



# BIBLIOTHÈQUE

CÉGEP DE L'ABITIBI-TÉMISCAMINGUE  
UNIVERSITÉ DU QUÉBEC EN ABITIBI-TÉMISCAMINGUE

## Mise en garde

La bibliothèque du Cégep de l'Abitibi-Témiscamingue et de l'Université du Québec en Abitibi-Témiscamingue (UQAT) a obtenu l'autorisation de l'auteur de ce document afin de diffuser, dans un but non lucratif, une copie de son œuvre dans [Depositum](#), site d'archives numériques, gratuit et accessible à tous. L'auteur conserve néanmoins ses droits de propriété intellectuelle, dont son droit d'auteur, sur cette œuvre.

## Warning

The library of the Cégep de l'Abitibi-Témiscamingue and the Université du Québec en Abitibi-Témiscamingue (UQAT) obtained the permission of the author to use a copy of this document for nonprofit purposes in order to put it in the open archives [Depositum](#), which is free and accessible to all. The author retains ownership of the copyright on this document.



**Conception et optimisation de nouvelles classes d'antennes  
Corporelles à base de Méta-matériaux pour les applications sans fil**

**Par**

**Youcef Braham Chaouche**

**Sous la direction de Professeur Mourad Nedil**

**Thèse présentée à l'Université du Québec à Abitibi-Témiscamingue en vue de l'obtention du  
grade de Doctorat 3737 en ingénierie – concentration génie électrique et informatique offert  
en extension en vertu d'un protocole d'entente avec l'Université du Québec à Chicoutimi**

Jury :

Prof. Nahi Kandil, Directeur du doctorat en ingénierie, UQAT, Président du Jury

Prof. Mustapha Yagoub, École de génie électrique, Université d'Ottawa, Membre externe

Prof. Halim Boutayeb, Département d'informatique et d'ingénierie, UQO, Membre externe

Québec, Canada

© Youcef Braham Chaouche, 2023

## RÉSUMÉ

Grâce aux progrès réalisés sur le marché des objets connectés, la conception des réseaux intelligents tels que les réseaux centrés sur les personnes (Wireless Body Area Network en anglais ou WBAN) connaît une croissance exponentielle, suscitant un fort intérêt de la part des industriels. De ce fait, de nouvelles applications émergentes ont été mises en œuvre pour la détection de phénomènes physiologiques et environnementaux, notamment des applications centrées sur l'humain utilisant des capteurs et des antennes pour une collecte sans fil d'informations en temps réel. Cette interaction intelligente entre le corps humain et son environnement est rendue possible grâce à une interface physique, telle que les vêtements intelligents. Dans le cadre de cette recherche, nous avons focalisé nos efforts sur la conception et la fabrication des antennes flexibles intégrables dans des vêtements pour les applications corporelles sans fil. Ces antennes opèrent dans la bande Wi-Fi (2.45 GHz, 5.8 GHz).

L'intérêt de cette bande s'explique par les avantages qu'elle offre par rapport aux bandes de fréquence plus basses (possibilité de débits de données supérieurs à 10 Gbit/s, réduction des interférences avec les réseaux voisins, compacité des dispositifs, etc.). Pour améliorer leurs performances en rayonnement et réduire le couplage avec le corps humain, nous avons intégré des structures métamatériaux de type conducteur magnétique artificiel (AMC) et métasurface (MSA).

Dans notre première étude, une antenne à polarisation circulaire flexible, soutenue par une structure de réseau AMC a été déployée à la fréquence 5.8 GHz. L'antenne proposée consiste en une antenne unipolaire à guide d'ondes coplanaire (CPW) alimentée par une ligne microruban. De plus, les simulations et les mesures expérimentales ont démontré la robustesse du système d'antenne global pour différentes conditions de courbures. De même, le système offre de bonnes performances en termes de DAS et de gain.

Dans la deuxième partie, nous présentons une antenne à métasurface (MSA) utilisant un réseau de superposition de résonateurs électriques (ERR). En effet, l'ensemble des petits résonateurs électriques offre un degré de liberté élevé pour contrôler l'amplitude et la phase du courant sur une grande partie de la structure métasurface. Le MSA a atteint une largeur de bande d'impédance de 190 MHz et affiche un gain de pointe élevé de 12.82 dBi, avec une efficacité totale de 79.93% à 5.8 GHz.

Dans le même contexte, et en vue de réduire le rayonnement arrière et d'améliorer les performances de rayonnement de l'antenne corporelle, nous proposons une nouvelle approche d'optimisation à base de l'algorithme génétique du réseau de métamatériaux non uniforme dans la bande fréquence 5.8 GHz, afin d'améliorer le gain et réduire les interactions avec le corps humain.

## ABSTRACT

With the progress made in the field of connected devices, the design of intelligent networks such as Wireless Body Area Networks (WBANs) has seen exponential growth, garnering significant interest from industries. Hence, emerging applications have been carried out on detection of physiological and environmental phenomena, particularly human-centered applications utilizing sensors and antennas for real-time communication and information collection. This intelligent interaction between the human body and its environment is performed through a physical interface, such as smart clothing. In this research, our focus was on designing and fabricating flexible antennas that can be integrated into clothing for wireless applications. These antennas operate within the Wi-Fi bands (2.45 GHz, 5.8 GHz).

The choice of these bands is motivated by their advantages over lower frequency bands, including higher data rates (up to 10 Gbit/s), reduced interference with neighboring networks, and device compactness. To enhance radiation performance and minimize coupling with the human body, artificial magnetic conductor (AMC) and metasurface (MSA) structures were considered. In our first study, a flexible circularly polarized antenna, supported by an AMC structure, was presented at a frequency of 5.8 GHz. The proposed antenna is a unipolar coplanar waveguide (CPW) fed by a microstrip line. Simulations and experimental measurements demonstrated the overall antenna system's robustness under different curvature conditions. Additionally, the system exhibited good performance in terms of SAR and gain.

In the second study, we introduced a metasurface antenna using an Electric Resonator Array (ERR) superimposition network. The array of small electric resonators offers a high degree of freedom to control the amplitude and phase of the current over a large portion of the metasurface. The MSA achieved an impedance bandwidth of 190 MHz and demonstrated a high peak gain of 12.82 dBi, with a total efficiency of 79.93% at 5.8 GHz.

In the same context, aiming to reduce back radiation and enhance the radiation performance of the body-worn antenna, we propose a novel approach based on genetic algorithms to optimize the non-uniform metamaterial network at the frequency band of 5.8 GHz, in order to improve gain and reduce interactions with the human body.

## TABLE DES MATIÈRES

<b>RÉSUMÉ</b> .....	<b>iii</b>
<b>ABSTRACT</b> .....	<b>iv</b>
<b>TABLE DES MATIÈRES</b> .....	<b>v</b>
<b>LISTE DES TABLEAUX</b> .....	<b>viii</b>
<b>LISTE DES FIGURES</b> .....	<b>ix</b>
<b>LISTE DES ABRÉVIATIONS</b> .....	<b>xiii</b>
<b>DÉDICACE</b> .....	<b>xiv</b>
<b>REMERCIEMENTS</b> .....	<b>xv</b>
<b>CHAPITRE 1 : Introduction</b> .....	<b>16</b>
1.1 Introduction générale.....	16
1.1.1 Motivation .....	16
1.2 Problématique .....	18
1.3 Solutions proposées.....	19
1.4 Objectifs.....	19
1.4.1 Objectif général.....	19
1.4.2 Objectifs spécifiques .....	19
1.5 Hypothèse de recherche.....	20
1.6 Méthodologie .....	20
1.6.1 L’approche théorique .....	20
1.6.2 La démarche suivie .....	21
1.6.3 Le matériel utilisé.....	24
1.7 Contributions scientifiques et Publication.....	24
<b>CHAPITRE 2 : Revue de la littérature</b> .....	<b>27</b>
2.1 Introduction.....	27
2.2 Métamatériaux .....	27
2.3 Métasurfaces .....	29
2.4 Antennes .....	30
2.4.1 Antennes conformes.....	31

2.5	Les antennes corporelles.....	31
2.5.1	Les réseaux corporels sans fil (WBAN).....	31
2.5.2	État de l'art sur les antennes corporelles .....	33
2.5.3	Applications des antennes corporelles .....	35
2.5.4	Modèle du corps humain .....	36
2.5.5	Débit d'absorption spécifique (DAS).....	37
2.6	Les métamatériaux et leurs intégrations aux antennes corporelles .....	38
2.6.1	Les conducteurs magnétiques artificiels (AMC) .....	38
2.7	Conclusion .....	44
<b>CHAPITRE 3 : Antenne corporelle/AMC à polarisation circulaire.....</b>		<b>45</b>
3.1	Introduction.....	45
3.2	Structure de l'antenne proposée.....	47
3.3	Réalisation de l'antenne proposée .....	52
3.3.1	Coefficient de réflexion.....	52
3.3.2	Rapport axial et gain .....	52
3.3.3	Distribution des courants de surface .....	53
3.3.4	Diagramme de rayonnement.....	54
3.4	Conception de l'antenne soutenue par la structure AMC .....	54
3.4.1	Structure AMC 2×2 proposée .....	54
3.4.2	Technique de mesure de la polarisation circulaire.....	60
3.4.3	L'intégration et analyse des résultats en espace libre .....	63
3.4.4	Effets de la déformation de la structure globale de l'antenne .....	65
3.5	Étude de l'antenne proposée sur le modèle du corps humain.....	68
3.5.1	Mesure du Débit d'absorption spécifique (DAS).....	68
3.5.2	Comparaison avec des antennes rapportées dans la littérature.....	74
3.6	Conclusion .....	76
<b>CHAPITRE 4 : Antenne métasurface (MSA) .....</b>		<b>77</b>
4.1	Introduction.....	77
4.2	Réalisation et validation expérimentale de l'antenne métasurface .....	78
4.2.1	Géométrie de l'antenne proposée.....	78
4.2.2	Conception du réseau d'alimentation .....	81

4.2.3	Réalisation du prototype et résultats expérimentaux .....	82
4.3	Effet de la courbure sur les réseaux MSA et MPA .....	83
4.3.1	Introduction.....	83
4.3.2	Résultats des comparaisons .....	84
4.4	Étude de l'antenne MSA portable.....	88
4.4.1	Mesure du Débit d'absorption spécifique (DAS).....	90
4.4.2	Performance de l'antenne proposée .....	92
4.5	Conclusion .....	92
<b>CHAPITRE 5 : Optimisation de l'antenne corporelle non uniforme .....</b>		<b>94</b>
5.1	Introduction.....	94
5.2	Géométrie de l'antenne proposée.....	94
5.3	Réalisation de l'antenne proposée .....	97
5.3.1	Coefficient de réflexion.....	97
5.3.2	Efficacité et gain .....	97
5.3.3	Diagramme de rayonnement.....	98
5.4	Conception de l'antenne soutenue par la structure AMC .....	99
5.4.1	Structure AMC 2×2 proposée .....	99
5.4.2	Optimisation de la cellule AMC basées sur l'Algorithme génétique (AG) ..	101
5.4.3	Technique de mesure.....	105
5.4.4	L'intégration et analyse des résultats en espace libre.....	105
5.4.5	Effets de la déformation structurelle.....	111
5.5	Étude de l'antenne proposée sur le modèle du corps humain.....	112
5.5.1	Mesure du Débit d'absorption spécifique (DAS).....	112
5.5.2	Comparaison avec des conceptions d'antennes récentes .....	119
5.6	Conclusion .....	120
<b>CONCLUSION GÉNÉRALE ET PERSPECTIVES .....</b>		<b>121</b>
<b>LISTE DE RÉFÉRENCES .....</b>		<b>124</b>

## LISTE DES TABLEAUX

Tableau 2. 1 Modèles de la famille Voxel .....	37
Tableau 3. 1 Aperçu des directives de conception .....	50
Tableau 3. 2 Dimensions optimisées de l'antenne proposée. ....	51
Tableau 3. 3 Comparaison entre la conception de l'antenne avec et sans l'inclusion de la structure AMC. ....	65
Tableau 3. 4 Résumé du gain et de l'efficacité simulés et mesurés pour différentes valeurs du rayon de courbure à 5.8 GHz. ....	68
Tableau 3. 5 Caractéristiques diélectriques de l'homme à 5.5/5.8 GHz .....	68
Tableau 3. 6 Comparaison entre le gain réalisé simulé et le rendement total pour différentes valeurs de séparation. ....	69
Tableau 3. 7 Comparaison entre l'antenne CP du corps humain avec et sans AMC en termes de gain, FBR et efficacité. ....	72
Tableau 3. 8 Niveau de l'antenne proposée à 5.8 GHz. ....	73
Tableau 3. 9 Comparaison de l'antenne proposée avec les antennes récemment rapportées dans la littérature. ....	75
Tableau 4. 1 Comparaison du gain réalisé et du FBR pour les cas en espace libre et sur le corps à 5.8 GHz. ....	90
Tableau 4. 2 Niveau des DAS de la MSA proposée à 5.8 GHz. ....	91
Tableau 4. 3 Comparaison des performances du MSA proposé par rapport aux antennes portables WBAN. ....	92
Tableau 5. 1 Valeurs des paramètres optimisées de l'antenne. ....	97
Tableau 5. 2 Comparaison des performances avec et sans structure AMC. ....	110
Tableau 5. 3 Comparaison entre les structures AMC à 5.8 GHz. ....	111
Tableau 5. 4 Caractéristiques diélectriques de l'homme à 5.5/5.8 GHz .....	113
Tableau 5. 5 Comparaison entre le gain réalisé simulé et le rendement total pour différentes valeurs de séparation. ....	114
Tableau 5. 6 Comparaison des principales caractéristiques de l'antenne avec/sans AMC. ....	116
Tableau 5. 7 Distribution des valeurs DAS simulées à 5.8 GHz. ....	118
Tableau 5. 8 Comparaison entre l'antenne proposée et les références récentes dans la bande WBAN 5.8 GHz. ....	119

## LISTE DES FIGURES

Figure 1. 1 Réseau sans fil (WBAN) et ses applications .....	17
Figure 1. 2 Schéma bloque de la démarche suivie pour d'atteindre les objectifs du projet. 22	22
Figure 1. 3 Organigramme de l'optimisation des antennes en utilisant l'algorithme génétique. .....	23
Figure 2. 1 Différentes classes de matériaux .....	29
Figure 2. 2 Concept général des métasurfaces .....	30
Figure 2. 3 Les communications centrées sur le corps .....	32
Figure 2. 4 Bandes de fréquences pour le réseau WBAN dans différents pays .....	32
Figure 2. 5 (a) Photographie de l'antenne (b) La méthodologie de conception pour atteindre la polarisation circulaire et la reconfigurabilité .....	33
Figure 2. 6 (a) Photographie du prototype fabriqué, et (b) Résultat du paramètre $S_{11}$ .....	34
Figure 2. 7 (a) Schéma de l'antenne fractale, et (b) Résultat du $S_{11}$ .....	34
Figure 2. 8 Photographie de l'antenne en espace libre. (b) Antenne sur le corps humain, (c) $S_{11}$ simulés et mesurés de l'antenne ULB dans l'espace libre et sur le corps .....	35
Figure 2. 9 Système de surveillance de la santé en utilisant le réseau WBAN .....	35
Figure 2. 10 Combinaison de protection intelligente pour les pompiers .....	36
Figure 2. 11 Famille Voxel sur le logiciel CST .....	36
Figure 2. 12 (a) Un réseau de cellules unitaires AMC (via connecté au plan de masse), et (b) Le modèle du circuit équivalent .....	38
Figure 2. 13 (a) L'antenne/plan de masse, et (b) Phase de réflexion pour une cellule .....	39
Figure 2. 14 (a) Configuration de l'antenne, (b) Paramètres de l'antenne proposée montée sur l'AMC 4x4 .....	40
Figure 2. 15 Configurations de (a) l'antenne monopôle planaire, et (b) L'antenne intégrée à la métasurface intégrée sur l'abdomen et sur la cuisse .....	40
Figure 2. 16 $S_{11}$ simulé & mesuré pour (a) le monopôle planaire, (b) L'antenne intégrée à la métasurface à différentes places sur le corps humain .....	40
Figure 3. 1 Géométrie de la structure 2D de l'antenne CP proposée.....	48
Figure 3. 2 Processus d'évolution de l'antenne proposée : (a) Ant.1, (b) Ant.2, (c) Ant.3. ...	49
Figure 3. 3 Comparaison de différentes antennes monopoles en termes de : (a) Pertes de retour ( $S_{11}$ ), (b) Rapport axial (AR). .....	51
Figure 3. 4 (a) Photographie du prototype réalisé, (b) Coefficient de réflexion simulé et mesuré de l'antenne CP.....	52
Figure 3. 5 Résultats de simulation et de mesure du gain et du rapport axial de l'antenne proposée.....	52
Figure 3. 6 Distribution simulée des courants de surface de l'antenne proposée à 5.8 GHz. (a) $0^\circ$ . (b) $90^\circ$ . (c) $180^\circ$ . (d) $270^\circ$ . .....	53
Figure 3. 7 Comparaison entre la représentation par diagramme polaire simulé et mesuré du diagramme de rayonnement. (a) $\varphi=0^0$ , (b) $\varphi=90^0$ . .....	54

Figure 3. 8 (a) Disposition de la cellule unitaire de l'AMC, (b) Conditions aux limites, (c) Modèle de circuit équivalent, et (d) Prototype fabriqué.....	56
Figure 3. 9 Distribution du courant de surface de la cellule unitaire de l'AMC à 0 <sup>0</sup> (5.8 GHz).....	57
Figure 3. 10 Étude paramétrique de la cellule unitaire de l'AMC en termes de réflexion de phase.....	58
Figure 3. 11 (a) Performances de la phase de réflexion et de l'impédance de la cellule unitaire de l'AMC, (b) Diagramme de dispersion de la cellule unitaire de l'AMC.....	59
Figure 3. 12 (a) Variation de la phase de réflexion de la cellule unitaire proposée pour différents angles d'incidence oblique de $\Theta$ ( $\varphi=0^0$ et $\varphi=90^0$ ) (a) Mode TE, et (b) Mode TM.....	59
Figure 3. 13 Ellipse de polarisation.....	60
Figure 3. 14 Le dispositif expérimental (a) Schéma fonctionnel (b) La chambre anéchoïque.....	62
Figure 3. 15 (a) Photographie du prototype final, (b) Disposition de conception intégrée modélisée sur CST . .....	64
Figure 3. 16 Résultats simulés et mesurés : (a) Coefficients de réflexion, (b) Gain réalisé et rapport axial.....	64
Figure 3. 17 Diagrammes de rayonnement simulés et mesurés de l'antenne proposée (avec AMC) à 5.8 GHz. (a) $\varphi=0^0$ , (b) $\varphi=90^0$ . .....	65
Figure 3. 18 Système d'antenne conforme (a) disposition pour différentes valeurs du rayon de courbure, (b) Coefficients de réflexion simulés et mesurés.....	66
Figure 3. 19 Diagrammes de rayonnement simulés et mesurés à 5.8 GHz. (a) $\varphi=0^0$ , (b) $\varphi=90^0$ . .....	67
Figure 3. 20 Vue latérale de la distance de séparation d entre l'antenne proposée et le modèle du tissu humain.....	68
Figure 3. 21 Comparaison de l'antenne proposée aux différentes distances par rapport au modèle du tissu corporel humain, (a) S <sub>11</sub> , (b) AR.....	69
Figure 3. 22 DAS de l'antenne proposée séparée à une distance de 12 mm (a) 5.5 GHz et (b) 5.8 GHz.....	70
Figure 3. 23 Système d'antenne monopôle +AMC 2×2 placée sur (a) la poitrine, (b) Le bras et (c) La jambe d'un fantôme à 5.8 GHz le long de (d) $\varphi=0^0$ , (e) $\varphi=90^0$ . (f) Gain réalisé et rapport axial de l'antenne.....	72
Figure 3. 24 Valeurs des DAS moyennes simulées à 1 g de l'antenne patch CP montée sur (a) La poitrine, (b) Le bras et (c) La jambe du modèle de corps humain HUGO à 5.8 GHz. ....	73
Figure 4. 1 (a) Schéma de la cellule unitaire proposée d'une antenne métasurface, (b) Performances de la phase de réflexion et de l'impédance en fonction de la fréquence.. .....	80
Figure 4. 2 Structure de la métasurface.....	80
Figure 4. 3 (a) Le réseau d'alimentation du MSA. (b) Transformateur quart d'onde.....	82

Figure 4. 4 Photographie du prototype réalisé. (a) vue de dessus, (b) vue de dessous. ....	82
Figure 4. 5 (a) Coefficients de réflexion simulé et mesuré du MSA proposé. (b) Gain et efficacité simulés et mesurés. ....	83
Figure 4. 6 Diagrammes de rayonnement simulé et mesuré du MSA proposé à 5.8 GHz. (a) Plan H. (b) Plan E.....	83
Figure 4. 7 Vue de dessus du réseau MPA. ....	84
Figure 4. 8 (a) Coefficient de réflexion des réseaux MSA et MPA. (b) Efficacité et gain des réseaux MSA et MPA.....	85
Figure 4. 9 MSA déformé pour différentes valeurs de rayon : (a) R=50 mm, (b) R=75 mm, (c) R=100 mm. ....	86
Figure 4. 10 Réseau MPA déformé pour différentes valeurs de rayon : (a) R=50 mm, (b) R=75 mm, (c) R=100 mm.....	86
Figure 4. 11 Coefficient de réflexion à différentes courbures. (a) réseau MSA, (b) réseau MPA. ....	86
Figure 4. 12 (a) Gain du MSA. (b) Gain du réseau MPA.....	87
Figure 4. 13 (a) Efficacité du MSA. (b) Efficacité du réseau MPA.....	87
Figure 4. 14 (a) Modèle cubique simulé du tissu humain à trois couches, (b) Sensibilité à la taille de la distance de séparation entre le MSA et le corps humain en termes de $S_{11}$ ..	88
Figure 4. 15 (a) $S_{11}$ Mesuré sur différentes parties du corps humains, (b) Banc de mesure : Chambre anéchoïque. ....	89
Figure 4. 16 Simulation et mesure de l'antenne proposée : (a) gain, et (b) Efficacité. ....	90
Figure 4. 17 (a) Niveaux du DAS moyens simulés à 1g du MSA proposé monté sur (b) Le modèle cubique, (c) La poitrine, (d) La jambe et (e) Le bras à une distance de séparation de 3 mm. ....	91
Figure 5. 1 Étapes de développement de l'antenne : (a) Ant.1, (b) Ant.2.....	95
Figure 5. 2 Coefficients de réflexion simulés de l'antenne développée. ....	96
Figure 5. 3 Topologie géométrique de l'antenne proposée.....	96
Figure 5. 4 (a) Coefficients de réflexion simulés et mesurés de l'antenne proposée, (b) Photographie du prototype réalisé.....	97
Figure 5. 5 Résultats de simulation et de mesure du gain et de l'efficacité totale de l'antenne proposée.....	98
Figure 5. 6 Diagramme de rayonnement simulé et mesuré : (a) Plan XZ et (b) Plan YZ. ...	98
Figure 5. 7 (a) Géométrie de la cellule unitaire AMC, (b) Conditions aux limites, (c) Modèle de circuit équivalent.....	100
Figure 5. 8 (a) Phase de réflexion et valeur d'impédance de la cellule unitaire AMC, (b) Diagramme de dispersion de la cellule AMC.....	100
Figure 5. 9 Organigramme de la fonction AG utilisée dans la conception proposée.....	103
Figure 5. 10 (a) Combinaison de blocs On/Off, (b) Schéma de chevauchement proposé, et (c) Structure possible avec zone de chevauchement. ....	103
Figure 5. 11 Encodage de l'écran AMC avec optimisation de l'AG.....	104
Figure 5. 12 a) Schéma fonctionnel de l'installation, et (b) La chambre anéchoïque. ....	105

