MWCNTs			
Epaisseurs (μm)	50	70	110
Bande passante simulée (@ -10dB)	280 MHz (6.22 %)	245 MHz (5.44 %)	300 MHz (6.66 %)
Bande passante mesurée (@-10dB)	253MHz (5.62 %)	235MHz (5.22 %)	330 MHz (7.330%)

Tableau 3.3: Comparaison des bandes passantes simulée et mesurée.

Il faut remarquer que la présence du point d'alimentation (Figure 3.13) n'influe pas trop sur les performances d'adaptation.

Dans leurs travaux, A. Verma et ses collaborateurs ont démontré une bande passante de 4.6% pour une antenne en cuivre de même configuration et fonctionnant à la même fréquence [131] tandis que l'antenne à base de polyaniline/nanotubes de carbone présentée dans ce travail (conductivité 4500 S/m, épaisseur 50 μm proche de l'épaisseur de cuivre) offre une bande passante de 6.22%. L'utilisation des polymères conducteurs permet donc d'obtenir une bande passante de fonctionnement au moins égale à celle offerte par les antennes 'cuivre'.

3.9. 2. Diagramme de rayonnement

Une des caractéristiques importantes des antennes est le diagramme de rayonnement. La mesure de celui-ci s'effectue en chambre anéchoïque. Cette chambre permet de créer un environnement de mesure isolé de l'extérieur. Toutes les surfaces intérieures de la chambre sont couvertes d'une couche de polyurethane chargé en carbone absorbant ayant comme effet l'affaiblissement

des ondes électromagnétiques (affaiblissement des phénomènes de réflexion d'ondes et atténuation des phénomènes de multi-trajets).

Les diagrammes de rayonnement et les gains des antennes réalisées sont déterminés dans la chambre anéchoïque de l'IEMN. Le dispositif de positionnement des supports d'antennes est piloté par un moteur pas à pas à commande numérique. Un analyseur de réseau Agilent 8735 ES (30KHz–6GHz) permet la mesure de la transmission entre deux antennes. L'antenne réceptrice est un cornet rectangulaire (standard horn antenna (SAS–200/571)) de gain $G=14.5\text{dBi}$ à la fréquence 4.5 GHz. Elle est placée sur un positionneur qui peut tourner selon deux axes de rotation: plan E et H afin de parcourir toute la sphère de rayonnement. L'antenne émettrice (PANI/MWCNTs) est placée à une distance de 3.2m (zone de Fraunhofer) par rapport l'antenne réceptrice. La hauteur est fixée à 1.2m pour les deux antennes (Figure 3.17). L'avantage de ce système de positionnement est de ne présenter aucun matériau dans la direction de rayonnement principale des antennes.

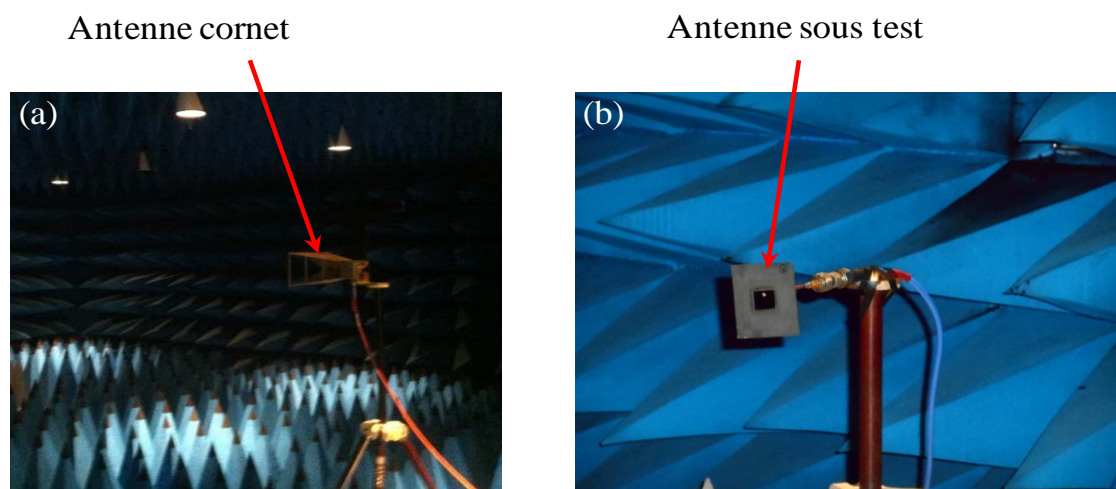


Figure 3.17: Dispositif expérimental utilisé (chambre anéchoïque de l'IEMN) pour caractériser les antennes réalisées (a) photographie de l'antenne cornet en réception,(b) photographie de l'antenne sous test PANI/MWCNTs (émission).

Les Figures 3.18, 3.19 et 3.20 représentent les diagrammes de rayonnement simulés et mesurés dans les plans E et H à la fréquence 4.5GHz, respectivement, pour les trois antennes patch (PANI/MWCNTs) d'épaisseur 50, 70 et 110 μm .

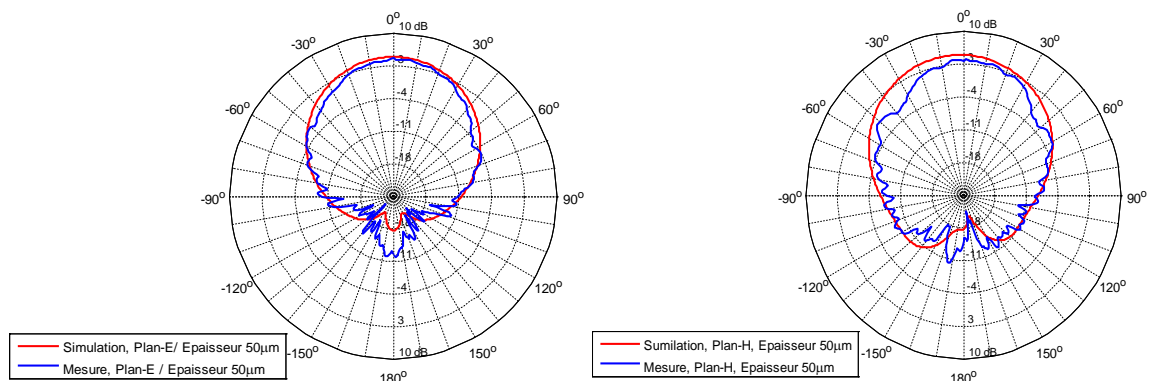


Figure 3.18: Diagrammes de rayonnement simulé et mesuré dans les plans E et H, (film de PANI/MWCNTs d'épaisseur 50µm).

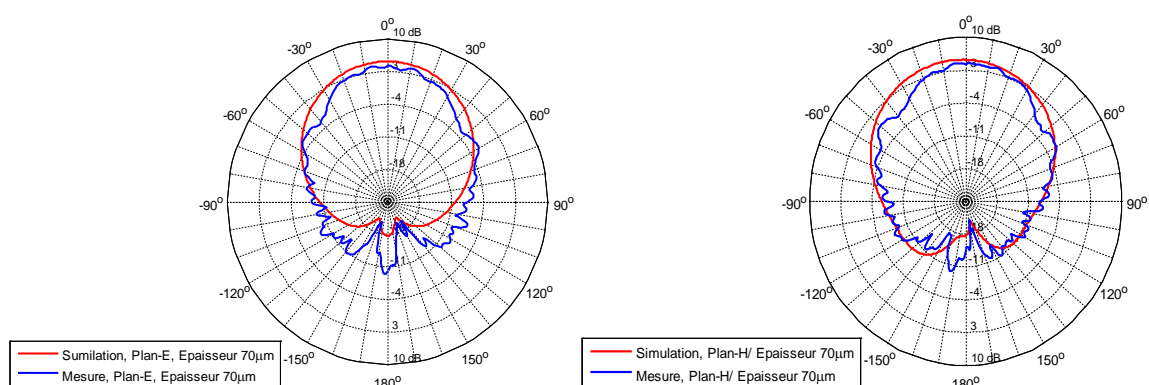


Figure 3.19: Diagrammes de rayonnement simulé et mesuré dans les plans E et H, (film de PANI/MWCNTs d'épaisseur 70µm)

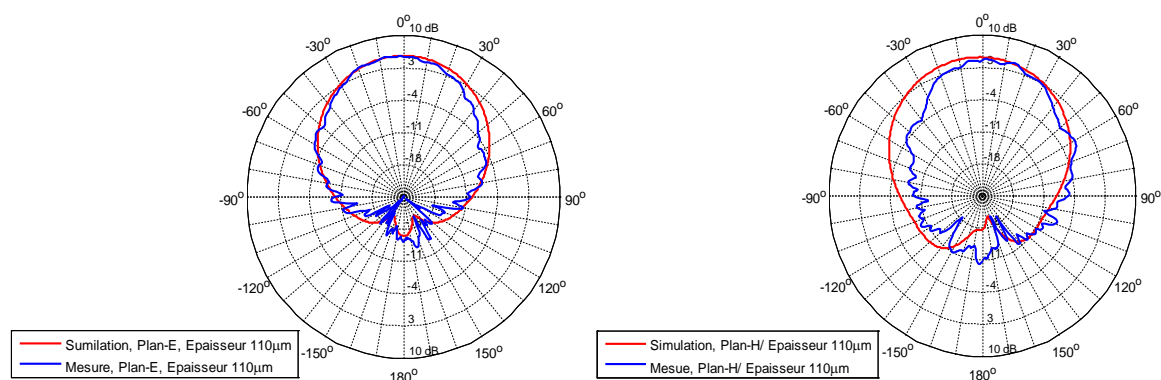


Figure 3.20: Diagrammes de rayonnement simulé et mesuré dans les plans E et H, (film de PANI/MWCNTs d'épaisseur 110µm).

De manière générale, la forme des diagrammes de rayonnement n'est pas affectée par la variation d'épaisseur. Les écarts entre la simulation et la mesure

peuvent s'expliquer par la précision de la modélisation, les incertitudes liées à la réalisation (technique de réalisation, déformations observées sur les cotés des patch) et les conditions associées au plan de masse (considéré comme conducteur parfait).

La dissymétrie observée peut s'expliquer par la précision de positionnement du point d'alimentation (légèrement excentré) et la forme des points de soudures. Les perturbations sont dues principalement au fait que la distribution des courants surfaciques dépend de la conductivité des polymères conducteurs, de la distribution des nanotubes de carbone à l'intérieur de la matrice de PANI/MWCNTs et de la présence de catalyseurs (c'est-à-dire la multiplication des nœuds de courant dans les patches rayonnants) (Chapitre 2, Figure 2.17).

On constate que pour toutes les antennes réalisées, la forme du diagramme de rayonnement est quasiment celle d'un patch de cuivre et que la puissance maximale est obtenue dans la direction perpendiculaire à l'antenne. On note aussi une polarisation des antennes linéaire selon la direction Oz, et un rapport avant /arrière dans la direction normale à l'antenne maximal. Nous remarquons également que la directivité augmente lorsque l'épaisseur du patch augmente ce qui se traduit par une diminution de l'angle d'ouverture du lobe principal. L'angle d'ouverture dans les deux plans (E et H) est compris entre 75° et 85°. La polarisation croisée est très faible dans le lobe principal. A la fréquence de rayonnement, la différence entre le niveau de polarisation principale et croisée reste toujours inférieure à -30dB dans le lobe principal.

3.9. 3. Mesure du gain

Le gain d'une antenne dans une direction (θ, φ) est le rapport de la puissance $P(\theta, \varphi)$ et de la puissance que rayonnerait la source isotrope par unité d'angle solide, à condition que les puissances d'alimentation soient les mêmes. Généralement, quand on parle du gain d'une antenne, on se réfère au gain dans la direction du maximum de rayonnement.

Il existe trois méthodes de mesure du gain pour une antenne [142, 143]:

- ✓ la méthode directe,
- ✓ la méthode de comparaison,
- ✓ la méthode des 3 antennes.

La technique de comparaison est la plus répandue dans la littérature. Elle consiste à utiliser une antenne de référence (antenne calibrée), généralement un cornet, dont on connaît le gain. Cette référence est choisie en fonction de la bande passante de l'antenne à mesurer. On utilise tour à tour en réception et dans les mêmes conditions d'éclairement l'antenne à tester et l'antenne étalon. La mesure consiste à mesurer simultanément ou successivement les niveaux de puissances reçues par l'antenne à mesurer et par l'antenne de référence.

Si l'on considère P_{AST} et P_{REF} , respectivement les puissances reçues par les antennes à mesurer et la puissance de référence, on peut écrire:

$$G_{AST} = G_{REF} \frac{P_{maxAST}}{P_{maxREF}}$$

$$G_{AST}(dB) = G_{REF}(dB) + 10 \log_{10} \left(\frac{P_{maxAST}}{P_{maxREF}} \right)$$

où G_{AST} est le gain de l'antenne sous test et G_{REF} celui de l'antenne de référence.

Cette méthode de comparaison est applicable pour des antennes de référence de gain maximum 20 dB. Les références [142, 143] donnent la démarche et la description complète pour la mesure du gain d'une antenne. Le montage doit permettre d'aligner correctement les antennes d'émission et de réception pour que la mesure du gain maximum soit correcte. La configuration de l'expérience est indiquée en Figure 3.21. Une première série d'expériences consiste à mesurer la puissance maximale de l'antenne de référence. La seconde série permet de mesurer la puissance maximale de l'antenne sous test.

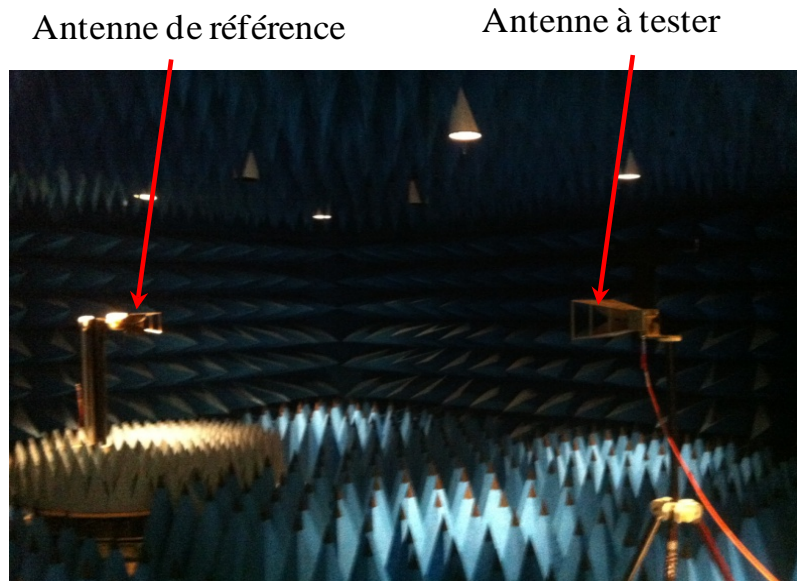


Figure 3.21: Configuration expérimentale pour la mesure du gain d'antenne en chambre anéchoïque (Chambre anéchoïde de l'EMN).

Les gains des antennes ont été simulés et mesurés pour les trois antennes considérées. Les résultats du gain total réalisé (pour les trois épaisseurs) sont tracés en Figure 3.22.

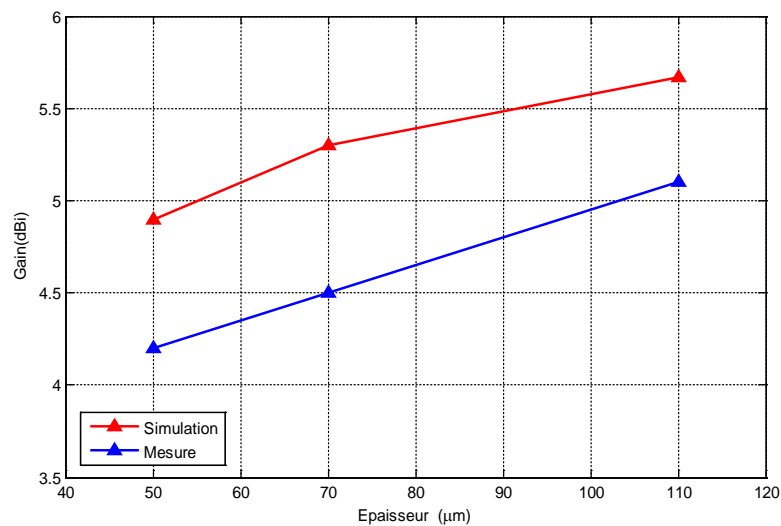


Figure 22: Gain des trois antennes patch proposées (gain total maximum).

Nous remarquons d'après la Figure 3.22, un léger écart entre la simulation et la mesure du gain des antennes. Nous obtenons par exemple un gain maximum de 5.7dBi et 5.2dBi respectivement en simulation et mesure à la fréquence 4,5 GHz pour l'antenne d'épaisseur 110µm. L'obtention d'un gain d'antenne plus faible pour les données mesurées est essentiellement due aux pertes par effet Joule

dans le matériau polymère et les pertes dans les câbles de liaisons. D'autre part, cela s'explique aussi par la valeur de la tangente de pertes utilisée dans la simulation. En effet dans la simulation nous ne considérons pas l'évolution des pertes en fonction de la fréquence.

On note l'augmentation du gain en fonction de l'épaisseur des patches compte tenu de la diminution de la résistivité surfacique. Enfin, on constate que l'écart les données de simulation et de mesure est relativement constant. Une faible variation est toutefois retrouvée. Elle est liée à la distribution aléatoire des nanotubes de carbone dans la matrice de polyaniline engendrant une conductivité électrique non homogène. On rappelle que nous considérons une conductivité constante.

3.10. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons démontré la faisabilité d'antennes imprimées à base de polymères conducteurs (PANI/MWCNTs). Les antennes ont été réalisées en déposant des films de PANI/MWCNTs d'épaisseurs 50, 70, 110 μm sur un substrat Rogers (RT/Duroid 5870).

Ces antennes ont permis de valider différents points présentés dans le Chapitre II (conductivité, homogénéité, etc.), à commencer par la technique de fabrication. Les paramètres obtenus en simulation et modélisation des géométries étudiées ont été validés expérimentalement. Les premières simulations ont montré une amélioration des performances des antennes à la fréquence de travail, si on utilise un substrat de RT/Duroid d'épaisseur 1.6mm.

Nous remarquons aussi, un faible écart entre les données simulées et mesurées. Ces différences sont essentiellement dues aux imperfections de réalisation ou encore aux approximations effectuées en simulation. Enfin, nous avons démontré l'influence de l'épaisseur et de la conductivité du patch sur l'adaptation, le diagramme de rayonnement et le gain de l'antenne. Les diagrammes de rayonnement dans les plans E et H montrent un bon accord entre les simulations et les mesures. Les gains mesurés de l'antenne (ex: gain de 5.2dBi et bande passante de 7.33% pour une épaisseur de patch de 110 μm) ainsi que les diagrammes de rayonnement obtenus démontrent que ce matériau peut effectivement être utilisé pour ce type d'applications. En effet les résultats de

simulation et de mesure démontrent des performances voisines de celles des antennes en cuivre.

Dans ce chapitre, en plus des résultats qui ont permis de conclure à un bon fonctionnement des antennes proposées par comparaison à une antenne 'cuivre' nous avons également pu vérifier la propriété de flexibilité mécanique offerte par ces antennes.

Compte tenu de la qualité des résultats obtenus avec ces antennes à base de PANI/MWCNTs, nous entreprenons dans le chapitre suivant l'étude et la réalisation d'antennes Ultra Large Bande dotées de la propriété de flexibilité (mécanique) basées sur ce composite.

CHAPITRE 4

CONCEPTION, REALISATION ET VALIDATION D'ANTENNES MONOPOLES ORGANIQUES FLEXIBLES ULTRA LARGE BANDE

4.1. Introduction

De nombreux services de communications se développent actuellement et attirent de plus en plus d'utilisateurs. L'accès à ces services d'un terminal unique nécessite l'utilisation d'antennes compactes multifréquences permettant notamment de recevoir simultanément la PCS (Personal Communication Service 1.8/1.9 GHz) et l'internet (Wireless Local Area Network and Wireless networks). Il faut noter que les fréquences utilisées par ces diverses applications s'étalent sur plusieurs octaves et il est donc difficile de concevoir une structure unique réunissant les caractéristiques requises permettant l'accès à ces différents services. Compte tenu de la demande croissante pour le développement et le déploiement de ces nouveaux services sans fil, on est donc amené à concevoir des antennes ultra large bande. Dans le cas particulier des antennes monopoles flexibles, cela se traduit par des solutions multi-bandes novatrices.

Les systèmes de communication en espace libre utilisant des antennes présentent de nombreux avantages. Ces systèmes répondent aux contraintes de mobilité, de facilité d'accès et selon la fréquence utilisée ils peuvent avoir une portée suffisante sans amplification. Le choix de l'antenne se fait en fonction des contraintes liées à l'application, telles que la bande de fréquence, le gain, le coût, la couverture, ou encore le poids. Parmi les nombreux travaux de recherche et de développement sur les antennes au cours de ces dernières années, on peut citer les antennes monopoles imprimées dont la forme et les dimensions permettent d'être intégrées dans des modules d'émission ou de réception sur le même substrat. Les propriétés des polymères conducteurs (conductivité, flexibilité, formes spéciales, etc.) ont aussi été exploitées par plusieurs investigateurs pour la conception de variantes d'antennes compactes et ultra large bande.

Dans ce chapitre, nous présentons les antennes imprimées réalisées à base de polymères conducteurs chargés par des nanotubes de carbone, que nous avons présenté dans le chapitre III, sur des substrats souples. Les résultats

obtenus dans le chapitre précédent ont montré un écart entre les données de simulations et de mesures. Celui-ci est en particulier imputable à la valeur de la permittivité du substrat qui doit être connue avec grande précision sur la gamme de fréquences investiguée. Dans la première partie de ce chapitre, une approche utilisant une technique de lignes microruban est présentée. Cette technique permet de déterminer des caractéristiques électriques des substrats mis en œuvre (permittivité relative et tangente de pertes). Les résultats seront utilisés lors de la simulation des antennes sur la plateforme HFSS®.

Dans la deuxième partie de ce chapitre nous présentons diverses techniques existantes ou nouvelles qui permettent de rejeter une bande de fréquences. Nous présenterons par la suite une antenne planaire ULB à bande rejetée. La structure de référence est une antenne couvrant la bande 1-8 GHz. L'antenne a été prototypée et expérimentalement caractérisée.

La troisième partie du chapitre sera consacrée à la conception de l'antenne compte tenu des contraintes imposées. Cette phase de conception se retrouve dans la réalisation de toute antenne. Celle-ci est généralement basée sur l'expérience de l'antenniste qui s'oriente naturellement vers des géométries répondant aux contraintes citées: structure volumique ou structure planaire, rayonnement directionnel ou rayonnement omnidirectionnel, bande étroite ou bande large. Un critère discriminant pour sélectionner alors une géométrie possible est la simplicité de l'antenne de telle sorte que son comportement puisse se décrire de façon analytique ou intuitive, et dans un même temps, une géométrie qui, a priori, conviendra à l'ajout de fonctionnalités reconfigurables.

4.2. Propriétés diélectriques du Kapton

4.2.1. Introduction

Le développement actuel des télécommunications mobiles s'accompagne d'une demande sans cesse croissante pour de nouvelles technologies de plus en plus performantes, faibles coûts et fiables. Par ailleurs, le raccourcissement nécessaire des délais et la complexité accrue des fonctions impliquent l'utilisation de simulateurs électriques et électromagnétiques pour optimiser les conceptions. Nous avons remarqué que la permittivité relative et la tangente de pertes du substrat utilisé sont les caractéristiques les plus sensibles et les plus essentielles. Cependant, ce travail nécessite une bonne connaissance des caractéristiques électriques des substrats mis en œuvre (permittivité relative ϵ_r et tangente de pertes $\tan\delta$).

Différentes méthodes de caractérisation de substrats sont présentées dans la littérature [144-145]. Le choix de la méthode dépend de la bande de fréquences que l'on désire couvrir et des propriétés électriques privilégiées. Une technique pour déterminer les propriétés électriques des matériaux diélectriques est présentée. Celle-ci est basée sur des lignes micro-rubans. La permittivité relative et l'angle de perte sont calculés à partir des paramètres-S mesurés et d'équations analytiques. L'avantage de la méthode est qu'elle est large bande et nous permet donc de balayer plusieurs fréquences de manière continue [146-148].

Dans cette étude le matériau sélectionné pour la réalisation des antennes est le Kapton (polyimide). Ce dernier est connu dans les domaines de l'électronique et de l'aérospatiale pour son excellente stabilité en température. C'est un des rares polymères dont la température limite d'utilisation dépasse 300 °C. Il présente aussi de bonnes propriétés diélectriques, une stabilité thermique, une résistance chimique et aux radiations, et il existe sous forme de films fins (130 μm) et souples (le Kapton[®] est commercialisé par la société Du Pont).

Les articles relatifs aux mesures de permittivité de kapton en utilisant les polymères conducteurs sont rares. Dans la majorité des cas les matériaux conducteurs utilisés sont le cuivre et l'or. Une étude expérimentale basée sur la

mesure des paramètres S d'une ligne de transmission dans la bande 1-8 GHz a été menée pour confirmer les valeurs des paramètres diélectriques du kapton et aussi étudier les pertes dans ce matériau.