Figure 5. 13 CMA d'un AMC uniforme : (a) Importance modale, (b) Courant de surface et diagramme de rayonnement tridimensionnel pour différents modes. ....	106
Figure 5. 14 CMA d'un AMC non uniforme : (a) Importance modale, (b) Courant de surface et diagramme de rayonnement tridimensionnel pour différents modes. ....	107
Figure 5. 15 (a) Géométrie 2-D de l'antenne proposée, (b) L'antenne fabriquée. ....	109
Figure 5. 16 Modèles d'AMC : (a) Uniforme et (b) Non uniforme.....	109
Figure 5. 17 Résultats simulés et mesurés de l'antenne (a) $S_{11}$ , (b) Gain. ....	110
Figure 5. 18 Diagrammes de rayonnement simulés et mesurés de l'antenne à 5.8 GHz....	111
Figure 5. 19 Système d'antenne conforme : (a) Différentes conditions de flexion, (b) Coefficients de réflexion. ....	112
Figure 5. 20 $S_{11}$ entre l'antenne proposée et les différentes distances du modèle du tissu corporel humain. ....	113
Figure 5. 21 DAS de l'antenne proposée séparée par un espace de 7 mm (a) 5.5 GHz et (b) 5.8 GHz.....	114
Figure 5. 22 Positionnement de l'antenne sur le corps humain (a) le bras, (b) la poitrine, (c) la jambe, Diagrammes de rayonnement dans le plan (d) XZ, (e) YZ, (f) Gain réalisé par l'antenne et efficacité totale. ....	116
Figure 5. 23 Distribution des valeurs maximales de DAS sur (a) La poitrine, (b) Le bras et (c) La jambe. ....	117
Figure 5. 24 DAS de l'antenne non uniforme à 5.8 GHz pour (a) 1 g et (b) 10 g de tissu. ....	117
Figure 5. 25 (a) L'antenne proposée placée sur le bras, la poitrine et la jambe (b) Coefficients de réflexion mesurés. ....	118

## LISTE DES ABRÉVIATIONS

AG	Algorithm genetic
AMC	Artificial Magnetic Conductor
AR	Axial Ratio
BW	Bandwidth
CSRR	Complementary Split-Ring Resonator
CP	Circularly Polarized
CPW	Coplanar Waveguide
DRA	Dielectric Resonator Antenna
dB	Decibel (ratio in log scale)
DCS	Digital Communication System
EBG	Electromagnetic Band Gap
ERR	Electric Ring Resonator
FBR	Front back ratio
FCC	Federal Communications Commission
FSS	Frequency Selective Surface
GSM	Global System for Mobile Communications
HIS	High Impedance Surface
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
ISM	Industrial Scientific and Medical band
LTE	Long Term Evolution
LHCP	Left-Hand Circularly Polarized
LP	Linear Polarization
MSA	Metasurface antenna
MPA	Microstrip Patch Antenna
PCS	Personal Communication System
PIFA	Planar Inverted F Antenna
RHCP	Right-Hand Circularly Polarized
SAR	Specific absorption rate (W/Kg)
UMTS	Universal Mobile Telecommunications System
VBA	Visual Basic Application
VNA	Vector Network Analyser
VSWR	Voltage Standing Wave ratio
WBAN	Wireless Body Area Network
WIFI	WIreless FIdelity Structure Simulator
WIMAX	Worldwide Frequency Interoperability for Microwave Access
WLAN	Wireless Local Area Network

## DÉDICACE

الحمد لله الذي بنعمته تتم الصالحات، وبفضله تنزل الخيرات والبركات ويتوفيقه تتحقق المقاصد والغايات.

Louange à Allah notre créateur pour ses bienfaits.

Je dédie ce modeste travail :

À mes parents, les êtres les plus chers pour moi.

À mes frères, qui me soutiennent fermement à chaque étape du chemin.

À mon adorable fille, Malek.

À ma très chère épouse, Boutheyna. Cela n'aurait pas été possible sans ton soutien.

Et à tous ceux que j'aime et qui m'aiment.

## REMERCIEMENTS

La réussite de la recherche présentée dans cette thèse est le fruit de nombreux facteurs déterminants. Bien sûr, la confiance en soi, l'énergie, la détermination et le travail acharné sont nécessaires pour atteindre ses objectifs. Cependant, cela ne serait pas réalisable sans le soutien émotionnel externe, la supervision et l'encouragement des personnes essentielles qui nous entourent. Dans mon cas, j'ai eu la chance exceptionnelle d'avoir les meilleures personnes à mes côtés, offrant leur aide, leur direction et leur encouragement tout le long de mon programme d'étude en vue d'obtenir le diplôme de Philosophiae Doctor (Ph.D). Cette thèse n'aurait pas pu être réalisée sans leur présence.

Tout d'abord, je tiens à exprimer ma profonde gratitude envers mon directeur de thèse, le Prof. Mourad Nedil. Je suis sincèrement reconnaissant pour sa supervision, ses conseils et son enthousiasme à prendre le temps d'expliquer et de revoir les résultats de mes analyses, sa disponibilité, et ses encouragements. Aucun mot ne suffit à exprimer ma reconnaissance pour sa patience. Il m'a enseigné des leçons précieuses qui m'ont permis de devenir un meilleur chercheur professionnel.

Je tiens également à remercier sincèrement le Prof. Tayeb Ahmed Denidni de l'Université du Québec INRS-EMT pour son soutien dans les étapes de ma recherche doctorale.

Je remercie également, le Prof. Omar Ramahi, pour son soutien tout au long de ma stage de recherche doctorale à l'université de Waterloo.

De plus, je tiens à remercier mon cher ami, le Dr. Ismail Ben Mabrouk, pour m'avoir encouragé tout au long de cette thèse, et pour avoir fait preuve d'une patience quasi illimitée.

Je tiens également à remercier Prof. Nahi Kandil, Prof. Mustapha Yagoub, et Prof. Halim Boutayeb, qui m'ont fait l'honneur d'être rapporteurs de ma thèse et pour le temps consacré à la lecture du manuscrit.

Je n'oublierai pas mes chers collègues du laboratoire de LRTCS et ACR. Je tiens à remercier le Dr. Abdennour BenTerki, Hamid Ait Taleb, Mejdî Laribi, Dr. Dawood Alsaedi, Dr. Abdulrahman Aloraynan, Dr. Melad Olaimat et Prof. Sofyan Taya pour leur soutien émotionnel, les discussions stimulantes et leur amitié. À tous, merci pour votre gentillesse en partageant non seulement vos connaissances scientifiques, mais aussi les cultures de vos pays et vos compétences. Merci de m'avoir fait sentir que je faisais partie d'une nouvelle grande famille.

Enfin, je remercie le laboratoire de recherche Télébec en communications souterraines (LRTCS), Université du Québec en Abitibi-Témiscamingue, pour avoir fourni le financement complet qui m'a permis de réaliser cette recherche doctorale.

# CHAPITRE 1

## Introduction

### 1.1 Introduction générale

#### 1.1.1 Motivation

Au cours des dernières années, le monde a connu une transformation de paradigme liée à l'émergence d'une nouvelle tendance technologique fondée sur de nouvelles sources d'information et de nouveaux systèmes de communication [1]. Par conséquent, les télécommunications deviennent une partie importante de la vie quotidienne des sociétés, favorisant ainsi le partage de l'information (voix, données, photos, vidéos) entre les personnes à travers les ordinateurs et autres appareils mobiles [2].

Avec le développement exponentiel des technologies de communication sans fil, les chercheurs se sont concentrés sur l'étude du réseau corporel sans fil (Wireless Body Area Networks - WBAN), afin de permettre la communication entre : les appareils portables (On-body communications), les dispositifs portés par le corps et les dispositifs environnants (Off-body communications), les dispositifs implantés et les dispositifs montés sur la surface du corps humain (In-body communications) [1]. En effet, le domaine de la WBAN comprend un large éventail d'applications, à savoir : militaires, sauvetage, soins de santé, sports et divertissement. Afin de couvrir ces champs d'application, plusieurs bandes de fréquences ont été attribuées pour le système WBAN, telles que la bande MICS à 400 MHz (Medical Implant Communication Service), la bande ISM (Industrial, Scientific, and Medical) à 2.45 GHz et 5.8 GHz, et ultra large bande de 3.1-10.6 GHz [2] (Fig.1.1).

Il est à noter que les applications des réseaux WBAN ne se limitent pas seulement au domaine médical, mais peuvent également être utilisées dans l'industrie pour assurer la sécurité des travailleurs [2]. D'autre part, les dispositifs WBAN peuvent être aussi utilisés pour surveiller les conditions de travail des employés dans des environnements dangereux, tels que les usines chimiques, les chantiers de construction, les centrales électriques, etc [2]. De ce fait, les capteurs intégrés dans les dispositifs WBAN peuvent être utilisés pour collecter des données sur la température, la pression, les niveaux de gaz toxiques, les mouvements du corps, et d'autres paramètres importants pour évaluer la sécurité des travailleurs [3].



Figure 1. 1 Réseau sans fil (WBAN) et ses applications [2].

Grâce aux réseaux WBAN, les entreprises peuvent obtenir des informations en temps réel sur les conditions de travail de leurs employés, évaluer les situations dangereuses et prendre des mesures appropriées pour garantir la sécurité des travailleurs. Par exemple, si un travailleur est exposé à des niveaux de gaz toxiques dangereux, le dispositif WBAN peut détecter cette situation en envoyant une alerte pour prendre des mesures d'urgence, tel qu'évacuer la zone ou fournir un équipement de protection adéquat [4]. En plus, l'utilisation des réseaux WBAN dans l'industrie peut contribuer à réduire les accidents du travail, à améliorer les conditions de travail et à garantir la sécurité des travailleurs. Cela peut également permettre d'optimiser les différents processus de production en identifiant les difficultés et en prenant les mesures pour les corriger [5].

L'objectif général de cette thèse de doctorat est de concevoir et d'optimiser de nouvelles classes d'antennes corporelles à base de métamatériaux pour les applications sans fil dans les mines souterraines. Le but est de développer des antennes corporelles efficaces, en utilisant les avantages offerts par les métamatériaux dans la conception d'antennes. Les aspects techniques, tels que la conception, la modélisation électromagnétique, l'optimisation, la fabrication et la caractérisation des antennes corporelles seront abordés, tout en tenant compte des contraintes de l'environnement minier.

Les résultats issus de cette recherche contribueront à l'avancement des connaissances dans le domaine des antennes en général et les antennes corporelles et des métamatériaux en particulier, en proposant de nouvelles approches de conception et d'optimisation pour les applications sans fil. Les résultats obtenus pourront être utilisés pour guider le développement de nouvelles technologies d'antennes corporelles pour les environnements exigeants, tels que les mines souterraines, avec un potentiel d'impact sur la sécurité et la productivité des travailleurs dans ce domaine.

## **1.2 Problématique**

L'intérêt pour le réseau corporel sans fil (WBAN) continue de se développer au fil des années [6]. En fait, le dispositif portable est généralement porté par l'utilisateur sur tout le corps ; autour du poignet, sur la poitrine, le dos, le bras, la cuisse, l'abdomen, etc. Dans un tel système, un réseau de capteurs corporels est connecté à une unité de communication qui recueille les données et les envoie au centre pour l'analyse par des experts [3]. Par conséquent, la conception des antennes portables a suscité beaucoup d'intérêt, à utiliser dans des applications similaires sur le corps [4] - [6], cependant, le maintien de caractéristiques de rayonnement acceptables avec de faibles niveaux de Débit d'Absorption Spécifique (DAS) reste une tâche difficile.

Généralement, il est préférable que les antennes soient flexibles et conformes au corps humain [7] - [9]. Cependant, l'effet du corps humain, qui est considéré comme un tissu avec perte, sur l'efficacité des rayonnements est important. Plusieurs antennes ont déjà été proposés pour les applications portables. On peut citer les monopoles verticaux [10], des antennes F inversées [11], des antennes à cavités et des antennes planes à fente alimentées par un guide d'onde [12]. Ces antennes, néanmoins, possèdent soit une largeur de bande très étroite, un encombrement important et / ou un profil élevé, et un rayonnement vers le corps, ce qui limite leurs utilisations dans les systèmes portables. Afin de remédier à ces inconvénients, il est recommandé d'utiliser des antennes qui ont des modèles unidirectionnels, tels que des microrubans, ou des éléments qui ont des isolateurs pour réduire l'impact du corps humain sur leur performance (réduire le niveau de DAS). Toutefois, les antennes portables composées de conducteurs électriques parfaits (PEC) [13] ne sont pas recommandées pour les applications de faible profil en raison de la taille globale ce qui rend

également la flexibilité et la reconfigurabilité de l'antenne plus compliqué [14]. De ce fait, des surfaces de conducteur magnétique artificiel (AMC) sont utilisées comme plans de masse pour des applications portables [14]-[17].

### **1.3 Solutions proposées**

Une approche permettant de résoudre le problème d'isolation de l'antenne corporelle consiste à développer de nouvelles techniques basées sur la technologie des métamatériaux. Ces derniers offrent un profil bas, un bon gain en utilisant une seule antenne capable de garder ces performances lors de la courbure corporelles (Off-body). En premier lieu, on a développé des programmes pour la conception des nouvelles structures d'antennes en utilisant l'algorithme génétique, tout en conservant une bonne adaptation d'impédance. Dans la seconde partie, et afin de conserver la condition de stabilité des performances de l'antenne lors de la courbure corporelles, nous avons développé des antennes monopole basées sur l'Algorithme Génétique AG, et des antennes à polarisation circulaire qui sont moins susceptibles aux courbures à cause de leurs géométries.

### **1.4 Objectifs**

#### **1.4.1 Objectif général**

L'objectif est de concevoir des antennes avec de bonnes performances tout en favorisant la facilité de les intégrer sur des vêtements. On cible aussi à avoir un minimum de débit spécifique d'absorption (W/kg), un gain élevé avec un diagramme de rayonnement directif et un très bon rapport avant arrière (front to back ratio).

#### **1.4.2 Objectifs spécifiques**

Pour atteindre ces objectifs, on utilise la technologie des métamatériaux de type Conducteur Magnétique Artificiel (AMC), qui ouvrent des perspectives intéressantes grâce à leurs propriétés électromagnétiques non conventionnelles. Il est alors possible de positionner l'antenne au plus proche de ce nouveau réflecteur. Alors, l'antenne devient dans ce cas unidirectionnel et de faible épaisseur. Cependant, les AMC peuvent être limités par les dimensions des cellules unitaires nécessaires à leur mise en œuvre ainsi que par leur bande réduite de fonctionnement et cela avec des dimensions acceptables pour être placé sur le corps humain.

## **1.5 Hypothèse de recherche**

Hypothèse de recherche pour la thèse de doctorat : Notre projet de recherche explore deux axes majeurs : l'utilisation des métamatériaux et l'application de l'algorithme génétique pour l'optimisation.

Concernant l'algorithme génétique, nous avons choisis cette approche en raison de ses avantages. Elle offre une combinaison puissante de simplicité de programmation, adaptabilité aux problèmes complexes, rapidité de convergence vers des solutions acceptables et une capacité à trouver un équilibre optimal entre un grand nombre de variables à optimiser [18]. Par ailleurs, nous avons mis l'accent sur l'intégration des Conducteurs Magnétiques Artificiels (AMC) dans nos antennes. Les AMC joueront un rôle essentiel en agissant comme un bouclier électromagnétique entre l'antenne monopôle et le corps humain. Leur utilisation permettra non seulement de garantir un profil bas pour l'antenne et un gain élevé, mais aussi de protéger efficacement la santé du corps humain des effets électromagnétiques.

## **1.6 Méthodologie**

### **1.6.1 L'approche théorique**

L'hypothèse de recherche de cette thèse de doctorat repose sur la convergence de deux axes de développement : l'intégration des métamatériaux et l'application de l'algorithme génétique pour l'optimisation des antennes corporelles. À travers une démarche structurée en cinq chapitres, cette recherche vise à démontrer que la combinaison innovante de ces deux approches a permis de concevoir et d'optimiser des antennes corporelles performantes et efficaces pour les réseaux sans fil portables à proximité du corps humain.

Dans ce projet, nous commencerons tout d'abord par établir une base solide en présentant une vue globale sur les antennes corporelles en définissant les divers métamatériaux ainsi que leurs champs d'application potentiels. Le deuxième chapitre poursuit par une exploration approfondie de l'état de l'art de l'intégration des métamatériaux dans les antennes corporelles, en mettant en évidence les avancées dans ce domaine. Le troisième chapitre se concentre sur l'optimisation d'une antenne opérant dans la bande de fréquence 5.8 GHz en utilisant les Conducteurs Magnétiques Artificiels (AMC), tout en effectuant des tests de courbure sur le corps humain pour évaluer les performances dans des conditions réalistes. Cette démarche de simulation a permis d'identifier les avantages et les limitations des métamatériaux dans

l'optimisation des antennes corporelles. Au quatrième chapitre, l'attention se tourne vers l'évaluation des performances d'une antenne MSA capable de fonctionner autour de la bande de fréquence de 5.8 GHz en utilisant un réseau d'alimentation pour diriger tous les signaux reçus vers un seul port. Le système d'antenne s'est également révélé efficace pour réduire l'absorption EM dans le modèle du corps humain. Enfin, au cinquième chapitre, nous avons utilisé l'algorithme génétique pour optimiser le réseau AMC de métamatériaux non uniforme pour améliorer les performances de rayonnement de l'antenne corporelle. Cette étude se concentre sur la conception et le développement de trois prototypes innovants d'antennes flexibles opérant à 5.8 GHz. Ces antennes, intégrant des structures périodiques AMC et métasurface, présentent des performances exceptionnelles confirmées par des résultats de mesures. L'une des contributions à mentionner est la création d'une antenne à polarisation circulaire flexible, soutenue par une structure de réseau AMC, destinée aux applications portables (WBAN). Cette structure permet d'améliorer significativement le gain, avec une efficacité de rayonnement de 98%, démontrant ainsi son potentiel pour les besoins pratiques. De plus, notre travail inclut également le développement d'une antenne MSA pour des applications WBAN, offrant une large bande d'impédance et un gain de 12.82 dBi à 5.8 GHz. Enfin, notre contribution se prolonge par une approche d'optimisation du réseau de métamatériaux non uniforme utilisant l'algorithme génétique, aboutissant à un prototype d'antenne WBAN prometteur avec une amélioration du gain de près de 40% par rapport aux solutions conventionnelles. Ces avancées ouvrent des perspectives dans le domaine des antennes portables et flexibles pour les applications WBAN.

### **1.6.2 La démarche suivie**

La Figure 1.2 illustre de manière schématique le processus de conception et de réalisation des antennes pour atteindre les objectifs clés du projet de doctorat. Ce diagramme montre un aperçu complet des étapes entreprises dans cette recherche. Au premier stade, le projet débute par une phase d'introduction et de contextualisation, montrée par la flèche initiale. Cette phase vise à établir les bases de la recherche en fournissant une vue globale sur les antennes corporelles (off-body) et les métamatériaux.

Cette introduction permet de d'identifier les fondements théoriques nécessaires à la compréhension de la problématique. Simultanément, la seconde branche du schéma se

concentre sur l'application de l'algorithme génétique pour l'optimisation des antennes corporelles. Cette branche, implique une étude approfondie des concepts et des méthodes de l'algorithme génétique. Les antennes sont modélisées et simulées à l'aide d'outils de simulation tels que CST Microwave Studio et Ansys HFSS. Après avoir obtenu les résultats de simulation, le schéma se poursuit avec la fabrication des prototypes d'antennes conformément aux conceptions élaborées. Les prototypes sont ensuite soumis à des tests expérimentaux pour mesurer et valider leurs performances réelles, notamment le gain, l'adaptation d'impédance et d'autres caractéristiques pertinentes.

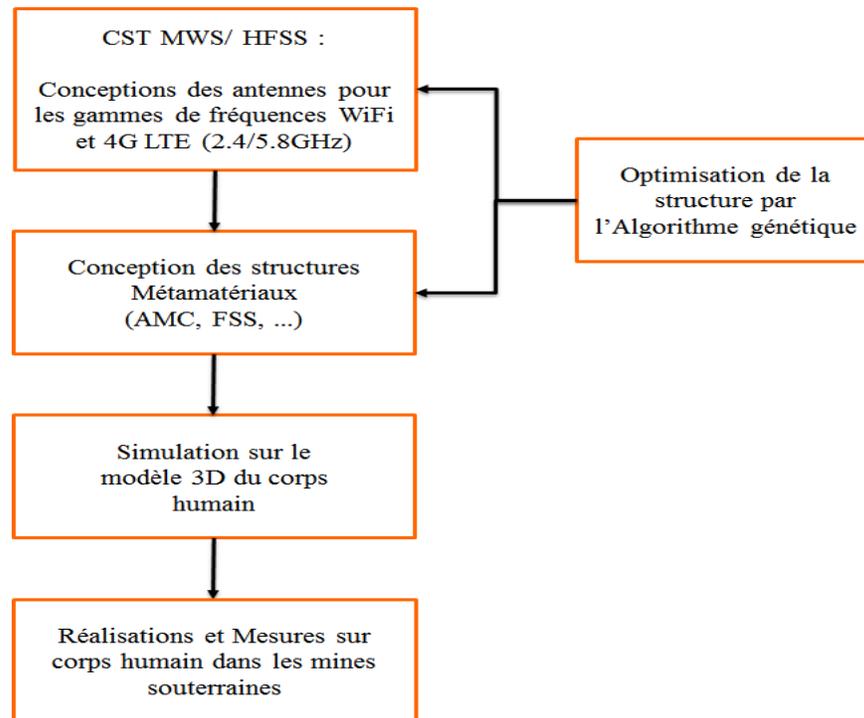


Figure 1. 2 Schéma bloqué de la démarche suivie pour d'atteindre les objectifs du projet.

En effet, l'utilisation de l'algorithme génétique nécessite l'exécution d'un ensemble d'opérations. Fig. 1.3 résume la démarche suivie lors de de l'optimisation des antennes en utilisant l'algorithme génétique et le logiciel de conception CST MWS. L'utilisation d'un algorithme génétique pour l'exécution d'un ensemble d'opérations suit un processus organisé et itératif, visant à optimiser une structure donnée. Le premier pas consiste à optimiser la structure initiale, en ajustant les paramètres clés pour améliorer les performances globales. Une fois cette première optimisation effectuée, la prochaine étape implique la sélection minutieuse de l'emplacement de la zone d'optimisation. Cette étape cruciale affecte

considérablement les résultats finaux, car elle détermine la portée des opérations d'optimisation subséquentes. Après avoir établi l'emplacement optimal, l'étape suivante consiste à choisir judicieusement la fonction de coût appropriée, qui représente les critères spécifiques à optimiser. Cette fonction guidera l'algorithme génétique vers la meilleure solution possible. Avec tous les paramètres en place, l'algorithme génétique est alors lancé en amorçant un processus de sélection, de croisement et de mutation des individus au sein de la population générée. La convergence vers une antenne optimisée souhaitée est un critère déterminant de succès du processus d'optimisation. Si l'algorithme génétique atteint rapidement une convergence satisfaisante, l'étape finale est atteinte, et la structure optimisée ainsi que l'emplacement optimal sont établis.

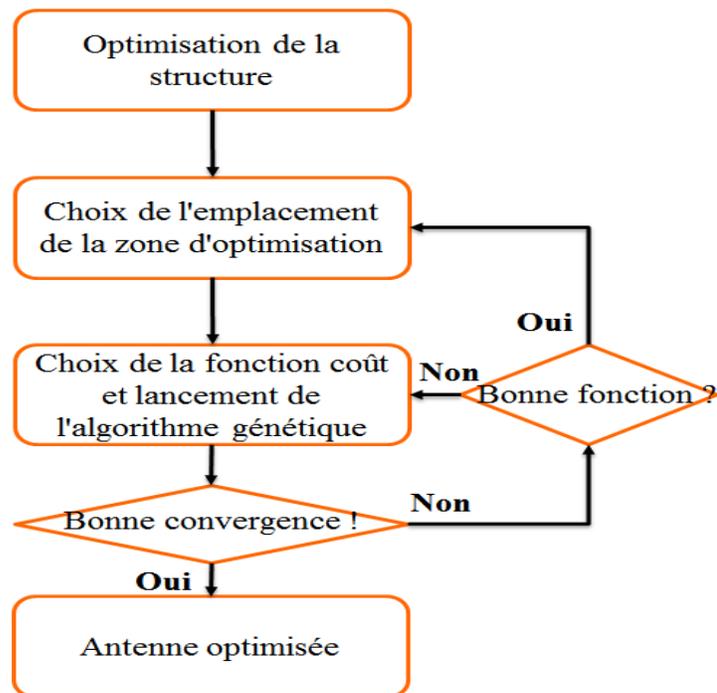


Figure 1. 3 Organigramme de l'optimisation des antennes en utilisant l'algorithme génétique.

Cependant, si la convergence n'est pas atteinte selon les attentes, une évaluation rigoureuse s'impose. Dans ce cas, un réexamen du choix de l'emplacement de la zone d'optimisation est effectué. Cette flexibilité permet d'ajuster la stratégie et d'explorer différentes possibilités pour maximiser les chances d'obtenir des résultats optimaux. En résumé, l'organigramme de l'utilisation d'un algorithme génétique pour exécuter un ensemble d'opérations suit un schéma méthodique, depuis l'optimisation de la structure jusqu'à la convergence vers une solution

idéale. Chaque étape est interdépendante et adaptable, garantissant un processus d'optimisation efficace.

### **1.6.3 Le matériel utilisé**

Notre projet de doctorat est basé sur la conception des antennes corporelles en utilisant deux Logiciels de simulation électromagnétique, CST Microwave Studio Suite combiné au langage VBA pour implémenter l'algorithme génétique et Ansoft HFSS pour valider les résultats. Une fois la partie simulation terminée, on passe à la fabrication et validations par les mesures expérimentales de l'antenne globale. L'espace entre l'antenne et les structures AMC doivent être séparés par un matériau de permittivité égale à l'air tel que la mousse (Foam). Les mesures de l'antenne ont été effectuées d'abord dans une chambre anéchoïque, et ensuite sur le corps humain.

### **1.7 Publications scientifiques**

Les travaux issus de cette thèse ont fait objet de 2 articles de revues et de 9 articles de conférences internationales.

#### **Articles de revue :**

1. **Y. Braham Chaouche**, M. Nedil, M. Elbadawe, M. Olaimat, O. Ramahi, "Wearable Metasurface Antenna based on Electrically-small Ring Resonators for WBAN Applications," IET Electronics Letters, Nov. 2021. DOI: 10.1049/ell2.12348
2. **Y. Braham Chaouche**, M. Nedil, I. Ben mabrouk, O. Ramahi, "A Wearable Circularly Polarized Antenna Backed by AMC Reflector for WBAN Communications," IEEE Access, vol. 10, pp. 12838-12852, 2022.
3. **Y. Braham Chaouche**, M. Nedil, I. Ben mabrouk, "Characteristic Modes Analysis of Pixel Non-Uniform AMC Array Using Genetic Algorithm for WBAN Antenna Design," IEEE Transaction Antennas and Propagation. (Soumis)
4. **Y. Braham Chaouche**, M. Nedil, "A Broadband CP Antenna Based on a Novel Genetic-Algorithm AMC structure for WBAN Applications," IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters. (Soumis)

### **Articles de conférences :**

1. **Y. Braham Chaouche**, M. Nedil, A. Zeghdoud, I. Ben Mabrouk, “Optimization of dual-band notched UWB Trapezoidal Antenna using Genetic Algorithm Approach,” IEEE International Symposium on Antennas and Propagation and North American Radio Science Meeting, 5-10 July 2020, Montréal, Québec, Canada.
2. **Y. Braham Chaouche**, M. Nedil, I. Ben Mabrouk, “High Gain Circularly Polarized Antenna Loaded With Dual-Band AMC structure for WBAN Applications,” IEEE International Symposium on Antennas and Propagation and North American Radio Science Meeting, 5-10 July 2020, Montréal, Québec, Canada.
3. **Y. Braham Chaouche**, M. Nedil, I. Ben Mabrouk, M. Belazzoug, “A Dual-Band Antenna Backed by AMC surface using Genetic Algorithm for 2.4/5.8 GHz Underground Mining Communications,” IEEE International Symposium on Antennas and Propagation and North American Radio Science Meeting, 5-10 July 2020, Montréal, Québec, Canada.
4. **Y. Braham Chaouche**, S. Ouni, M. Nedil, I. Benmabrouk, “Gain Enhancement of Dual-Band Antenna Equipped with AMC surface for WBAN Applications,” IEEE International Symposium on Antennas and Propagation and North American Radio Science Meeting, 4-10 December 2021, Marina Bay Sands, Singapore.
5. **Y. Braham Chaouche**, M. Nedil, B. Hammache, M. Belazzoug, “A Wearable Trapezoidal Antenna with Triple Stop-Band Performance for off-body WBAN Applications,” IEEE Asia Pacific Conference on Applied Electromagnetics 20-22 DEC 2021, Penang, Malaysia.
6. S. Ouni, **Y. Braham Chaouche**, M. Nedil, I. Benmabrouk, “A Compact Low SAR Antenna AMC-backed for WLAN/WBAN Applications,” IEEE International Symposium on Antennas and Propagation and North American Radio Science Meeting, 4-10 December 2021, Marina Bay Sands, Singapore.
7. M. Olaimat, **Y. Braham Chaouche**, M. Elbadawe, M. Nedil, O. Ramahi, “Effect of Bending on Metasurface Antenna and Microstrip Patch Antenna Array,” IEEE International Symposium on Antennas and Propagation and North American Radio Science Meeting, 4-10 December 2021, Marina Bay Sands, Singapore.
8. **Y. Braham Chaouche**, M. Nedil, “A Compact CP Wearable Antenna backed by AMC Array for WBAN/WLAN Applications,” IEEE International Symposium on Antennas and

Propagation and North American Radio Science Meeting, 10-15 July 2022, Denver, Colorado, USA.

9. **Y. Braham Chaouche**, M. Nedil, I. Benmabrouk, T. A. Denidni, “Broadband CP Wearable Antenna for WBAN Applications,” IEEE International Symposium on Antennas and Propagation and North American Radio Science Meeting, 23-28 July 2023, Portland, Oregon, USA.

## CHAPITRE 2

### Revue de la littérature

#### 2.1 Introduction

Les réseaux sans fil ont connu récemment un développement exponentiel en termes de nombre de connexions, d'applications couvertes et de qualité des liaisons [19]. Ainsi, la transmission par ondes électromagnétiques est devenue le support de choix de cette génération de télécommunications, remplaçant les câbles et les liaisons filaires [19]. Toutefois, l'efficacité de ces réseaux dépend largement des performances des éléments qui les composent, en particulier les antennes. Ces antennes jouent un rôle crucial dans l'établissement de liaisons entre différents points, notamment dans des environnements où les supports de communication traditionnels (tels que les câbles ou les fibres optiques) sont difficiles, voire impossibles à mettre en œuvre. Elles assurent également les fonctions d'émission et de réception des ondes électromagnétiques qui véhiculent le signal dans l'espace libre. Pour ce faire, différents types d'antennes ont été utilisés, tels que les antennes imprimées [20].

Ce chapitre présente des généralités sur les antennes corporelles, leurs avantages et leurs applications. Ensuite, l'état de l'art des travaux récents rapportés dans la littérature seront introduits et examinés. La deuxième partie se concentre sur le comportement des métamatériaux de type Conducteur Magnétique Artificiel (AMC) pour leur intégration sur les vêtements. La section sur la simulation est introduite pour concevoir les cellules unitaires de l'AMC, ce qui est indispensable pour les concepteurs d'antennes corporelles. Enfin, la dernière partie présente un état de l'art sur l'utilisation des métamatériaux et leur intégration dans les antennes corporelles.

#### 2.2 Métamatériaux

Les métamatériaux sont des matériaux électromagnétiques artificiels conçus pour avoir des fonctions de réponse non conventionnelles [19]. Ces réponses (non conventionnelles) sont souvent générées par des inclusions métalliques périodiques sous-longueur d'onde, qui produisent une nouvelle classe de matériaux ayant des propriétés électromagnétiques

exotiques qui ne sont pas observées dans la nature. De ce fait, le désir de créer des matériaux artificiels a commencé par Jadagis Chunder Bose en 1898 [21]. Cinq ans plus tard, en 1904, un article de recherche de Lamb traite les ondes dont les phases et les vitesses de groupe se déplacent dans des directions opposées [22]. Quatre décennies plus tard, L. Mandelshtam a également étudié l'idée des ondes inverses [23].

La technologie des métamatériaux modernes a d'abord fait l'objet d'une hypothèse, puis l'idée a été validée expérimentalement en tant qu'un milieu qui présente simultanément une permittivité et une perméabilité négatives à une fréquence donnée [24]. De ce fait, les métamatériaux sont considérés comme des matériaux électromagnétiques artificiels peuvent contrôler les champs électromagnétiques si la permittivité et la perméabilité des matériaux sont modifiées de manière appropriée [25]. Les métamatériaux sont souvent fabriqués comme un ensemble périodique d'éléments conducteurs tels que des anneaux et des lignes métalliques ou même des particules sphériques, qui agissent collectivement comme un milieu électromagnétique avec une permittivité et une perméabilité efficace [26]. Généralement, les métamatériaux appartiennent à différentes classes : les matériaux doublement négatifs (DNE) [27], les matériaux à main gauches (LHM) [28], les milieux à ondes arrière (BW) [29], les milieux à indice de réfraction unique [30], et l'indice de réfraction proche de zéro [31].

Le concept fondamental des métamatériaux les identifie comme un ensemble de résonateurs électriquement petits créant un milieu électromagnétique. Ces résonateurs ont des compositions variées, allant de sphères à de simples fils pouvant être construites à partir des différentes formes (géométries évolutives). Des exemples de tels cellules sont les résonateurs à anneau fendu (SRR) et complémentaires (C), qui consistent essentiellement en une boucle brisée aux dimensions contrôlables pour créer une réponse sur mesure d'un champ électromagnétique. Les métamatériaux ont été intégrés dans toutes les bandes du spectre telles que, les ondes radio [25], les micro-ondes [32], les ondes térahertz [33], et les ondes proches de l'optique [34]. D'autre part, les matériaux artificiels ont suscité aussi un grand intérêt dans les communautés scientifiques, ce qui a conduit à de nombreuses applications pour la recherche, notamment pour les lentilles avancées [33], la collecte d'énergie [35] et les antennes à base des métamatériaux [36]. Cependant, dans certaines applications telles que les métasurfaces, les conducteurs magnétiques artificiels (AMC), les bandes interdites électromagnétiques (EBG), les surfaces sélectives en fréquence (FSS), et les structures à base

des métamatériaux sont encombrants (tridimensionnelles (3D)) pour les applications corporelles.

### 2.3 Métasurfaces

Une structure métasurface est une version superficielle bidimensionnelle (2D) d'un métamatériau volumique tridimensionnel (3D), pour lequel la surface est une distribution de diffuseurs électriquement petits, initialement appelée métafilm [37]. La métasurface est constituée ainsi de structures périodiques bidimensionnelles de particules diffusantes sous-longueur d'onde conçues de manière à reconstruire les ondes incidentes au niveau de réflexion et de transmission souhaitées. L'épaisseur et la périodicité sont les deux aspects importants à considérer lors de la conception de la structure des métasurfaces. Les métasurfaces ont l'avantage d'avoir moins d'espace physique que les structures métamatérielles 3D. Elles présentent également l'avantage d'être légères, faciles à fabriquer, flexibles et fiables [38]. La figure 2.1 illustre différentes classes de matériaux.

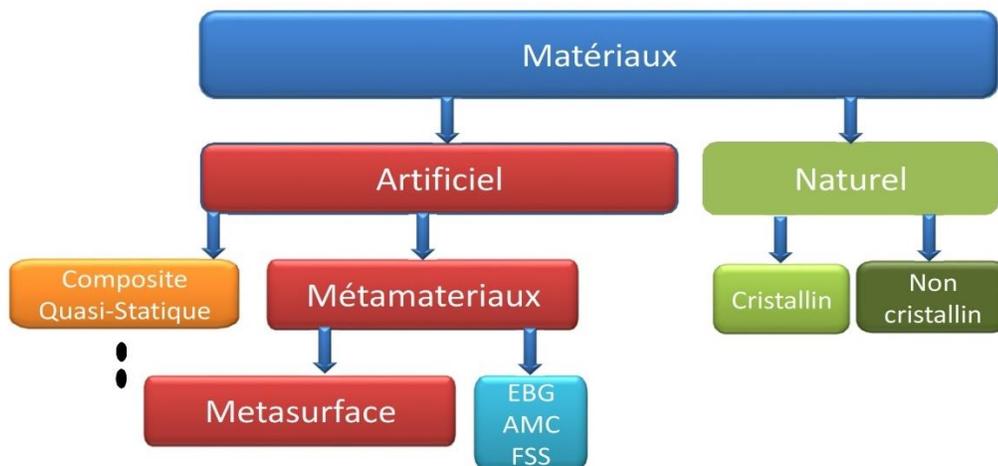


Figure 2. 1 Différentes classes de matériaux [38].

Tel que mentionné, les métasurfaces sont des structures périodiques bidimensionnelles à base des feuilles très fines par rapport aux structures volumiques. Dans le cadre de cette définition générale, les métasurfaces se répartissent en deux différentes catégories. La première est la structure avec un réseau d'éléments de dispersion isolés suivant la topologie 'cermet' (c'est-à-dire un réseau de diffuseurs isolés (qui ne se touchent pas)) [38], où le nom de méta-film a été rapportée dans [37]. La deuxième catégorie est le méta-écran, où la disposition des éléments de diffusion suit la topologie de la 'Fishnet' (où les éléments sont des ouvertures

périodiquement espacées sur la surface) [38]. Le terme méta-écran est attribué à une feuille homogène avec une ouverture isolée. Outre ces deux catégories, d'autres types de métasurfaces peuvent être définies à partir d'un mélange de ces deux types fondamentaux [39]. La figure 2.2 présente de manière schématique différentes catégories de métasurfaces : les méta-films et les méta-écrans [40].

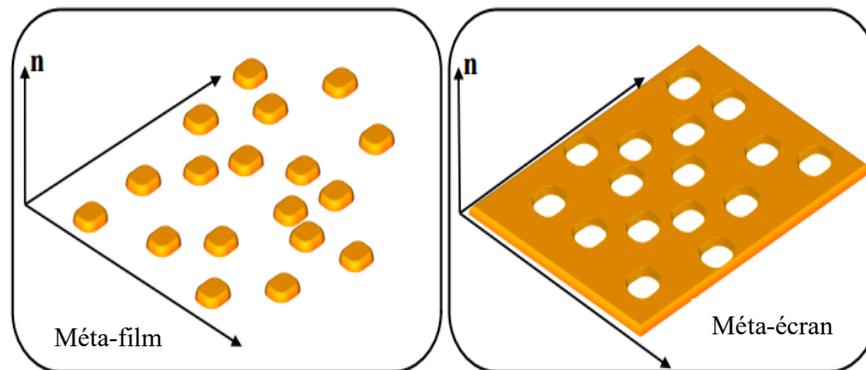


Figure 2. 2 Concept général des métasurfaces [40].

## 2.4 Antennes

Les antennes dont les dimensions sont inférieures à la longueur d'onde de l'espace libre sont généralement appelées "antennes électriquement petites". Ce type d'antenne a suscité beaucoup d'intérêt, notamment dans les systèmes de communication sans fil nécessitant un petit facteur de forme, qui peuvent être appliqués aux systèmes de communication personnels (par exemple, écouteurs, montres et téléavertisseurs), aux applications militaires, aux véhicules aériens sans pilote, etc. Afin de disposer d'antennes légères, peu encombrantes et peu coûteuses, efficaces, faciles à construire et à intégrer à d'autres dispositifs de communication, tout en ayant une largeur de bande et un gain souhaitable, des étapes importantes et complexes doivent être prises en compte tout au long de la procédure de conception. L'une de ces étapes est l'adaptation d'impédance de l'antenne au circuit d'alimentation [36]. En fait, les réseaux d'antennes sont des arrangements topologiques d'antennes qui sont distancées et mises en phase de manière à produire un gain plus élevé et/ou un balayage de faisceau dans diverses directions. Le réseau, cependant, apporte une complexité d'ordre supérieur à la procédure de conception, en particulier s'il doit être alimenté par une seule source (un seul point) [41]. De plus, les antennes électriquement petites ont des limitations théoriques fondamentales sur le gain, l'efficacité de rayonnement et la bande

passante, où la taille de l'antenne est inversement corrélée au facteur de qualité et aux pertes de rayonnement [42].

#### **2.4.1 Antennes conformes**

Une antenne conforme est une antenne qui se conforme à une forme donnée. L'antenne peut prendre n'importe quelle forme courbée, généralement cylindrique [43], sphérique [44] ou conique. Dans le cas des antennes conformes, les éléments rayonnants sont soit montés sur la surface arbitraire, soit intégrés à celle-ci [45]. Les antennes microruban et les antennes à fente sont les éléments rayonnants les plus utilisés dans le domaine des antennes conformes en raison de leur structure à profil bas et de leur simplicité de conception [46].

### **2.5 Les antennes corporelles**

#### **2.5.1 Les réseaux corporels sans fil (WBAN)**

Le développement de nouvelles technologies, comme la 4G LTE ou le Wi-Fi, a eu son rôle dans la société, et a conduit les chercheurs à approfondir les études sur les communications sans fil. Combiné aux progrès technologiques dans le domaine des soins de santé et à la réduction continue de la taille des appareils électroniques [47], un intérêt croissant a été porté pour les applications sans fil corporelle (WBAN). La technologie WBAN englobe généralement un réseau sans fil de dispositifs portables, qui peuvent être installés sur, autour ou dans le corps humain [3].

La première catégorie concerne les communications à partir du corps humain, par l'intermédiaire d'émetteurs-récepteurs implantés (In-Body). Les communications sur le corps impliquent deux antennes placées à la surface du corps humain (On-Body), tandis que le concept à proximité du corps se rapporte à un lien entre un seul dispositif sur le corps et l'équipement qui n'est pas sur le corps humain, mais dans la zone environnante (Off-Body). La Fig. 2.3 illustre le principe des communications centrées sur le corps. Il est à mentionner que ce rapport de thèse traite la conception d'antennes pour la communication autour du corps (OFF-body).

Le principal intérêt pour le réseau WBAN a commencé dans le domaine de la santé (surveillance médicale) [48], car les données physiologiques peuvent être extraites des capteurs, qui sont placés dans le corps humain. Cet intérêt s'est étendu aux applications militaires [49] dans lesquelles les antennes portées par le corps (Body-Worn) pour permettre

les communications au sein des patrouilles. Pour couvrir tous ces domaines d'application, un modèle standard était nécessaire, de sorte que la mise en œuvre de WBAN [53] a été couronnée de succès.

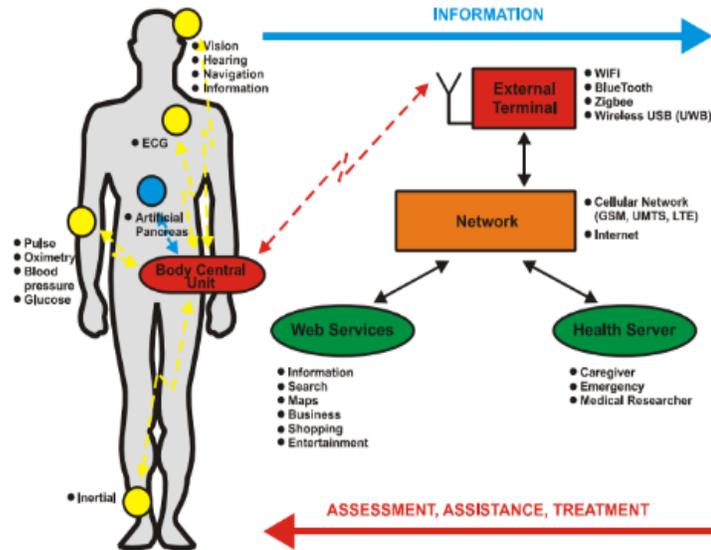


Figure 2. 3 Les communications centrées sur le corps [50].

Plusieurs bandes de fréquences ont été attribuées au WBAN, qui peuvent varier selon les pays (Fig. 2.4). La bande MICS (Medical Implant Communication Service), comprise entre 402 MHz et 405 MHz, couvre la communication par implant et les communications à proximité du corps.

Le système Wireless Medical Telemetry Service (WMTS) couvre le système de télémétrie médicale au Japon et aux États-Unis. Les bandes ISM (Industrial, Scientific and Medical) 2.45 GHz et 5.8 GHz sont aussi disponibles dans le monde entier et prennent en charge les applications à haut débit. Il est mentionné que les antennes abordées dans ce rapport sont conçues pour fonctionner dans la bande ISM (fréquences centrales, 2.45 GHz et 5.8 GHz), et dans la bande ULB (gamme de fréquences de 3.1 GHz à 10.6 GHz).