4.2. 2. Méthodes de caractérisation d'un film de kapton

En général les techniques de caractérisation des substrats reposent sur des méthodes différentielles. Dans notre cas la technique est basée sur la mesure du coefficient de transmission de deux structures de propagation qui diffèrent par leur longueur. A partir de la connaissance de la différence de phase, il est alors possible de calculer des valeurs de ϵ_{eff} , ce mode opératoire nécessite des analyses électromagnétiques adaptées à la géométrie et la bande de fréquence exploitée. Avant de passer à l'étape expérimentale, nous avons d'abord testé à l'aide de simulations électromagnétiques la faisabilité de la détermination de la constante diélectrique effective d'une ligne microruban.

Comme énoncé précédemment, la permittivité effective ϵ_{eff} est déterminée à partir de la mesure de la différence de phase entre deux lignes de transmission. Celle-ci est obtenue en utilisant l'équation suivante [149-150]

$$\epsilon_{eff} = \left(\frac{\Delta\theta \times c}{2\pi \times f \times \Delta L} \right)^2$$

ΔL : différence de longueur entre les deux lignes de transmission.

$\Delta\theta$: différence de phase calculée.

c : célérité de la lumière.

f : fréquence de travail.

La permittivité relative ϵ_r peut être estimée à l'aide de l'équation suivante développée par Schneider et améliorée par Hammerstad et Jensen [151]:

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + \frac{12h}{w} \right)^{-1/2} + F(\epsilon_r, h) - 0.217 (\epsilon_r - 1) \frac{e}{\sqrt{wh}}$$

avec

$$F(\epsilon_r, h) = 0.02(\epsilon_r - 1) \left(1 - \frac{w}{h} \right)^2, \quad \text{si } \frac{w}{h} < 1$$

$$F(\epsilon_r, h) = 0, \quad \text{si } \frac{w}{h} > 1$$

ϵ_r : permittivité relative.

w : largeur des lignes de transmission (ligne microruban).

h : hauteur du substrat.

e : épaisseur de la ligne microruban.

Ainsi, la mesure des paramètres S des deux microruban permet aussi d'aboutir à la détermination de la tangente de pertes du substrat grâce à l'équation suivante:

$$\alpha_d = \frac{(|S_{21}|_{L_1} - |S_{21}|_{L_2})}{\Delta L}$$

Avec atténuation en dB/m = 8.686 * Atténuation en Np/m.

En tenant compte des relations suivantes: $\alpha_d = \frac{\pi\sqrt{\epsilon_r}}{\lambda} \tan\delta$ et $\lambda = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_r}}$ nous pouvons donc déterminer $\tan\delta$.

Deux lignes microrubans ont été mises en œuvre pour extraire les propriétés électriques du kapton dans la gamme de fréquences [1-8GHz]. La Figure 4.1 présente les deux structures modélisées à l'aide du logiciel HFSS[®]. Nous considérons deux lignes microruban de longueur L1 =50mm et L2=30mm à base de la polyaniline/nanotube de carbone déposées sur un substrat de kapton (polyimide) d' épaisseur 130 μ m. Nous notons que ces deux lignes présentent une impédance caractéristique égale à 50 Ohms et une conductivité électrique égale à 4500S/m pour une épaisseur du 35 μ m.

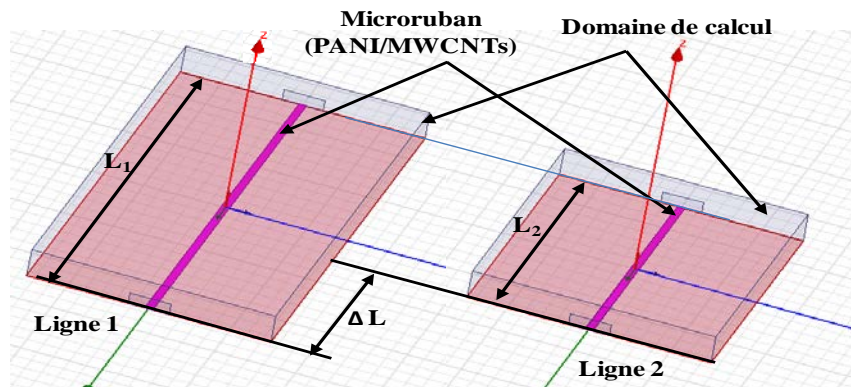


Figure 4.1: Modélisation des lignes microrubans par HFSS[®].

Nous avons réalisé des structures microrubans présentées, en Figure 4.2, dont les caractéristiques (matériaux et dimensions) sont identiques à celles des structures modélisées (longueurs $L_1=50\text{mm}$ et $L_2=30\text{mm}$ et rubans centraux en polyaniline/nanotubes de carbone). Les lignes de propagation sont déposées sur des substrats de kapton. L'épaisseur des rubans centraux de PANI/MWCNTs a été évaluée à l'aide du système d'imagerie 3D STIL-DUO. On peut analyser les résultats obtenus en altitude et en surface. Dans ce cas, l'épaisseur moyenne a été estimée à $35\mu\text{m}$ et la largeur moyenne à 2mm (Figure 4.3). Les liaisons avec l'analyseur de réseaux sont réalisées par l'intermédiaire de connecteurs SMA. Sur ces substrats, les structures micro rubans (impliquant un plan métallique de masse) sont réalisées en utilisant le procédé décrit dans le paragraphe 6 du chapitre 3. Le rapport w/h le plus faible possible doit être obtenu pour la réalisation de ces lignes.

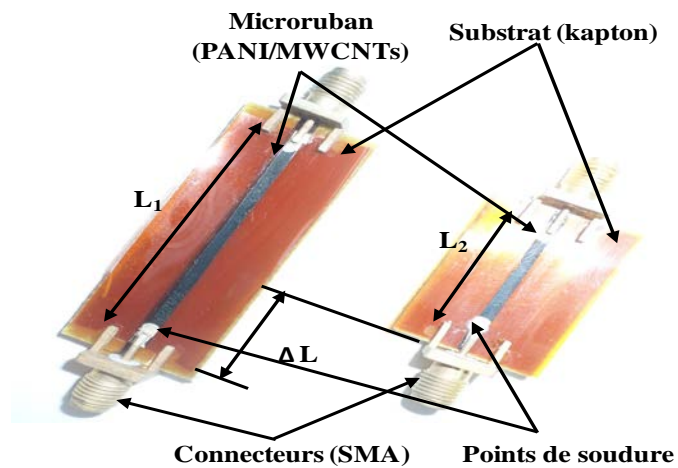


Figure 4.2: Prototypes des structures micro rubans pour la détermination des paramètres diélectrique du kapton.

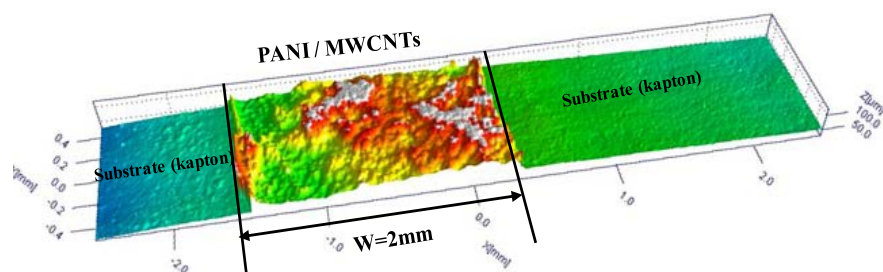


Figure 4.3: Profil en 3 dimensions réalisé par le système d'imagerie 3D STIL-DUO d'une ligne micro ruban de PANI/MWCNTs déposée sur un substrat de kapton.

4.2. 3. Mesure des paramètres S et extraction des paramètres diélectriques du kapton

Les mesures sont réalisées à l'aide d'un analyseur de réseaux vectoriel Agilent PNA–X séries N5242A fonctionnant dans la bande de fréquence allant de 10MHz à 26.5GHz. Nous avons utilisé une procédure de calibration de type SOLT (Short, Open, Load et Thru). Les structures sont en théorie des quadripôles passifs symétriques [152]. En pratique les connecteurs SMA et points de soudures vont introduire une légère dissymétrie et des pertes (Figure 4.2) qui risque d'influer sur l'extraction de la différence de phase (la permittivité relative) et l'atténuation (tangente de pertes).

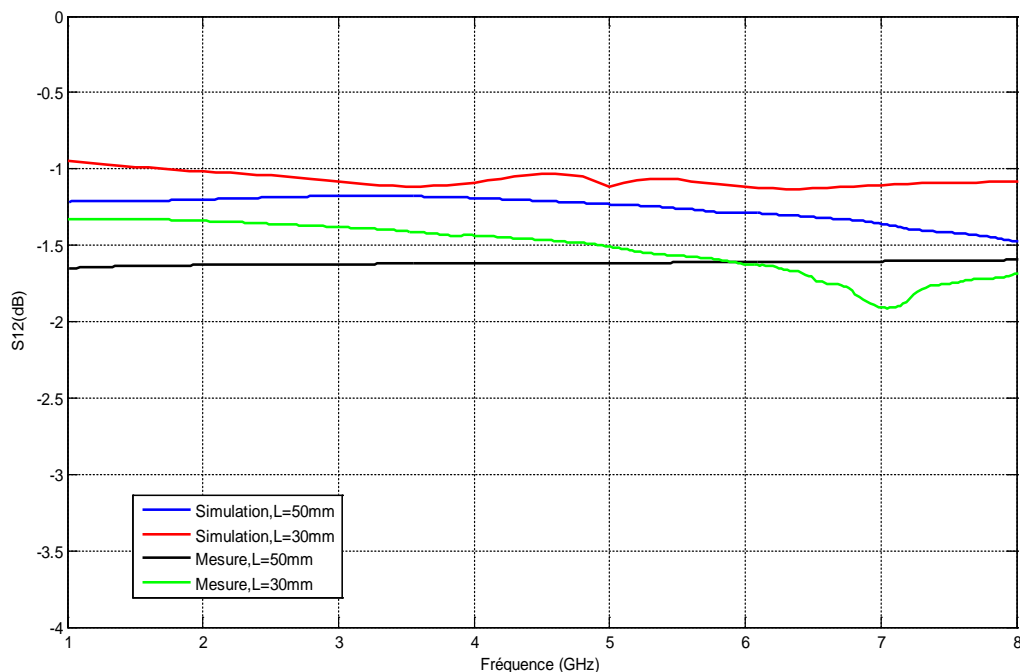


Figure 4.4: Evolution fréquentielle des coefficients de transmission (simulations et mesures) pour les lignes de transmission.

La Figure 4.4 montre des pertes relativement importantes, autour de -1,5 dB dans la bande 1-8 GHz. Par ailleurs nous constatons un bon accord entre les valeurs obtenues à partir de la simulation et celle de la mesure. Les pertes globales que nous extrayons incluent les pertes joules, les pertes par rayonnement, les pertes diélectriques et les pertes de contact entre le substrat (kapton) et le plan de masse [153]. La valeur de la permittivité relative et de la tangente de pertes dans ce cas est étroitement liée aux conducteurs utilisés .

Nous avons calculé la permittivité relative ainsi que la tangente de pertes en fonction de la fréquence, comme le montrent les Figures 4.5 et 4.6 respectivement.

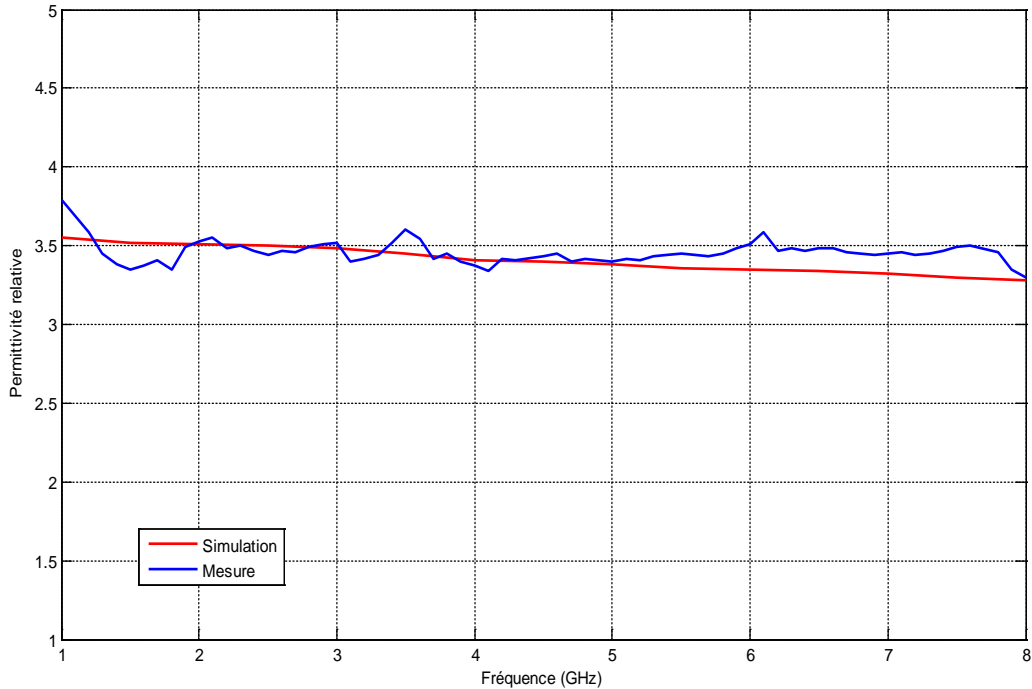


Figure 4.5: Evolution fréquentielle de la permittivité relative du kapton.

Les valeurs mesurées de la permittivité relative obtenues (Figure 4.5) sont conformes aux données de la littérature [154]. On remarque néanmoins que celles-ci sont plus bruitées que les données relevées en simulation, essentiellement à cause de la différence entre les pas de fréquences retenus pour les deux types de caractérisation (pratiquement un rapport quatre). En général, nous observons que la forme de la courbe expérimentale est conforme à celle des résultats de simulation. Ceci nous permet de procéder avec confiance au calcul de la tangente de pertes en utilisant les valeurs obtenues de la permittivité relative.

La Figure 4.6 montre la tangente de pertes obtenue en fonction de la fréquence par simulation HFSS[®] et mesure expérimentale.

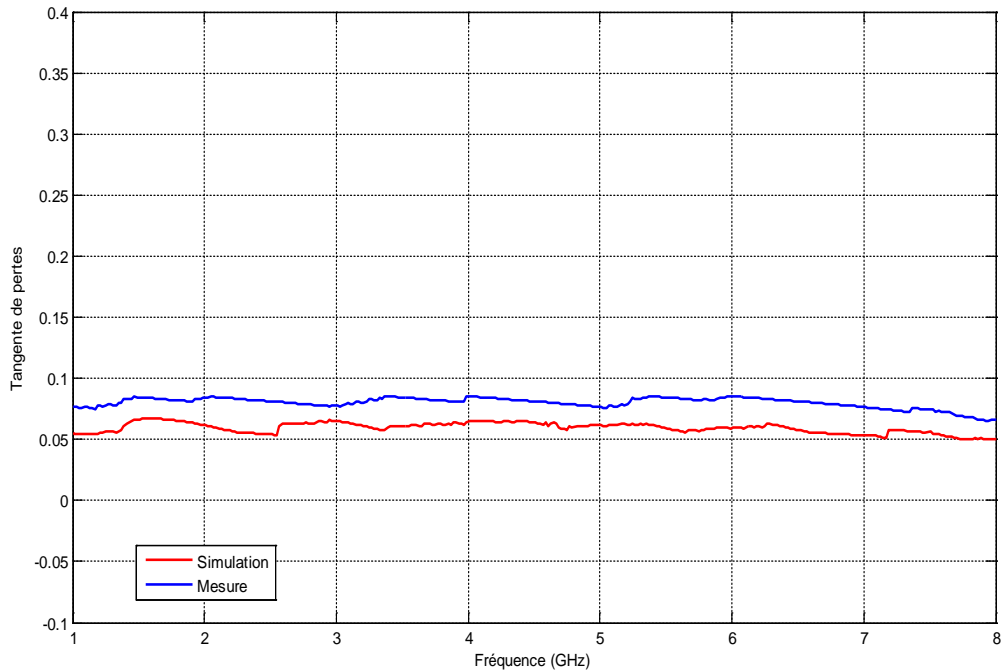


Figure 4.6: Evolution fréquentielle de la tangente de pertes du kapton.

Les résultats de mesure obtenus sont en très bon accord avec ceux obtenus par simulation. Nous observons sur cette figure des perturbations à certaines fréquences. Ceux-ci traduisent des erreurs numériques commises lors de l'acquisition des données des paramètres S, les approximations faites lors du traitement et les imperfections de réalisation (homogénéité de la matrice polyaniline/nanotubes de carbone et précision de dépôt, connections,...).

Le kapton présente une permittivité relative comprise entre 3.26 et 3.79 et une tangente de pertes comprise entre 0.06 et 0.09 dans la bande 1-8GHz. Par ailleurs, les pertes dans le polymère conducteur (pertes conductrices) sont importantes, c'est ce qui traduit la variation de la permittivité relative et la tangente de pertes du kapton dans la bande allant de 1 à 8GHz. Les perturbations proviennent en partie de la faible conductivité du polymère conducteur (4500S/m) et de la distributions des nanotubes de carbone dans la matrice de polyaniline (les lignes ne sont pas homogène Figure 4.3). Néanmoins les pertes de ces structures microruban restent tout à fait acceptables, ce qui ouvre la voie à la réalisation d'antennes organiques par ces matériaux. Nous allons à présent voir quelles sont les structures d'antennes les plus adaptées à notre étude.

4.2. 4. Conclusion

Dans cette partie, dans un premier temps, nous avons présenté une technique pour la détermination des propriétés diélectriques du substrat (kapton) basée sur deux lignes de transmission. L'extraction des paramètres diélectriques du substrat en utilisant cette technique a donné une première estimation de la permittivité relative, avec une précision de 3.5% par rapport à la valeur moyenne fournie par le fabricant, sur une bande de fréquence allant jusqu'à 8 GHz.

Dans un deuxième temps, nous avons constaté que pour cette valeur de conductivité (4500S/m) que les pertes sont acceptables. Le résultat obtenu confère à ce polymère conducteur un certain intérêt pour la technologies large bande.

Finalement, les valeurs de la permittivité relative et de la tangente de pertes déterminées sont ensuite utilisées comme données sur la plate forme HFSS[®] pour simuler les antennes organiques ultra large bande.

4.3. Conception et réalisation d'antennes organiques flexibles (ULB)

Ces propriétés diélectriques, mécaniques et chimiques font du Kapton un bon candidat pour la réalisation d'antennes intégrant des polymères conducteurs. Ainsi, nous avons opté pour ce substrat dans le cadre de nos études.

Dans cette partie du travail nous exploitons donc la possibilité de déposer un polymère conducteur sur un substrat souple, le kapton, pour la réalisation d'une antenne qui sera dotée de la propriété de flexibilité. Pour rappel, les applications envisagées se situent dans la bande de fréquences [1-8GHz] (standards PCS1800/1900, IEEE 802.11.a et IEEE 802.11.b), aussi il est nécessaire de concevoir des antennes larges bandes susceptibles de couvrir l'ensemble du spectre visé. Deux solutions ont été étudiées pour répondre à cette problématique. La première méthode consiste soit à modifier la structure du patch ou à ajouter des éléments pour jouer sur la bande fréquences, on parle alors d'antennes à bande rejetée. La seconde technique que nous investiguons, plus originale, est la modification des propriétés électromagnétiques de l'antenne par une action sur la forme de celle-ci. En effet l'application d'une courbure au moyen d'un support de forme optimisée permet d'obtenir un effet direct sur les caractéristiques de propagation l'antenne. Dans ce cas nous parlerons d'antennes reconfigurables.

4.3.1. Antenne ULB à bande rejetée

4.3. 1.1. Introduction

De nombreuses études ont été menées sur différents forme des antennes monopoles plans imprimées depuis la première utilisation du monopole circulaire en 1992 [155-158], les structures triangulaires et circulaires présentent de bons fondements d'antenne ultra large bande. Plusieurs étude ont conduit à l'utilisation du monopole circulaire sous sa forme planaire pour des applications ultra large bande

Différentes techniques ont été envisagées pour l'élargissement de la bande passante. Ainsi, on peut citer pour augmenter la bande passante du monopole, l'utilisation d'un court-circuit [159], du décalage de l'alimentation [160], l'utilisation des encoches [161, 162] et de la technique de l'évasement symétrique [163].

Toutes ces méthodes se basent sur le même principe, à savoir le fait d'ajouter des modes supplémentaires à la structure.

Pour éviter certaines interférences avec les systèmes à bande étroite déjà existants, l'antenne ULB doit pouvoir rejeter certaines fréquences. Pour ce faire, l'antenne doit pouvoir jouer le rôle de filtre coupe bande. En ajoutant des fentes ou des éléments parasites, sur ou proches de l'élément rayonnant, l'antenne peut être désadaptée sur une certaine sous bande [164]. La position et la dimension des éléments parasites sont reliées par la bande de fréquence rejetée.

On distingue deux méthodes servant à stabiliser le diagramme de rayonnement d'une antenne monopole. La première méthode consiste à ajouter un deuxième élément rayonnant, similaire au précédent et orthogonal à l'élément rayonnant principal [165]. La deuxième méthode consiste à utiliser trois monopoles rectangulaires pliés, espacés de 120° [23].

Le premier objectif est d'évaluer l'impact de l'association polymère conducteur kapton et de maîtriser les conditions de fabrication des antennes organiques, pour un fonctionnement optimal, quel que soit le domaine d'application. Le second objectif est de développer des antennes organiques ULB à deux bandes de fréquences distinctes .

4.3.1.2. Conception et simulation de l'antenne ULB à bande rejetée

Nous avons choisi comme élément de rayonnement une antenne ULB à base d'un monopole triangulaire/circulaire imprimé sans plan de masse, ce monopole est alimenté par une ligne coplanaire (CPW). La configuration de l'antenne ULB est illustrée sur la Figure 4. 7.

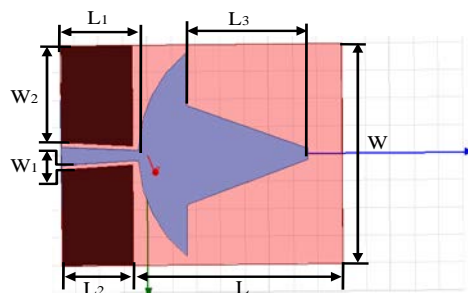


Figure 4.7: Configuration de l'antenne monopole ULB à bande rejetée.

Comme le montre la Figure 4.7, l'interaction triangle/elliptique et une ligne CPW (50Ω) est réalisée. Les différentes dimensions de l'antenne optimisées sous HFSS® pour fonctionner sur deux larges bandes de 1.8 à 2.8 GHz pour la première et de 4 à 7.1 GHz pour la seconde sont répertoriées dans le Tableau 4.1.

Paramètres de l'antenne							
Substrat = Kapton (polyimide)							
Dimension (mm ²)	42 × 33						
Épaisseur (mm)	0.13						
Matériaux du patch = PANI(CSA)0.5/ PU/ MWCNTs							
Conductivité (S/m)	4500						
Les dimensions de l'antenne (mm)							
	L	L ₁	L ₂	L ₂	W ₁	W ₂	W
e=65µm	30	13.5	12	24	0.6	14.8	33

Tableau 4.1: Paramètres géométriques de l'antenne monopole optimisée.

Après ces étapes de simulation sur la plateforme HFSS® qui ont permis d'aboutir à une structure optimisée qui autorise un fonctionnement ULB à bande rejetée avec de bonnes caractéristiques en termes de coefficient de réflexion, bande passante, diagramme de rayonnement et gain, nous avons réalisé et caractérisé un prototype de cette antenne.

4.3.1.3. Réalisation et validation expérimentale

Compte tenu des dimensions déterminées à l'issue des étapes d'optimisation (Tableau 4.1) nous avons réalisé un prototype d'antenne comme le montre la Figure 4.8. Dans cette structure, le polymère conducteur (PANI/MWCNTs) d'épaisseur 65 µm et de conductivité 4500S/m constitue le patch (réalisé en cuivre dans les antennes classiques), le kapton d'épaisseur 130 µm est utilisé comme substrat.

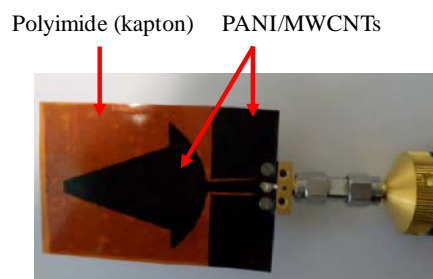


Figure 4.8: Le prototype d'antenne à bande rejetée.

Dans la suite nous confrontons les résultats expérimentaux aux données simulées pour toutes les grandeurs caractéristiques (coefficient de réflexion, diagramme de rayonnement et gain).

4.3.1. 3.1. Coefficient de réflexion

Les caractéristiques de l'antenne réalisée, ont été mesurées avec un analyseur de réseaux vectoriel Agilent PNA–X séries N5242A qui fonctionne dans la bande de fréquences allant de 10MHz à 26.5GHz associé à des kits de calibration adéquats. Les résultats de mesure et de simulation des coefficients de réflexions de l'antenne ULB à bande rejetée sont reportés sur la Figure 4.9.