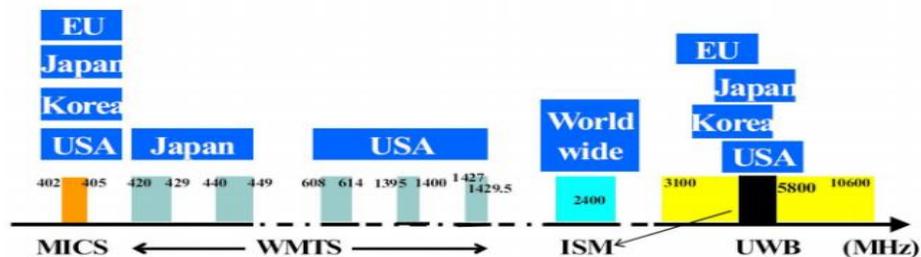


Figure 2. 4 Bandes de fréquences pour le réseau WBAN dans différents pays [50].

1. **Communications On-Body** : Le principal canal de propagation se trouve à la surface du corps humain, où les deux antennes sont sur le même utilisateur [51].
2. **Communications In-Body** : Les antennes et les capteurs sont placés à l'intérieur du corps humain (il est utilisé pour les implants médicaux) [52].
3. **Communications Off-Body** : Les antennes sont placées sur le corps humain et les stations de base ou les stations de radiodiffusion sont situées très loin de celui-ci. C'est le domaine le plus étudié, y compris les études sur les systèmes cellulaires et les performances des antennes portées sur le corps en considérant plusieurs scénarios de propagation (urbain, rural, etc.) [53].

### 2.5.2 État de l'art sur les antennes corporelles

L'antenne textile reconfigurable en fréquence et polarisation fonctionne pour des applications WBAN est proposée dans [54]. La polarisation circulaire proposée est générée par le tronc de bord d'une pièce rectangulaire et l'incorporation d'un plan de masse à fente. Tandis que la fonction de reconfigurabilité de fréquence est réalisée par la modification de la taille des fentes via l'utilisation de trois diodes PIN RF. Par conséquent, le fonctionnement de l'antenne peut être commuté entre six fréquences (1.57, 1.67, 1.68, 2.43, 2.50 et 2.55 GHz) selon les sept configurations de commutateur (Fig. 2.5).

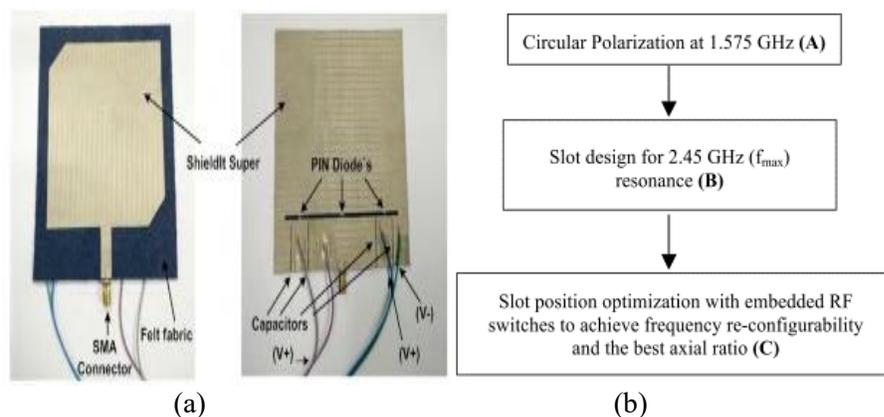


Figure 2. 5 (a) Photographie de l'antenne (b) La méthodologie de conception pour atteindre la polarisation circulaire et la reconfigurabilité [54].

Dans [55], une antenne textile miniaturisée est conçue pour les applications en bande ISM à 2.4 GHz. L'antenne utilise un chargement approprié d'une fente/encoche rectangulaire avec

une ligne de bande insérée pour former une antenne en forme de E inversée. La structure est simple, compacte et facile à fabriquer en utilisant uniquement du tissu. La taille de l'antenne est 75% plus petite qu'une antenne conventionnelle. Lorsque l'antenne est soumise à la flexion, ses performances s'avèrent stables sous déformation. L'antenne montre aussi une amélioration de taille miniaturisation de  $30 \times 20 \times 0.7 \text{ mm}^3$  et démontre une bande passante de 15% et l'efficacité de 79% (Fig. 2.6).

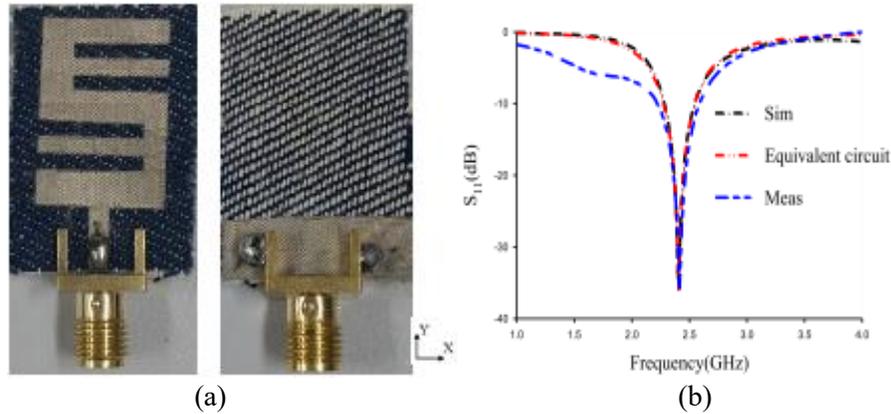


Figure 2. 6 (a) Photographie du prototype fabriqué, et (b) Résultat du paramètre  $S_{11}$  [55].

Une antenne fractale compacte et à faible profil est présentée pour les applications de réseau corps sans fil (WBAN) [56]. L'antenne triangulaire est conçue à l'aide d'un substrat flexible à base de polymère de vinyle (largement disponible et à faible coût). La topologie de l'antenne finale est obtenue par la combinaison de la géométrie fractale de Koch, des fentes sinueuses et une structure à défaut de plan de masse (DGS) (Fig. 2.7).

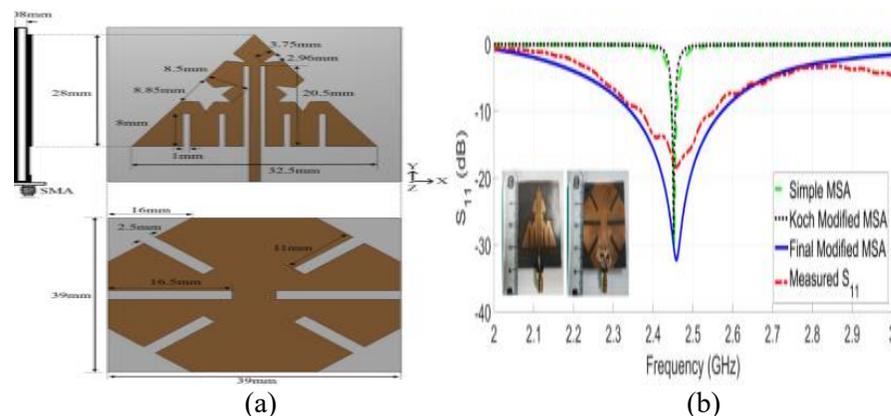


Figure 2. 7 (a) Schéma de l'antenne fractale, et (b) Résultat du  $S_{11}$  [56].

Dans le même contexte, une antenne flexible à large bande a été réalisée sur un substrat Kapton d'une couche nano-composite à base de polymère magnétoélectrique flexible [57].

La fabrication de nano-composites a été étudiée par microscopie électronique. L'antenne couvre deux bandes de fréquences 1.8-2.45 GHz et 5.15-5.825 GHz (Fig. 2.8).

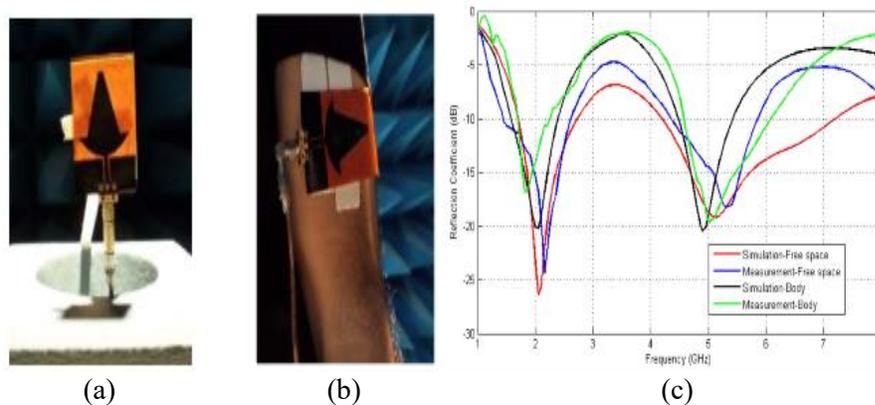


Figure 2. 8 Photographie de l'antenne en espace libre. (b) Antenne sur le corps humain, (c)  $S_{11}$  simulés et mesurés de l'antenne ULB dans l'espace libre et sur le corps [57].

### 2.5.3 Applications des antennes corporelles

La communication centrée sur le corps vise essentiellement à fournir des systèmes qui seront constamment disponibles, reconfigurables et discrets. Un débit de données élevé, une faible consommation d'énergie, un faible profil et des appareils compacts seront nécessaire pour offrir une grande gamme d'applications. D'immenses perspectives autour de ce système ont conduit à une augmentation des activités de recherche. Les principaux intérêts étant les soins de santé, la surveillance des patients, les applications militaires et les applications pour les navigations. Un résumé de quelques-unes de ces applications est répertorié ci-dessous :

**Applications médicales :** Surveillance de la santé, diagnostic et le suivi des patients à travers une plateforme de télémédecine (Fig. 2.9) (systèmes comportementaux cognitifs).

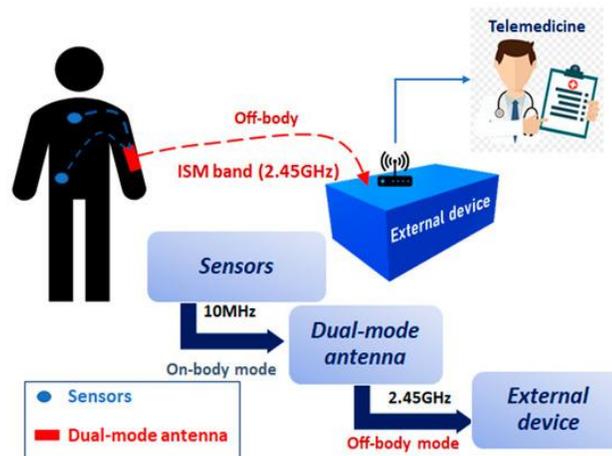


Figure 2. 9 Système de surveillance de la santé en utilisant le réseau WBAN [58].

**Applications civiles :** Surveillance de la position des pompiers et des astronautes, suivi des personnes âgées et des enfants, divertissement personnel, remplacement de la carte de paiement, les systèmes d'identification et les maisons intelligentes.

**Applications militaires :** Reconnaissance la position des coéquipiers, communiquer en temps réel avec la base et les autres membres de l'équipe, s'occuper du personnel sur le champ de bataille et obtenir des renseignements.

**Métiers spécialisés :** Surveillance via des combinaisons intelligentes pour les miniers, pompiers et astronautes. Des biocapteurs pour leur surveillance de la santé (Fig. 2.10).



Figure 2. 10 Combinaison de protection intelligente pour les pompiers [59].

#### 2.5.4 Modèle du corps humain

Dans la littérature, un grand nombre de modèle permettant de prédire les effets du corps humain sur les caractéristiques des antennes corporelles. Depuis les premiers travaux axés sur le rayonnement électromagnétique dans les tissus biologiques [60], une sélection extrêmement large de fantômes a été proposée et étudiée. Les fantômes décrivent le corps humain avec des précisions différentes en termes de géométrie, et du nombre des couches tissulaires. Une attention particulière est portée au fait que le corps humain est constitué de matériaux hautement dissipatifs dans le cas de la propagation RF [60].

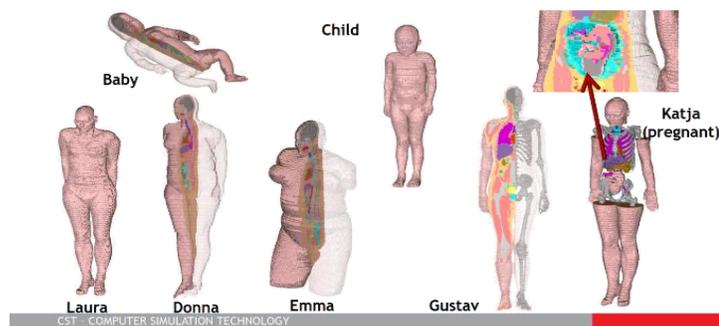


Figure 2. 11 Famille Voxel sur le logiciel CST [60].

Tableau 2. 1 Modèles de la famille Voxel [61].

<b>Le modèle</b>	<b>Âge/sexe</b>	<b>La taille (cm)</b>	<b>La masse (kg)</b>
<b>Bébé</b>	8 semaines femme	57	4.2
<b>Un garçon</b>	7 ans femme	115	21.7
<b>Donna</b>	40 ans femme	176	79
<b>Emma</b>	26 ans femme	170	81
<b>Gustav</b>	38 ans homme	176	69
<b>Laura</b>	43 ans femme	163	51
<b>Katja</b>	43 ans enceinte	163	62

Pour la simulation rapide des antennes et aussi l'analyse de la distribution du champ complexe à l'intérieur du corps, on a utilisé la famille virtuelle du modèle Voxel qui est disponible dans la bibliothèque de CST. Elle est composée d'une famille complète de sept personnes pour assurer la bonne fonctionnalité du système d'antenne ainsi que de comprendre et d'éviter les risques dus à l'absorption de puissance à l'intérieur des tissus du corps humain (Fig.2.11). Les enquêtes de la constitution du corps selon l'âge et le sexe sont illustrés dans le tableau 2.1. [61].

### 2.5.5 Débit d'absorption spécifique (DAS)

Pour les applications portables, l'effet des antennes sur le corps humain doit être quantifié. Le DAS se réfère au taux de puissance électromagnétique maximum absorbé par le corps humain dû au rayonnement. Le DAS (l'unité de DAS est W/kg ou mW/g) est généralement calculé en moyenne sur un petit volume de 1 ou 10g de tissu. Le système d'acquisition utilisé pour la mesure du DAS est décrit dans [62]. Un fantôme rempli d'un liquide synthétisé est utilisé pour reproduire les propriétés électriques du corps humain. Les valeurs DAS peuvent aussi être collectées par une sonde de champ électrique. La commission fédérale des communications (FCC) a réglementé les valeurs DAS dans les différentes bandes. Aux États-Unis & Canada, le DAS doit être <1.6 W/kg avec une moyenne de 1g pour un système sans fil donné. Tandis qu'en Europe, le DAS est réglementé à 2.0 W/kg ou moins avec une moyenne de 10g. L'équation fondamentale pour calculer le DAS est montrée en (2.1), où est  $\sigma$  la conductivité,  $\rho$  la densité de masse du tissu, et E est le champ électrique [63] :

$$DAS = \frac{\sigma |E^2|}{\rho} \quad (2.1)$$

## 2.6 Les métamatériaux et leurs intégrations aux antennes corporelles

### 2.6.1 Les conducteurs magnétiques artificiels (AMC)

Les métamatériaux englobent un vaste champ d'applications dans les domaines de la science et de l'ingénierie. Il s'agit d'un terme généralement donné à la structure qui présente artificiellement des caractéristiques uniques que l'on ne trouve pas dans la nature. Les nouvelles caractéristiques sont bénéfiques pour les domaines optiques et électroniques. Il existe différents types de métamatériaux tels que les bandes interdites électromagnétiques (EBG), résonateur électrique (ELC), matériaux doublement négatif (DNG), les résonateurs en anneau divisé (SRR), matériaux à bandes interdites Photoniques (PBG), absorbeur de métamatériaux et faisceaux de métamatériaux. L'incorporation de métamatériaux offre aussi la flexibilité en manipulant les comportements électromagnétiques de l'antenne et d'autres dispositifs RF. D'autre part, l'AMC est un métamatériau qui possède les caractéristiques d'un conducteur magnétique parfait (PMC). La capacité de fournir des phases de réflexion à zéro degré à sa fréquence de résonance est l'une des premières études sur l'AMC qui a été rapportée par Walser en 1993 [64]. Les auteurs de ce travail de recherche ont proposé une surface AMC avec plaque d'iris capacitive disposée dans un motif de parquet. L'AMC est également utilisée pour supprimer propagation des ondes de surface des modes électrique transverse (TE) et magnétique transverse (TM).

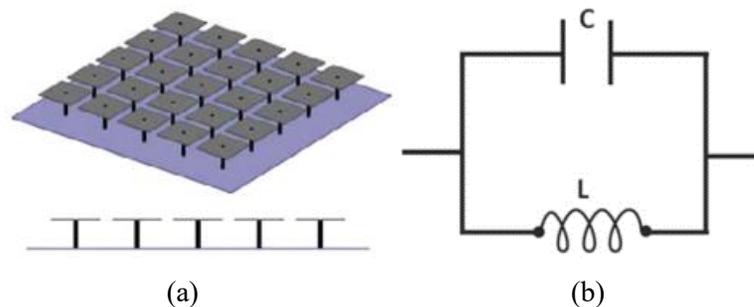


Figure 2. 12 (a) Un réseau de cellules unitaires AMC (via connecté au plan de masse), et (b) Le modèle du circuit équivalent [65].

L'AMC est également connu sous le nom de surface à haute impédance (HIS) parce qu'à sa fréquence de résonance, il présente une impédance de surface élevée. L'origine de l'acronyme HIS a été rapporté par D.F. Sievenpieper dans sa thèse de doctorat en 1999 [64]. L'impédance de surface se compose de parties réelles et imaginaires. L'AMC peut aussi être construit avec et sans connexion via. Cependant, pour une onde d'incidence normale à l'AMC, les vias ne sont pas nécessaires car il n'y a pas de courants excités [65]. En fait, le

via est une tige en court-circuit reliant la plaque métallique des cellules de l'unité AMC au plan de masse, comme illustré dans la Fig. 2.12(a) [65]. D'une manière générale, l'AMC est composée de plusieurs cellules métalliques disposées périodiquement de dimensions uniformes avec des vias individuels. La capacité et l'inductance équivalentes présentées dans la structure AMC/HIS et le modèle de circuit sont illustrés à la Fig. 2.12(b) [65].

Cependant, l'effet indésirable de la couche PEC peut être minimisé en considérant la couche PEC à une distance minimale de  $\lambda/4$  de l'antenne rayonnante comme montré dans la Fig. 2.13(a). La distance correspondante tenait compte du décalage de phase  $\pi$  de l'onde réfléchie (à partir de la CEE) qui interférera de manière constructive avec l'onde source (à partir de l'antenne). En outre, l'impédance correspondante à la fréquence de résonance est également améliorée. Malheureusement, l'inconvénient de l'introduction de cette distance augmente les dimensions globales de l'antenne. Ainsi, la structure de l'antenne n'est plus de faible profil [64].

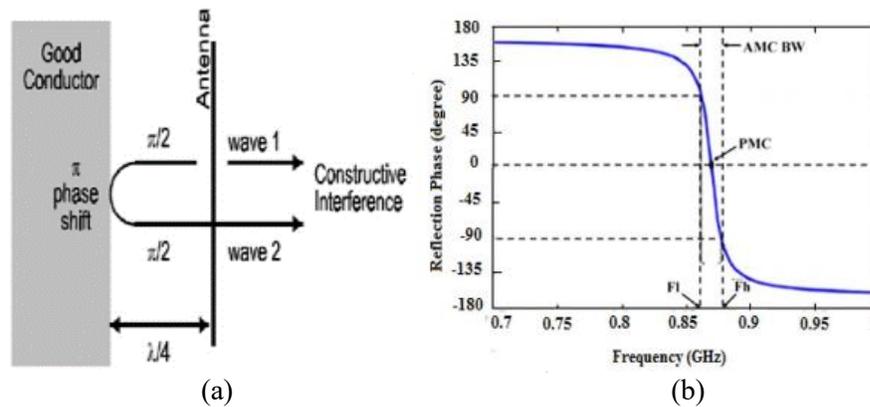


Figure 2. 13 (a) L'antenne/plan de masse, et (b) Phase de réflexion pour une cellule [64].

Sur la base de l'analyse théorique, les performances de la phase de réflexion de la disposition de la cellule unitaire est présentée dans de la Figure 2.13(b). La bande passante d'AMC est considérée de  $+90^\circ$  (fréquence inférieure, F1) à  $-90^\circ$  (fréquence supérieure, Fh) avec  $0^\circ$  comme la fréquence de résonance désignée.

Une antenne bi-bande à gain élevé et faible DAS est discutée dans [66]. Une structure unitaire de conducteur magnétique artificiel (AMC) formée de  $4 \times 4$  cellules carrées est intégrée pour réduire l'onde de diffusion vers le corps humain (Fig. 2.14).

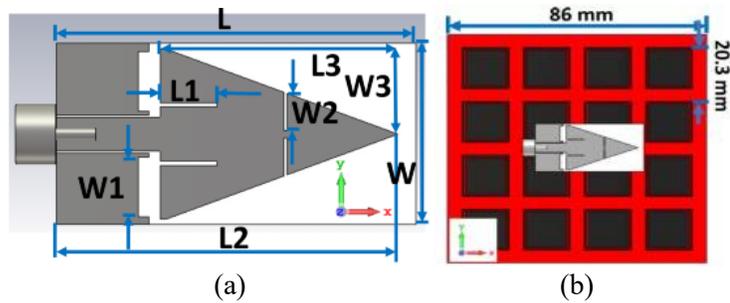


Figure 2. 14 (a) Configuration de l'antenne, (b) Paramètres de l'antenne proposée montée sur l'AMC 4×4 avec une distance de 3mm [66].

Un modèle planaire à trois couches de  $90 \times 90 \times 33 \text{mm}^3$  de la cuisse de l'adulte a été construit sur l'outil de simulation CST, où l'antenne était séparée par une distance d'espace de  $d = 15 \text{mm}$ . Le modèle tissulaire est composé de trois couches, la peau d'une épaisseur de 2 mm, la graisse d'une épaisseur de 8 mm et le muscle avec une épaisseur 23 mm (Fig. 2.15 (a)). La Fig. 2.15 (b) montre la conception du système d'antenne intégrée placé en contact direct avec une main humaine modélisée sur CST.

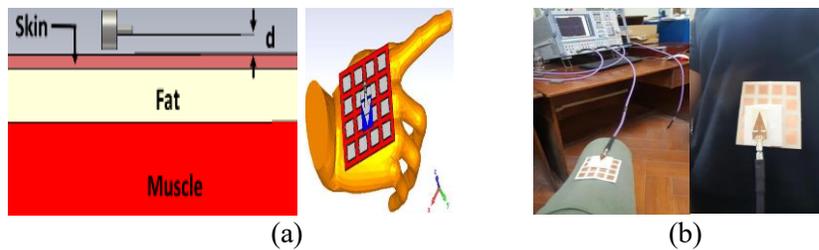


Figure 2. 15 Configurations de (a) l'antenne monopôle planaire, et (b) L'antenne intégrée à la métasurface intégrée sur l'abdomen et sur la cuisse [66].