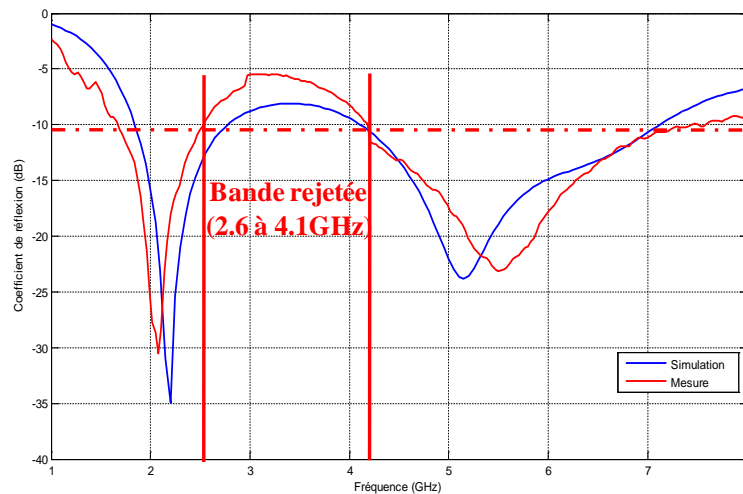


Figure 4.9: Simulation et mesure du coefficient de réflexion de l'antenne ULB à bande rejetée.

Les coefficients de réflexion présentés en Figure 4.9 confirment d'abord que l'antenne ULB à bande rejetée rayonne bien aux fréquences ciblées. Ensuite, nous notons un léger décalage de la position des deux pics de résonance entre les valeurs simulées et mesurées. En effet, les fréquences de résonance mesurées de l'antenne sont 2.1, et 5.5 GHz, à comparer aux valeurs simulées de 2.2 et 5.2 GHz. Celui-ci est en partie dû à la non prise en compte du connecteur SMA dans l'étude en simulation. En fait, sur la plateforme HFSS[®] nous avons modélisé le connecteur par une excitation rectangulaire au port de mesure (en anglais: rectangular wave port) pour faciliter la conception. Une autre source d'erreurs est bien évidemment liée aux étapes de fabrication (dimensions et conductivité effectivement obtenues). Enfin, le comportement large bande est

avéré pour les deux antennes (mesurée et simulée). En effet pour la première bande des étalements de 1.7 à 2.7 GHz (42%) pour le prototype et de 1.8 à 2.8 GHz (43%) pour la structure simulée sont notés. Pour la seconde bande des étalements de 4.1 à 7.5 GHz (62%) pour le prototype et de 4.1 à 7.1 GHz (60%) pour la structure simulée sont retrouvés. Ces études confirment bien la caractéristique ULB à bande rejetée (2.6 à 4.1GHz) de l'antenne monopole proposée.

Compte tenu des bons résultats obtenus nous nous sommes donc attachés à vérifier les propriétés de rayonnement de cette antenne.

4.3.1. 3.2. Diagramme de rayonnement et gain mesuré

Les diagrammes de rayonnement et le gain de l'antenne ont été mesurés dans la chambre anéchoïque (Figure 4.10) de l'IEMN aux deux fréquences de résonance 2.2 et 5.4 GHz.

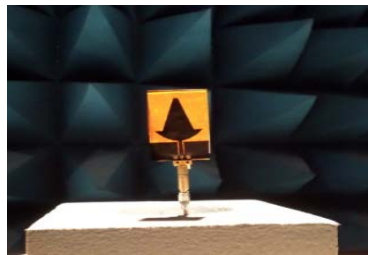


Figure 4.10: Photographie de l'antenne à bande rejetée dans la chambre anéchoïque.

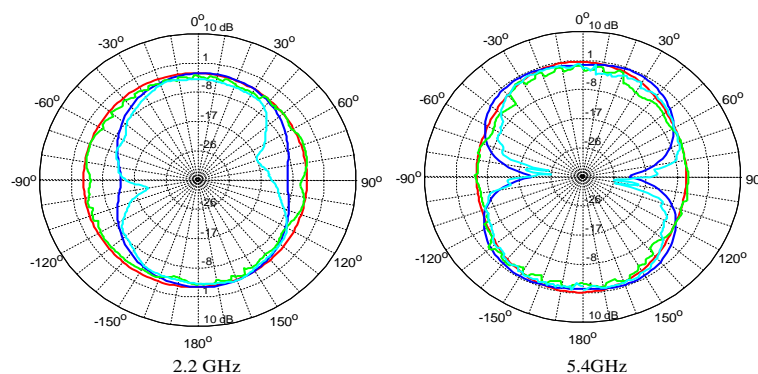


Figure 4.11: Diagramme de rayonnement dans les plans H et E pour les fréquences 2.2 et 5.4 GHz: simulation plan H (rouge), simulation plan E (bleu), mesure plan H (vert), mesure plan E (cyan).

La Figure 4.11 présente les diagrammes de rayonnement simulés et mesurés de l'antenne ULB à bande rejetée dans les plans E et H aux fréquences caractéristiques (2.2 et 5.4 GHz). Un accord satisfaisant entre les résultats de la simulation et de ceux de la mesure est observé. Ces diagrammes de rayonnement sont pratiquement stables et bien entretenus sur les deux bandes de fonctionnement (autour de 2.2 GHz et de 5.4 GHz). Par contre, le gain varie très fortement en fonction de la fréquence. Les gains réalisés mesurés pour les fréquences 2.2 et 5.4 GHz sont respectivement 0.4 et 2.4 dBi. Les gains simulés sont de 0.78 dBi et 2.95 dBi pour les mêmes fréquences.

L'ensemble des résultats obtenus, aussi bien en simulation qu'en mesure, valide la proposition d'exploitation d'un polymère conducteur (PANI/MWCNTs) déposé sur un substrat souple pour la réalisation d'antennes. De plus nous avons démontré la possibilité de doter ce type d'antennes de la propriété 'large bande'. Dans le cas présent nous avons proposé une antenne à bande rejetée qui couvre deux bandes de fréquences ULB. Ce type d'antennes montre clairement une alternative très prometteuse de réalisation d'antennes à bande passante maîtrisable.

4.3.1.4. Conclusion

Nous avons présenté dans cette partie du chapitre les étapes de conception, de réalisation et de caractérisation d'une antenne monopole ULB à rejet de bandes fonctionnant de 1 à 8 GHz à base d'un polymère conducteur (PANI/MWCNTs) déposé sur un substrat de kapton sans plan de masse. Les résultats de simulation, validés par la mesure ont confirmé l'obtention de deux bandes passantes avec un diagramme de rayonnement pratiquement stable et relativement omnidirectionnel associé à un gain significatif.

L'étude de cette antenne ULB flexible nous a permis de prouver la possibilité de créer la fonctionnalité de reconfigurabilité à partir d'une action mécanique sur l'antenne tout en gardant des propriétés de rayonnement stables. L'association de polymères conducteurs avec le kapton sera mise à profit pour la réalisation de plusieurs variantes dans la suite de ce chapitre.

4.3. 2. Les antennes reconfigurables Ultra Large Bandes (ULB)

4.3. 2.1. Introduction

Les structures rayonnantes doivent être telles qu'elles permettent une couverture multi-bandes et/ou large bande. Mais pour les différents services, les fréquences utilisées sont soit très éloignées, soit adjacentes suivant les standards que l'on considère. Face à cette contrainte, il est donc extrêmement difficile d'imaginer une structure compacte réunissant les caractéristiques permettant l'accès à ces différents services simultanément. Cependant, les standards GSM (Global System for Mobile communication) (880MHz-960MHz), PCS (Personal Communications Services/System) (1.85GHz-1.99GHz) et WLAN (Wireless Local Area Network) (2.4GHz-5.8GHz) sont relativement voisins du point de vue de leurs caractéristiques de rayonnement et des bande de fréquences couvertes [24].

Par ailleurs, ces nouvelles technologies nécessitent aussi une certaine flexibilité au niveau du bloc RF. Les antennes d'aujourd'hui doivent être intelligentes et doivent être capables de s'adapter aux besoins en termes de fréquence de travail et de caractéristiques de rayonnement. Le polymère conducteur présenté dans le deuxième chapitre (PANI/MWCNTs) offre la possibilité de réaliser des antennes monopoles qui sont à la fois efficaces pour ces applications et autorisent la flexibilité compte tenu de leur souplesse.

Ainsi, ce travail traite de l'utilisation des structures à base de polymères conducteurs pour la conception d'antennes de faible encombrement et ULB ayant des performances en rayonnement améliorées. Après une brève présentation des antennes imprimées reconfigurables, nous étudions le rayonnement électromagnétique d'une antenne organique conformée sur un support sigmoïde. Ce type de support permet une réduction des dimensions de l'antenne et une augmentation des performances en rayonnement (gain et efficacité). Enfin, Nous nous intéressons à la simulation et l'optimisation des antennes monopoles au moyen du simulateur électromagnétique HFSS[®] [168]. Le polymère conducteur mis en œuvre est le PANI/MWNTCs (épaisseurs du polymère conducteur: 117 μ m et 75 μ m) de conductivité 4500/m. Les antennes sont conçues pour fonctionner dans la bande de fréquences [1-8 GHz]. La caractérisation est faite en termes de: coefficient de réflexion, bande passante, diagramme de rayonnement et gain.

4.3.2. 2. Conception des antennes reconfigurables et problèmes associés

Les antennes reconfigurables offrent par définition la possibilité d'un changement de polarisation, de fréquence de fonctionnement ou de diagramme de rayonnement. Ceci permet une adaptation face aux changements des paramètres d'un système de télécommunications [169-170]. En effet, une antenne classique est figée et ne peut fonctionner qu'aux fréquences pour lesquelles elle a été conçue à l'origine. Dans le cas d'une antenne reconfigurable, il est envisageable de pouvoir accorder sa fréquence de fonctionnement à un standard qui n'existait pas ou n'avait pas été pris en compte lors de la création de la dite antenne, cela permet notamment d'accéder à de nouveaux standards [171].

Avant de rentrer dans le détail de la conception d'une antenne reconfigurable, il est important de noter qu'il n'y a pas une, mais plusieurs méthodes de conception et de réalisation d'une telle antenne. Dans la suite de ce chapitre on se contentera d'utiliser la "méthode pochoir" présentée au troisième chapitre. Cependant, il est intéressant d'évoquer de manière plus largement les problématiques liées aux antennes reconfigurables avant de détailler plus avant la solution choisie dans les travaux présentés ici.

Tout d'abord, d'un point de vue conception, on peut commencer par rechercher une géométrie et des caractéristiques d'antenne adaptées aux contraintes de l'application visée (dimensions, robustesse, fréquence, etc...) et qui autorise à l'ajout de fonctionnalités reconfigurables. Mais le point de départ peut aussi être le composant de base de la structure antennaire. Si ce dernier possède des propriétés intéressantes dans le domaine des radiofréquences, celles-ci peuvent être mises à profit. C'est le cas par exemple des antennes organiques pour lesquelles la reconfigurabilité est une application quasi naturelle. Enfin, souvent le point de départ est la recherche d'une fonctionnalité précise. Il faut alors associer dès le départ une géométrie et des composants pour essayer d'obtenir un comportement bien précis. On a donc une opposition entre deux démarches. La première dite "bottom-up" qui consiste à choisir des composants (respectivement une antenne), puis une antenne (respectivement des composants) se traduira par l'obtention de certaines fonctionnalités et au contraire une démarche "top-down" où l'on s'impose une fonctionnalité précise que l'on

essaie d'obtenir en choisissant la structure d'antennes (géométrie et composants). Ces deux situations sont illustrées par le schéma de la Figure 4.12 [171].

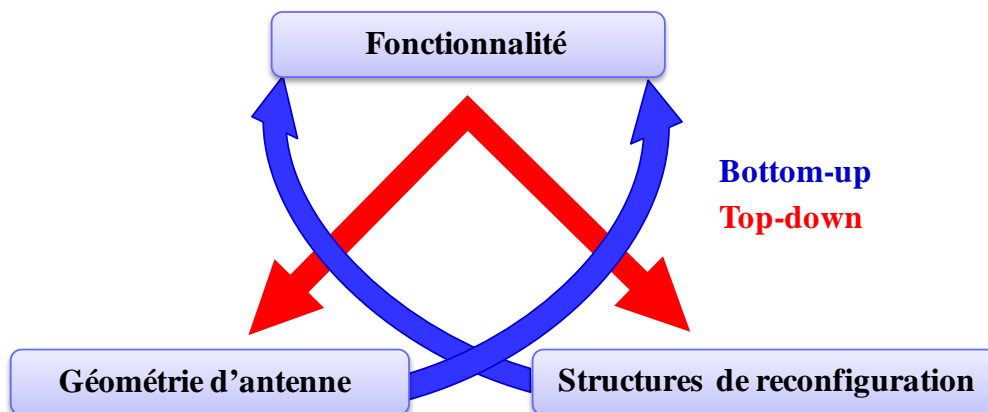


Figure 4.12: Conception top-down ou bottom-up d'une antenne reconfigurable.

Nous allons, dans ce travail, présenter des antennes monopoles qui sont communément utilisées. Ces antennes ont été classées selon certaines propriétés: particularités géométriques ou spécificité du diagramme de rayonnement (antenne omnidirectionnelle). Toutes ces antennes possèdent naturellement une bande passante assez élevée. Cette partie s'articule autour du design et du comportement des antennes reconfigurables. Nous traitons les antennes dont la reconfiguration est liée à des propriétés mécaniques.

Il existe plusieurs configurations mécaniques, pour modifier les propriétés électromagnétiques d'une antenne. La première concerne la déformation mécanique de l'élément rayonnant [172-173], soit par commande manuelle, comme en Figure 4.13, soit par commande électrique comme dans le cas de l'antenne MEMS proposée en Figure 4.14.

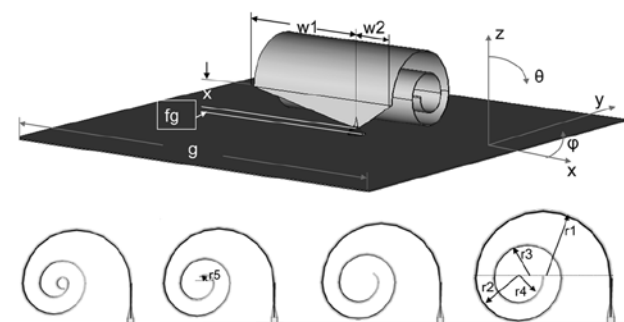


Figure 4.13: Géométrie d'une antenne monopole reconfigurable basée sur un élément à enroulement [172].

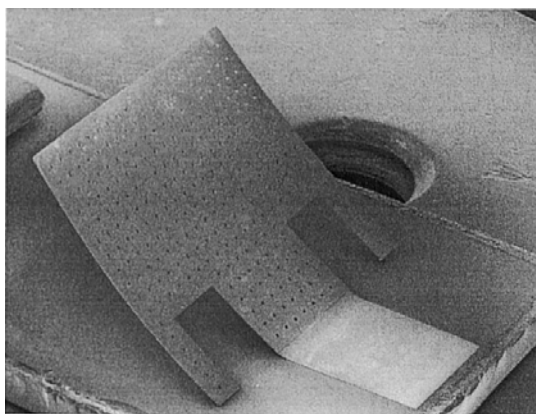


Figure 4.14: Photographie d'une antenne MEMS microruban reconfigurable [173].

Une autre possibilité concerne l'utilisation de substrats flexibles dont les caractéristiques mécaniques sont accordables et qui permettent de passer d'un état à autre Figure 4.15 [174].

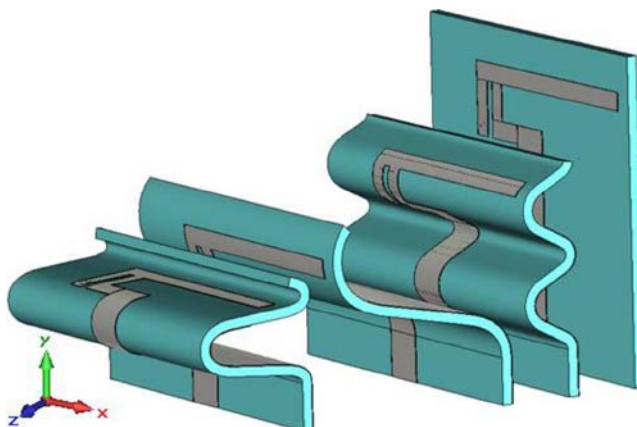


Figure 4.15: Géométrie d'une antenne reconfigurable basée sur un substrat flexible [174].

La plupart des systèmes sans fils d'aujourd'hui comportent plusieurs antennes pour assumer les différents standards de communications qui existent. Cependant, il n'est pas recommandable d'avoir différentes antennes dans un système. L'espace disponible déjà limité devrait encore être partagé entre plusieurs antennes, ceci causerait un problème d'encombrement. L'utilisation d'antennes reconfigurables offre donc en particulier une meilleure exploitation d'espace.

Parmi les matériaux utilisables comme éléments de rayonnements reconfigurables, nous proposons des polymères conducteurs chargés par des

nanotubes de carbone. Les avantages principaux de ces matériaux sont leurs propriétés mécaniques qui impactent directement la flexibilité de l'antenne.

4.3. 2.3. Antennes sur substrat souples

La recherche de flexibilité mécanique dans le domaine des antennes a commencé avec le micro-usinage de matériaux rigides (silicium dans [175] et SiO₂ dans [176]). La flexibilité mécanique ou structurale d'antennes constitue une alternative prometteuse. Un des points clefs est d'utiliser des matériaux possédant des caractéristiques électriques et mécaniques appropriées. Différentes équipes ont travaillé sur des substrats " souples " avec une recherche de matériaux toujours plus flexibles: Polyimide Kapton ($E_y = 5,5 \text{ GPa}$) [177-179] et polymère cristaux-liquides (LCP: liquid crystal polymer, en anglais) ($E_y=2,5 \text{ GPa}$) [180].

Comme énoncé lors de l'introduction, la première étape consiste à mettre en œuvre une structure sur un simulateur électromagnétique (ici HFSS[®]).

4.3. 2.4. Modélisation par HFSS[®] d'antennes souples

Nous avons choisi de commencer par simuler une antenne monopole pour étudier l'effet des paramètres électriques et de l'épaisseur du patch rayonnant sur les performances de l'antenne. Les valeurs des paramètres de simulation (conductivité, permittivité et épaisseur du patch en PANI/MWCNTs) sont des valeurs retrouvées expérimentalement.

Comme déjà indiqué, parmi le large éventail des polymères conducteurs disponibles, nous avons sélectionné la famille des polyanilines chargés par des nanotubes de carbone. Ce choix du PANI/MWCNTs est justifié par le fait que celui-ci présente de nombreux avantages tels que: la tenue mécanique, une très bonne résistance chimique, une tenue au vieillissement élevée, une conductivité électrique élevée, et d'excellentes propriétés d'adhérence sur de nombreux substrats souples [181].

L'antenne proposée est un monopole alimenté par une ligne coplanaire. Ce prototype est réalisé avec un substrat de kapton (polyimide) souple ($3.26 \leq \epsilon_r \leq 3.79$ et $0.06 \leq \tan \delta \leq 0,09$), les parties métalliques sont réalisées à partir de PANI/MWCNTs de conductivité 4500S/m également souple. Les dimensions

totales de l'antenne sont de $33 \times 48 \times 0.13$ mm³. L'alimentation de la ligne coplanaire se fait par un connecteur SMA.

Les dimensions de la structure ont été optimisées à l'aide du logiciel HFSS® pour avoir un coefficient de réflexion minimum à l'entrée de l'antenne dans la bande de fréquence 1-8 GHz. Les paramètres et les caractéristiques géométriques de l'antenne sont illustrés en Figures 4.16. L'ellipse est caractérisée par trois principaux paramètres: l'épaisseur, le rapport entre le demi grand axe (D) et le demi petit axe (d) ainsi que la distance entre l'ellipse et la ligne coplanaire.

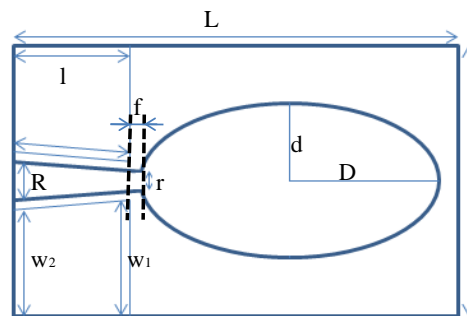


Figure 4.16: Schéma de l'antenne monopole.

Le modèle créé sous HFSS® comparé au dispositif expérimental n'inclut pas le connecteur SMA ainsi que les points de soudures (Figure 4.17).

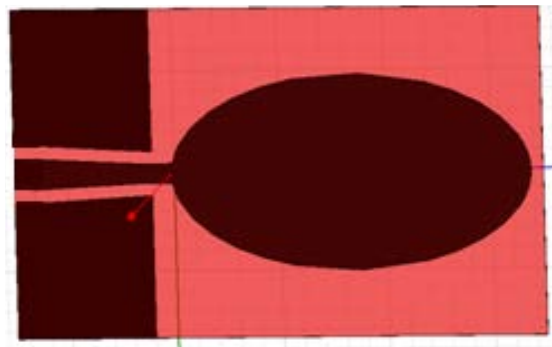


Figure 4.17: Modèle numérique de l'antenne monopole.

Puisqu'il y a des différences entre le modèle numérique et la structure réelle, cela engendrera également des différences entre les résultats obtenus numériquement et expérimentalement. Il faut donc dans un premier temps étalonner le modèle en vérifiant que ces résultats soient suffisamment représentatifs.

4.3 2. 5. Simulation et optimisation des antennes proposées

Cette partie s'articule autour du design et des réponses des antennes reconfigurables. Nous traitons en premier lieu par simulation différentes configurations. Comme déjà signalé auparavant, une antenne reconfigurable étend les capacités d'une antenne classique en offrant la possibilité de changer sa configuration, c'est-à-dire de changer une ou plusieurs de ses caractéristiques fondamentales par un moyen électrique, mécanique ou autre, et cela en fonction des besoins et du contexte environnemental. La reconfiguration de l'antenne est réalisée en modifiant la distribution du courant électrique et par conséquent les propriétés du champ électromagnétique et de l'impédance, donc les propriétés d'émission et de réception [182], et ceci de façon discrète ou continue.

Il existe une très large variété d'antennes reconfigurables et donc plusieurs façons de les classer. Cette catégorisation peut être faite selon la propriété qui les rend reconfigurables (modifications des lignes de champ, modification de propriétés diélectriques d'éléments de l'antenne, déformation géométrique, etc...).

Dans notre cas les antennes ont été conçues sous forme sinusoïdale (Figure 4.18). L'idée globale consiste à changer l'amplitude pour deux orientations (positive et négative) ce qui va modifier le coefficient de réflexion et le diagramme de rayonnement de l'antenne.

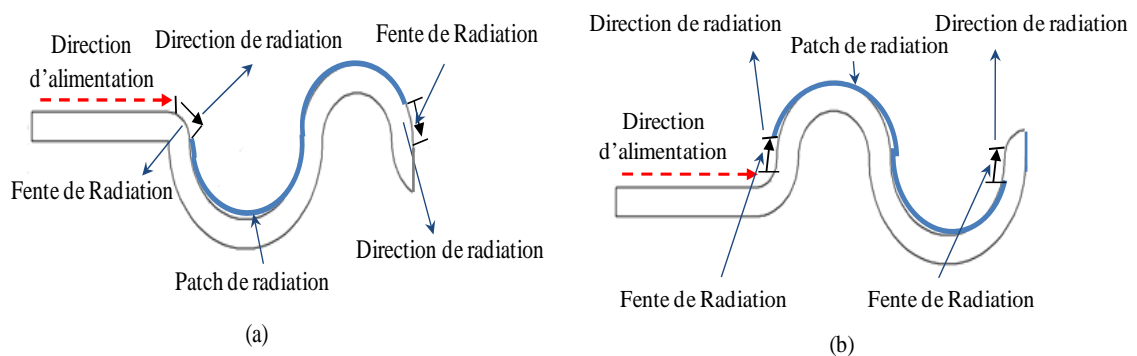


Figure 4.18: Schématisation des directions de radiation, (a) antenne courbée négative et (b) antenne courbée positive.

Le phénomène de rayonnement est une conséquence directe d'une certaine distribution des lignes de courant dans une structure bien déterminée. Les antennes reconfigurables visent d'une certaine façon à changer cette distribution de courant et donc les caractéristiques d'adaptation et de rayonnement

de l'antenne (Figure 4.19). La technique est basée sur une altération mécanique de la structure constituant l'antenne. Le choix de la forme utilisée est réalisé en fonction des applications visées. Ce type d'antennes peut par exemple être envisagé pour des reports sur des matériaux textiles.