Les simulations ont aussi été effectuées sur un fantôme de corps humain afin d'extraire le taux d'absorption spécifique (DAS) du corps humain des radiations électromagnétiques. Les résultats sont listés dans la Figure 2.16.

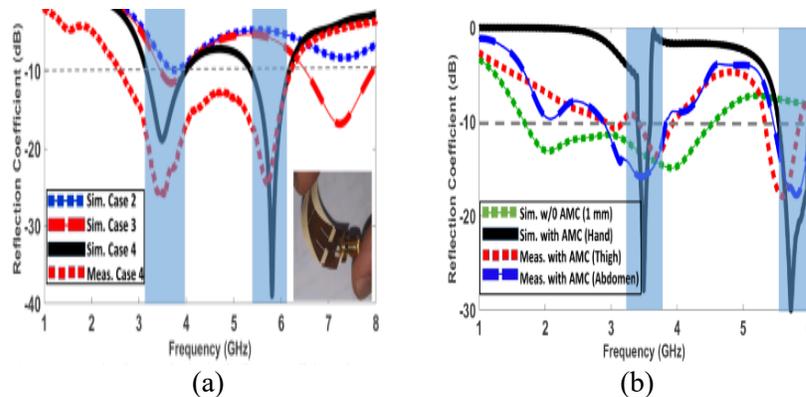


Figure 2. 16  $S_{11}$  simulé & mesuré pour (a) le monopôle planaire, (b) L'antenne intégrée à la métasurface à différentes places sur le corps humain [66].

Dans [67], une antenne flexible reconfigurable en fréquence basée sur des diodes PIN a été proposée pour fonctionner dans les bandes WLAN (2.45 GHz), et WiMAX (3.3 GHz). La fréquence centrale de l'antenne est ajustée en modifiant la longueur électrique de l'antenne grâce à l'emploi d'une seule diode afin de générer deux modes d'opération. Pour réduire le rayonnement vers l'arrière et le taux d'interférence faible vis-à-vis du corps humain, l'antenne est placée sur une surface AMC, qui se compose de 9 cellules unitaires (3×3), comme illustré sur la Fig. 2.17(a). Pour les applications portables, le test de flexibilité de l'antenne est effectué pour s'assurer qu'elle peut être portée ou conformée sur un corps humain. Les Figures. 2.17(b)-(c) montrent l'antenne lorsqu'elle est courbée et montée sur le corps humain (jambe).

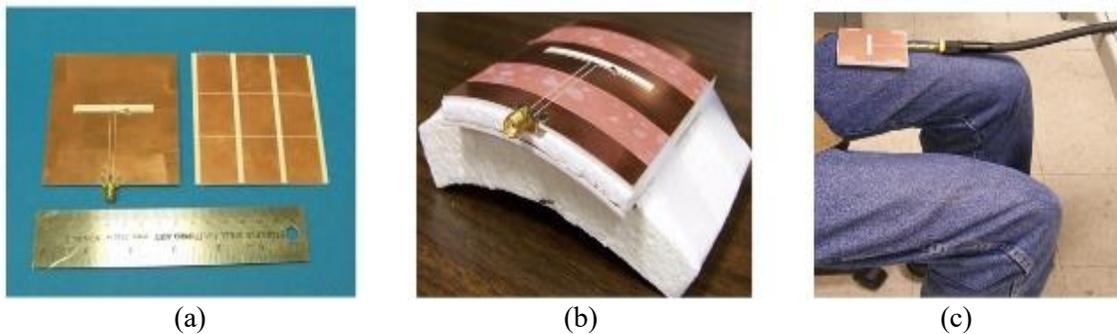


Figure 2. 17 (a) Configuration de l'antenne intégrée AMC, (b) Prototypes fabriqués, et (c) Structure d'antenne placée sur le corps humain [67].

Une antenne en forme de M est développée pour des applications de télémédecine (MBAN) [16]. La conception de l'antenne intégrée avec l'AMC en Croix de Jérusalem (JC) est montrée dans la Fig. 2.18(a). La Fig. 2.18(b) montre la phase de réflexion de la cellule pour les trois cas.

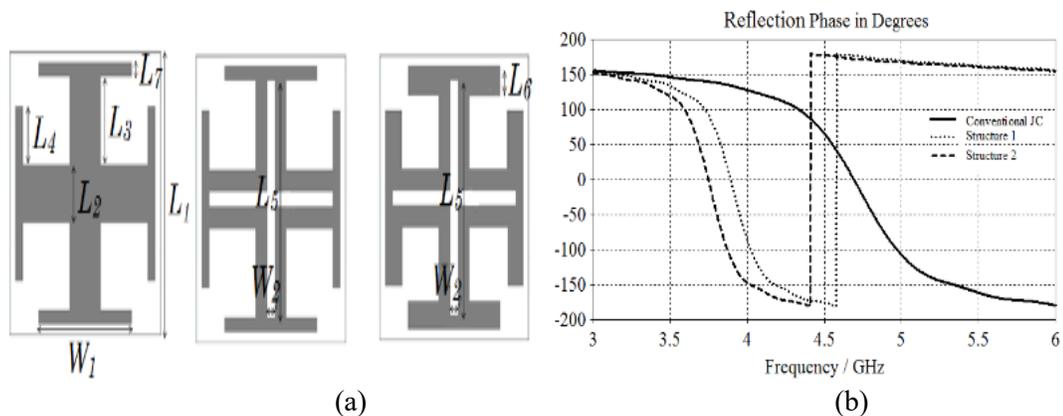


Figure 2. 18 (a) L'évolution de la cellule unitaire proposée, (b) Phase de réflexion de la cellule pour les trois cas [16].

L'utilisation de l'AMC avec une antenne sur le bras a amélioré l'adaptation de l'antenne en minimisant le coefficient de réflexion provenant de l'antenne vers le connecteur d'alimentation, comme le montre la Fig. 2.19.

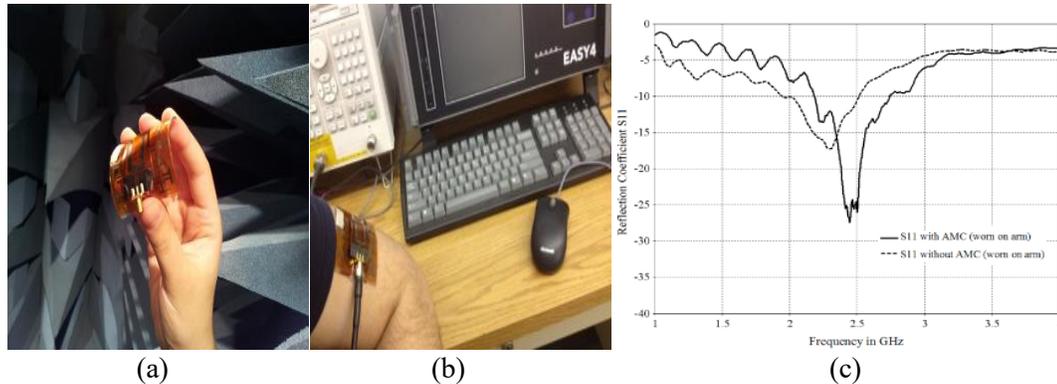


Figure 2. 19 (a) Structure de l'antenne flexible, (b) Position de l'antenne sur le bras du corps humain, (c)  $S_{11}$  de l'antenne avec et sans AMC [16].

Dans la configuration de simulation, l'antenne est positionnée sur le bras d'un modèle humain de manière réaliste (Hugo). Cependant, pour réduire le temps de simulation, seule une portion de taille raisonnable du bras, d'environ 10 fois la taille de l'antenne, est sélectionnée pour la simulation, au lieu de considérer l'ensemble du modèle numérique. Les résultats indiquent que les valeurs du DAS pour l'antenne basée sur l'AMC étaient significativement faibles, avec une réduction de 64% par rapport à une antenne similaire sans intégration de l'AMC [68].

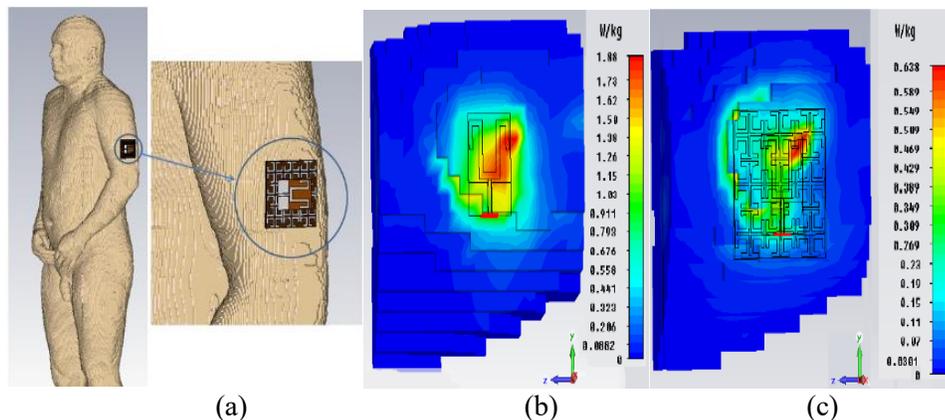


Figure 2. 20 Position de l'antenne au bras du modèle humain pour simuler le DAS, résultats de DAS sur le bras lorsque l'antenne est : (b) Sans AMC, (c) Avec AMC [16].

L'antenne compacte à profil bas combiné avec un conducteur magnétique artificiel (AMC) a été présentée dans [68]. Les auteurs ont fabriqué cette antenne en utilisant des matériaux

textiles et ont réalisé des tests de performance. Les résultats ont démontré que cette antenne présente une faible épaisseur et une faible visibilité lorsqu'elle est portée sur le corps, ce qui en fait une option réalisable pour les dispositifs portables. De plus, elle fonctionne efficacement dans la bande industrielle, scientifique et médicale de 5.8 GHz, ce qui la rend adaptée pour les communications sans fil (Fig. 2.21).

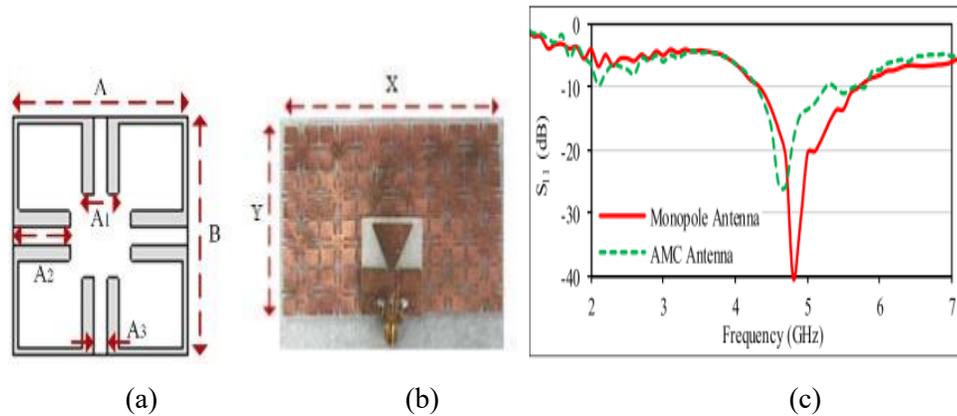


Fig. 2.21. (a) Configuration de la cellule unitaire AMC. (b) Photographie du prototype d'antenne fabriqué monté sur AMC, (c)  $S_{11}$  mesuré de l'antenne monopôle et AMC [68].

Les avantages potentiels de cette approche sont discutés dans les domaines de la technologie portable, des réseaux corporels et des textiles intelligents. L'antenne étudiée peut également être pliée et portée sur le bras de l'utilisateur, et ses performances sont évaluées dans deux configurations de flexion, en plus de la configuration plate comme illustre la Fig. 2.22.

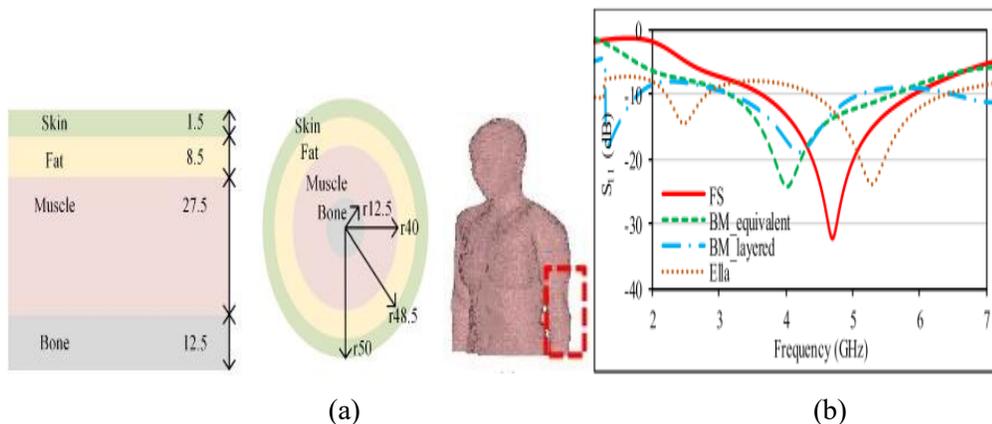


Fig. 2.22. Coupes transversales de modèles de tissus humains simulés (modèle cubique, modèle cylindrique et Modèle Ella), (b) Résultat de la simulation  $S_{11}$  pour différentes configurations [68].

## **2.7 Conclusion**

Dans ce deuxième chapitre, nous avons abordé les notions générales concernant les antennes corporelles imprimées. Nous avons commencé par une introduction sur les antennes imprimées, en décrivant les paramètres fondamentaux et les différents types afin d'avoir une vue globale de l'ensemble sur les paramètres clés des antennes. Ensuite, nous nous sommes concentrés sur les réseaux corporels sans fil (WBAN) et leurs applications, en mentionnant notamment les types d'antennes utilisés, tels que les antennes textiles et flexibles. Enfin, nous avons souligné les avantages de combiner les antennes corporelles avec les structures métamatériaux (AMC), qui ont l'habileté d'isoler le corps humain et d'augmenter le gain dans la direction de propagation.

## CHAPITRE 3

### Antenne corporelle/AMC à polarisation circulaire

#### 3.1 Introduction

Récemment, l'intérêt pour les réseaux corporels sans fil (WBAN) a augmenté de manière significative dans le cadre du développement de dispositifs flexibles et portables [1]. D'une part, les antennes intégrées aux dispositifs portables ont suscité un vif intérêt en raison de leurs diverses applications dans les secteurs du divertissement personnel, de la santé et de la défense [69]. En outre, en raison de la croissance des capteurs sans fil dans les applications biomédicales, la demande pour les antennes portables flexibles, compactes et performantes a considérablement augmenté, en particulier celles capables de supporter des communications efficaces hors du corps (Off-Body) [70]. Étant donné que les antennes portables fonctionnent à proximité du corps humain, l'effet des tissus à pertes et des déformations structurelles, telles que la flexion et le froissement, doit être pris en considération dans le processus de conception de l'antenne [71]. En outre, les antennes portables sont sujettes à plusieurs distorsions de forme en raison de la forme incertaine de la surface du matériau pendant les activités quotidiennes du porteur.

Par conséquent, la diffusion due au mouvement du corps peut modifier la polarisation de l'onde, provoquant ainsi une disparité de polarisation [72]. De ce fait, les antennes portables ayant des performances robustes, qui résolvent les problèmes liés à l'influence des pertes du tissu humain, à la déformation et au décalage de polarisation, sont proposées pour les applications portables [73].

Plusieurs antennes de communication hors du corps, avec ou sans intégration de matériaux flexibles/textiles, ont été proposées pour des applications portables dans les bandes industrielles, scientifiques et médicales (ISM) de 2.4/5.8 GHz. Des antennes microruban [74], des antennes monopoles planaires [75] et des antennes à fente [76] ont été proposées pour les applications classiques d'antennes portables. Par conséquent, diverses conceptions d'antennes ont également été introduites afin d'améliorer les performances et de fournir davantage de fonctionnalités [77]-[83]. Plus précisément, les antennes à fente basées sur la technologie des guides d'ondes intégrés au substrat (SIW), présentant un fonctionnement à

bande unique ou à double bande, ont été examinées dans [77]-[79]. De même, les antennes fractales [80]-[81], en F inversé [82] et textiles [83] ont également été proposées pour améliorer les niveaux de DAS lorsqu'elles sont placées à proximité du corps humain.

D'autre part, pour minimiser l'effet du corps humain, une couche isolante est utilisée comme bouclier arrière de l'antenne portable, comme un conducteur magnétique artificiel (AMC) [15], [66], une bande interdite électromagnétique (EBG) [84]-[85], des surfaces à haute impédance (HIS) [86]-[87] et des résonateurs en anneau électrique (ERR) [88]. Par conséquent, les diagrammes de rayonnement vers la surface du corps humain sont réduits et de bonnes améliorations en termes de gain et de rapport avant-arrière (FBR) sont obtenues [67], [89]. Il est à noter que la plupart des antennes mentionnées ci-dessus sont polarisées linéairement (LP), ce qui pourrait limiter leurs performances en raison des pertes dues aux défauts de polarisation causée par les mouvements du corps humain. Ainsi, l'utilisation d'une antenne à polarisation circulaire (CP) est le meilleur choix pour remédier à ce problème. Dans ce contexte, plusieurs antennes CP ont été proposées dans la littérature. À titre d'exemple, l'antenne compacte à filtrage intégré à polarisation circulaire (CP) a été présentée dans [90] pour les dispositifs biotéléométriques portables. Dans [91], l'antenne bouton à polarisation circulaire a été étudiée pour les applications portables à 5 GHz. L'antenne à polarisation circulaire compacte et à haut rendement pour les applications centrées sur le corps a été présentée dans [92]. Cependant, la majorité des antennes CP appliquées aux applications portables sont basées sur des substrats rigides, qui ne peuvent pas présenter de caractéristiques de conformité. Dans ce domaine, quelques travaux de recherche sur les antennes CP portables ont été rapportés dans la littérature [93]-[96]. L'antenne CP flexible multicouche est présentée dans [93]. De même, l'antenne CP a été introduite en utilisant du polydiméthylsiloxane (PDMS) flexible comme substrat [94]. Dans [95], une antenne diélectrique volumineuse DRA portable à polarisation circulaire a également été étudiée pour les communications hors du corps. En outre, une antenne CP textile portable a été conçue dans [96] à des fins de localisation. Cependant, des décalages de fréquence significatifs ont été rapportés pour ces antennes en raison de la déformation structurelle de l'antenne, ce qui entraîne une augmentation de la largeur du faisceau et une diminution du gain. De plus, ces antennes ont des caractéristiques qui limitent les performances, telles qu'une faible efficacité, une bande passante étroite, des décalages de fréquence et un mauvais rapport avant-arrière

(FBR) dans différentes conditions de flexion, et leur mécanisme d'excitation complexe rend la conception inconfortable pour les utilisateurs. Par conséquent, une antenne CP flexible présentant de bonnes performances en termes de largeur de bande, de DAS et de gain ainsi que l'habilité à résister à la flexion est hautement souhaitable pour être intégrée dans des dispositifs portables.

Dans ce chapitre, une antenne CP flexible soutenue par une structure de réseau AMC est conçue et étudiée pour les applications portables (WBAN). L'antenne proposée consiste en une antenne unipolaire à guide d'ondes coplanaire (CPW) alimentée par une ligne microruban. Une bande parasite en forme de L inversé du côté des plans de masse coplanaires a été conçue pour obtenir la polarisation circulaire à 5.8 GHz. Par ailleurs, l'antenne unipolaire est soutenue par un réseau AMC compact  $2 \times 2$ , afin de réduire l'absorption du rayonnement électromagnétique du corps humain. Le système d'antenne proposé est plus performant que les systèmes déjà proposés dans la littérature. Aussi, le système offre de bonnes performances en termes du DAS et du gain. Enfin, l'antenne a été fabriquée et testée lorsqu'elle est placée à différents endroits du corps humain, en considérant les différents scénarios de flexion.

### **3.2 Structure de l'antenne proposée**

Dans cette étude, l'objectif est de concevoir une antenne à polarisation circulaire flexible avec structure de réseau AMC de  $2 \times 2$  cellules. Nous utiliserons dans un premier temps un substrat semi-flexible RO5880 qui permet une fabrication rapide et facile de prototypes portables. L'application doit être destinée à la surveillance de l'état de santé via des capteurs portables, qui peuvent être placés sur les différentes parties du corps humain. Les critères visés devraient permettre d'assurer un bon fonctionnement d'un objet de type Wi-Fi à 5.8 GHz. Le cahier des charges suivant énumère ces objectifs à atteindre :

- Dimensions de l'antenne sur un substrat RO5880 :  $\{10 \text{ à } 15\} \times 13 \text{ mm}^2$ .
- Dimension de la cellule unitaire de l'AMC sur un substrat RO5880 :  $\{15 \text{ à } 20\} \times \{15 \text{ à } 20\} \text{ mm}^2$ .
- Bande passante minimale : bande ISM de 5.75 à 5.85 GHz (100 MHz soit 1.74 %).
- Adaptation : au minimum -10 dB sur la bande passante.
- Gain : 7 à 9 dBi.
- Efficacité rayonnée :  $> 80 \%$ .

Dans cette section, le processus de conception de l'antenne CP proposée est étudié. En outre, les simulations numériques et les données expérimentales des paramètres S, du rendement total, du gain réalisé et des diagrammes de rayonnement sont également examinées. La topologie de l'antenne consiste en une antenne monopôle CP alimentée par une ligne coplanaire et dont les dimensions sont  $L_s \times W_s$ . Les dimensions de l'antenne sont déterminées par la longueur d'onde en espace libre à la fréquence de fonctionnement la plus basse. L'antenne est développée sur la face avant d'une couche unique de substrat semi-flexible RT/duroid 5880 de 0.508 mm, avec une permittivité relative de 2.2 et une tangente de pertes 0.0009, comme le montre la figure 3.1. L'antenne est alimentée à l'aide d'une ligne coplanaire CPW 50  $\Omega$  pour assurer une bonne adaptation d'impédance. L'antenne CP proposée est conçue en intégrant un stub en L inversé étendu d'un côté du plan de masse de la ligne coplanaire (CPW) à l'avant de la ligne microruban. Pour améliorer le rapport axial AR sur la bande d'opération, la largeur du plan de masse coplanaire a été optimisée pour obtenir deux composantes d'un champ électrique dans les deux directions orthogonales x et y.

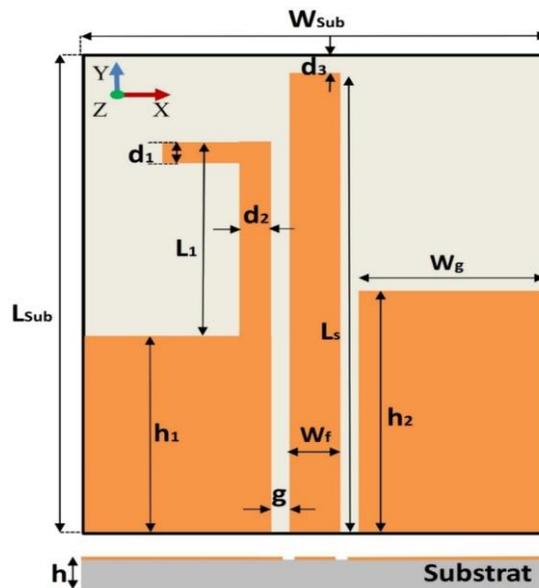


Figure 3. 1 Géométrie de la structure 2D de l'antenne CP proposée.