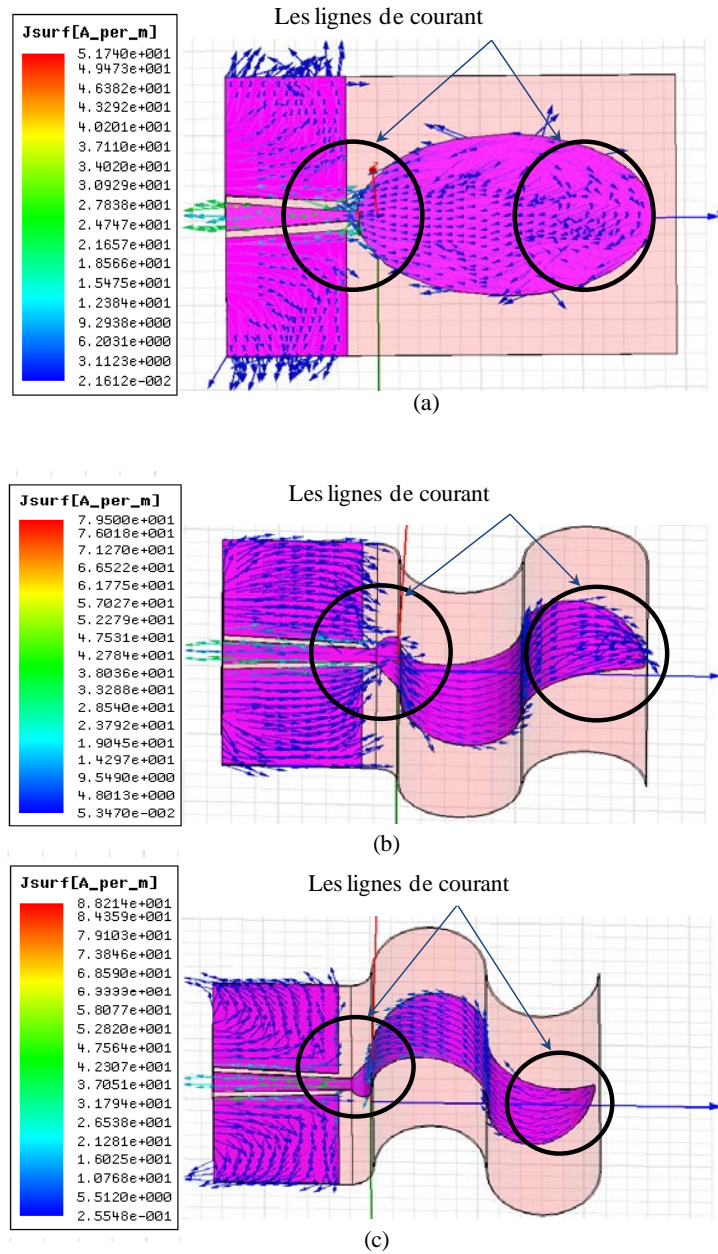


Figure 4.19: Changement de distribution de courant, (a) antenne plane, (b) courbe négative et (c) courbe positive.

La Figure 4.19 montre le bon fonctionnement de l'antenne courbée positivement. On note clairement que la distribution des lignes de courant sont enfermées à l'intérieur de la structure d'antenne. Ces résultats confirment

l'importance de l'emplacement et de l'orientation des antennes, pour garantir un rayonnement optimal à la fréquence de résonance. Selon les résultats, l'antenne sera placée sur un support de courbe positive (configuration (b) de la Figure 4.19).

Ces résultats encourageants illustrent donc l'intérêt de l'utilisation d'un matériau ultrasouple comme le kapton et de polymères conducteurs (PANI/MWCNTs) pour la réalisation d'antennes flexibles dans la bande 1- 8 GHz. Néanmoins, il reste encore un grand nombre d'enjeux et de challenges en termes de conception, modélisation, fabrication et mesures.

Après avoir montré au travers de simulations la sensibilité de l'antenne à différentes configurations, l'idée est de proposer une nouvelle architecture permettant d'augmenter les performances de l'antenne. Dans la partie suivante nous nous intéressons à l'influence de différents paramètres géométrique sur les performances de l'antenne.

La structure de base de l'antenne imprimée reconfigurable est un monopole elliptique alimenté par une ligne coplanaire (Figure 4.16 et 4.17) et optimisé pour obtenir le comportement ULB. Sur la face supérieure, un patch elliptique et une ligne coplanaire sont imprimés sur du kapton de dimension $48 \times 33 \times 0.13 \text{ mm}^3$.

Les paramètres et les caractéristiques géométriques de l'antenne sont illustrés à nouveau par la Figure 4.20 (a). La géométrie et les dimensions du support destiné à donner à l'antenne la forme souhaitée (Figure 4.19 (b)) sont illustrées par la Figure 4.20 (b).

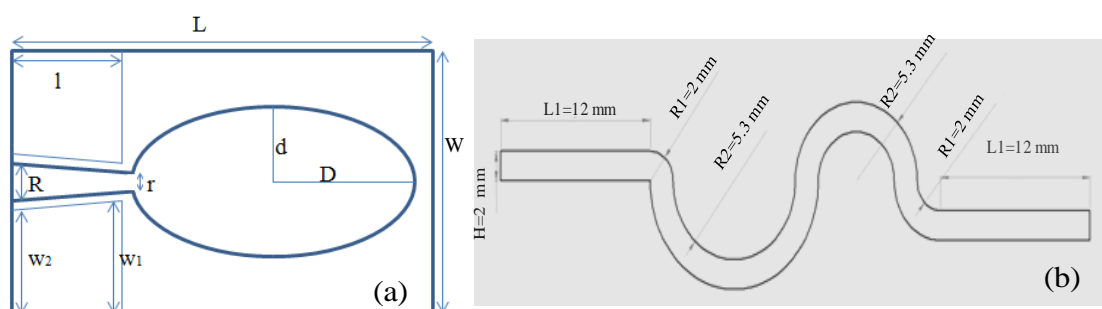


Figure 4.20: Paramètres géométriques de: (a) antenne et (b) support.

Les dimensions de l'antenne sont déterminées en appliquant les relations théoriques pour obtenir un fonctionnement dans la bande de fréquence 1-8 GHz correspondant aux standards PCS1800/1900, IEEE 802.11.a et IEEE 802.11.b.

Les antennes monopoles planes et reconfigurables sont simulées à l'aide du logiciel de simulation HFSS[®] (Figure 4.21). La Figure 4.22 présente les coefficients de réflexion obtenus à partir de cette géométrie pour une épaisseur de patch de 75 μ m.

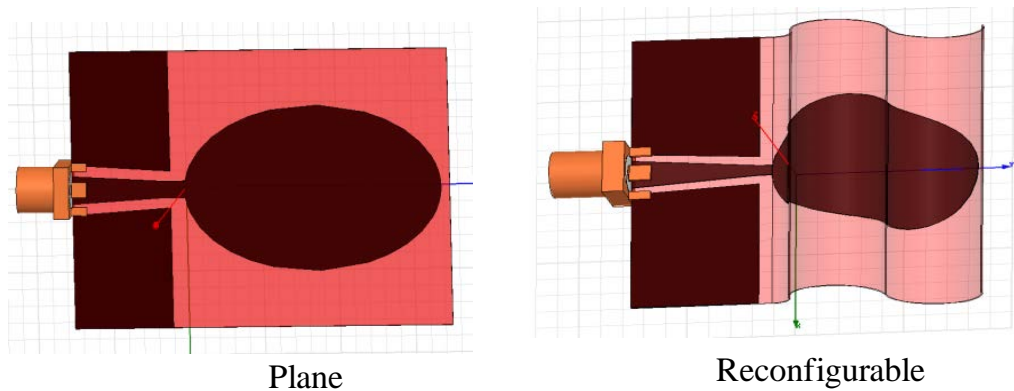


Figure 4.21: Antenne organique plane et reconfigurable simulée sur HFSS[®].

On présente d'abord les résultats de simulation de l'effet du ratio (rapport entre grand rayon et le petit rayon de l'ellipse) du patch elliptique. Ainsi, les Figures 4.22 et 4.23 montrent les résultats de la simulation du coefficient de réflexion des antennes (épaisseur 75 et 117 μ m) pour différentes valeurs de ratio. On peut constater clairement l'augmentation légère de la largeur de bande avec la variation de ratio. Nous notons également que les courbes du coefficient de réflexion sont de forme similaire pour les quatre cas considérés. Enfin nous observons que la bande passante de l'antenne à -10dB varie de façon significative avec le changement de ratio. Quand le ratio devient plus grand, la bande passante à -10dB se rétrécit compte tenu que l'adaptation d'impédance de l'antenne se dégrade. On remarque à travers tout le spectre, qu'une grande valeur de ratio (0.65) n'affecte pas vraiment la première résonance, mais a un impact plus important pour les fréquences plus élevées.

Compte tenu des résultats obtenus nous choisissons pour l'antenne reconfigurable le ratio 0.5 qui permet d'obtenir de bonnes performances.

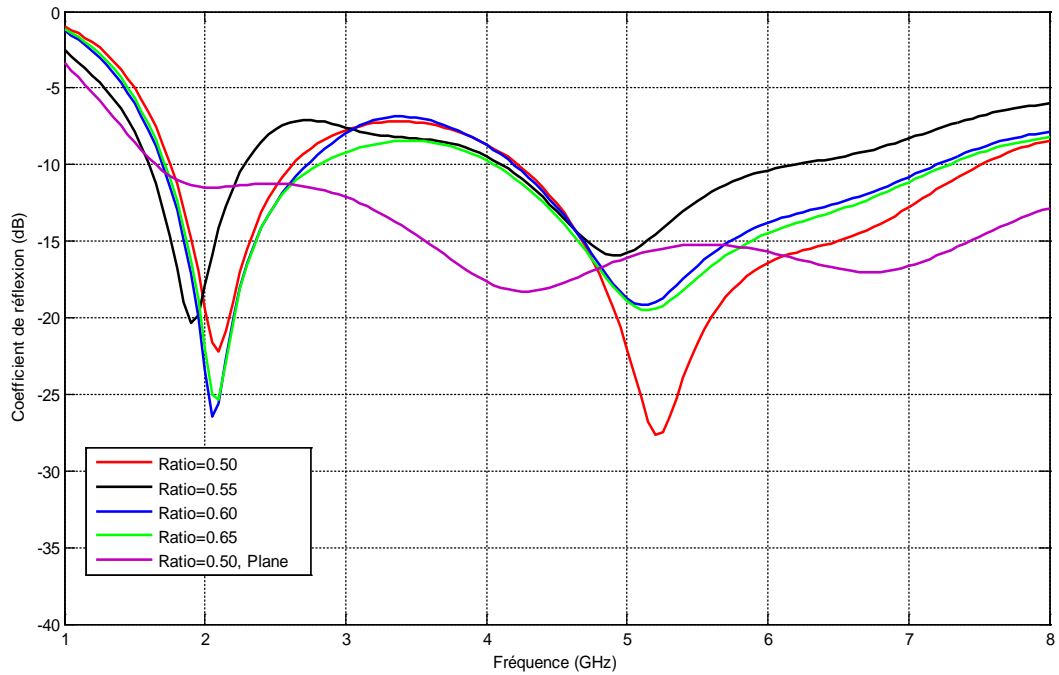


Figure 4.22: Coefficient de réflexion pour l'antenne plane et l'antenne reconfigurable (épaisseur 75 μm).

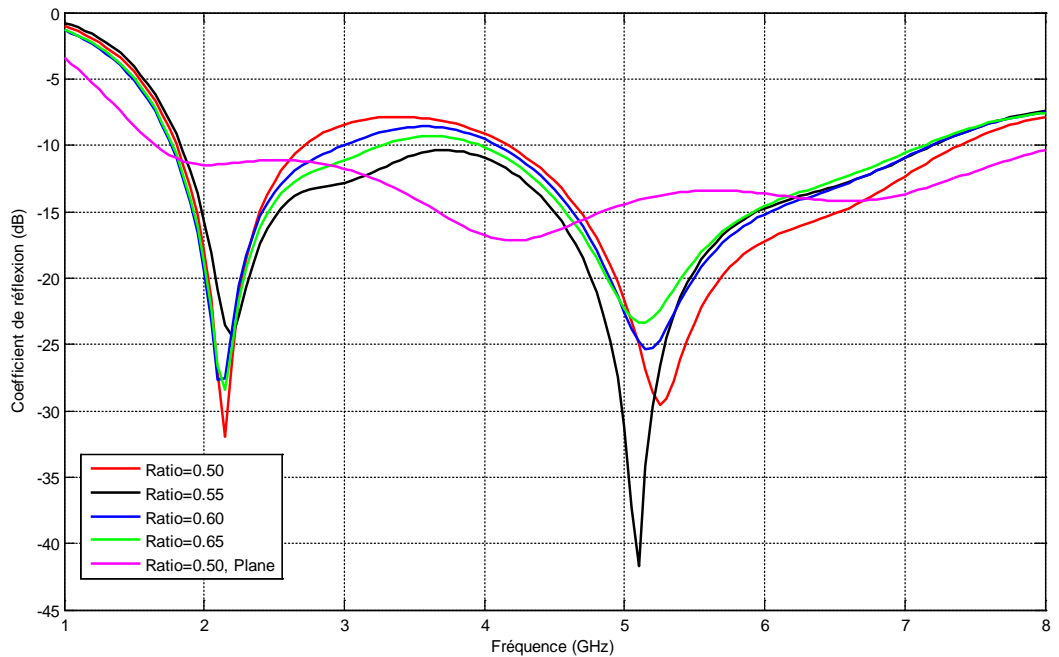


Figure 4.23: Coefficient de réflexion pour l'antenne plane et l'antenne reconfigurable (épaisseur 117 μm).

Comme le montrent les Figures 4.22 et 4.23 les antennes proposées alimentées par une ligne coplanaire offrent deux fréquences de fonctionnement. Une première autour de 2 GHz avec une bande passante (à -10dB) égale à 1.3

GHz et une seconde autour de 5,2 GHz avec une bande passante (à -10dB) de 3 GHz.

Dans cette section, nous présentons les résultats de la simulation des antennes monopoles optimisées pour un fonctionnement dans la bande [1-8 GHz]. Les résultats de simulation montrent que les dimensions optimales des antennes sont celles résumées dans le Tableau 4.2.

Paramètres de l'antenne							
Substrat = Kapton (polyimide)							
Dimension (mm ²)		48×33					
Epaisseur (mm)		0.13					
Matériaux du patch = PANI(CSA)0.5/ PU/ MWCNTs							
Conductivité (S/m)		4500					
Les dimensions de l'antenne (mm)							
	D	d	R	r	W1	W2	l
e= 75 μm	17	8.5	3	2	14.5	15	12
e= 117 μm	17	8.5	3.4	2	14.75	14.05	12

Tableau 4.2: Dimensions des antennes.

4.3. 2.6. Performances des antennes proposées

Comme précédemment, afin de vérifier les performances des structures ainsi obtenues en pratique, deux antennes de différentes épaisseurs (75 μm and 117 μm) sont fabriquées en utilisant le PANI/MWCNTs comme conducteur (conductivité de 4500 S/m). La Figure 4.24 montre une photographie de l'antenne réalisée.

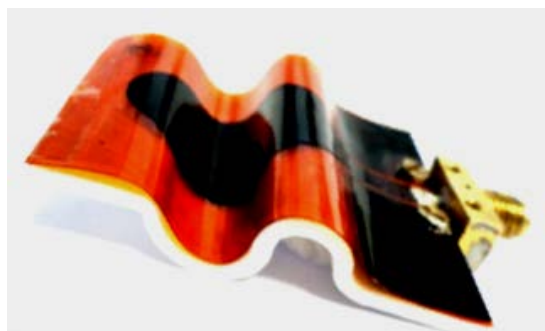


Figure 4.24: Photographie d'une des antennes organiques monopole reconfigurables réalisées.

4.3.2.6.1. Coefficient de réflexion

Les résultats de mesure du coefficient de réflexion pour les deux épaisseurs de films de polymère conducteur considérées (75 μm et 117 μm) sont donnés dans les Figure 4.25 et 4.26.

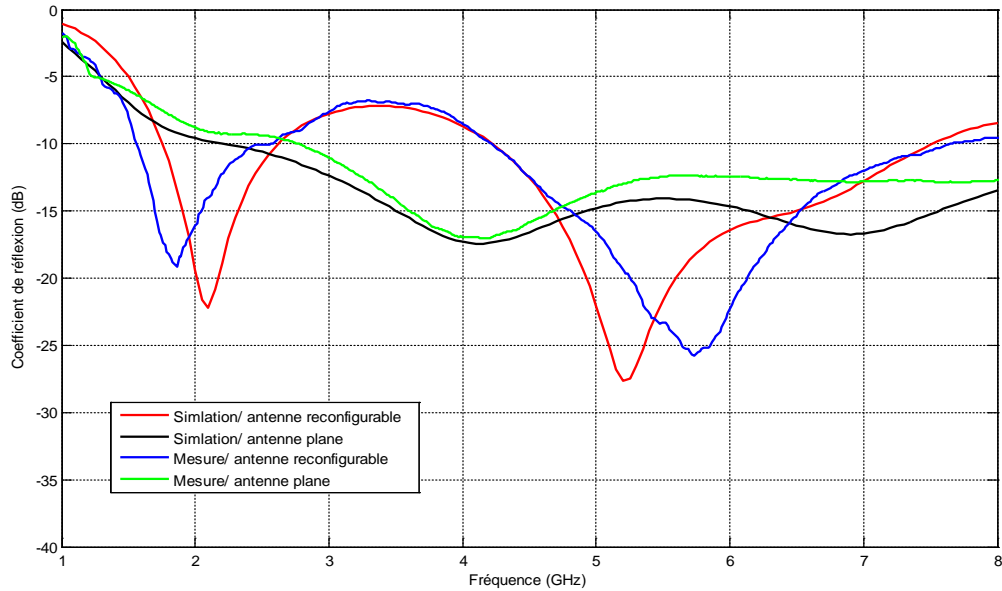


Figure 4.25: Coefficient de réflexion de l'antenne reconfigurable pour l'épaisseur 75 μm .

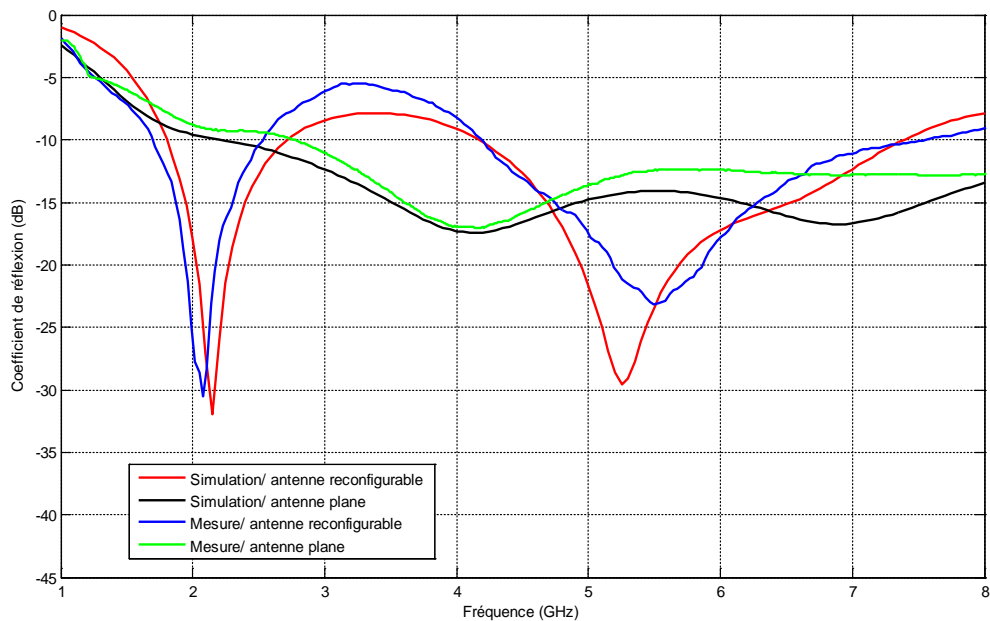


Figure 4.26: Coefficient de réflexion de l'antenne reconfigurable pour l'épaisseur 117 μm .

Les Figures 4.25 et 4.26 permettent la comparaison des coefficients de réflexion des antennes conformées sur un support sigmoïde à ceux relevés pour des antennes planes. Nous notons que les antennes proposées présentent bien deux bandes de fréquences. Celles-ci s'étendant de 1.7 à 2.8 GHz et de 4 à 7.5 GHz (bande passante à -10 dB) et couvrent donc les trois standards suivants: le PCS (1.8-1.9 GHz) le Bluetooth (2,41-2,5GHz) et le WLAN (5,15-5,825 GHz).

On note que la bande passante du coefficient de réflexion S11 mesuré est supérieure à celle obtenue en simulation. L'adaptation dépend ici énormément de la position du patch elliptique par rapport à la ligne coplanaire ($f = 1.2 \text{ mm}$). Il existe aussi un fort couplage entre l'alimentation au travers de la ligne coplanaire et la surface de l'antenne compte tenu de leur proximité.

Sur les Figures 4.25 et 4.26, on voit un décalage du paramètre S11 mesuré vers les fréquences hautes de 1.8% et 1,4 % respectivement à 5.8 GHz. Il est dû à la distance entre la ligne coplanaire et le patch elliptique que l'on conforme l'antenne sur le support.

Comme nous pouvons le constater, le monopole initialement conçu pour avoir un comportement ULB, de 1 à 8GHz, affiche des caractéristiques proches de celles attendues. On remarque là aussi que les valeurs de fréquences de résonance mesurées sont très proches de celles simulées. La différence entre les deux est due aux erreurs de fabrication.

Après cette étape de validation, nous nous intéressons aux caractéristiques de rayonnement de l'antenne qui sont mesurées sur différents plans par balayage azimutal pour différentes positions de l'antenne sous test.

4.3. 2. 6. 2. Caractéristiques de rayonnement des antennes proposées

On étudie dans ce paragraphe les caractéristiques de rayonnement des monopoles reconfigurables (épaisseurs 117 μm et 75 μm). Les différents diagrammes de rayonnement des antennes ont été simulés grâce au logiciel HFSS[®]. On a tracé les diagrammes dans les deux plans principaux de l'antenne: le plan H et le plan E.

Les mesures de diagrammes de rayonnement et de gain des antennes ont quant à elles été réalisées dans la chambre anéchoïque de l'IEMN. Le système de mesure est composé de trois parties principales:

- la motorisation: une table tournante de réception contrôlée et un support pour la source d'émission.
- le système de mesure qui inclut un analyseur de réseau, un amplificateur, un bloc de contrôle.
- une interface logicielle dédiée qui permet de contrôler toutes les mesures.

Les caractéristiques de rayonnement de l'antenne sont mesurées sur différents plans par balayage azimutal pour différentes positions de roulis de l'antenne sous test (Figure 4.27). La source est un cornet standard polarisé linéairement et l'antenne sous test joue le rôle de récepteur.

La position de l'antenne est choisie en fonction du plan où doit être réalisée la mesure (Figure 4.27). Ainsi, en co-polarisation, le cornet est positionné suivant le plan de l'antenne étudiée. Autrement, c'est la polarisation croisée (cross-polarisation) de l'antenne qui est mesurée.

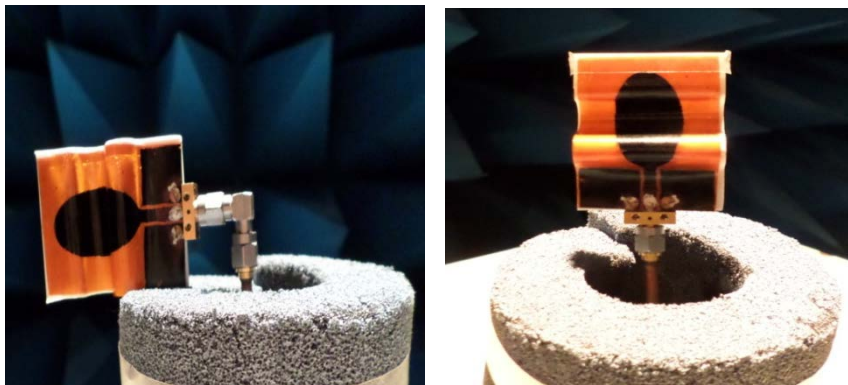


Figure 4.27: L'antenne sous test dans la chambre anéchoïque de l'IEMN (balayage azimutal et roulis).

Dans ce qui suit, nous allons comparer les performances de l'antenne conformée sur le support aux performances de l'antenne plane. Les pertes dues aux câbles ont été soustraites dans les mesures (calibrage).

Le diagramme de rayonnement est tracé en décibels en fonction de l'angle. Les figures ci-dessous représentent le diagramme de rayonnement pour les deux

antennes considérées (épaisseurs $75\mu\text{m}$ et $117\mu\text{m}$) dans les plans E et H aux fréquences 1.9 GHz, 2.45 GHz, 5.4 GHz et 5.8 GHz.

✓ Les diagrammes de co-polarisation (antenne/épaisseur $75\mu\text{m}$)

✓ Antenne plane

Nous donnons d'abord ci-après les résultats obtenus pour l'antenne plane.