La procédure de conception est basée sur la technique d'excitation des bandes coplanaires (CS). Ces technologies sont caractérisées par une réalisation facile, un circuit équilibré et un couplage réduit entre les lignes. Pour les lignes coplanaires asymétriques et les CS, des expressions en forme fermée pour la constante diélectrique effective et l'impédance caractéristique ont été dérivées à l'aide de méthodes d'analyse conforme rapportées dans [97].

$$\varepsilon_{eff} = 1 + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \frac{K(k') K(k_1)}{K(k) K(k'_1)} \quad (3.1)$$

$$Z_o = \frac{30\pi}{\sqrt{\varepsilon_{eff}}} \frac{K(k')}{K(k)} \quad (3.2)$$

Pour la technologie CS, l'équation devient :

$$Z_o = \frac{120\pi}{\sqrt{\varepsilon_{eff}}} \frac{K(k)}{K(k')} \quad (3.3)$$

Où K est l'intégral complet de première espèce. La valeur  $K(k)/K(k')$  peut être déterminée en utilisant la technique donnée dans [98].

$$\frac{K(k)}{K(k')} = \left(\frac{\pi}{2}\right) \times \left[1 + \left(\frac{1-k^2}{4}\right) \times \left(\ln\left(\frac{1+k}{1-k}\right) - \left(\frac{k^2}{3}\right) \times \ln\left(\frac{1+k}{2-k}\right)\right)\right] \quad (3.4)$$

En fait, le processus de conception de la topologie proposée a passé par plusieurs étapes de développement et d'évolution pour aboutir à la structure finale proposée, comme l'illustre la figure 3.2. Dans la première étape, une antenne à fente rectangulaire à alimentation coplanaire est imprimée sur le substrat. La longueur du monopôle est de 13.9 mm, ce qui correspond approximativement à un quart de longueur d'onde de la fréquence de coupure inférieure (référéncée Ant.1). La Fig. 3.3 montre les caractéristiques de l'antenne correspondantes aux étapes de la Fig. 3.2. La caractéristique d'adaptation d'impédance de l'étape 1 montre une résonance près de 9 GHz, qui est due au monopole d'un quart de longueur d'onde. La réponse AR montre que l'antenne est proche de la polarisation CP, ce qui est attribué à la topologie symétrique de ligne coplanaire.

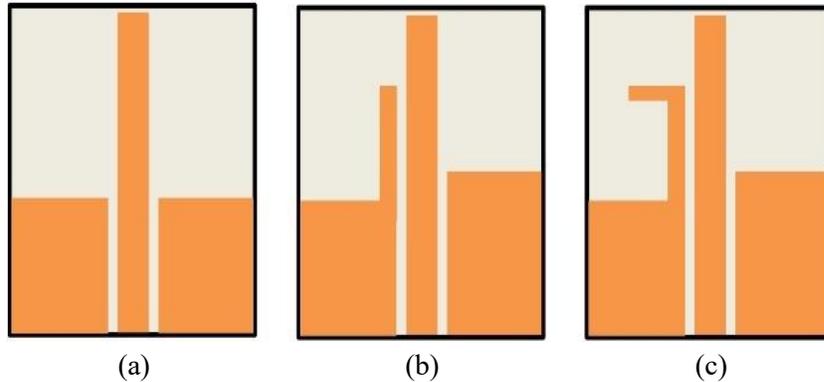


Figure 3. 2 Processus d'évolution de l'antenne proposée : (a) Ant.1, (b) Ant.2, (c) Ant.3.

Dans la deuxième étape, un stub est ajouté dans le plan de masse coplanaire à gauche de la ligne de transmission pour créer une composante de champ électrique supplémentaire dans la direction Y et générer ainsi un rayonnement CP [98]. De plus, pour fusionner les ondes CP aux bandes supérieure et inférieure, les dimensions du plan de masse coplanaire de droite ont été ajustées dans la direction Y. Lorsque la ligne coplanaire est utilisée avec un plan de masse symétrique, les directions du courant sur les bords du plan de masse sont opposées l'une à l'autre et, par conséquent, s'annulent dans le champ lointain car les ondes rayonnées par le plan de masse sont déphasées. Par conséquent, la largeur de bande d'impédance montre une nette amélioration (voir Ant.2). D'autre part, la réponse AR liée à l'étage 2 [voir Fig. 3.3(b)] est également améliorée, ce qui est dû à l'induction de la composante de champ électrique supplémentaire le long de  $E_{L1}$ ,  $d_2$  et  $h_2$  [voir Fig. 3.1(a)]. En outre, le coefficient de réflexion de l'antenne montre une résonance à 5.93 GHz avec une largeur de bande d'impédance de 5.71-6.3 GHz dans le cas de Ant.2 [voir Fig. 3(a)]. De même, la fréquence optimale du AR  $\leq 3$  dB [voir (Fig. 3.3(b))] s'avère plus large à 6 GHz (5.86-9.05 GHz).

Tableau 3. 1 Aperçu des directives de conception [99].

Directives de conception	Numéro de modèle	Étape	Procédure
Pour la largeur de bande	Conception 1	1	La forme de l'antenne de départ choisie consiste en une fente rectangulaire excitée par une transition ligne Coplanaire CPW (Co-Planar Waveguide) de largeur 1.9 mm avec un espacement (gap) entre la ligne et le plan de masse de 0.2 mm pour avoir une impédance proche de 50 ohms. Dans cette étape, $L_s$ est le paramètre clé pour contrôler la fréquence de résonance.
Pour la polarisation circulaire	Conception 2	2	Un stub est étendu dans le plan de masse coplanaire à gauche de la ligne de transmission. Par conséquent, la symétrie du CPW est légèrement perturbée, ce qui crée une composante de champ électrique supplémentaire le long de la direction Y qui permet de générer une polarisation circulaire CP.
Amélioration de la conception	Conception 3	3	Pour améliorer davantage l'adaptation d'impédance et l'AR, le trajet du courant est allongé par le prolongement du stub pour créer une bande en L inversé dans la direction -Y.

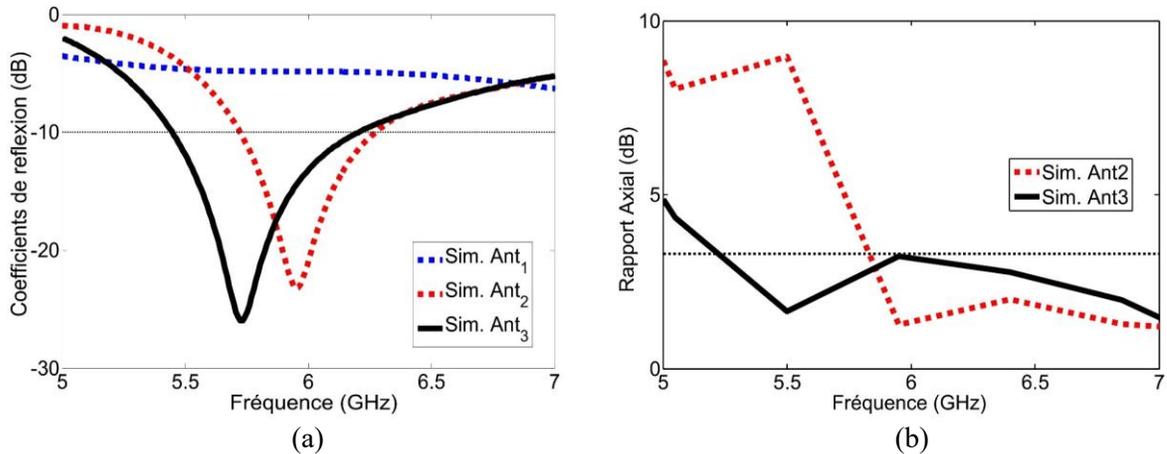


Figure 3. 3 Comparaison de différentes antennes monopoles en termes de : (a) Pertes de retour ( $S_{11}$ ), (b) Rapport axial (AR).

Afin d'améliorer les performances du coefficient de réflexion  $S_{11}$  et AR, le chemin du stub actuel de 2.8 mm est étendu pour créer une bande en L inversé dans la direction  $-Y$ . De ce fait, un autre champ électrique d'amplitude magnitude égale et de phase de  $90^\circ$ , est créé pour générer la caractéristique CP, comme illustré à la Fig. 3.2(c) (référéncé à la Ant.3). Il est à noter qu'en utilisant la technique d'excitation basée sur une bande coplanaire (CS) et une ligne coplanaire asymétrique, les composantes verticales et horizontales fondamentales pour la CP sont générées en maintenant une antenne compacte et structurellement simple avec une large bande passante AR de 3 dB. Sur la base de la discussion ci-dessus, le tableau 3.1 illustre les directives de conception suivantes pour les différentes étapes de la conception. Les résultats optimisés sont présentés dans la figure 3.3. On remarque qu'une large bande de 5.44 à 6.24 GHz est obtenue dans le cas de Ant.3. La simulation à cette étape indique une caractéristique CP à large bande de 5.27 à 8.65 GHz. Les paramètres optimisés finaux sont résumés dans le tableau 3.2. Toutes les étapes de conception théorique de cette étude ont été simulées à l'aide du simulateur électromagnétique commercial CST MWS 2020 [100].

Tableau 3. 2 Dimensions optimisées de l'antenne proposée.

Paramètre	Valeur (mm)	Paramètre	Valeur (mm)
$h_1$	5.6	$W_{sub}$	13
$L_1$	6.4	$L_{sub}$	14
$d_1$	0.5	$h_2$	7
$d_2$	1	$W_f$	1.9
$d_3$	0.1	$W_g$	5.3
$L_s$	13.9	$g$	0.2

### 3.3 Réalisation de l'antenne proposée

#### 3.3.1 Coefficient de réflexion

La figure 3.4(a) montre une photographie de l'antenne fabriquée, et la figure 4.4(b) illustre les paramètres  $S_{11}$  simulés et mesurés de l'antenne proposée à l'aide de l'analyseur de réseau vectoriel (VNA) ANRITSU MS4647A. La conception de l'antenne montre une résonance simulée et mesurée à large bande allant de 5.44 à 6.24 GHz.

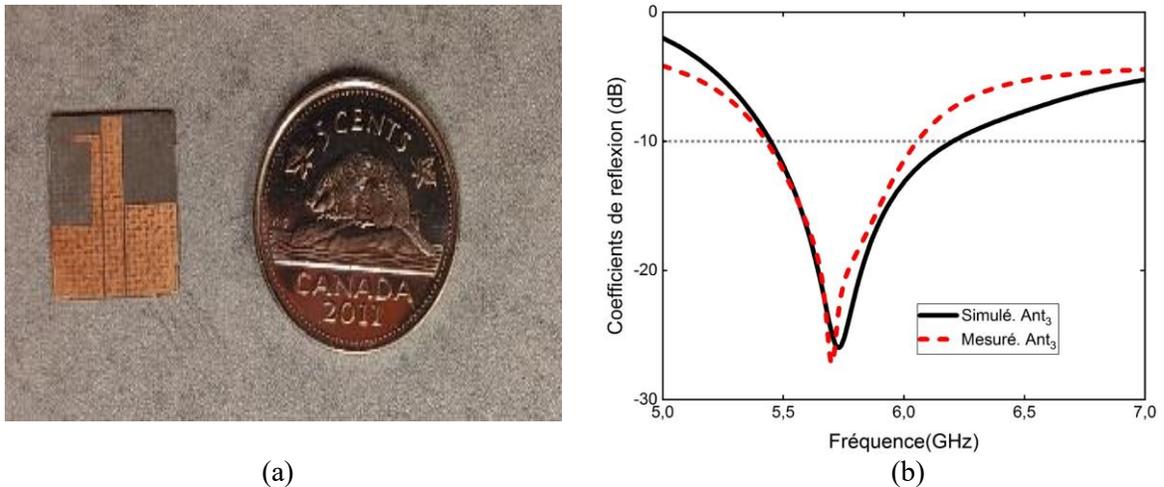


Figure 3. 4 (a) Photographie du prototype réalisé, (b) Coefficient de réflexion simulé et mesuré de l'antenne CP.

#### 3.3.2 Rapport axial et gain

Le gain simulé et mesuré est indiqué dans l'échelle de l'axe y gauche de la figure 3.5. Le gain réalisé varie de 2.9 à 3.4 dBi (un gain de 3.3 dBi est observé à 5.8 GHz).

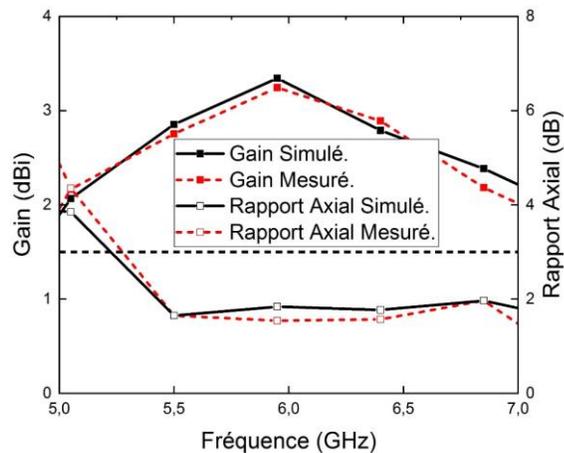


Figure 3. 5 Résultats de simulation et de mesure du gain et du rapport axial de l'antenne proposée.

De même, la largeur de bande AR simulée et mesurée de l'antenne proposée présente des caractéristiques de 48.56% de la largeur de bande du rapport axial de la polarisation circulaire lorsqu'elle est simulée, et de 45.4% lorsqu'elle est mesurée. Une bonne concordance est observée entre les résultats de mesure et de simulation en termes de S11 et AR, respectivement.

### 3.3.3 Distribution des courants de surface

Concernant le mécanisme de rayonnement à polarisation circulaire, une analyse plus approfondie a été réalisée en termes de courant de surface. La figure 3.6 illustre la distribution simulée du courant électrique de surface sur l'antenne monopôle à 5.8 GHz pour les phases  $0^\circ$ ,  $90^\circ$ ,  $180^\circ$  et  $270^\circ$ . Comme le montre la Fig. 3.6(a), la plupart du courant est concentré dans la direction  $+y$  dans le cas de la référence de phase  $0^\circ$ .

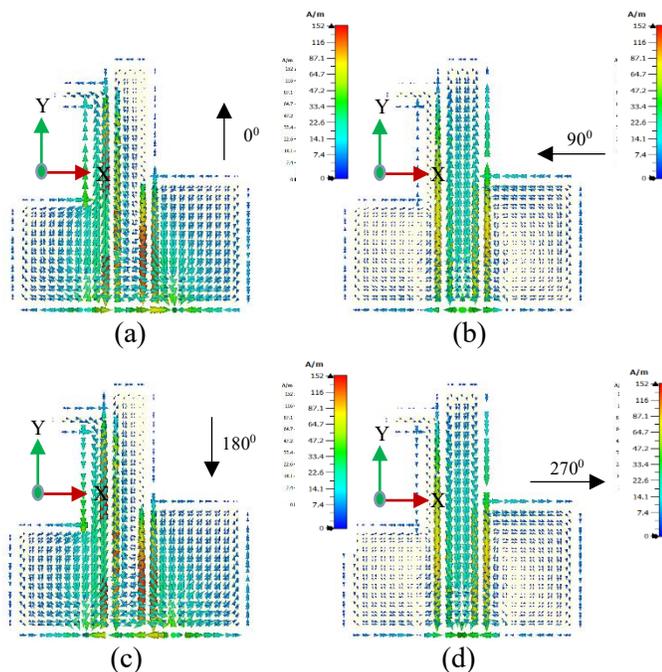


Figure 3. 6 Distribution simulée des courants de surface de l'antenne proposée à 5.8 GHz. (a)  $0^\circ$ . (b)  $90^\circ$ . (c)  $180^\circ$ . (d)  $270^\circ$ .

Pour la référence de phase  $90^\circ$  (voir figure 3.6(b)), le champ dominant est principalement dans la direction  $-x$  au bord du plan de masse. Aux phases  $180^\circ$  et  $270^\circ$ , on constate que les champs ont les mêmes amplitudes avec des phases d'orientation opposées, par rapport à celles des phases  $0^\circ$  et  $90^\circ$ . Par conséquent, comme le courant circule dans le sens inverse des

aiguilles d'une montre, les caractéristiques LHCP et RHCP sont obtenues (voir Fig. 3.6(c)-(d)).

### 3.3.4 Diagramme de rayonnement

La figure 3.7 montre les diagrammes de rayonnement de l'antenne proposée dans l'espace libre, y compris RHCP et LHCP, dans les plans  $xz$  ( $\varphi=0^\circ$ ) et  $yz$  ( $\varphi=90^\circ$ ). D'après ces résultats, un diagramme de rayonnement unidirectionnel stable est obtenu avec un gain maximal de 3.3 dBi à 5.8 GHz. De plus, un bon accord entre les résultats de simulations et mesures est observé.

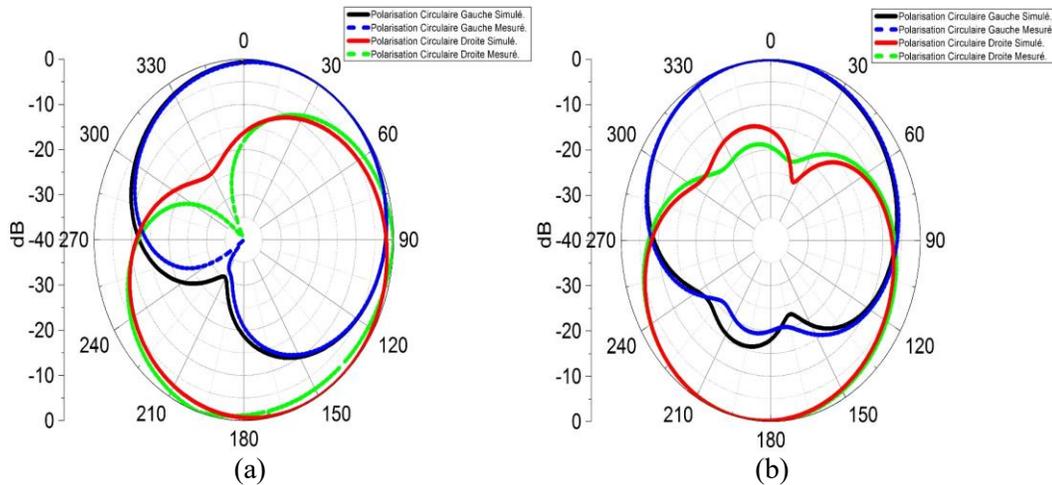


Figure 3. 7 Comparaison entre la représentation par diagramme polaire simulé et mesuré du diagramme de rayonnement. (a)  $\varphi=0^\circ$ , (b)  $\varphi=90^\circ$ .

## 3.4 Conception de l'antenne soutenue par la structure AMC

### 3.4.1 Structure AMC 2×2 proposée

La figure 3.8(a) illustre la géométrie de la cellule unitaire proposée pour le plan AMC. La cellule unitaire conçue est basée sur la technique des éléments parasites proposée pour les structures à large bande [101]. Ce nouveau concept consiste en des patches symétriques circulaires couplés par des bras situés au centre. Cette cellule est réalisée sur un substrat semi-flexible RO5880 avec une épaisseur de  $H_c = 0.508$  mm, une permittivité relative de  $\epsilon_r = 2.2$ , et une tangente de pertes  $\delta = 0.0009$ . En ajustant la longueur des bras ( $d_2$ ) et des fentes sur le patch ( $W_g$ ), la largeur de bande de phase de réflexion de la conception AMC proposée peut être facilement contrôlable. Les conditions aux limites de la structure unitaire de l'AMC sont illustrées à la figure 3.8(b). Pour simuler la phase de réflexion avec une condition de frontière

périodique, chacune des parois en regard est définie comme étant identique au PEC (conducteur électrique parfait) et au PMC (conducteur magnétique parfait). Le port d'onde est utilisé pour simuler la phase de réflexion sur la surface de la cellule unitaire. La fréquence souhaitée est calculée sur la base de l'équation (3.5) [102].

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (3.5)$$

Où  $L$  est l'inductance équivalente et  $C$  est la capacité associée à la cellule unitaire périodique. A partir de l'équation (3.5), on peut remarquer qu'avec l'augmentation de l'inductance ou de la capacité de la cellule unitaire, la fréquence de résonance se déplace vers la bande inférieure. Par conséquent, la largeur de bande diminue lorsque la capacité augmente. Il est donc préférable d'augmenter l'inductance plutôt que la capacité de la cellule unitaire. En fait, l'inductance peut être augmentée sans augmenter la capacité en utilisant un substrat épais. Dans ce cas, la fréquence de résonance ( $f_r$ ), correspondante au modèle de circuit équivalent effectif décrit à la Fig. 3.8(c), peut être exprimée comme suit [102].