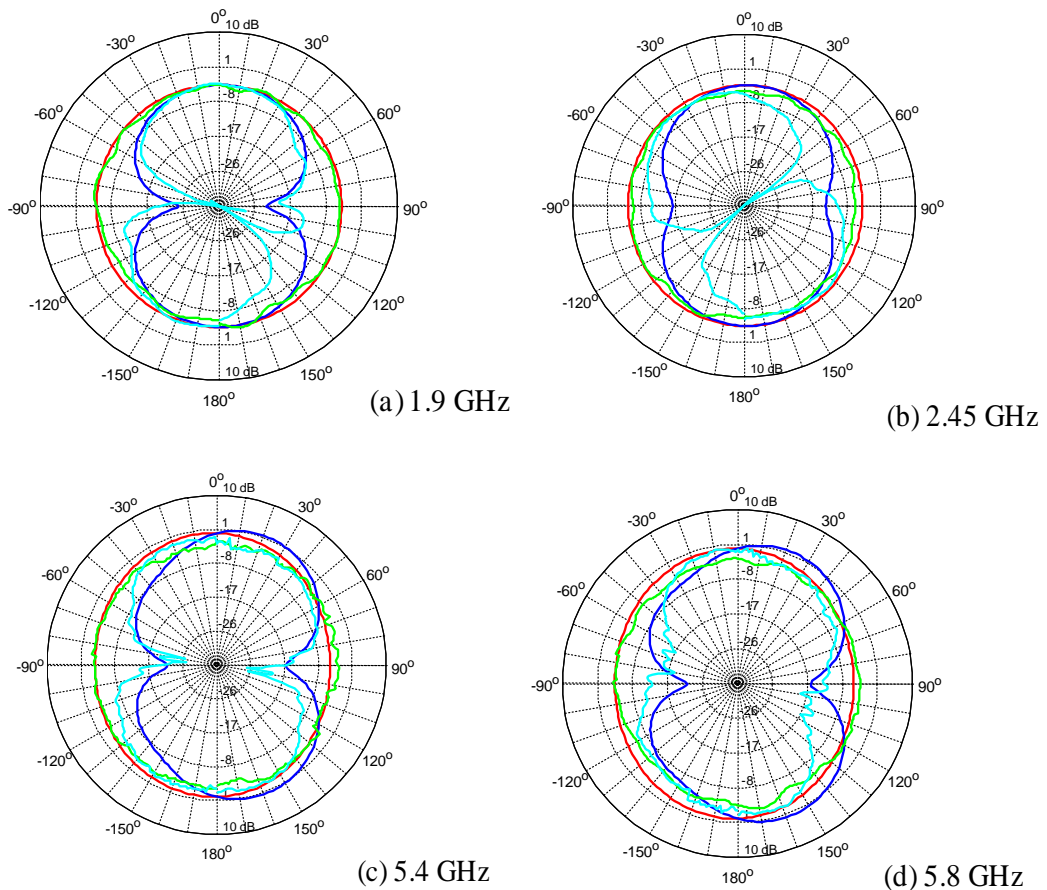


Figure 4.28: Diagramme de co-polarisation dans les plans H et E: simulation plan H (rouge), simulation plan E (bleu), mesure plan H (vert), mesure plan E (cyan).

Antenne plane $e = 75\mu\text{m}$.

✓ Antenne reconfigurable

Les mêmes essais sont réalisés pour l'antenne sur support sigmoïde.

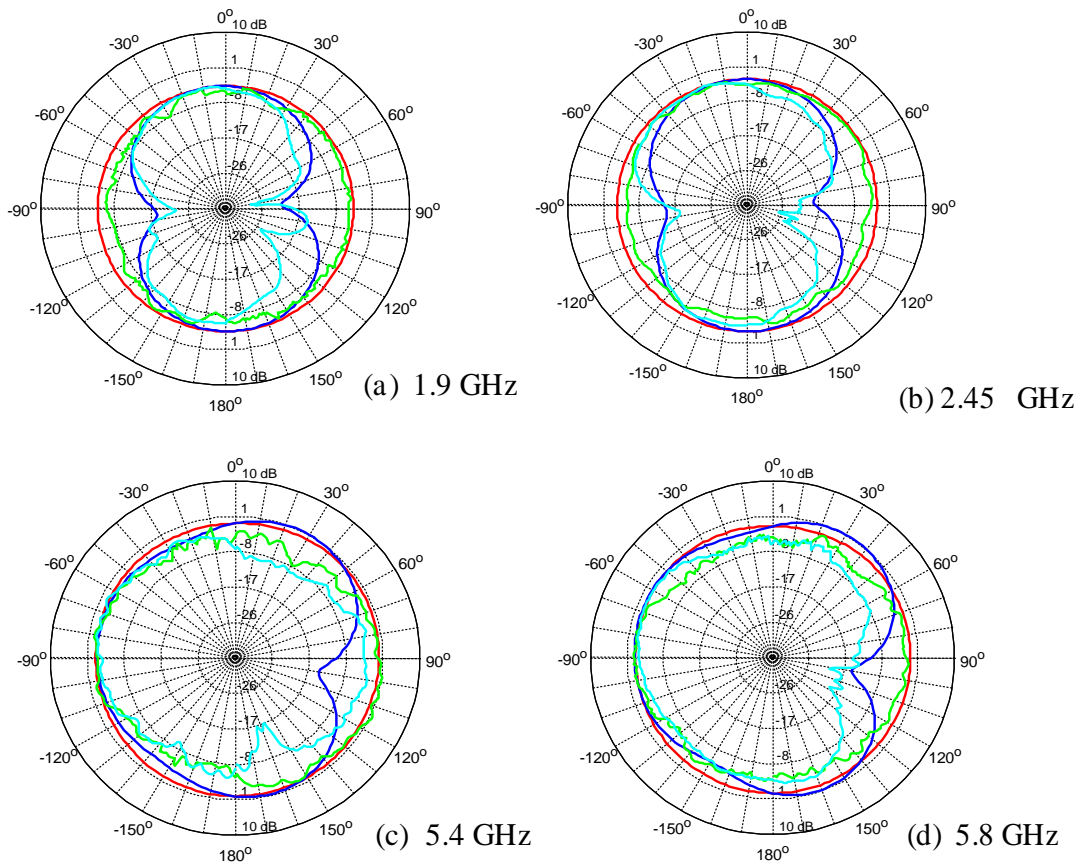
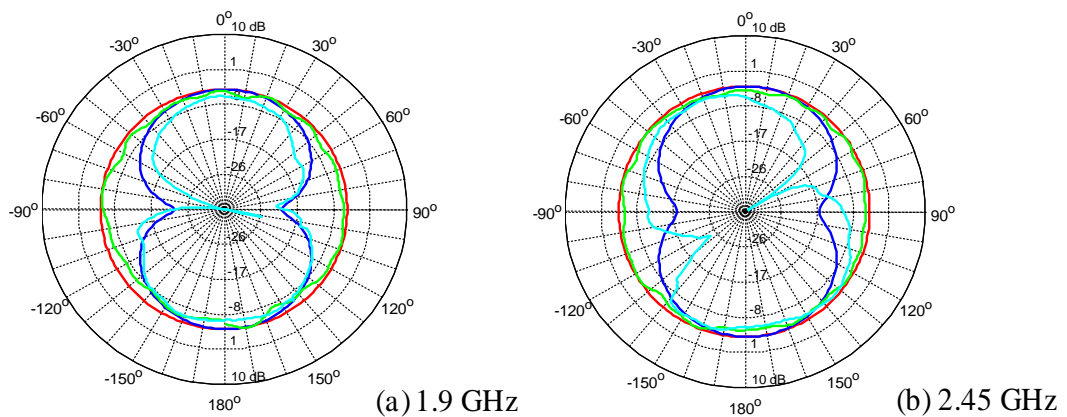


Figure 4.29: Diagramme de co-polarisation dans les plans H et E: simulation plan H (rouge), simulation plan E (bleu), mesure plan H (vert), mesure plan E (cyan).
Antenne reconfigurable/ $e = 75 \mu\text{m}$.

✓ Les diagrammes de co-polarisation (antenne/épaisseur $117 \mu\text{m}$)

Nous reprenons ici la même étude que précédemment, cette fois-ci pour les antennes (plane et reconfigurable) dont l'épaisseur du film de polymère conducteur et de $117 \mu\text{m}$.

✓ Antenne plane



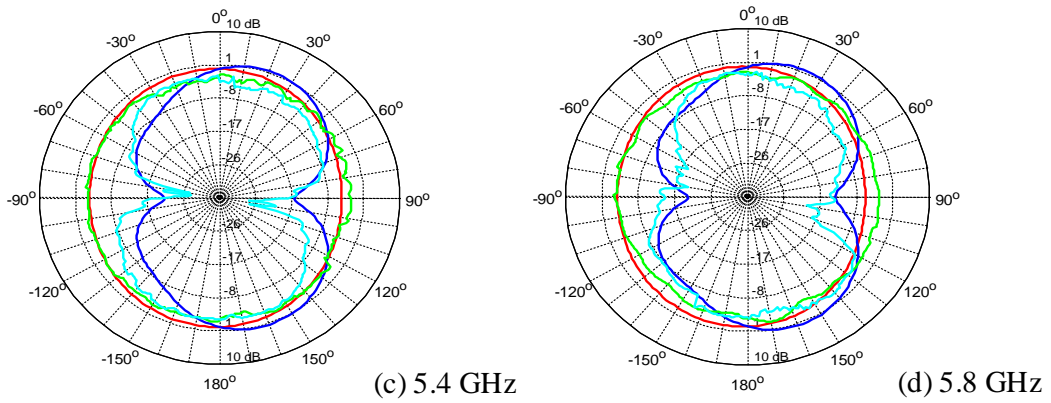


Figure 4.30: Diagramme de co-polarisation dans les plans H et E: simulation plan H (rouge), simulation plan E (bleu), mesure plan H (vert), mesure plan E (cyan).
Antenne plane $e = 117 \mu\text{m}$

✓ Antenne reconfigurable

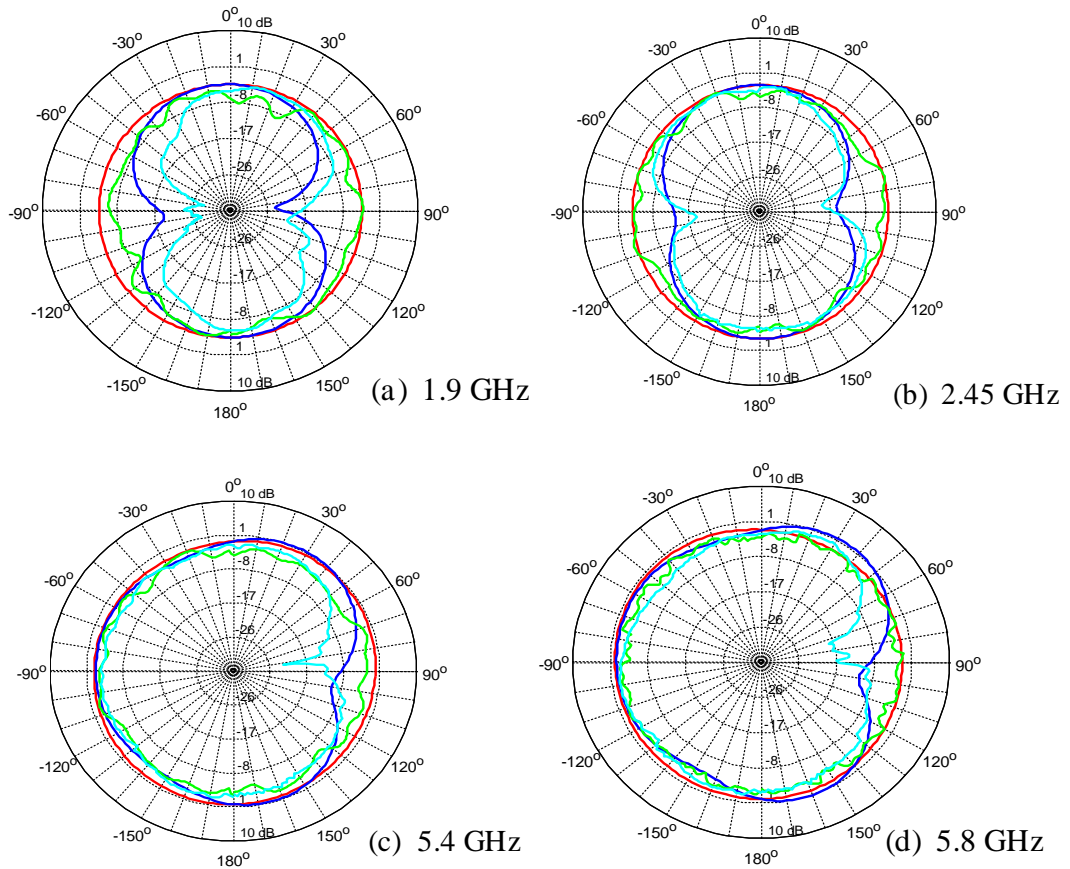


Figure 4.31: Diagramme de co-polarisation dans les plans H et E: simulation plan H (rouge), simulation plan E (bleu), mesure plan H (vert), mesure plan E (cyan).
Antenne reconfigurable/ $e = 117 \mu\text{m}$.

La comparaison des diagrammes de rayonnement simulés et mesurés des antennes planes ainsi que des antennes reconfigurables est donnée aux Figures 4.28, 4.29, 4.30 et 4.31. Les plans E et H pour les quatre fréquences 1.9 , 2.45, 5.4 et 5.8 GHz (fréquences en dehors de la bande rejetée) sont reportés sur la même figure.

Le diagramme de rayonnement reste omnidirectionnel dans le plan H et reste directif dans le plan E sur toute la bande de fréquences. Un accord satisfaisant entre les résultats de la simulation et de la mesure est observé.

Ces diagrammes de rayonnement sont typiques d'un monopole. De plus, nous avons remarqué que ces diagrammes sont stable sur toute la bande, pour les hautes fréquences on observe une légère déformation. Par ailleurs, les diagrammes de rayonnements sont symétriques parce que l'ellipse à une forme symétrique autour de l'axe z. Les perturbations sont dues principalement au fait que la distribution des courants surfaciques dépend de la conductivité des polymères conducteurs, de la distribution des nanotubes de carbone et aussi de la fréquence.

Les résultats des simulations et des mesures des antennes reconfigurées montrent une meilleure symétrie et une plus grande stabilité que celles des antennes planes. Ceci confirme encore une fois la participation de la configuration choisie à de meilleures caractéristiques de dans le rayonnement et d'adaptation de l'antenne. L'ensemble des résultats obtenus confirme la réalisation d'un nouveau modèle d'antenne organique reconfigurable.

✓ Les diagrammes de polarisation croisée

L'étude développée dans les précédents paragraphes, peut être étendue à la simulation et la mesure en polarisation croisée (cross-polarisation) des antennes pour confirmer la validité de nos outils de configuration et pour évaluer convenablement les caractéristiques de rayonnement de ces antennes.

Les figures ci-dessous représentent le diagramme de cross-polarisation d'antennes monopoles organiques reconfigurables (épaisseurs 75 μ m et 117 μ m) dans les plans E et H aux fréquences 1.9, 2.45, 5.4 et 5.8 GHz.

✓ Antenne reconfigurable d'épaisseur 75 μm

La Figure 4.32 représente les diagrammes en polarisation croisée de l'antenne monopole reconfigurable (épaisseur 75 μm) dans les plans E et H.

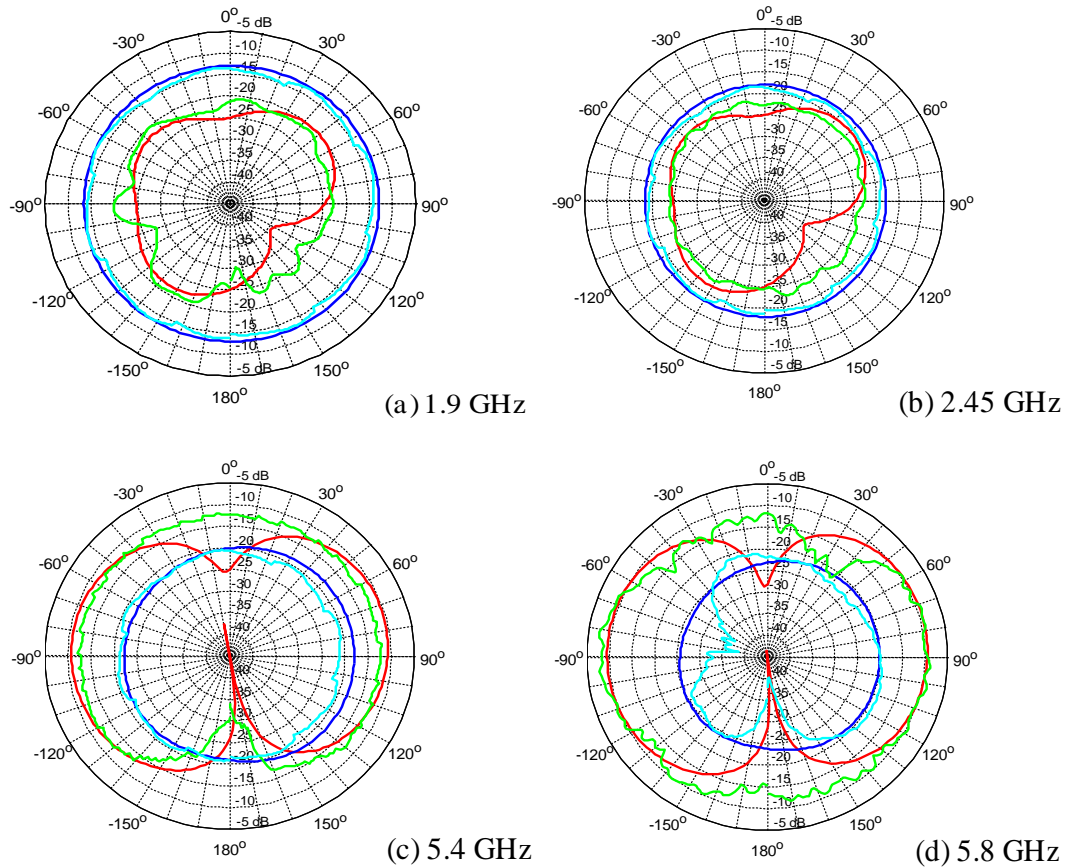


Figure 4.32: Diagramme de cross-polarisation dans les plans H et E: simulation plan H (rouge), simulation plan E (bleu), mesure plan H (vert), mesure plan E (cyan). Antenne reconfigurable/ $e = 75 \mu\text{m}$.

✓ Antenne reconfigurable d' épaisseur 117 μm

Nous donnons ci-après les résultats pour l'antenne reconfigurable dont l'épaisseur de film est de 117

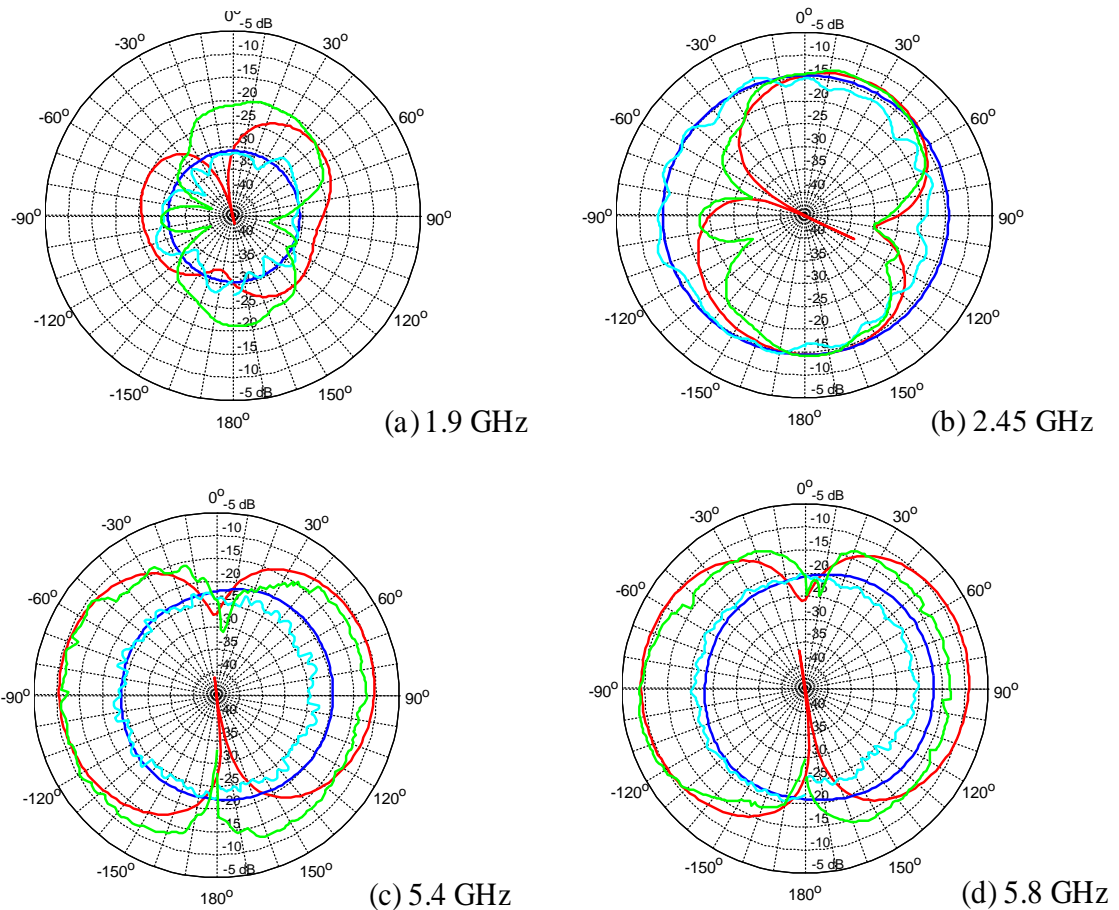


Figure 4.33: Diagramme de cross-polarisation dans les plans H et E: simulation plan H (rouge), simulation plan E (bleu), mesure plan H (vert), mesure plan E (cyan). Antenne reconfigurable/ $e = 117 \mu\text{m}$.

Les Figures 4.32 et 4.33 donnent les diagrammes de rayonnement en polarisation croisée résultant des mesures et de la simulation sous HFSS® dans les plans H et E. Les différentes courbes mettent globalement en évidence un bon accord entre les mesures et les résultats de la simulation.

On remarque aussi que les deux antennes reconfigurables émettent un rayonnement pratiquement semblable à celui des antennes planes. En particulier, la polarisation croisée est globalement inférieure -15 dB pour les faibles fréquences. D'après les courbes des Figures 4.32 (c), (d) et 4.33 (c), (d), les antennes possèdent un fort niveau de polarisation croisée dans le plan H comparativement aux Figures 4.32 (a), (b) et 4.33 (a), (b). On trouve que ce niveau est de -10 dB pour les hautes fréquences. Cette élévation du niveau de polarisation croisée est induite par le couplage entre ligne coplanaire et patch.

Les diagrammes des Figures 4.32 et 4.33 indiquent aussi que le niveau de cross polarisation augmente avec la fréquence. Néanmoins, malgré toutes les contraintes qui affectent le rayonnement des antennes, la polarisation croisée reste relativement faible puisqu'elle est inférieure à -10 dB sur toute la bande de fréquence considérée. Comme l'illustre les figures ci-dessus, la forme du diagramme de rayonnement des antennes organiques reconfigurables demeure relativement constante avec la fréquence dans le plan H et elle varie peu avec la fréquence dans le plan E. Cependant, il est possible de réduire encore ce niveau en diminuant le rayon de configuration. Malheureusement, dans notre cas en diminuant trop indéfiniment le rayon R1 de configuration (Figure 4.20 (b)) on peut avoir, soit un chevauchement des éléments d'antenne, soit une augmentation trop importante du couplage inter-éléments, ce qui détériorerait très certainement les bonnes caractéristiques de nos antennes.

4.3. 2. 6. 3. Gain des antennes proposées

Dans ce paragraphe, nous vérifions aussi que les simulations et les mesures de gain de ces antennes (plane et reconfigurable) sont en adéquation. Les résultats de ces comparaisons sont donnés dans les Figures 4.34 et 4.35. Le gain est mesuré par comparaison du bilan de puissance d'un cornet étalon et de l'antenne sous test. Les pertes des câbles de la chambre ont été mesurées pour chaque fréquence et prise en compte, pour avoir une mesure de gain la plus précise possible.

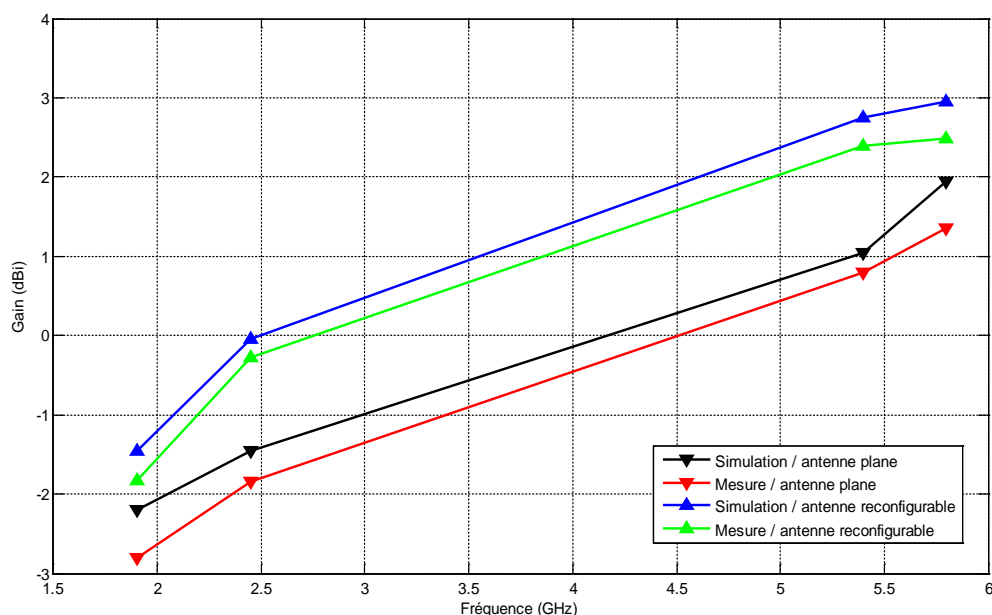


Figure 4.34: Comparaison des gains simulés et mesurés pour l'antenne plane et l'antenne reconfigurable (épaisseurs 75 μm).

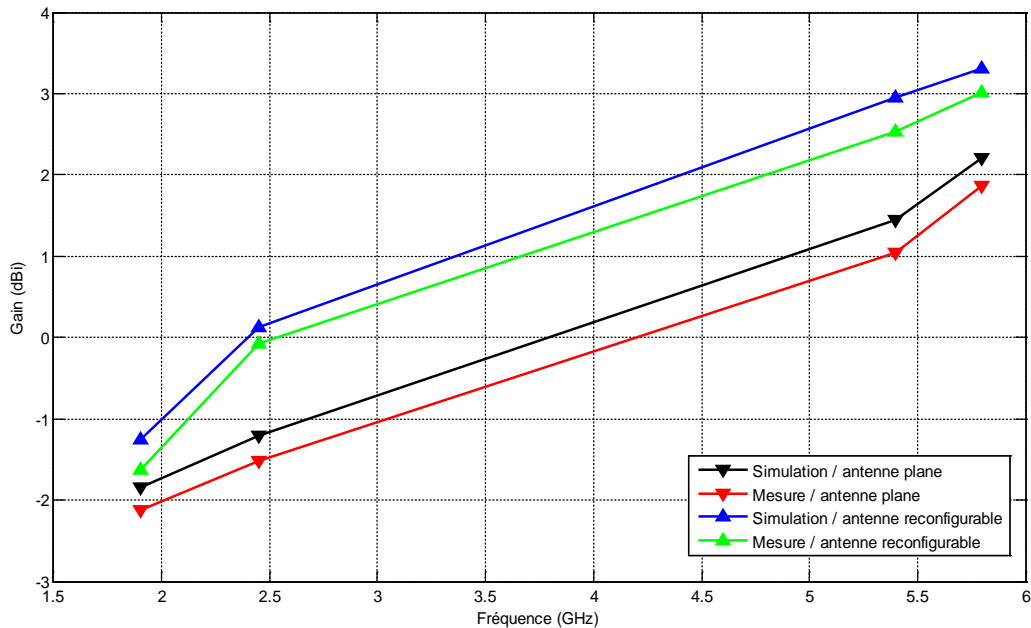


Figure 4.35: Comparaison des gains simulés et mesurés pour l'antenne plane et l'antenne reconfigurable (épaisseurs 117 μm).

Les résultats présentés Figures 4.34 et 4.35, montrent certaines différences entre la mesure et la simulation. Celles-ci proviennent en partie de la réalisation de l'antenne car nous avons dû superposer deux couches (antenne et support) en les agglomérant avec de la colle, ce qui peut engendrer des pertes supplémentaires. Néanmoins les évolutions restent comparables. Les gains maximum varient entre -1.83 et 2.48 dBi pour l'épaisseur 75 μm et entre -1.6 et 3 dBi pour l'épaisseur 117 μm . Enfin, ces relevés montrent également que l'augmentation de l'épaisseur du patch et la configuration proposée améliorent effectivement le gain de l'antenne organique sur une large bande de fréquences.

4.3. 2.7. Conclusion

Dans cette partie, nous avons étudié deux antennes reconfigurables par contraintes mécaniques pour les besoins en télécommunication. Une nouvelle configuration ULB mettant en œuvre une alimentation par une ligne coplanaire a été présentée.

Une étude complète conception, réalisation et caractérisation pour les différentes configurations étudiées a été réalisée. Bien qu'elles présentent des

géométries simples, les antennes imprimées monopoles exigent des études approfondies théoriques et numériques pour la conception d'antennes performantes. Une étude paramétrique a été menée pour comprendre les effets des divers paramètres afin de les optimiser et d'aboutir à une structure finale efficace à base de matériaux organiques pour des applications de communication. Ces antennes ont été conçues sur un matériau souple (kapton) et utilisent comme parties conductrices un polymère conducteur chargé (PANI/MWCNTs).

Nous avons ensuite confirmé que le choix de cette configuration par rapport à la configuration plane permet de répondre à des applications où la flexibilité est recherchée en assurant de bonnes performances. Les résultats de mesures et de simulation obtenus confirment l'obtention d'un comportement ultra large bande et un gain élevé. En conclusion l'utilisation de PANI/MWCNTs offre la possibilité d'obtenir des antennes flexibles et reconfigurables affichant de bonnes caractéristiques.

4.4. Conclusion

Dans ce chapitre, l'effet de l'intégration des polymères conducteurs chargés par des nanotubes de carbone dans une structure rayonnante afin d'offrir des possibilités de reconfiguration a été étudié. Les résultats obtenus ont permis de dégager quelques lignes directrices de conception qui ont amené à la proposition de nouvelles antennes organiques reconfigurables. Nous avons essayé de respecter le cahier de charge donné dans le projet qui était de concevoir des antennes organiques pour des applications ULB. En particulier celles-ci devaient pouvoir être intégrés dans des systèmes pour diverses applications et notamment pour les applications de communication et de localisation.

Nous avons développé une méthode différentielle pour caractériser les substrats utilisés (kapton). Deux structures micro ruban ont été testées pour la caractérisation du kapton. Une permittivité relative comprise entre 3.26 et 3.79 a été obtenue sur bande de fréquence de 1-8 GHz. Par contre, la faible conductivité du polymère conducteur utilisé ne permet pas difficulté de déterminer la tangente de perte avec une bonne précision.

Nous avons étudié deux types d'antennes. La première antenne à base d'un monopole triangulaire/circulaire imprimée sans plan de masse a été conçue et optimisée par simulation électromagnétique. Un prototype a été réalisé et caractérisé expérimentalement. Les résultats de mesure et de simulation ont montré l'obtention d'un comportement ULB pour deux bandes de fréquences. Ce nouveau modèle d'antenne répond potentiellement aux contraintes des antennes ULB à bande rejetées.

La dernière partie de ce chapitre a été consacrée à l'étude des antennes organiques reconfigurables. Nous avons montré la faisabilité de conception de nouvelles antennes pouvant répondre aux exigences des antennes utilisées dans les systèmes de communication flexibles. L'ensemble des résultats obtenus a montré une flexibilité de passage du mode antenne ultra large bande à un mode antenne reconfigurable double bande large .

Les antennes réalisées permettent de répondre aux challenges énoncés, ultra large bande, flexibilité, bande rejeté et miniaturisation. Les performances

obtenues en termes d'adaptation, de diagramme de rayonnement et de gain permettent d'envisager l'adressage d'applications dans la bande de fréquences sélectionnée.

CONCLUSION GENERALE

Les travaux de recherche décrits dans cette thèse s'inscrivent dans le domaine de la conception et de la caractérisation d'antennes imprimées à base de matériaux composites (dans notre cas des polymères conducteurs chargés de nanotubes de carbone). Dans un premier temps des nanocomposites à base de polyaniline (PANI) chargée des nanotubes de carbone (MWCNTs) ont été élaborés et caractérisés dans le but de réaliser des antennes imprimées organiques. Nous avons réussi à développer à partir de ces matériaux des antennes patch fonctionnant à la fréquence 4.5 GHz et des antennes monopoles souples reconfigurables ultra large bandes destinées à des applications PCS (Personal Communication service/system 1.8/1.9) et a des applications WLAN (Wireless Local Area Network). Ainsi, après une présentation de l'état de l'art, sur à la fois le concept des antennes patch, des antennes ultra large bandes et des modèles d'antennes à base des polymères conducteurs, nous avons proposé des antennes originales basées sur des nouveaux nanocomposites.

Dans les systèmes antennaires, envisagés l'utilisation efficace de nanocomposites obtenus à partir de polyaniline chargée de nanotubes de carbone nécessite la détermination de leurs propriétés électrique et mécanique. L'amélioration de la conductivité électrique des polymères conducteurs est une condition essentielle pour leur intégration dans les antennes. L'analyse du matériau composite proposé a donc été bâtie sur l'étude de l'influence des nanotubes de carbone sur sa conductivité électrique et sa flexibilité mécanique. Nous avons pu ainsi considérer plusieurs facteurs influençant les performances du films comme notamment le type de nanotubes de carbone, la présence du polyuréthane et les solvants utilisés. Cependant, la détermination expérimentale de la conductivité électrique des films à base de PANI/MWCNTs est assez difficile, compte tenu du grand nombre de composés chimiques dans la solution et des interactions possibles entre eux. Ainsi, dans cette étude la mesure de la conductivité a été réalisée au moyen de la méthode des quatre pointes (Van Der Pauw) qui est assez bien adaptée à ce type de matériaux.

L'étude de la conductivité électrique a concerné plusieurs films de ce nanocomposites. Plusieurs échantillons, pour lesquels la concentration de dopants

et le taux de charge des nanotubes de carbone ont été variés, ont été réalisés. Une démarche méthodologique pour la préparation d'un polymère conducteur chargé de nanotubes de carbone a alors pu être mise au point. A cet effet des tests de morphologie et de rugosité des films de polyaniline chargée de nanotubes de carbone (PANI/MWCNTs) ont été effectués au moyen d'un microscope électronique à balayage (MEB) et d'un système d'imagerie 3D STIL-DUO.

Les propriétés électriques des films en PANI/MWCNTs ont alors été prises en compte pour simuler les performances des antennes patch et des antennes monopoles ultra large bande en PANI/MWCNTs avant les réalisations. Les résultats de simulation présentés dans ce manuscrit, ont démontré la faisabilité d'antennes imprimées à base des polymères conducteurs chargés des nanotubes de carbone.

Compte tenu des résultats obtenus, la suite des travaux de thèse a été consacrée à la conception et la réalisation des antennes patch à base de PANI/MWCNTs. Trois antennes ont été conçues en déposant des films de PANI/MWCNTS d'épaisseur 50, 70 et 110 μ m sur des substrats RT/Duroid 5870. L'alimentation des structures est assurée par des lignes coaxiales. Les performances mesurées des antennes en termes de gain, de bande passante et de formes des diagrammes de rayonnement démontrent que ce nanocomposite (PANI/MWCNTs) peut effectivement être utilisé pour la réalisation d'antennes imprimées.

L'ensemble des études menées, autour du matériau et des aspects antenne, nous a permis d'aborder la réalisation de deux types d'antennes organiques flexibles ultra large bande. Le substrat sélectionné pour la réalisation est le kapton. Celui-ci a été préalablement caractérisé par une méthode basée sur la mesure du coefficient de transmission de deux lignes microruban de longueur différente afin d'extraire ses paramètres diélectriques (ϵ_r et $\tan\delta$).

La première antenne, à bande rejetée, basée sur une structure triangulaire/circulaire alimentée par ligne coplanaire a montré des performances en accord avec les prévisions indiquées par l'étude en simulation. La seconde antenne, un monopole organique reconfigurable ultra large bande, a elle aussi présenté un comportement conforme aux attentes issues des travaux de

simulation. En particulier, les résultats expérimentaux obtenus avec des prototypes d'antennes réalisés sur kapton, confirment bien que ces antennes reconfigurables couvrent parfaitement deux bandes passantes suffisamment larges. Celles-ci s'étendent de 1.7 à 2.8 GHz et de 4 à 7.5 GHz (bande passante à -10 dB) et couvrent donc les trois standards suivants: le PCS (1.8-1.9 GHz), le Bluetooth (2,41-2,5GHz) et le WLAN (5,15-5,825 GHz). Les diagrammes de rayonnements mesurés sont stables dans toute la bande de fréquences investiguée (1 - 8 GHz). Par ailleurs, une amélioration du gain a été notée suite à la configuration adoptée, passant de 2.1 dBi pour la structure plane à 3 dBi pour l'antenne reconfigurée d'épaisseur 117 μm à la fréquence de 5.8GHz. Cette antenne organique reconfigurable, par contraintes mécaniques offre, donc des performances qui en font un bon candidat pour les applications où le caractère de flexibilité est recherché (antenne sur textiles par exemple).

Au terme de ces travaux de thèse, nous pouvons donc conclure à la possibilité de remplacer les matériaux classiques (Cuivre, Argent et Or) par des nanocomposites organiques (PANI/MWCNTs) à forte conductivité électrique et flexibilité mécanique tout en maintenant des performances qui répondent aux critères des systèmes de communication. Ainsi, la plupart des verrous technologiques pour la réalisation de telles antennes ont pu être levés.

PERSPECTIVES

Les travaux réalisés au cours de cette thèse ont donc apporté une contribution à la conception, la réalisation et la caractérisation d'antennes organiques. Dans la continuité de nos travaux, plusieurs pistes ont pu être mises en évidence. Lors de notre étude sur l'interaction polymère conducteur/nanotubes de carbone, nous avons apporté des éléments pour expliquer la valeur de la conductivité électrique résultante. Il serait intéressant de poursuivre dans cette voie pour améliorer le processus de fabrication du matériau composite et en particulier essayer d'estimer de manière plus systématique et quantitative l'effet des charges sur la conductivité électrique.

Ainsi, une perspective de ce travail concerne la synthèse de composites en vue d'améliorer la conductivité de la matrice de polyaniline, dans le but diminuer les pertes ohmiques dans les patches. L'utilisation d'autres couples dopants/charges pourrait aussi être étudiée pour obtenir de très bonnes propriétés électriques et mécaniques. Nous avons d'ores et déjà engagé des travaux dans ce sens. En effet, des études mettant en œuvre des nanoparticules de carbone enrobées de cobalt ont commencé à être explorées. Les premiers résultats ont montré que l'on pouvait obtenir des films de polyaniline conducteurs et flexibles. Comme on l'a vu, les propriétés d'adaptation et de rayonnement des antenne réalisées à partir de ce type de matériaux dépendent fortement de la matrice polyaniline/charges du dopant et du taux de dopage. Ce point est à approfondir, et en particulier l'influence du pourcentage de charges sur le seuil de percolation, la conductivité des charges utilisées, la morphologie des films et la distributions des nano-charges dans la matrice de polyaniline doivent être étudiées et maîtrisées.

Nous donnons ci-après les premiers résultats concernant l'exploitation d'un composite à base de polyaniline chargée de nanoparticules de carbone enrobées de cobalt (de 50nm de diamètre et de conductivité autour de 1.6×10^7 S/m) pour la réalisation d'une antenne patch.

La conductivité électrique du film PANI/CCo obtenue est de l'ordre de 7500 S/m. Nous donnons en Figure P.1 une photographie du premier prototype fabriqué à partir de ce matériaux. Le substrat utilisé est le RT/Duroid 5870, l'épaisseur du patch (PANI/CCo) est de 70 μm et l'excitation est réalisée par ligne coaxiale.

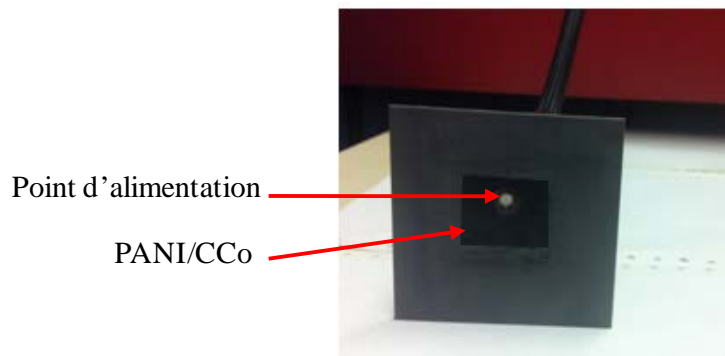


Figure P.1: Photographie de l'antenne PANI/CCo réalisée.

Comme le montre la Figure P.2, nous observons un bon accord entre les coefficients de réflexion simulé et mesuré, les premiers résultats affichent une bonne adaptation (coefficient de réflexion inférieur à -22dB) et une large bande passante (9.5 %).

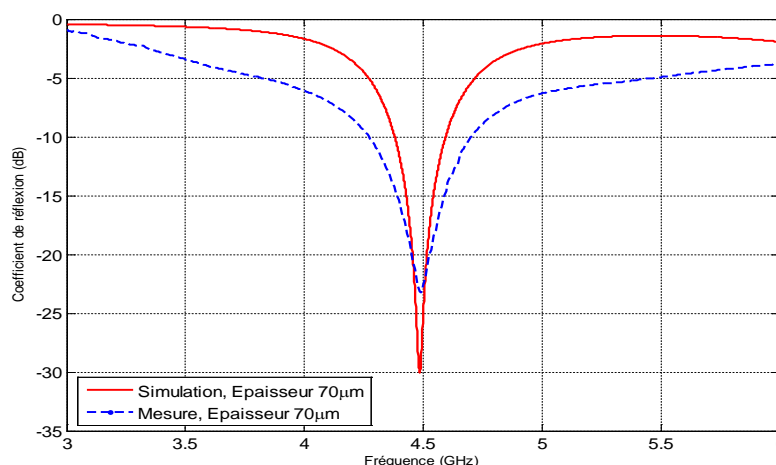


Figure P.2: Coefficients de réflexion simulé et mesuré, en fonction de la fréquence pour l'antenne patch PANI/CCo.

Les diagrammes de rayonnement en plan E et H (Figure P.3) révèlent un rayonnement directif classique non perturbé par le matériau au niveau de sa forme mais une rotation de quelques degrés due à des erreurs sur la position de l'antenne pendant la mesure. De plus, les niveaux de rapport avant/arrière restent dans des proportions comparables.

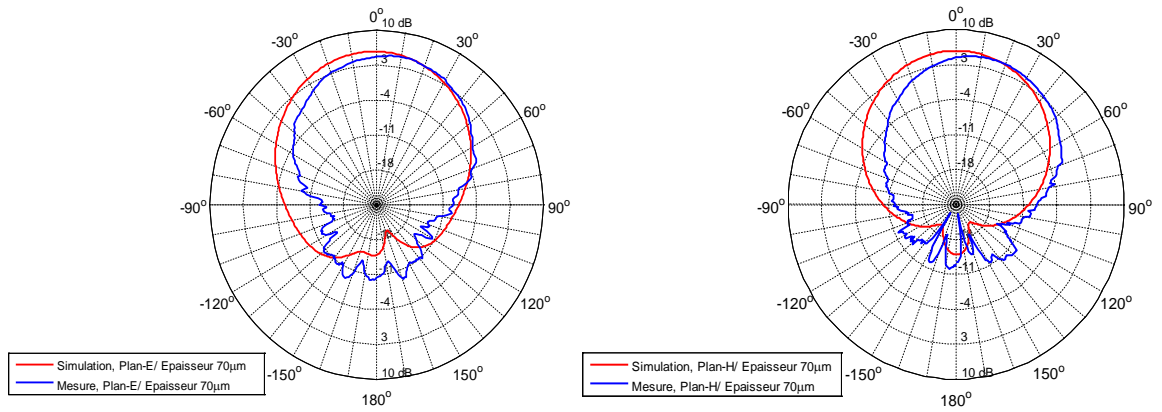


Figure P.3: Diagrammes de rayonnement simulé et mesuré dans les plans E et H de l'antenne patch PANI/CCo.

Ces résultats très encourageants montrent que le matériau proposé (PANI/CCo) est aussi un candidat intéressant pour la réalisation d'antennes.

A titre de comparaison nous donnons dans le Tableau P.1 les résultats obtenus pour les deux antennes patch réalisées (PANI/MWCNTs et PANI/CCo).

	Antenne patch (Chapitre 3)	Antenne patch proposée
Substrat	RT/Duroid® 5870 (1.6mm)	RT/Duroid® 5870 (1.6mm)
Dimension du substrat (mm)	70x70	65x65
Epaisseur de patch (µm)	70	70
Conductivité (S/m)	4500	7500
Résistivité surfacique (Ohms/square)	3.17	1.9
Coefficient de réflexion (dB)	16	23
Bande passante (%)	5.22	9.5
Gain (dBi)	4.5	4.6

Tableau P.1: Comparaison entre les antennes patch PANI/MWCNTs et PANI/CCo.

D'après ces résultats, l'utilisation du matériau composite PANI/CCo comme patch d'antenne apparaît comme une solution prometteuse.

Ce travail sur le composite PANI/CCo est une première étape avant les études liées à la reconfiguration par contraintes mécaniques qui seront à mener.

Une autre piste de recherche à considérer concerne le développement de réseaux d'antennes basés sur cette technologie.

En effet, les réseaux d'antennes patch à base de polymères conducteurs restent encore à développer comme l'atteste le nombre de travaux de recherche traitant de ces sujets. Bien que ces dernières années, la recherche et le développement dans le domaine des réseaux d'antennes organiques reconfigurables ont été très soutenus le déploiement de ces solutions n'est pas encore effectif. Il y a en effet plusieurs barrières liées aux aspects chimiques (les solvants), électriques (faible conductivité) et technologiques (technique de réalisation) qui doivent être surmontées pour rendre l'antenne organique performante et industrialisable.

Durant le travail de thèse un effort de recherche particulier sur l'étude des antennes reconfigurables mécaniquement a été effectué. Dans la continuité de ces travaux, nous pensons que le développement des réseaux d'antennes à diversité de diagramme de rayonnement et gain commandés par les propriétés des matériaux organiques proposés serait intéressant.

Une première étude pour confirmer que cette idée est envisageable constitue le point de départ pour la réalisation de réseaux d'antennes organiques.

Le groupement de plusieurs antennes élémentaires permet d'obtenir des rayonnements très dirigés, dépendant du nombre et de la nature des éléments, de la technique de leurs alimentations ainsi que de leur disposition géométrique dans le réseau. Le but est d'atteindre des caractéristiques spécifiques telles qu'un gain élevé et une directivité contrôlée. Dans la suite de cette partie consacrée aux perspectives, nous présentons les caractéristiques et les premiers résultats des simulations sous HFSS[®] d'un réseau d'antennes patch à quatre éléments à base des polymères conducteurs chargés (PANI/CCo).

La conception du réseau d'antennes nécessite des circuits d'alimentation permettant de garantir à la fois l'arrangement géométrique des éléments, ainsi que les lois de phase et d'amplitude nécessaires à la génération des diagrammes de rayonnement recherchés. Afin d'alimenter ce réseau de quatre antennes élémentaires, un répartiteur de puissance est utilisé (Figure P.4). L'impédance d'entrée de chaque antenne est de 70Ω .

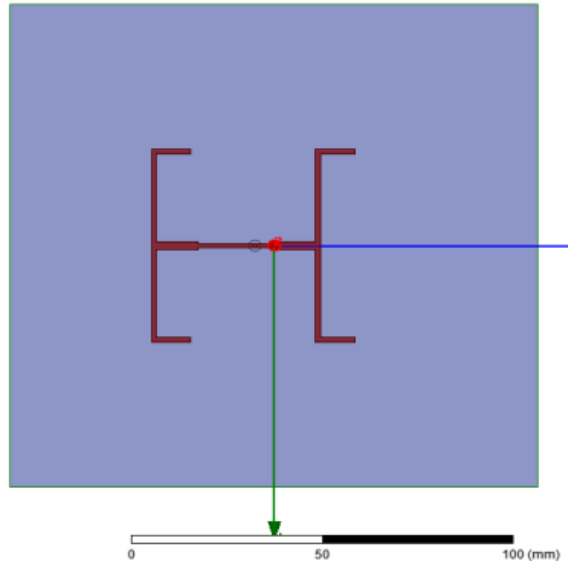


Figure P.4: Arborescence d'alimentation du réseau de 4 patches.

Dans un premier temps le répartiteur de puissance est considéré en cuivre. La Figure P.5 montre le réseau d'antennes avec l'intégration du diviseur de puissance.

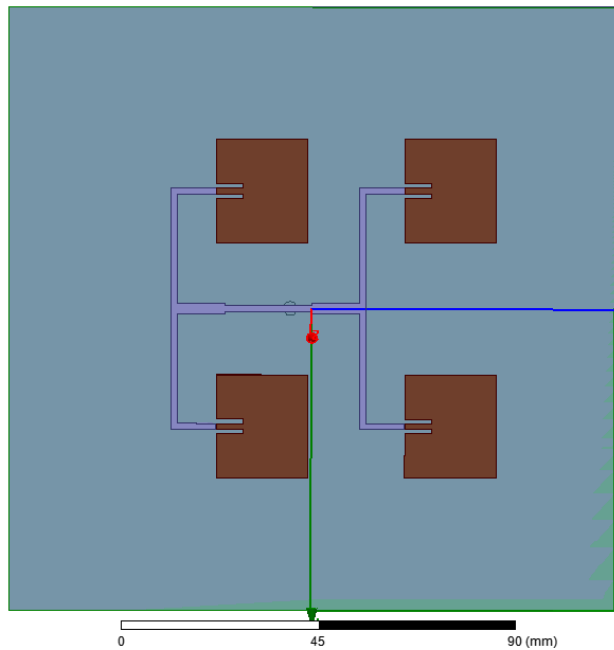


Figure P.5: Réseau d'antennes alimenté par un diviseur de puissance.

A titre de comparaison les coefficients de réflexion de deux réseaux d'antennes (Cuivre et PANI/CCo) sont montrés en Figure P.6. Cette figure met en évidence une assez bonne concordance entre les résultats de simulation des deux types d'antennes (Cuivre et PANI/CCo) et une adaptation tout à fait correcte.