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_g + L_d)C_g}} \quad (3.6)$$

Où  $L_g$  et  $L_d$  sont les inductances de grille et du substrat diélectrique, respectivement. La capacité de la grille  $C_g$  est la taille de l'espace entre deux plaques parallèles qui peut être exprimée par (3.7) [102].

$$C_g = \frac{W\varepsilon_0(1+\varepsilon_r)}{\pi} \cosh^{-1}\left(\frac{a}{g}\right) \quad (3.7)$$

où  $W$  est la largeur de la cellule unitaire AMC,  $g$  est l'espace entre deux cellules unitaires adjacentes, et  $s$  est la longueur des fentes des cellules unitaires ( $a = 2s + g$ ). Ainsi, la largeur de bande de la cellule unitaire de l'AMC peut être exprimée à l'aide de (3.8) :

$$BW = \frac{\pi}{8\eta_0} \sqrt{\frac{L_d + L_g}{C_g}} \times \left(\frac{L_d}{L_d + L_g}\right)^2 \quad (3.8)$$

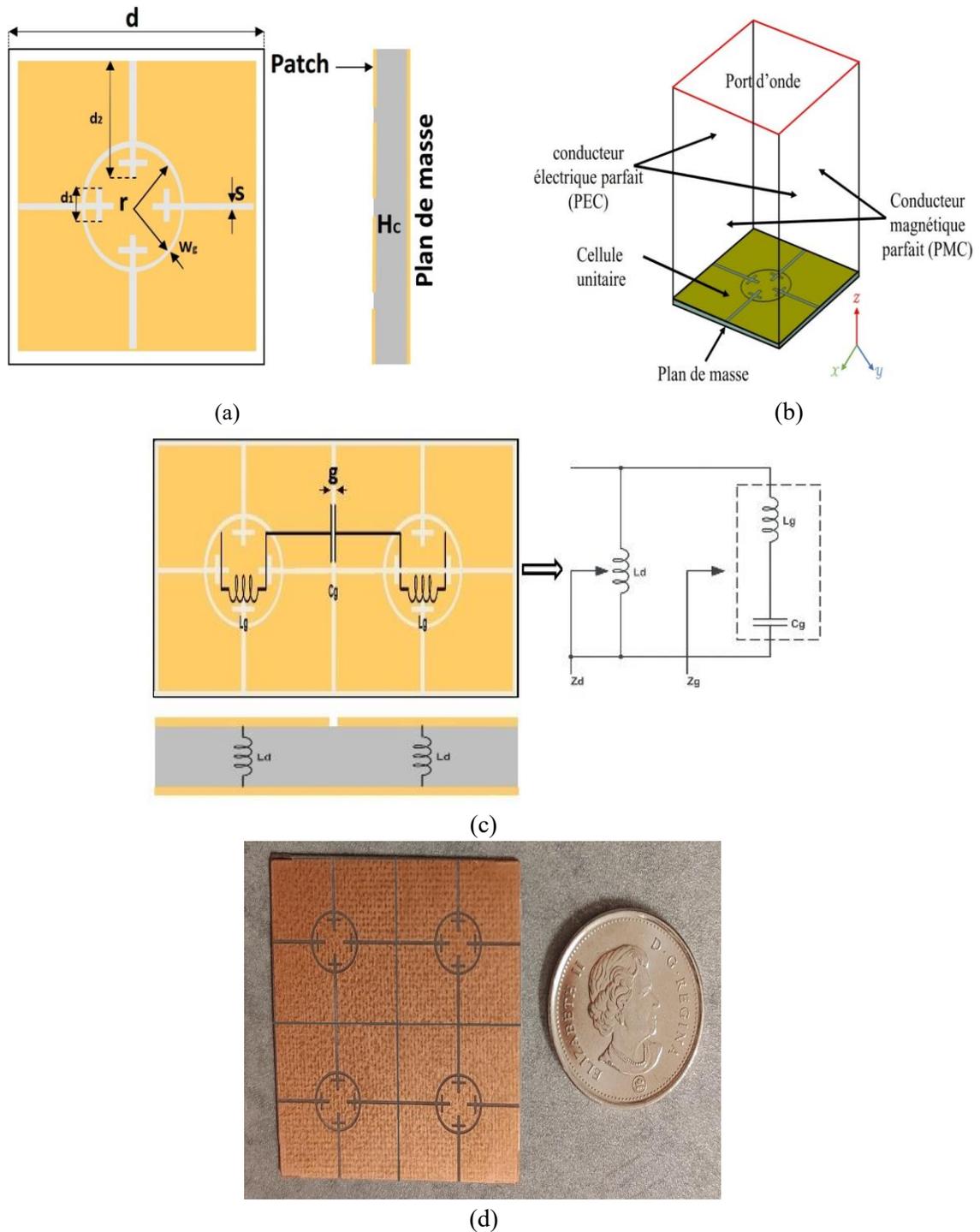


Figure 3. 8 (a) Disposition de la cellule unitaire de l'AMC, (b) Conditions aux limites, (c) Modèle de circuit équivalent, et (d) Prototype fabriqué. ( $d=17.2\text{mm}$ ,  $r=3.2\text{mm}$ ,  $r_1=3.3\text{mm}$ ,  $d_1=2\text{mm}$ ,  $S=0.4\text{mm}$ ,  $d_2=7.4\text{mm}$ ,  $H_c=0.508\text{mm}$ ,  $g=0.1\text{mm}$ ).

La Fig. 3.8(d) montre le réseau AMC fabriqué. La structure proposée peut être encore plus miniaturisée en augmentant l'un des paramètres de conception suivants :  $L_d$ ,  $L_g$ ,  $C_g$ . En fait,

l'augmentation de  $L_d$  entraîne un profil plus élevé, ce qui n'est pas souhaité pour les applications portables. L'équation (3.6) montre que l'ajout des fentes et de plaques parasites dans la géométrie de l'AMC entraîne une modification du trajet du courant, ce qui augmente l'inductance de la grille  $L_g$ .

En d'autres termes, une miniaturisation supplémentaire peut être obtenue en augmentant la capacité de la grille ( $C_g$ ), ce qui peut être réalisé soit en augmentant la longueur de la fente par rapport au rapport d'espacement ( $a/g$ ), ou soit par la polarisation diélectrique qui dépend de l'augmentation des charges présentes sur les armatures du condensateur et, par conséquent, cette polarisation détermine une augmentation de sa capacité. Un choix approprié de  $s$  et de  $g$  conduit à une augmentation du rapport ( $a/g$ ) comme décrit dans (3.7). Les effets inductifs et capacitifs des encoches aux quatre coins jouent un rôle prépondérant dans l'obtention d'une large bande passante. Par ailleurs, l'amélioration de la bande passante de la cellule unitaire AMC est obtenue en augmentant  $L_g$  et en diminuant  $C_g$ , ce qui est permis par les effets du bras et du patch parasite.

Ce phénomène a pu être observé en analysant l'amplitude du courant de surface de la cellule unitaire proposée à 5.8 GHz, comme le montre la figure 3.9. On peut observer que la densité maximale du courant concentré est principalement située le long de la fente de l'anneau, et est répartie symétriquement entre les bras parasites. Cela est dû au fait qu'en ajoutant les fentes, le couplage capacitif et inductif améliore la largeur de bande de l'AMC. Par conséquent, les fentes incorporées peuvent contrôler également la fréquence de résonance et améliorer ainsi les performances de la cellule unitaire de l'AMC. De même, le courant maximal est atteint lorsque le nombre de fentes augmente.

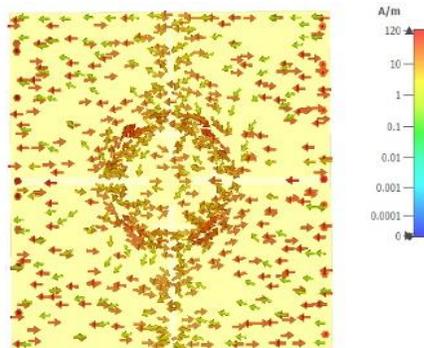


Figure 3. 9 Distribution du courant de surface de la cellule unitaire de l'AMC à  $0^\circ$  (5.8 GHz).

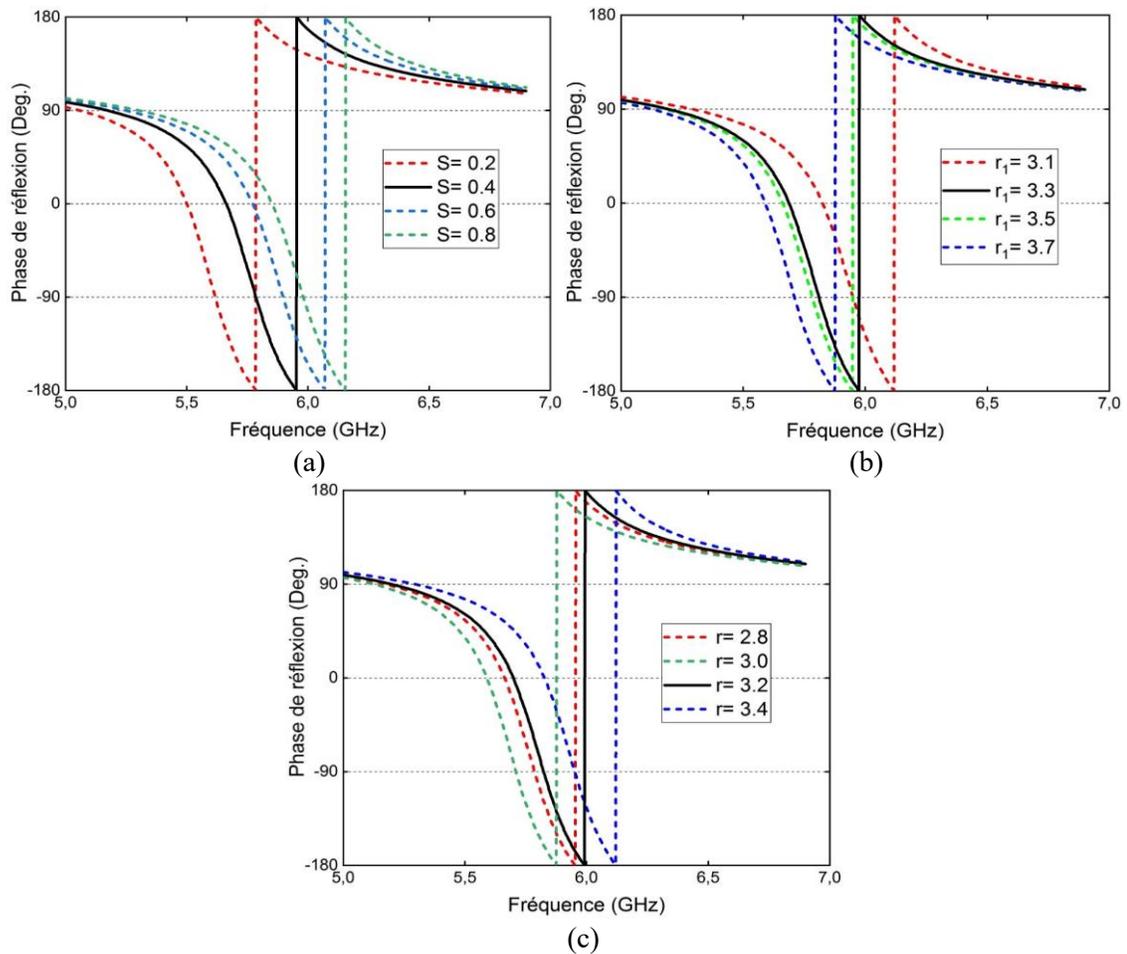


Figure 3. 10 Étude paramétrique de la cellule unitaire de l'AMC en termes de réflexion de phase.

D'autre part, l'influence des paramètres de conception de l'AMC est étudiée pour décrire comment les différentes parties constitutives affectent le mécanisme d'amélioration de la bande passante. On remarque sur la figure 3.10 que l'augmentation de  $s$  entraîne un décalage de la phase de réflexion (de 5.2 à 5.95 GHz). De même, lorsque  $s$  est diminué, la phase de réflexion est également affectée (Fig. 3.10(a)). En faisant varier les rayons du grand cercle  $r_1$ , et du petit cercle  $r$ , la phase de réflexion de la cellule AMC varie considérablement (Fig. 3.10(b)-(c)). Lorsque les valeurs de  $r_1$  sont fixées à 3.1, 3.3 et 3.5 mm, la phase zéro du coefficient de réflexion est générée à 5.65, 5.7 et 5.72 GHz, respectivement. D'autre part, lorsque  $r$  passe de 2.8 à 3.4 mm (par pas de 0.2 mm), la fréquence de fonctionnement de la cellule unitaire diminue progressivement de 5.65 à 5.85 GHz. Sur la base de l'analyse théorique, les performances de la phase de réflexion de la disposition de la cellule unitaire et du modèle du circuit équivalent sont présentées dans l'échelle de gauche de la figure 3.11(a). Un bon accord est observé à partir des deux calculs, où la phase de réflexion de  $0^\circ$  est atteinte

à 5.7 GHz, avec une largeur de bande de 5.17 à 5.82 GHz (phase de réflexion de  $\pm 90^\circ$  phase de réflexion). De plus, l'échelle de droite de la figure 3.11(a) illustre la caractéristique de haute impédance de la cellule unitaire AMC, où une impédance de 16.5 K $\Omega$  est obtenue. Le diagramme de dispersion est représenté sur la figure 3.11(b), où une bande interdite d'ondes de surface est située entre 4.2 et 6 GHz avec une fréquence de réflexion nulle de l'AMC à 5.7 GHz.

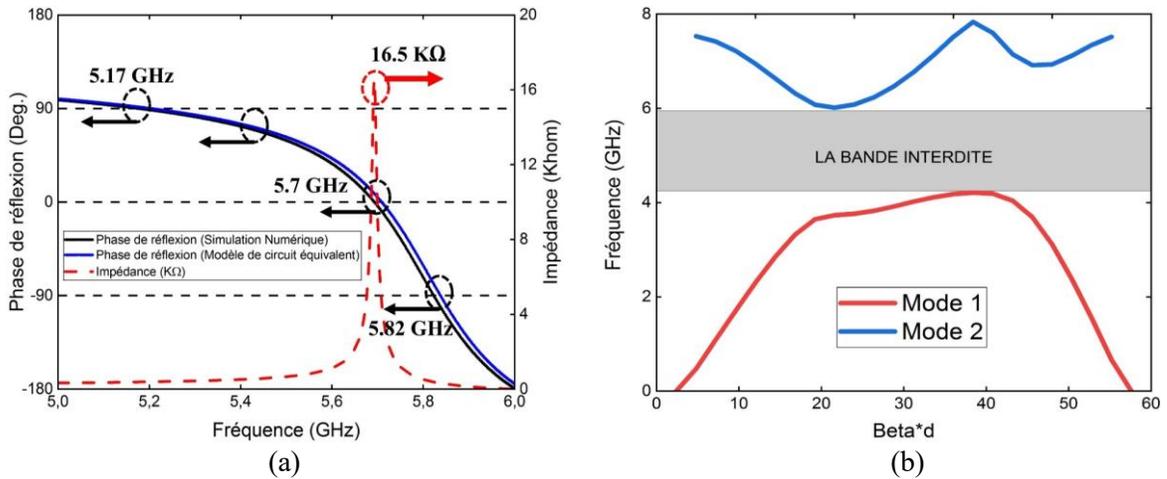


Figure 3. 11 (a) Performances de la phase de réflexion et de l'impédance de la cellule unitaire de l'AMC, (b) Diagramme de dispersion de la cellule unitaire de l'AMC.

Dans le cas de la conception intégrée, la stabilité angulaire de l'AMC influencera les performances de rayonnement de l'antenne [103]. De ce fait, cette surface AMC particulière a été adoptée pour ses bonnes caractéristiques en termes stabilité angulaire.

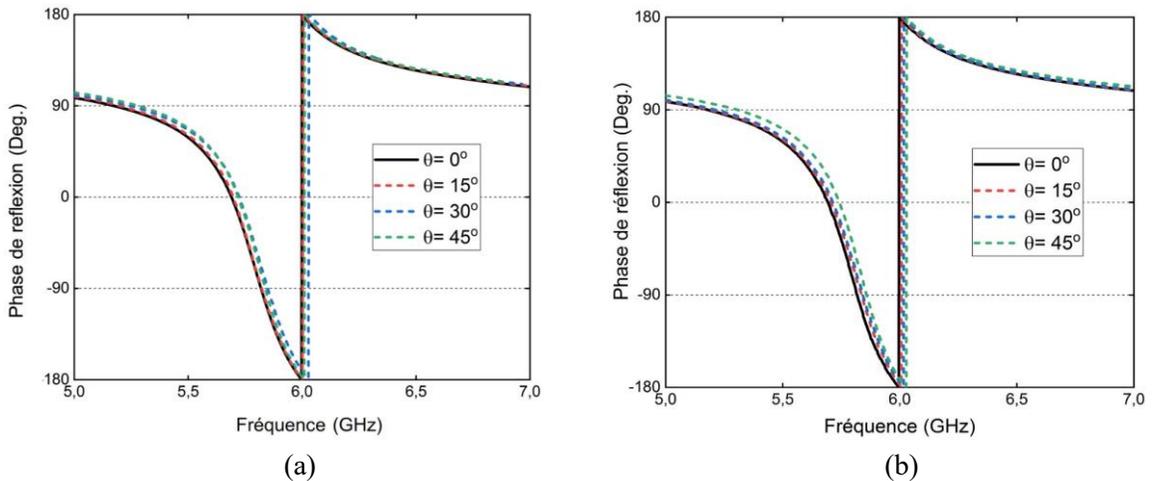


Figure 3. 12 (a) Variation de la phase de réflexion de la cellule unitaire proposée pour différents angles d'incidence oblique de  $\Theta$  ( $\varphi=0^\circ$  et  $\varphi=90^\circ$ ) (a) Mode TE, et (b) Mode TM.

La courbe de la phase de réflexion en fonction de la fréquence pour différents angles de polarisation  $\theta$  ( $0^\circ$  à  $45^\circ$ ), et sous différentes incidences obliques TE et TM de  $\varphi=0^\circ$  et  $\varphi=90^\circ$  est présenté dans la Fig. 3.12. Tel qu'observé, les résultats obtenus pour les ondes polarisées TE et TM ne présentent pas de différence significative. On peut remarquer aussi que la largeur de bande passante de la AMC proposée est obtenue dans les différents angles de polarisation de  $\theta$  pour divers angles d'incidence. Ces résultats montrent, à partir de la figure 3.12(a)-(b), que la cellule unitaire proposée est très stable, et sa marge angulaire allant de  $0^\circ$  à  $45^\circ$ , ce qui permet de préserver une largeur de bande de fonctionnement AMC de 650 MHz. Il convient de mentionner qu'en raison de la conception symétrique de la cellule unitaire AMC, les résultats de la phase de réflexion sont similaires dans les deux angles de polarisation de  $\varphi=0^\circ$  et  $\varphi=90^\circ$ .

### 3.4.2 Technique de mesure de la polarisation circulaire

La polarisation d'une onde électromagnétique est définie par la forme et l'orientation du vecteur E (champ électrique) qui varie avec le temps [104]. Le sens d'une onde polarisée circulairement est déterminé par le sens circulaire de rotation du vecteur. Le sens d'une onde polarisée circulairement est déterminé par le sens de rotation du vecteur lorsqu'il décrit un cercle ; un signal CP droit (RHCP) est généré lorsque le sens de rotation est le sens des aiguilles d'une montre, et pour une onde CP gauche (LHCP), le vecteur E tourne dans le sens inverse des aiguilles d'une montre [105].

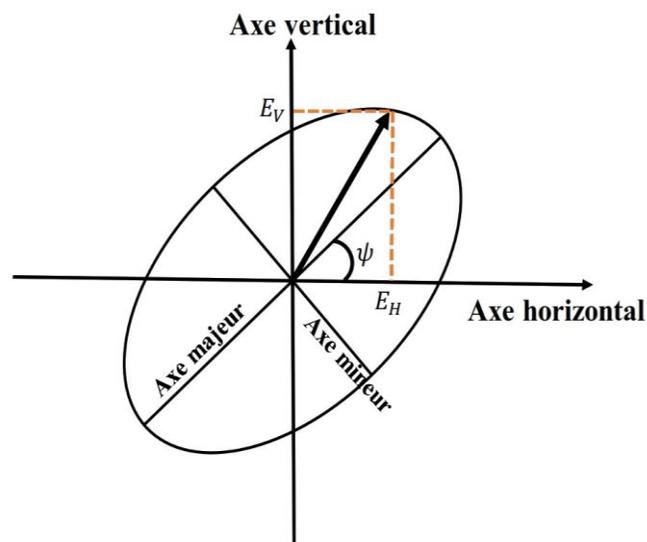


Figure 3. 13 Ellipse de polarisation.

Pratiquement, une antenne génère généralement un champ imparfait à polarisation circulaire. E-trace une ellipse, au lieu d'un cercle, comme le montre la figure 3.13. Le rapport entre le grand et le petit axe définit l'AR de l'onde polarisée, et l'orientation spatiale est définie comme l'angle d'inclinaison  $\psi$  dans le sens des aiguilles d'une montre entre une position de référence et le grand axe en considérant la direction de la propagation (direction + Z). Si les termes des tension complexes dans les plans horizontal et vertical (ou deux coupes orthogonales quelconques)  $E_H$  et  $E_V$  sont d'amplitude égale et en quadrature de phase ( $\pm 90^\circ$ ), ces termes peuvent être combinés pour exprimer les composantes d'onde RHCP ou LHCP [105].

$$E_{RHCP} = \frac{1}{\sqrt{2}}(E_H + jE_V) \quad (3.9)$$

$$E_{LHCP} = \frac{1}{\sqrt{2}}(E_H - jE_V) \quad (3.10)$$

Le schéma fonctionnel de la configuration de mesure du champ lointain et la configuration réelle à l'intérieur d'une chambre anéchoïque sont montrés dans la Fig. 3.14(a)-(b). La phase des deux composantes du champ E est mesurée par rapport au générateur de signaux, et un cornet rectangulaire (grande pureté de polarisation linéaire) sert d'antenne source. Une source majeure d'erreur de mesure est ainsi éliminée [104], puisque les antennes à cornet rectangulaire, comparées aux alimentations à polarisation circulaire, génèrent des niveaux plus faibles de polarisation croisée sur de larges bandes. Les équations (3.9) et (3.10) peuvent être développées pour donner des expressions simples (qui peuvent être insérées dans un logiciel d'enregistrement de données) pour fournir une conversion directe de la puissance linéaire double en puissance RHCP et LHCP à chaque angle de mesure  $\theta$ . Les composantes réelles et imaginaires de la réponse horizontale et verticale peuvent être exprimées comme suit [104] :

$$E_H = E_{Hr} + jE_{Hi} \quad (3.11)$$

où

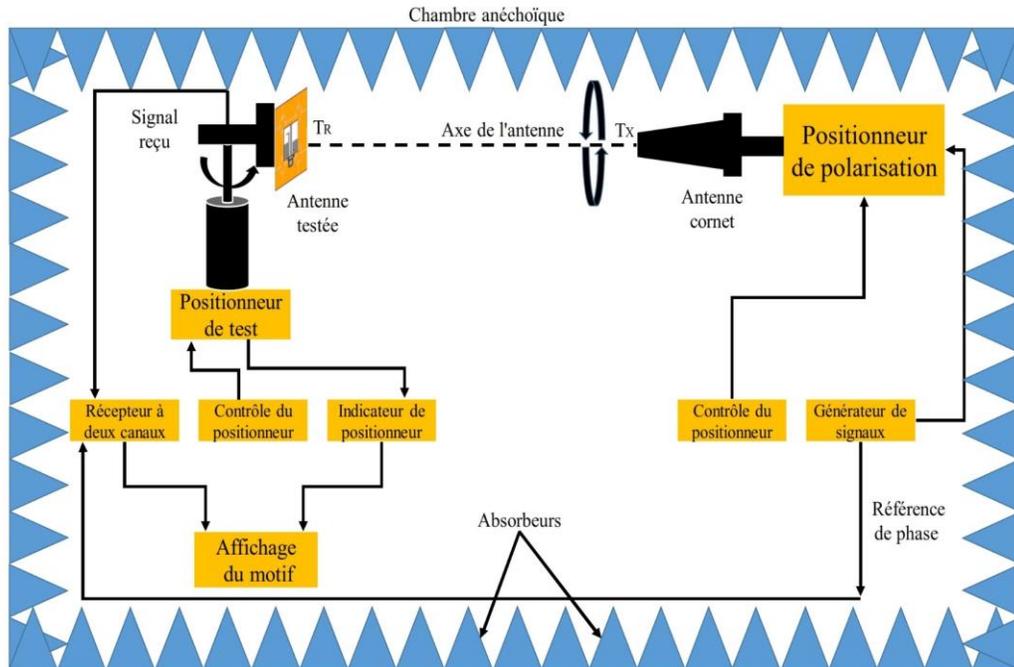
$$\begin{aligned} E_{Hr} &= H_A \cos(H_P) \\ E_{Hi} &= H_A \sin(H_P) \end{aligned}$$

et

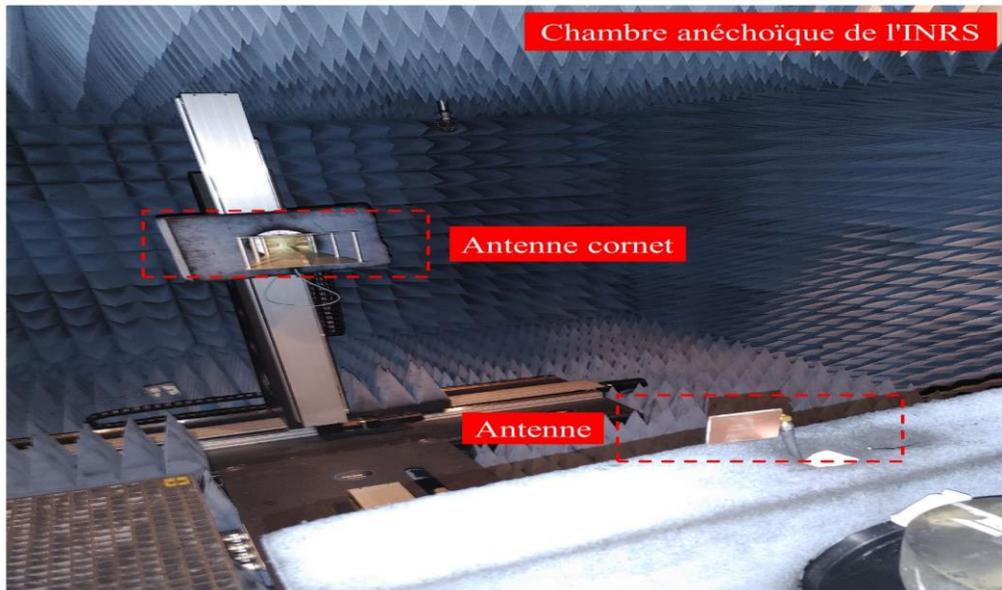
$$E_V = E_{Vr} + jE_{Vi} \quad (3.12)$$

où

$$\begin{aligned} E_{Vr} &= V_A \cos(V_P) \\ E_{Vi} &= V_A \sin(V_P) \end{aligned}$$



(a)



(b)

Figure 3. 14 Le dispositif expérimental (a) Schéma fonctionnel (b) La chambre anéchoïque.