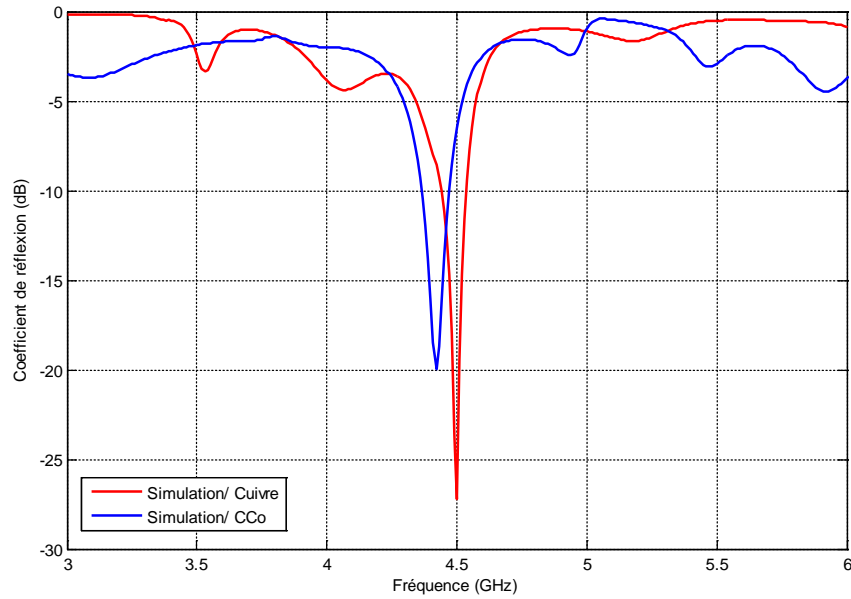


Figure P.6: Coefficient de réflexion simulé, en fonction de la fréquence pour les deux réseaux d'antennes, patch cuivre et patch PANI/CCo.

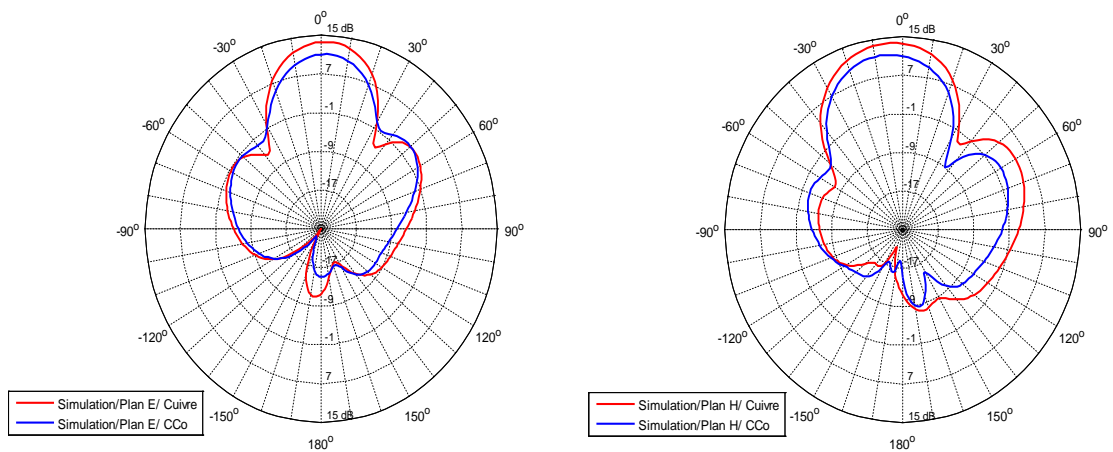


Figure P.7: Diagramme de rayonnement dans les plans E et H des deux réseaux d'antennes, patch cuivre et patch PANI/CCo.

La Figure P.7 présente le diagramme de rayonnement dans les plans E et H pour les deux antennes (cuivre et PANI/CCo). A la fréquence de 4.5GHz, les lobes principaux sont très directifs et les lobes secondaires sont très faibles. Ces diagrammes de rayonnement sont relativement similaires pour les deux antennes. D'après les résultats de simulation, un gain de 11.2dBi a été obtenu pour le réseau de quatre patch à base de PANI/CCo et le gain de réseaux d'antennes à base de cuivre est de 13.75 dBi.

Les travaux présentés dans cette partie ont été consacrés aux premiers essais pour le développement d'un réseau d'antennes patch à base de polymères conducteurs fonctionnant autour de 4.5 GHz. Cette étude sera concrétisée par la réalisation prochaine d'un prototype.

Enfin, la réalisation de réseaux d'antennes à base de nanocomposites sur des substrats flexibles serait aussi un challenge intéressant à adresser. Aussi, notons que la méthode de synthèse des polymères conducteurs mise en place peut être facilement adoptée par des industriels compte tenu de sa compatibilité avec la technologie jet d'encre.

ABBREVIATION

BC	Bande de valence
BC	Bande de conduction
BW	Band Width
CCo	Carbone enrobé de Cobalt
CNT	Nanotube de carbone
CSA	Acide camphre sulfonique
CPS	Coplanar Strip
CPW	Coplanar Waveguide
DBSA	Acide dodécyl benzène sulfonique
DCAA	Acide dichloroacétique
HFSS [®]	High frequency structural simulator
MEB	Microscope Electronique à balayage
MWCNT	Multi Wall Carbon NanoTubes
PA	Polyacétylène
PANI	Polyaniline
PANI	Polyaniline Emeraldine de Base
PCC	Polymère conducteur chargé
PCI	polymère conducteur intrinsèque
PDMS	Polydiméthylsiloxane
PEDOT	Poly(3,4-éthylènedioxythiophène)
PPP	Polyparaphénylène
PPV	Polyphénylène vinylène
PPY	Polypyrrole
PT	Polythiophène
PU	Polyuréthane
SWCNT	Single-Wall Carbon NanoTubes
ROS	Rapport d'onde stationnaire
TE	Transverse Electrique
TEM	Transverse Electromagnétique
ULB	Ultra Large Bande

LISTE DES SYMBOLES

α_d [Np/m]	Atténuation
S_{11}	Coefficients de matrice S
σ [S/m]	Conductivité électrique
δ [m]	Epaisseur de peau
$Tan(\delta)$	Facteur de dissipation diélectrique
f [Hz]	Fréquence
ε_{eff}	Permittivité effective
ε_r [F/m]	Permittivité relative

REFERENCES

1. D. Bouchouicha, "Etude de faisabilité de la récupération d'énergie électromagnétique ambiante ", Thèse Université François-Rabelais de Tours, 2010.
2. E. Dreina", Conception, optimisation et intégration RF d'un système d'antennes miniatures multi-capteurs utilisant la diversité en vue d'augmenter les performances radio d'un terminal mobile 4G", Thèse Université de Grenoble, 2010.
3. G. Le Fur, "Contribution aux méthodes de mesure de rendement d'antenne", Thèse Université de Rennes 1, 2009.
4. A. Pelov, " Mobility models for wireless networks", Thèse Université de Strasbourg, 2009.
5. D. D. Greig et H. F. Engleman", Microstrip a new transmission technology for kilomegacycle range", Proceeding IRE, Vol. 40, pp. 16441,1952.
6. A. Deschamps, "Microstrip Microwave Antennas", presented at 3rd USAS Symposium on Antennas,1953.
7. J. R. E. Munson, "Conformed Microstrip Antennas Microstrip Phased Arrays", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 22, 1974.
8. K. R. Carver, "A Leaky Wave Analysis of the High-Gain Printed Antenna Configuration", Proceedings of the Workshop on Printed Antenna Technology, New Mexico State University, Las Cruces, NM, 1979.
9. R. J. Jomes and P. S. Hall, "Handbooks of microstrip antennas", Peter Peregrinus, NY, 1989.
10. C.A. Balonis "Antenna theory: Analysis and design", 3rd Edition, John Wiley and Sons, NY, 2005.
11. R. Garg, P. Bhartia, I. Bahl and A. Ittipiboon, "Microstrip antenna design", Artech house, MA, 2001.
12. A. Bidoub, "Contribution à l'étude d'antennes fort gain application dans le domaine millimétrique", Thèse Université de Limoges, 2003.

13. Y. Tighilt, "Identification des antennes mirorubons multicouches par la methode spectrale et réseaux de neurones", Thèse Université de Ferhat Abbas -Setif, 2011.
14. F. Grange, "Matériaux composites pour antenne miniature intégrée", Thèse Institut d'Electronique et de Télécommunications de Rennes, 2011.
15. L. Yang, A. Rida, R. Vyas, et M. M. Tentzeris, "RFID tag and RF structures on a paper substrate using inkjet-printing technology", IEEE Trans. on Microwave Theory Techniques, vol. 55, no. 12, pp. 2894–2901, 2007.
16. P. V. Nikitin, S. Lam, et K. V. S. Rao, "Low cost silver ink RFID tag antennas", Proceeding IEEE Antennas Propag. Society Int. Symp, pp. 353-356, 2005.
17. Arun K. Sowpati, Mikko Nelo, Vamsi K. Palukuru, Jari Juuti, et Heli Jantunen "Miniaturisation of dual band monopole antennas loaded with screen printed cobalt nanoparticle ink", IET Microw. Antennas Propag, vol. 7, Iss. 3, pp. 180-186, 2013.
18. S. Ludmerer, "Conductive Inks for RFID Antenna: the low cost high speed route to RFID labels", Parelec. Inc. Available Online: www.parelec.com.
19. J. Anguera, J.-P. Daniel, C. Borja, J. Mumburu, C. Puente, T. Leduc, N. Laeveren, et P. Van Roy, "Metallized foams for fractal-shaped microstrip antennas", IEEE Antennas and Propagat. Mag., vol. 50, no. 6, pp. 20-38, 2008.
20. A. Mebdipour, I. D. Rosca, A. R. Sebak, C.W. Trueman, et S. V. Hoa", Carbon nanotube composites for wideband millimeter-wave antenna application" IEEE Trans. on Antenna and Propag, vol. 59, pp. 3572-3578, 2011.
21. H. Rmili, J.-L. Miane, H. Zangar et T. Olinga, "Design of microstrip-fed proximity-coupled conducting polymer patch antenna", Microw. Opt. Technol. Lett., vol. 48, pp. 655–660, 2006.
22. A. Verma, C. Fumeaux, B. D. Bates, and V. T. Truong, "A 2GHz polypyrrole microstrip patch antenna on plexiglas substrate", Asia Pacific Microwave Conference 2009, pp. 6-9, 2009.
23. A. Verma, Ch. Fumeaux, Van-Tan Truong, et B. D. Bates, "Effect of film thickness on the radiation efficiency of a 4.5 GHz polypyrrole conducting

- polymer patch antenna", Proceedings of Asia-Pacific Microwave Conference 2010.
24. S. Manzari, C. Occhiuzzi, S. Nawale, A. Catini, C. Di Natale et G. Marrocco "Humidity Sensing by Polymer-Loaded UHF RFID Antennas" IEEE Sensors Journal, vol. 12, no. 9, pp 2851-2857, 2012.
 25. S. D. Keller, A. I. Zaghloul, V. Shanov, M. J. Schulz, D. B. Mast et N. T. Alvarez, "Radiation Performance of Polarization Selective Carbon Nanotube Sheet Patch Antennas", IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 62, pp. 48-55, 2014.
 26. S. Sathiyarayanan, S. Devi et G. Venkatachari, "Corrosion protection of stainless steel by electropolymerised PANI coating", Progress in Organic Coatings 56, pp 114–119, 2006.
 27. Paul F. Combes, "Micro-ondes, Circuits passifs, Propagation, Antennes", pp. 299-323 Serie Dunod, Paris 1997.
 28. Ch-P. Lin, Ch-H Chang, Y. T. Cheng et Ch. F. Jou, "Development of a Flexible SU-8/PDMS-Based Antenna," IEEE Antennas and Wireless Propag. Lett., vol. 10, pp. 1108–1111, 2011.
 29. H. R. Khaleel, H. M. Al-Rizzo, D. G. Rucker et S. Mohan, "A Compact Polyimide-Based UWB Antenna for Flexible Electronics", IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 11, pp. 564–567, 2011.
 30. C. A. Balanis, Antenna theory: Analysis and design, 3rd Edition. Wiley, Hoboken, 2005.
 31. Ph. Basset, "Conception, réalisation et test d'un microsystème de transport alimenté à distance", Thèse Université de Lille 1, 2003.
 32. I. Rana, "Current distribution and input impedance of printed dipoles", IEEE Trans. Antennas Propagat. 29, pp. 99–105, 1981
 33. N. Uzunoglu, "Radiation properties of microstrip dipoles", IEEE Trans. AP-27, pp. 853–858, 1979.
 34. D. Chang, "Analytical theory on an unloaded rectangular microstrip patch", IEEE Trans. Antennas Propagat. 29, pp. 54–62, 1981.

35. H. Ben Ibrahim Gaha, "Analyse et Conception des Antennes Fractales Applications aux Télécommunications Large Bande", Thèse de INPT-ENSEEIH de Toulouse et UTM-ENI de Tunis, 2007.
36. M. Silva Pimenta, "Antennes souples à base de méta-matériaux de type conducteurs magnétiques artificiels pour les standards de systèmes de géo-localisation", Thèse Université de Nice-Sophia Antipolis, 2013.
37. H. Schantz, "A brief history of UWB antennas", Proceedings of IEEE Conference on Ultra Wideband Systems and Technologies, Reston, 2003.
38. C. C. Lin, H. R. Chuang et Y. C. Kan, "A 3–12GHz UWB Planar Triangular Monopole Antenna with Ridged Ground-Plane", Progress In Electromagnetics Research, PIER 83, pp. 307–321, 2008.
39. H. R. Khaleel, H. M. Al-Rizzo, D. G. Rucker et S. Mohan, "A Compact Polyimide-Based UWB Antenna for Flexible Electronics," IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 11, pp. 564–567, 2011.
40. S. F. Jainal, T. Wakabayashi, O. Ayob et M. K. Abd Rahim, "A UWB Planar Antenna Comprising A Single Slot Elliptical Element With Band Notch Characteristics", 2013 International and RF Microwave Conference, pp. 133–137, 2013.
41. Ch. J. Wang et K. L. Hsiao, "CPW-Fed Monopole Antenna for Multipole System Integration", IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 62, pp. 1007–1011, 2014.
42. D. Bechevet, "Contribution au développement de tag RFID UHF et microondes sur matériaux plastique", Thèse Institut National Polytechnique de Grenoble, 2005.
43. Federal Communication Commission (FCC). First report and order, Revision of Part 15 of the Commission's Rules. Regarding Ultra-Wideband Transmission Systems. 2002.
44. H. Schantz, "The Art and Science of Ultra wideband Antennas", Artech House 2005.
45. A. Chami, "Miniaturisation et intégration d'antennes imprimées pour systèmes communicants ULB pulsés", Thèse Université de Nice-Sophia Antipolis, 2011.

46. A. Godard, "Conception et réalisation d'un radar ultra large bande impulsif agile (300MHz- 3GHz)", Thèse Université de Limoges, 2009.
47. L. Babour, "Etude et conception d'antennes ultra large bande miniaturisées en impulsif", Thèse Institut Polytechnique de Grenoble, 2009
48. S. Joseph, B. Paul, S. Mridula et P. Mohanan, " CPW-Fed UWB Compact Antenna for Multiband Applications, " Progress In Electromagnetics Research C, vol. 56, 29–38, 2015.
49. J. Powell et A. Chandrakasan, "Spiral Slot Patch Antenna and Circular Disc Monopole Antenna for 3.1-10.6 GHz Ultra Wideband Communication", IEEE International symposium on antennas and propagation, 2004.
50. H. R. Khaleel, H. M. Al-Rizzo, D. G. Rucker and S. Mohan, "A Compact Polyimide-Based UWB Antenna for Flexible Electronics", IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 11, pp. 564–567, 2011.
51. K. P. Ray et S. S. Thakur, "Printed Annular Ring with Circular Patch Monopole UWB Antenna", International Conference on Advances in Computing and Communications, 2012.
52. G. Le Ray C. Marchais et A. Sharaiha, "Stripline slot antenna for uwb communications", IEEE Antennas and Wireless Propagation Lett., 5, 2006.
53. R. N. Simons, N. I. Dib et L. P. B. Katehi, "Modeling of coplanar stripline discontinuities", IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques, 44, 5, pp. 711-716,1996.
54. M. Laib Salah-Eddine, " Caractérisation de la ligne coplanaire à microruban volumique et ses discontinuités par l'approche Full-wave basée sur la technique MPIE dans le domaine spatial", Thèse Université Ferhat Abbas, Sétif, 2012.
55. L. Benachour, "Modélisation des Structures Planaires de Formes Régulières Implantées sur Substrat d'une Anisotropie Tensorielle", Thèse Université de Constantine, 2008.
56. E. Rampoux, "Analyse, conception et réalisation de filtres planaires millimétriques appliqués à la radiométrie spatiale", Thèse Université de Limoges, 2003.

57. J. Bhadra et D. Sarkar, " Field effect transistor fabricated from polyaniline-polyvinyl alcohol nanocomposit", India J. Phys. 84(6), 693-697, 2010.
58. J. L. Wojkiewicz, V. N. Bliznyuk, S. Carquigny, N. El Kamchi, N. Redon, T. Lasri, A. Pud et S. Reynaud, "Nanostructured polyaniline-based composites for ppb range ammonia sensing", Sens. and Act. B ,160, 1394-1403, 2011.
59. A. Mollahosseini et E. Noroozian, "Electrodeposition of a highly adherent and thermally stable polypyrrole coating on steel from aqueous polyphosphate solution", Syn. Metals, v. 159, I. 13, 1247-1254, 2009.
60. Jianhua Xu, Yajie Yang, Junsheng Yu, Yadong Jiang, "Ordered conducting polymer multilayer films and its application for hole injection layers in organic light-emitting devices ", Applied Surface Science, V. 255, I. 7, 4329-4333, 2009.
61. J.-C. Chiao, Y. Fu, I. M. Chio, M. DeLisio, et L.-Y. Lin, "MEMS reconfigurable Vee antenna", Microwave Symposium Digest, IEEE MTT-S International, vol. 4, pp. 1515–1518 vol.4, 1999.
62. D. Chauvel, N. Haese, P.-A. Rolland, D. Collard et H. Fujita, "A micro-machined microwave antenna integrated with its electrostatic spatial scanning", in Micro. Electro. Mechanical Systems, Proceedings, IEEE, Tenth Annual International Workshop on, pp. 84–89, 1997.
63. G. DeJean, R. Bairavasubramanian, D. Thompson, G. Ponchak, M. Tentzeris et J. Papapolymerou, "Liquid Crystal polymer (LCP): a new organic material for the development of multilayer dualfrequency/dual-polarization flexible antenna arrays", IEEE Antennas Wireless Propag. Lett., vol. 4, pp. 22–26, 2005.
64. Y. Zhao, Y.-K. Yoon, X. Wu et M. Allen, "Metal-Transfer-Micromolding of Air-Lifted RF Components in Solid-State Sensors", Actuators and Microsystems Conference, pp. 659–662, 2007.
65. S. Hage-Ali "Antennes et dispositifs hyperfréquences millimétriques ultrasouples reconfigurables à base de Microsystèmes Magnéto-Electro-Mécaniques (MMEMS): Conception, réalisation, mesures", Thèse Ecole Centrale de Lille, 2011.

66. S. Koulouridis, G. Kiziltas, Y. Zhou, D. Hansford et J. Volakis, "Polymer-Ceramic Composites for Microwave Applications: Fabrication and Performance Assessment", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 54, no. 12, pp. 4202–4208, 2006.
67. Y. Zhou, E. Apaydin, S. Koulouridis, Y. Bayram, D. Hansford et J. Volakis, "High conductivity printing on polymer-ceramic composites", *Antennas and Propagation Society International Symposium*, pp. 1–4, 2008.
68. Y. Zhou, Y. Bayram, L. Dai et J. Volakis, "Conformal load-bearing polymer-carbon nanotube antennas and RF front-ends", *Antennas and Propagation Society International Symposium*, pp. 1–4, 2009.
69. S. Cheng, Z. Wu, P. Hallbjorner, K. Hjort et A. Rydberg, "Foldable and Stretchable Liquid Metal Planar Inverted Cone Antenna", *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 57, no. 12, pp. 3765–3771, 2009.
70. V. Radonic, K. Palmer, G. Stojanovic et V. Crnojevic-Bengin, "Flexible Sierpinski Carpet Fractal Antenna on a Hilbert Slot Patterned Ground", *International Journal of Antennas and Propagation*, ID 980916, pps. 7, 2012.
71. M. E. de Cos et F. Las-Heras, "Novel Flexible ArtificialMagnetic Conductor", *International Journal of Antennas and Propagation*, ID 353821, pps. 7, 2012.
72. T. Kaufmann, A. Verma, V-T. Truong, B. Weng, R. Shepherd et C. Fumeaux , "Efficiency of a Compact Elliptical Planar Ultra-Wideband Antenna Based on Conductive Polymers", *International Journal of Antennas and Propagation*, ID 972696, pp. 11, 2012
73. H. A. Bruson et H. Staudinger, "Cyclopentadiene Rubber," *A. New Cyclic Synthetic Polymerization Product. Ind. Eng. Chem.*, 18(4), pp. 381-383. 1926.
74. W. Carthers,"Linear condensation polymers," *Brevet*, S. 180, 1937.
75. T. Merian, " Etude de la polymérisation plasma, en mode continu ou pulsé, de l'aniline et de la 3-fluoroaniline : Application à la détection de gaz, l'ammoniac," *Thèse Université du Maine*, 2009.

76. B.A. Bolto et D. E. Weiss, "Electronic Conduction in Polymers. II. The Electrochemical Reduction of Polypyrrole at Controlled Potential", *Australian Journal of Chemistry*, 16(6), pp. 1076-1089, 1963.
77. B.A. Bolto, R. McNeill et D. E. Weiss, "Electronic Conduction in Polymers. III. Electronic Properties of Polypyrrole", *Australian Journal of Chemistry*, 16(6), pp. 1090 - 1103, 1963.
78. H. Shirakawa , E. J. Luis, A. G. Mac Diarmil, C. K. Chiang et A. J. Heeger," Synthesis electrically conducting organic polymers: Halogen derivatives of polyacetylene, (CH)_x", *Journal chem. Soc. Chem. Commun.*, 16 pp, 578, 1977.
79. CK. Chiang, CR. Fincher, Y. M. Park, A.J. Heeger, H. Shirakawa, E.J. Louis, S.C Gau, A.G. MacDiarmid," Electrical Conductivity in Doped Polyacetylene ", *Phys. Rev. Lett.*, , 39, 1098, 1977.
80. H. Shirakawa, "The Discovery of Polyacetylene Film: The Dawning of an Era of Conducting Polymers (Nobel Lecture)", *Angew. Chem. Int. Ed.*, vol. 40, pp.2574-2580, 2001.
81. A.G. MacDiarmid, "Synthetic Metals: A Novel Role for Organic Polymers", *Angew. Chem. Int. Ed.*, vol.40, pp.2581-2590, 2001.
82. A. K. Ray, A. Hibberd, J. R. Travis et P. Kathrigamanathan," Carbon-filled micro-porous poly(urethane) composites: in-plane conduction and dielectric properties", *Materials Lett.* 28, pp.475-481, 1996.
83. W. Chen et X. Tao, "Production and characterization of polymer composites: chemistry, processing, mechanical and electrical properties," *Prog. polymer Science*, *doi: 10.1016/j.progpolymsci*, 2009.
84. H. C. Kuan, C. C. M. Ma, W. P. Pang, S. M. Yuen, H. H. Wu, T. M. Lee,"Synthesis thermal, mechanical and rheological properties of multiwall carbon nanotube/waterborne polyurethane nanocomposite", *Composites Science and technology* 65, pp.17.3-1710, 2005.
85. A. Jayashree, P. Srinivasan, et D. N. Sathyanarayana, " Conducting polyaniline blends and composites ", *Prog. Polym. Sci.* 23(6): pp. 993-1018, 1998.

86. I. Nizami, "Synthèse et caractérisation de nanocomposites nanotube de carbone /Polyaniline," M1 STEM, Université du Sud Toulon Var, 2013.
87. J. C. Dubois, P. Michel, Techniques de l'ingénieur, E1860, 1993.
88. A. Champagne, "Synthèse et Caractérisation de nouveaux matériaux dérivés de la Polyaniline", Mémoire présenté à la Faculté des études supérieures de l'Université Laval dans le cadre du programme de maîtrise en chimie pour l'obtention du grade de maître es sciences (M.Sc.), Canada, 2001.
89. H. Naarmann et N. Theophilou, " New process for the production of metal-like, stable polyacetylene", Synthetic Metals , vol. 22(1), pp. 1-8,1987.
90. T. Schimmel, G. Denninger, W. Riess, J. Voit, M. Schwoerer, W. Schoepe, and H. Naarmann, "High-Sigma Polyacetylene – Dc Conductivity between 14-Mk and 300-K," Synthetic Metals, vol. 28(3), pp. 11–18, 1989.
91. J. Tsukamoto, A. Takahashi and K. Kawasaki," Structure and Electrical Properties of Polyacetylene Yielding a Conductivity of 105 S/cm", Japanese Journal of Applied Physics, vol. 29 (125),1990.
92. H. Shirakawa, Yu-Xi-Zhang, T. Okuda, K. Sakamaki et K. Akagi," Various factors affecting the synthesis of highly conducting polyacetylene ", Synthetic Metals , vol. 65, pp. 93-101, 1994.
93. P. Renaud, " Structure et propriétés électroniques à différentes échelles de systèmes modèles de polymères conducteurs et semi-conducteurs", Thèse d'Université Joseph Fourier – Grenoble I, 2004.
94. E. M. Geniès, M. Lapkowski et M. Tsintavis, " La Polyaniline: préparation, propriétés et applications", New J. of Chem., 12, pp. 181-190, 1988.
95. A. Et Taouil, "Effets des ultrasons haute fréquence sur l'électrosynthèse des polymères conducteurs", Thèse d'Université Franche-Comté, 2011.
96. H. Letheby,"On the production of a blue substance by the electrolysis of sulphate of aniline", J. Am. Chem, 15, pp.161-163,1862.
97. A. G. Green et A. E. Woodhead, "Aniline-black and allied compounds. Part I" J. Chem. Soc., 97, pp. 2388-2403, 1910.

98. R. Surville, M. Josefowicz, L.T. Yu, J. Perichon, R. Buvet, "Electrochemical chains using protolytic organic semiconductors ", *Electrochim, Acta*, 13, pp.1451-1458,1968.
99. A. G. Diarmid, J. C. Chiang, M. Halpern, W. S. Huang, S. L. Mu, N. L. D. Samasiri, W. Wu, et S. I. Yaniger, "Polyaniline: Interconversion of Metallic and Insulating Forms", *Mol. Cryst. Liq. Cryst.*, vol.121, pp.173-180, 1985.
100. J. L. Wojkiewicz, V. N. Bliznyuk, S. Carquigny, N. El Kamchi, N. Redon, T. Lasri, A. Pud et S. Reynaud, "Nanostructured polyaniline-based composites for ppb range ammonia sensing", *Sens. and Actu. B* ,160, 1394-1403, 2011.
101. H. Rmili, J.-L. Miane, H. Zangar, and T. Olinga, " Design of microstrip-fed proximity-coupled conducting polymer patch antenna," *Microw. Opt. Technol. Lett.*, vol. 48, pp. 655–660, 2006.
102. L. Chenghua, " Caractérisations électriques de polymères conducteurs intrinsèques Polyaniline / Polyuréthane dans une large gamme de fréquence (DC à 20 GHz) ", Thèse de l'Université du Littoral Côte d'Opale, 2010.
103. C. V. Bouanga, " Elaboration et caractérisation de composites polymères conducteurs", Thèse d'Université du Maine, 2010.
104. U. Lange, N. V. R oznyatovskay, V. M. Mirsky, "Conducting polymers in chemical sensors and arrays", *Analytica Chimica Acta* 614, 1-26, 2008.
105. S. Carquigny, " Conception, caractérisation et mise en œuvre de matériaux organique conducteurs pour le développement de capteurs de gaze pour l'environnement", Thèse d'Université Lille 1 et Ecole des Mines de Douai, 2011.
106. N. EL Kamchi, "Synthèse et propriétés électronique de nanocomposites à base de polyaniline application à la réalisation d'un micro capteur organique électronique d'ammoniac au blindage électromagnétique dans les bandes X et Ku" Thèse d'Université Lille 1 et Ecole des Mines de Douai, 2012.
107. A. G. Mac Diamid and A. j .Epstein ,“ Secondary doping in polyaniline”, *Syntetic Metals* 69, pp. 85-92, 1995.

108. N. H. Hoang, J-L.Wojkiewicz, J-L Miane, and R.S.Biscarro, "Lightweight electromagnetic shields using optimized polyaniline composites in the microwave band", *Polymers for advanced technologies* 18, pp. 257-262, 2007.
109. Y. Cao. P. Smith, and A. J. Heeger, "Counter-ion induced processibility of conducting polyaniline", *Synthetic Metals* 55-57, pp. 3514-3519,1993.
110. A. Cayla, "Elaboration de détecteurs souples de température-Mise en oeuvre et caractérisation de multifilaments à base de polymères immiscibles chargés en nanotubes de carbone", Thèse de l'Université de Lille 1, 2010.
111. S. Iijima," Helical microtubules of graphitic carbone", *Nature*. vol.354, pp. 56-58, 1991.
- 112.] I. EL Sawi, " Dispersion de nanotubes de carbone et intégration de la fonction de conductivité électrique dans les matériaux composites structuraux" Thèse d'Université de Toulouse, 2010.
113. H. Park, J. Zhao and J. P. Lu," Effects of Sidewall Functionalization on Conducting Properties of Single Wall Carbon Nanotubes", *Nano. Lett.* Vol. 6, No 5, pp 916-919, 2006.
114. Ch. Meng, Ch. Liu, et Sh. Fan, "Flexible carbon nanotube/polyaniline paper-like films and their enhanced electrochemical properties", *Electrochemistry Communications* 11, pp.186–189, 2009.
115. M. G. Buehle, " Measurement of the resistivity of a thin square sample with ba square four-probe array", *Solid state electronics* 20, pp. 403-406, 1977.
116. T. Baghdadli, " Etude des propriétés structurales et électronique de nouveaux matériaux à base d'alliages III-N pour l'optoélectronique", Thèse Université de Paul Verlaine -Metz, 2009.
117. S. Sufyar, "Contribution à l'étude d'antennes miniatures reconfigurables en fréquence par association d'éléments actifs", Thèse Université de Grenoble, 2011.
118. R. F. Harrington, "Time-harmonic electromagnetic fields", McGraw-Hill, 1961.
119. M. V. Schneider, "Microstrip lines for microwave integrated circuits", *Bell System Technical Journal*, 48, (5), pp. 1421-1444,1969.

120. E. O. Hammerstad, "Equations for microstrip circuit design", Proceedings of the 5th European Microwave Conference, pp. 268–272, 1975.
121. W. J. Tsay et J. T. Aberle, "Analysis of microstrip line terminated with a shorting pin", IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. 40, no. 4, pp. 645–651, Apr. 1992.
122. Co. A. Balanis, "Antenna Theory, analysis and design", New York, John Wiley & Sons, Inc. 1997.
123. L. Lewin, "Radiation from discontinuities in stripline", Proceeding I.E.E. 107C, pp. 163-170, 1960.
124. J. Q. Howell, "Microstrip antennas", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 23, (1), pp. 90-93, 1975.
125. A. Fouque, "Contribution à la conception d'un récepteur mobile faible coût et faible consommation dans la bande Ku pour le standard DVB-S", Thèse Université de Bordeaux 1, 2012.
126. O. Picon, L. Cirio, C. Ripoll, G. Baudoin, J. F. Bercher et M. Villegas, "Les antennes-Théorie, conception et applications ", Dunod, 2009.
127. D. M. Pozar, "Microstrip Antennas", Proc. IEEE, vol. 80, no. 1, pp. 79- 81, 1992.
128. R. Addaci, "Evaluation de la fréquence de résonance complexe et de la bande passante d'une antenne microbande rectangulaire par la méthode neurospectrale", Thèse de magistère Université de Constantine, 2006.
129. M. Titaouine, "Analyse des antennes microruban par le modèle de la cavité, le modèle de la ligne de transmission et la méthode des moments", Thèse de magistère Université Ferhat Abbas, Sétif, 1998.
130. M. S. Dresselhaus, G. Dresselhaus, et P. C. Eklund, "Science of fullerenes and carbon nanotubes: their properties and applications", Elsevier Science, 1996.
131. A. Verma, C. Fumeaux, Van-Tan Truong, et B. D. Bates. "Effect of Film Thickness on the Radiation Efficiency of a 4.5 GHz Polypyrrole Conducting

- Polymer Patch Antenna" Proceedings of Asia-Pacific Microwave Conference 2010.
132. A. Verma, C. Fumeaux, B. D. Bates, et V. T. Truong, "A 2GHz Polypyrrole Microstrip Patch Antenna on Plexiglas Substrate", Asia Pacific Microwave Conference 2009, pp. 36- 39, 2009.
 133. A Verma, B. Weng, R. Shepherd, C. Fumeaux, V. Tan Truong, G. G. Wallace et B. D. Bates, "6 GHz microstrip patch antennas with PEDOT and polypyrrole conducting polymers", Electromagnetics in Advanced Applications (ICEAA), pp. 329-332, 2010.
 134. R. Ahmed Liyakath, A. Takshi et G. Mumcu, " Multilayer Stretchable Conductors on Polymer Substrates for Conformal and Reconfigurable Antennas", IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 12, pp. 603-606, 2013.
 135. Y.Zhou, Y. Bayram, Feng Du, L. Dai et J. L. Volakis, " Polymer-Carbon Nanotube Sheets for Conformal Load Bearing Antennas", IEEE Trans. on Antennas and Propagation, vol. 58, no. 7, pp. 2169-2175, 2010.
 136. H. Rmili, J.-L.Miane, H. Zangar, et T. Olinga, "Design of microstrip-fed proximity-coupled conducting polymer patch antenna", Microw. Opt. Technol. Lett., vol. 48, pp.655–660, 2006.
 137. K. Janeczek, M. Jakubowska, G. Koziół, A. Młóżniak, A. Araźna, "Investigation of ultra-high-frequency antennas printed with polymer pastes on flexible substrates", IET Microwaves, Antennas and Propagation, 6, (5), pp. 549–554, 2012.
 138. N. Ehteshami, V. Sathi, M. Ehteshami, "Experimental investigation of a circularly polarised flexible polymer/composite microstrip antenna for wearable applications", IET Microwaves, Antennas and Propagation, 6, (15), pp.1681–1686, 2012.
 139. Z. Wang, L. Zhang, et J. L. Volakis, "Textile antennas for wearable radio frequency applications", Textiles and Light Industrial Science and Technology (TLIST) vol 2, Issue 3, 2013.

140. W. K. Sakamoto, R. T. Higuti, E. B. Crivelini, H. N. Nagashima, "Polymer matrix-based piezoelectric composite for structural health monitoring", IEEE International Symposium on Applications of Ferroelectric and Workshop on Piezoresponse Force Microscopy (ISAF/PFM), Prague, Czech Republic, July 2013, pp. 295–297
141. H. Rmili, "Etude, réalisation et caractérisation d'une antenne plaquée en polyaniline fonctionnant à 10 GHz", Thèse Université de Bordeaux I, 2004.
142. J.S. Hollis, T.J. Lyon et L. Clayton, "Microwave Antenna Measurements", Chapter 12, Scientific-Atlanta, Inc., Atlanta, GA, 1985.
143. G. Le Fur, "Contribution aux méthodes de mesure de rendement d'antenne. Caractérisation par "ULB Wheeler Cap" et via le retournement temporel en chambre réverbérante", Thèse Université de Rennes 1, 2009.
144. A. R. Von Hippel, "Dielectric Materials And Applications", MIT Press, Cambridge, MA, 1954.
145. F. M. Mbango, "Contribution à la Caractérisation électrique de matériaux utilisés en microélectronique radiofréquence", Thèse d'Université Joseph FOURIER de Grenoble, 2008.
146. Z. Zhou, et K. L. Melde, "A Comprehensive Technique to Determine the Broadband Physically Consistent Material Characteristics of Microstrip Lines", IEEE Trans. Microw. Theory and Techniques, 58, (1), 2010.
147. G. Beziuk, P. P. Jarzab, K. Nowak, E. F. Plinski, M. J. Walczakowski, J. S. Witkowski, "Dielectric properties of the FR-4 substrates in the THz frequency range" 37th International Conference on Infrared, Millimeter, and Terahertz Waves, 2012.
148. S. Yamacli, C. Ozdemir, A. Akdagli, "A Method for Determining the Dielectric Constant of Microwave PCB Substrates", Int. J. of Infrared and Millimeter Waves, 29, (2), pp. 207–216, 2007.
149. N.K. Das, S.M. Voda, and D.M. Pozar, "Two methods for the measurement of substrate dielectric constant", IEEE Trans. Microw. Theory and Techniques, 35, (7), pp. 636-642, 1987.

150. S-H. Chang, H. Kuan, H-W. Wu, Ru-Y. Yang et M-H. Weng , "Determination of microwave dielectric constant by two microstrip line method combined with EM simulation", *Microwave and Optical Technology Letters*, 48, (11), 2006.
151. E. Hammerstand, O. Jensen, "Accurate models for microstrip computer aided design", *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, pp. 407 – 409, 1980.
152. Qing LU, " Caractérisation diélectrique de matériaux pulvérulents dans une large bande de fréquence micro-ondes", Thèse d'Université Lille 1, 2011.
153. Baker-Jarvis J., M. D. Janezic, J. H. Grosvenor, R. G. Geyer, "Transmission/reflection and short-circuit Line Methods for Measuring permittivity and Permeability", *Natl. Inst. Stand. Technol. NIST Tech. Note 1355*, 1994.
154. DuPont, Wilmington, DE, "Dupont Kapton polyimide specification sheet", 2014 [Online]. Available: http://www2.dupont.com/Kapton/en_US/.
155. S. Honda, M. Ito, H. Seki et Y. Jinbo, "A disc monopole antenna with 1:8 impedance bandwidth and omnidirectional radiation pattern", *Proc ISAP'92*, Sapporo, Japan, pp. 1145 1148, 1992.
156. P. P. Hammoud et F. Colomel, "Matching the input impedance of a broadband disc monopole", *Electron. Lett.*, 29, pp. 406–407, 1993.
157. H. Lajj, "Conception et caractérisation de filtres et systèmes antennaires reconfigurables chargés par des résonateurs Métamatériaux sub-longueurs d'onde", Thèse d'Université Rennes, INSA, 2014.
158. A. Kamil, "Conception d'une antenne patch ultra-large bande (3.1-10.6 GHz)", Thèse Université Québec, 2011.
159. M. J. Ammann et L. E. Doyle, "Small Planar Monopole covers Multiband BRANs", *European Microwave Conference*, pp. 1-4, 2000.
160. M. J. Ammann et Zhi Ning Chen, "An Asymmetrical feed arrangement for improved impedance bandwidth of planar monopole antennas", *Microwave and Optical Technology Letters*, 40, (2), pp. 156-158, 2004.

161. Saou-Wen Su, Kin-Lu Wong et Chia-Lun Tang, "Ultra wideband square planar monopole antenna for IEEE 802.16a operation in the 2-11 GHz band", *Microwave and Optical technology letters*, 45, (2), pp. 124-126, 2005.
162. Jianming Qiu, Zhengwei Du, Jianhua Lu et Ke Gong, "A case study to improve the impedance bandwidth of a planar monopole", *Microwave and Optical technology letters*, Vol. 42, No. 6, pp. 463-466, 2004.
163. M. A Peyrot-Solis, H. Jardon-Aguilar, "Ultra wideband planar monopole antenna for operation in the 3-20 GHz band", *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, pp. 97- 100, 2005.
164. L. Babour, "Etude et conception d'antennes ultra large bande miniaturisées en impulsionnel", Thèse de l'Institut National Polytechnique de Grenoble-INPG, 2009.
165. M. J. Ammann, R. Sierra Cordoba, M. Uzelac, J. A. Evans, et A. T. Schwarzbacher, "On pattern stability of the crossed planar monopole", *Microwave and Optical Technology Letters*, 40, (4), pp. 294-296, 2004.
166. K.-L. Wong, Y.-W. Chi et C.-H. Wu, "Wideband tri-plate monopole antenna", *Electronics Letters*, 40, (24), pp. 1517-1519, 2004.
167. Hafedh Ben IBRAHIM GAHA, "Analyse et Conception des Antennes Fractales Application aux Télécommunications Large Bande", Thèse de INPT-ENSEEIH de Toulouse & UTM-ENI de Tunis, 2007.
168. Manuel d'utilisation de HFSS, version 8.5, Mars 2002. Ansoft Corporation, Four Station
169. Sonia Sharma, Monish Gupta, C.C. Tripathi. Reconfigurable Antennae: A Review Adresse Web: <http://www.iject.org/vol12issue3/sonia.pdf> (11 mars 2014) .
170. M. Laribi, "Conception d'une antenne cornet -siw a gain variable" Mémoire de la maîtrise en Ingénierie, Université du Québec en Abitibi-Témiscamingue, 2014.
171. S. Loizeau, "Conception et optimisation d'antennes reconfigurables multifonctionnelles et ultra large bande", Thèse d'Université Paris-sud XI, 2009.

172. G. Ruvio, M.J. Ammann, Zhi Ning Chen, "Wideband Reconfigurable Rolled Planar Monopole Antenna", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 1.55, (6), pp.1760-1767, 2007.
173. J.-C. Langer, J. Zou, C. Liu, et J. T. Bernhard, "Micromachined reconfigurable out-of plane microstrip patch antenna using plastic deformation magnetic actuation," Microwave and Wireless Components Letters, IEEE , vol.13, no.3, pp. 120-122, 2003.
174. Qi. Bai et R. Langley, "Crumpling of PIFA Textile Antenna" IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 60, (1),pp. 63-70, 2012.
175. J.-C. Chiao, Y. Fu, I. M. Chio, M. DeLisio, and L.-Y. Lin, "MEMS reconfigurable Vee antenna", Microwave Symposium Digest, 1999 IEEE MTT-S International, vol. 4, pp. 1515–1518, 1999.
176. D. Chauvel, N. Haese, P.-A. Rolland, D. Collard, and H. Fujita, "A micro-machined microwave antennaintegrated with its electrostatic spatial scanning", Micro. Electro. Mechanical Systems, 1997. MEMS '97, pp. 84–89, 1997
177. R. Goteti, R. Jackson, and R. Ramadoss, "MEMS-Based Frequency Switchable Microstrip Patch Antenna Fabricated Using Printed Circuit Processing Techniques," IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 5, (1), pp. 228–230, 2006.
178. R. Jackson and R. Ramadoss, "A MEMS-based electrostatically tunable circular microstrip patch antenna," J. Micromech. Microeng., 17, (1), pp. 1–8, 2007.
179. H. Kang and J. Song, "Electrically tunable rectangular microstrip antenna," Electron. Lett., 46,pp. 18–19, Jan. 2010.
180. G. DeJean, R. Bairavasubramanian, D. Thompson, G. Ponchak, M. Tentzeris, and J. Papapolymerou, "Liquid Crystal polymer (LCP): a new organic material for the development of multilayer dualfrequency/dual-polarization flexible antenna arrays," IEEE Antennas Wireless Propagation Letters, 4,pp. 22–26, 2005.

181. W.R. Yan, S.S. Zhong, G.Y. Wang, "Compact Hologed printed monopole antenna with extremely wide bandwidth, Microwave and Optical Technology Letters, 49, (11), pp. 2883-2886, 2007.
182. C. A. Balanis, "Modern Antenna Handbook", John Wiley and Sons, Inc., Publication, 2008.

LISTE DES TRAVAUX SCIENTIFIQUES

Revue Internationale

- 1- A. Chahadih, P. Y. Cresson, **Z. Hamouda**, Si. Gu, C. Mismar and T. Lasri
“Microwave/micro fluidic sensor fabricated on a flexible kapton substrate for complex permittivity characterization of liquids,” Sens. Actuator A-Phys. 229, pp. 128-135, 2015.
- 2- **Z. Hamouda**, J-L. Wojkiewicz, A.A. Pud, L. Kone, B. Belaabed, S. Bergheul and T. Lasri, “Dual Band Elliptical Planar Conductive Polymer Antenna Printed on a flexible Substrate,” IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 63, No. 12, December 2015.
- 3- **Z. Hamouda**, J-L. Wojkiewicz, A.A. Pud, L. Kone, B. Belaabed, S. Bergheul and T. Lasri, “Design Fabrication and Characterization of Polyaniline and Multiwall Carbon Nanotubes Composites based Patch Antenna,” IET Microwaves, Antennas and Propagation, pp. 88-93, Vol. 10, Issue 1, 2016.

Communications Internationales

- 4- **Z. Hamouda**, J-L. Wojkiewicz, A. A. Pud , B. Belaabed, S. Bergheul and T. Lasri, “Polyaniline-carbon nanotubes composites– based patch antenna,” EuCAP 2014, 8th European Conference on Antennas and Propagation, ,The Hague, The Netherlands, Apr 6-11, 2014.
- 5- **Z. Hamouda**, J-L. Wojkiewicz, A. A. Pud , B. Belaabed, S. Bergheul et T. Lasri
“Contribution à la réalisation d’antennes patch à partir des polymères conducteurs (PANI/NTC),” 17èmes Journées Nationales du Réseau Doctoral en Micro-nanoélectronique, 26 au 27 Mai 2014, Lille, France.
- 6- **Z. Hamouda**, J-L. Wojkiewicz, A. A. Pud, L. Kone, B. Belaabed, S. Bergheul and T. Lasri, “ CPW-fed Dual Band Monopole Antenna based on Conductive polymers,” EuCAP 2015, 9th European Conference on Antennas and Propagation, Lisbon, Portugal, Apr. 12-17, 2015.

- 7- **Z. Hamouda**, J-L. Wojkiewicz, A. A. Pud , B. Belaabed, S. Bergheul et T. Lasri
“ Etude de l'influence de la géométrie des structures de reconfigurations sur les antennes organiques,” 18èmes Journées Nationales du Réseau Doctoral en Micro-nanoélectronique, 5 au 7 Mai 2015, Bordeaux, France.

- 8- **Z. Hamouda**, J-L. Wojkiewicz, A. A. Pud, L. Kone, B. Belaabed, S. Bergheul et T. Lasri, “Conception et réalisation d'une antenne monopole organique ultra large bande basée sur un polymère chargé par des nanotubes de carbone,” TELECOM'2015 & 9èmes Journées Franco-Maghrébines des Micro-ondes et leurs Applications, 13 au 15 Mai 2015, Meknès, Maroc.

- 9- **Z. Hamouda**, J-L. Wojkiewicz, A. A. Pud , C. Hamouda, S. Bergheul and T. Lasri, “Development of a new Patch Antenna based on a Polyaniline/Carbon coated Cobalt Composite,” EuCAP 2016, 10th European Conference on Antennas and Propagation, ,The Hague, The Netherlands, Apr 11-15, 2016.

ANNEXE I: TECHNIQUES ALIMENTATION DES ANTENNES IMPRIMEES

Plusieurs techniques sont utilisées pour alimenter les antennes imprimées. On distingue deux techniques d'alimentation, la première alimentation par contact: alimentation par sonde coaxiale et ligne microruban. La deuxième l'alimentation sans contact (proximité: couplage électromagnétique par ligne ou fente): alimentation par ligne microruban en circuit ouvert, ligne microruban en sandwich, ligne à fente, guide d'onde coplanaire, couplage par fente, couplage par fente d'une ligne encastrée. chacune de ces techniques présentent des avantages et des inconvénients pour les application aux antennes imprimées.

Méthodes	Avantages	Inconvénients
Alimentation par contacte		
Sonde coaxiale	<ul style="list-style-type: none"> -Pas de pertes par rayonnement de ligne -Sélection possible d'un mode privilégié -Obtention de l'impédance d'entrée par positionnement de la sonde -Prédiction aisée de l'impédance d'entrée pour des substrats faible hauteur -Technique de perçage simple jusqu'à 10GHz 	<ul style="list-style-type: none"> -Rayonnement parasite de la sonde de type monopolaire -Partie selfique ramenée par l'âme du connecteur à prendre en compte -Technique de perçage et de soudure plus délicate en millimétrique -Rapidement cher et compliqué industriellement pour exciter chaque élément d'un réseau à forte directivité
Ligne microruban	<ul style="list-style-type: none"> -Procédé technologique le plus simple par gravure sur la même face de l'antenne et du circuit d'alimentation -Adaptation de l'aérien possible par contact pénétrant 	<ul style="list-style-type: none"> -Rayonnement parasite de la discontinuité ligne-aérien Rayonnement parasite possible du circuit de distribution en millimétrique Structure figée après gravure

Alimentation par proximité		
Ligne microruban en circuit ouvert	<ul style="list-style-type: none"> -Procédé technologique le plus simple par gravure sur la même face de l'antenne et du circuit d'alimentation 	<ul style="list-style-type: none"> -Rayonnement parasite possible du circuit de distribution en millimétrique -Structure figée après gravure -Paramétrage du positionnement relatif de la ligne nécessaire pour adapter l'antenne
Ligne microruban en sandwich	<ul style="list-style-type: none"> -Dessin du circuit d'alimentation modifiable par rapport aux aériens -Bande passante plus large par augmentation de la hauteur 	<ul style="list-style-type: none"> -Deux couches de substrat requises -Difficulté pour l'intégration de dispositifs actifs et pour la dissipation de chaleur
Ligne à fente	<ul style="list-style-type: none"> -Procédé technologique simple -Facilités pour intégrer des dispositifs actifs et dissiper la chaleur résultante 	<ul style="list-style-type: none"> -Rayonnement arrière parasite possible de la fente -Transition fente-ligne de transmission
Guide d'onde coplanaire	<ul style="list-style-type: none"> -Mêmes avantages que cas précédent -Faible rayonnement arrière -Transitions simples pour l'intégration de dispositifs actifs et de circuits MMIC 	<ul style="list-style-type: none"> -Génération de modes de propagation parasites sur les guides d'ondes coplanaires après une discontinuité (coude ou tés) nécessitant des ponts à air en millimétrique

<p>Couplage par fente</p>	<ul style="list-style-type: none"> -Réalisation du circuit de distribution et de l'aérien indépendantes -Séparation électromagnétique des deux couches -Possibilité d'élargir la bande en associant la résonance de l'élément à celle de la fente 	<ul style="list-style-type: none"> -Technologie plus couteuse et complexe (positionnement des 2 couches, 4 faces de métallisation) -Intégration sur un support mécanique nécessitant des précautions -Rayonnement arrière parasite de la fente lorsque celle ci résonne au voisinage de l'élément
<p>Couplage par fente d'une ligne encastrée</p>	<ul style="list-style-type: none"> -Mêmes avantages que cas précédant -Rayonnement arrière nul 	<ul style="list-style-type: none"> -Technologie très coûteuse -Apparition possible de modes parasites microrubans de propagation entre le ruban conducteur et le plan de masse de la fente