Les composantes horizontale et verticale de l'amplitude ( $H_A$ ,  $V_A$ ) et de la phase ( $H_P$ ,  $V_P$ ) sont des quantités mesurées à chaque angle  $\theta$  dans le champ lointain de l'antenne où le cornet source étant orienté aux angles  $\phi = 0^\circ$  et  $90^\circ$ . En combinant (3.9) et (3.10), on obtient le champ dans les deux mains de polarisation [105].

$$E_{\text{LHCP}} = \frac{1}{\sqrt{2}} \{ [H_A \cos(H_P) + V_A \sin(V_P)] + j[H_A \sin(H_P) - V_A \cos(V_P)] \} \quad (3.13)$$

et

$$E_{\text{RHCP}} = \frac{1}{\sqrt{2}} \{ [H_A \cos(H_P) - V_A \sin(V_P)] + j[H_A \sin(H_P) + V_A \cos(V_P)] \} \quad (3.14)$$

Dans chaque main de polarisation, la puissance peut être exprimée par [105]

$$P(\text{dB}) = 10 \log_{10} \left( \frac{E^2}{377} \right) \quad (3.15)$$

où 377 est l'impédance d'onde en espace libre. Le diagramme de rayonnement en champ lointain de l'antenne dans chaque coupe ( $\emptyset$ ) est généré en traçant les paramètres  $\theta$  (deg),  $P_{\text{RHCP}}$  (dB), et  $P_{\text{LHCP}}$  (dB). Une antenne pratique génère normalement une polarisation de référence souhaitée en plus d'une composante de polarisation croisée indésirable, qui est polarisée dans le sens opposé. Ainsi, les diagrammes spatiaux de référence et de polarisation croisée peuvent être récupérés à partir d'un tracé AR, qui est généré en utilisant une antenne source tournante polarisée linéairement dans le montage expérimental. Pour obtenir cette information, il suffit de faire tourner le cornet de la source en continu autour de son axe ( $\emptyset$ ) tout en déplaçant l'antenne sous test en azimut ( $\theta$ ), comme le montre la figure 3.14(a). La réponse AR, qui est liée à la polarisation croisée, peut être exprimée par [105]:

$$\text{AR} = 20 \log_{10} \left( \frac{1 + e}{1 - e} \right) \quad (3.16)$$

Où  $e = 10^{-\frac{P_{\text{dB}}}{20}}$  et  $P_{\text{dB}}$  est la puissance transpolaire.

### 3.4.3 L'intégration et analyse des résultats en espace libre

La conception et la fabrication de l'antenne intégrée avec AMC est illustrée dans la Fig. 3.15. On remarque qu'un réseau AMC de  $2 \times 2$  a été considéré comme un réflecteur afin de préserver la caractéristique de profil bas du système d'antenne global. La taille totale du réseau AMC est de  $34.4 \times 34.4 \text{ mm}^2$ , avec une période de 17.2 mm. La séparation entre le réseau AMC- $2 \times 2$  et l'antenne CP est de 3 mm, ce qui est pris en compte au moyen d'une couche de mousse comme le montre la Fig. 3.16(a). En outre, le prototype fabriqué a été mesuré en espace libre et sur le corps dans la chambre anéchoïque du laboratoire de l'Institut national de la recherche scientifique (INRS-EMT, Québec, Canada). Les coefficients de réflexion simulés et mesurés ( $S_{11}$ ) sont présentés dans la figure 3.16(a). Un bon accord est observé lorsque la conception

du système d'antenne opère dans la gamme de 5.45 à 6.11 GHz, alors que la conception mesurée a montré une résonance à large bande allant de 5.27 à 6.37 GHz.

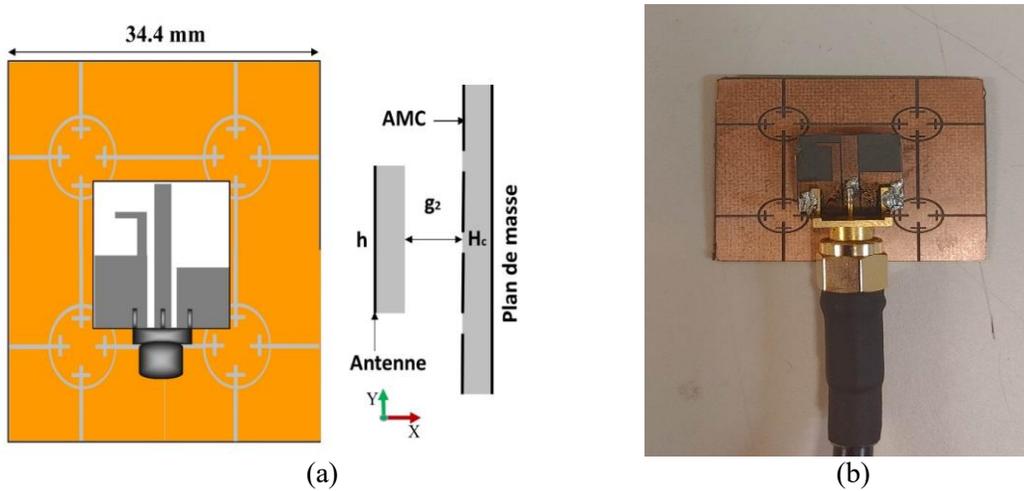


Figure 3. 15 (a) Photographie du prototype final, (b) Disposition de conception intégrée modélisée sur CST (Avec  $g_2 = 3$  mm).

D'autre part, le gain simulé et mesuré pour la même configuration est illustré sur l'échelle de l'axe Y gauche de la Fig. 3.16(b). On peut ainsi observer qu'une valeur de gain élevée est obtenue dans le spectre de la bande, en raison de l'effet d'inclusion de l'AMC.

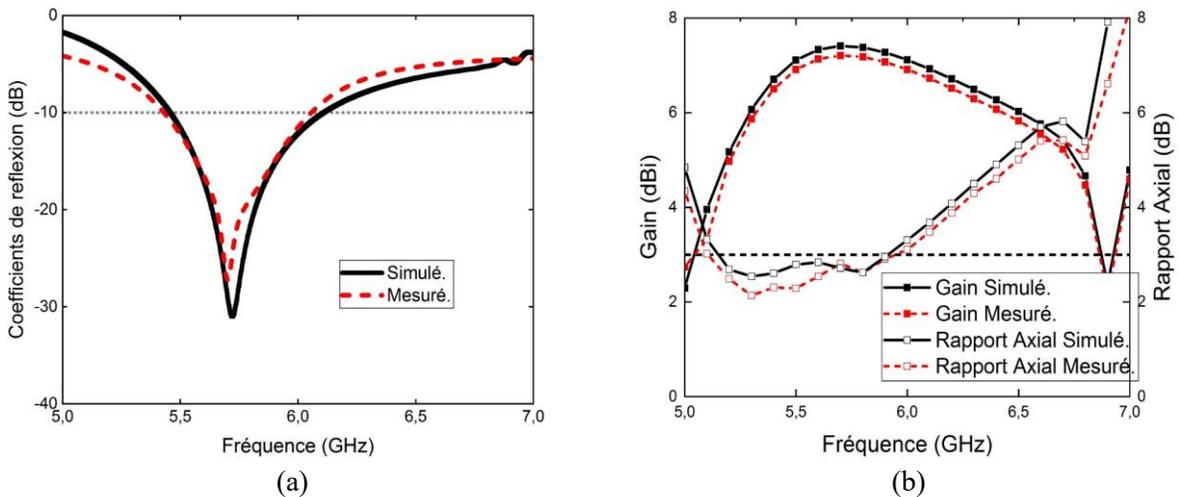


Figure 3. 16 Résultats simulés et mesurés : (a) Coefficients de réflexion, (b) Gain réalisé et rapport axial.

La bande passante AR de l'antenne proposée couvre la même plage de fonctionnement, comme le montre la figure 3.16(b). Les largeurs de bande AR à 3 dB simulées sont d'environ 20% de 5.25 à 5.89 GHz, tandis que les résultats de mesure indiquent que l'antenne proposée peut atteindre une largeur de bande de 20.5% (5 à 6.2 GHz). Un bon accord entre les courbes

AR simulées et mesurées a été observé. Enfin, une comparaison entre l'antenne CP sans/avec le réseau AMC, en termes de gain et d'efficacité totale est illustrée dans le tableau 3.3. On note qu'en ajoutant la structure AMC, le gain augmente de manière significative de 3.18 à 7.41 dBi à 5.8 GHz.

Tableau 3. 3 Comparaison entre la conception de l'antenne avec et sans l'inclusion de la structure AMC.

Avec/sans réseau AMC	Fréquence (GHz)	Gain (dBi)	Efficacité totale (%)
Antenne proposée sans AMC	5.5	2.94	92.88
	5.7	3.10	97.93
	5.8	3.17	97.68
Antenne proposée avec AMC	5.5	7.15	91.92
	5.7	7.45	98.95
	5.8	7.41	98.49

Pour valider le concept proposé, la figure 3.17 compare le diagramme polaire normalisé de l'antenne CP avec le réseau AMC dans les plans  $xz$  ( $\varphi=0^\circ$ ) et  $yz$  ( $\varphi=90^\circ$ ) à 5.8 GHz. Des résultats obtenus de cette figure, on peut observer que les diagrammes de rayonnement du système d'antenne sont stables et unidirectionnels dans la direction de l'axe de visée  $+z$  pour le mode RHCP, avec une bonne concordance entre les résultats simulés et mesurés. En outre, l'antenne CP présente un faible FBR de 0.59 dB, avec une amélioration du FBR de 14.13 dB.

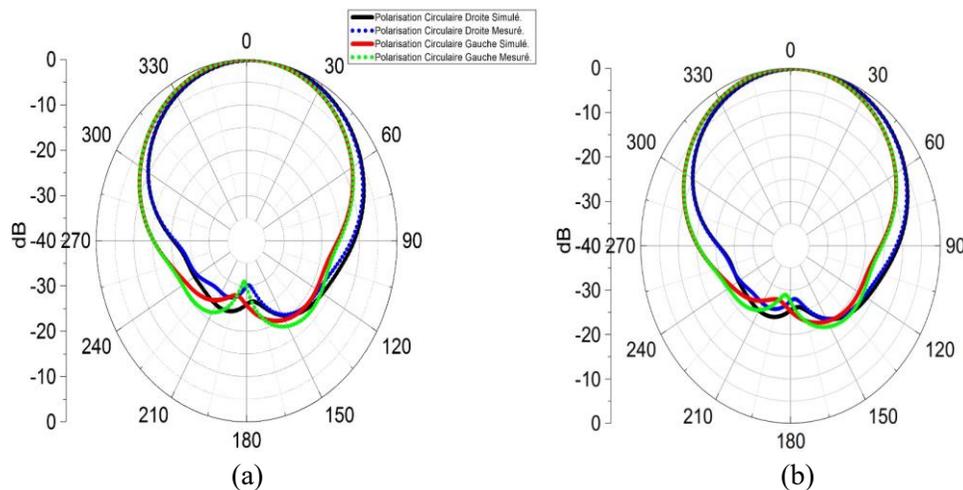


Figure 3. 17 Diagrammes de rayonnement simulés et mesurés de l'antenne proposée (avec AMC) à 5.8 GHz. (a)  $\varphi=0^\circ$ , (b)  $\varphi=90^\circ$ .

#### 3.4.4 Effets de la déformation de la structure globale de l'antenne

Dans les applications corporelles, l'antenne portable doit pouvoir fonctionner dans des conditions conformes lorsqu'elle est montée sur la surface du corps humain. Avant d'étudier l'effet du corps humain, nous examinons d'abord les performances du système d'antenne sous différentes valeurs de rayon de courbure en espace libre. De ce fait, le paramètre  $R_x$  est utilisé pour concevoir l'antenne proposée sur une courbure cylindrique. Comme le montre la figure 3.18(a), l'antenne intégrée a été étudiée avec trois valeurs de rayon de courbure différentes, correspondant à 20, 40 et 60 mm le long de l'axe des x. La courbure le long de l'axe y n'est pas prise en compte car le courant de surface est principalement le long de cet axe. Ainsi, la courbure dans cette direction entraînera une désynchronisation de fréquence plus importante, comme indiqué dans [106].

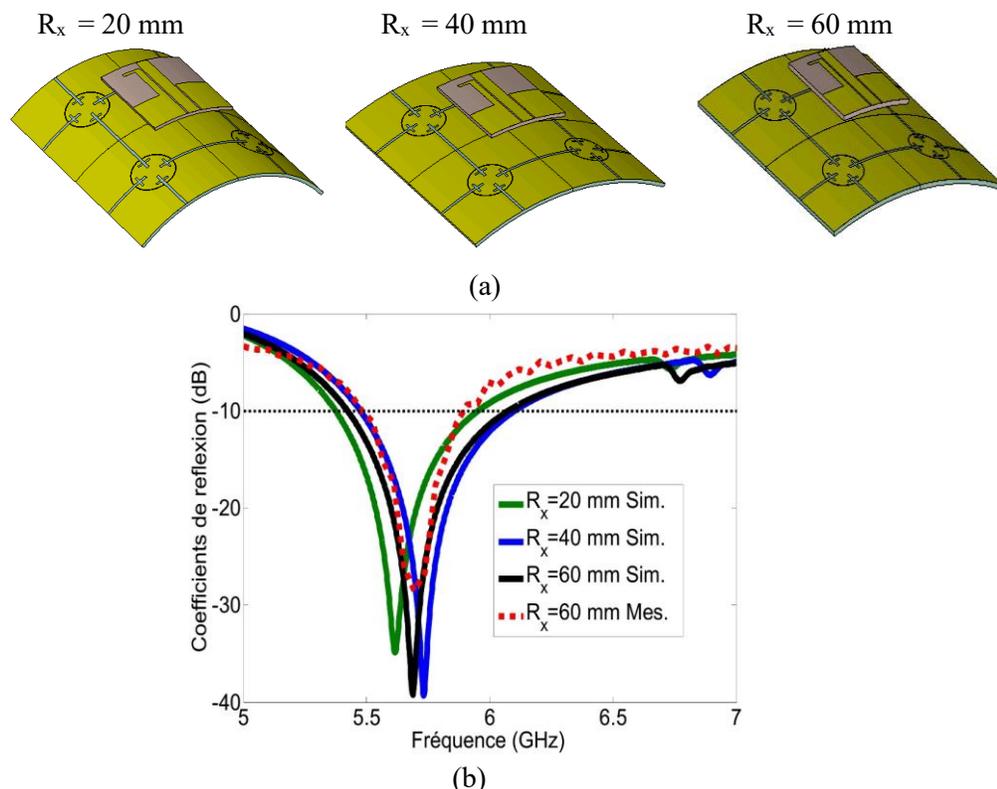


Figure 3. 18 Système d'antenne conforme (a) disposition pour différentes valeurs du rayon de courbure, (b) Coefficients de réflexion simulés et mesurés.

Un prototype d'antenne CP déformé est également mesuré pour valider le concept proposé. Les rayons de courbure choisis sont des représentations raisonnables pour différentes tailles de bras et de jambes humains. La figure 3.18(b) montre les coefficients de réflexion simulés et mesurés ( $S_{11}$ ) de l'antenne proposée avec trois rayons de courbure. Nous observons aussi que la fréquence de résonance est maintenue en dessous de -10 dB pour toutes les valeurs

sélectionnées de  $R_x$ . Nous observons également que la fréquence de résonance est décalée de 18 MHz vers le bas lorsque  $R_x = 20$ mm. Cependant, lorsque  $R_x$  est augmenté de 40 à 60 mm, une variation négligeable du  $S_{11}$  est observée pour les deux cas. De même, on peut remarquer que l'antenne intégrée est facilement conformée sur le rayon de courbure cylindrique, cependant, le seul facteur limitant l'opération est la zone du connecteur SMA. C'est pour cette raison que nous avons mesuré seulement quand  $R_x = 60$ mm. À partir de ces résultats, on peut constater que le prototype proposé offre de bonnes performances dans ces scénarios de courbure, ce qui est utile pour les applications portables.

Les diagrammes de rayonnement simulés et mesurés pour toutes les antennes sont représentés dans la figure 3.19. En raison de la cohérence des diagrammes de rayonnement simulés, ils ont été vérifiés par une seule mesure de l'antenne conforme. Les gains d'antenne et les comparaisons d'efficacité pour les mêmes cas sont résumés dans le tableau 3.4. Des valeurs de gain élevées du système d'antenne sont obtenues même dans les cas de courbure. Une bonne concordance est observée entre les résultats de simulation de mesures. De petites divergences étaient plus évidentes dans l'axe du demi-plan inférieur en raison des limites de la configuration de la mesure. Néanmoins, les performances de l'antenne proposée se révèlent robustes par rapport aux travaux rapportés dans [90]-[96].

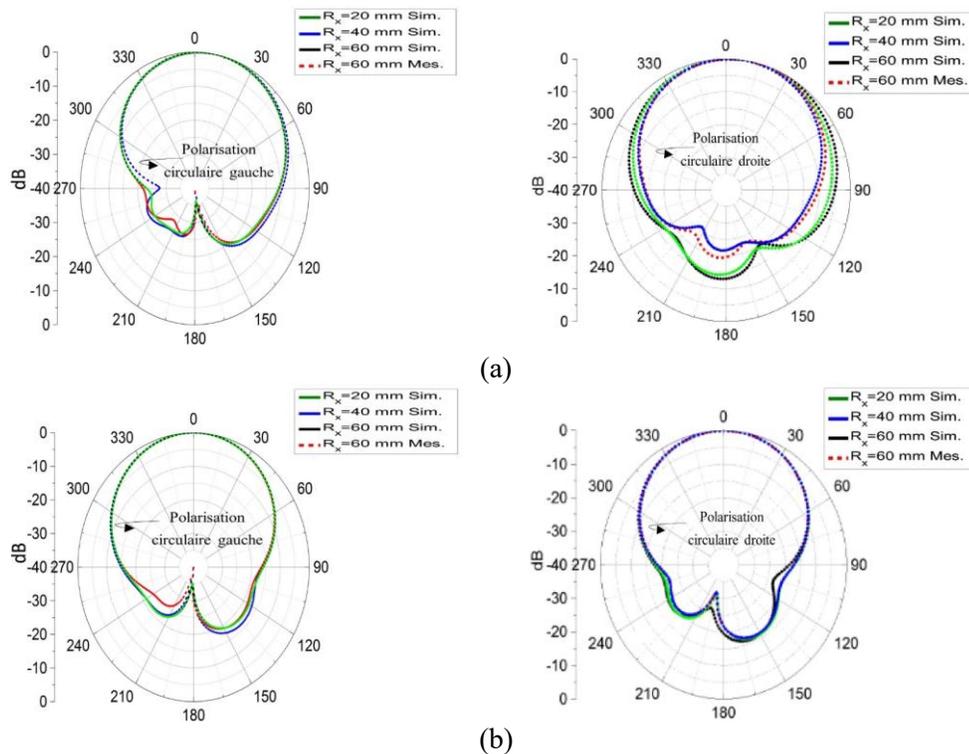


Figure 3. 19 Diagrammes de rayonnement simulés et mesurés à 5.8 GHz. (a)  $\varphi=0^\circ$ , (b)  $\varphi=90^\circ$ .

Tableau 3. 4 Résumé du gain et de l'efficacité simulés et mesurés pour différentes valeurs du rayon de courbure à 5.8 GHz.

Rayons de courbure (mm)	20	40	60	60 Meas.
Gain (dBi)	6.4	6.82	7	6.74
Efficacité totale (%)	78.57	81.23	83.11	75.06

### 3.5 Étude de l'antenne proposée sur le modèle du corps humain

#### 3.5.1 Mesure du Débit d'absorption spécifique (DAS)

Le débit d'absorption spécifique (DAS) est un paramètre indispensable pour la sécurité humaine lorsque l'antenne est conçue pour les applications portables [63]. Pour les performances hors-corps, un tissu humain planaire à trois couches de  $100 \times 100 \times 33 \text{ mm}^3$  est modélisé à l'aide du logiciel commercial CST MW Studio, comme illustré à la Fig. 3.20. Le modèle est composé des couches suivantes : peau de 2 mm d'épaisseur, graisse de 8 mm d'épaisseur et muscle de 23 mm d'épaisseur. Il s'agit d'un modèle largement utilisé pour analyser les antennes portables [3, 45]. La distance entre le plan de masse de l'antenne et le modèle de tissu humain est appelée  $d$ . Les propriétés diélectriques des tissus de chaque couche du modèle sont indiquées dans le tableau 3.5 [108]-[109]. L'absence d'un réflecteur entre l'antenne et le corps humain peut affecter considérablement les performances de l'antenne [110].

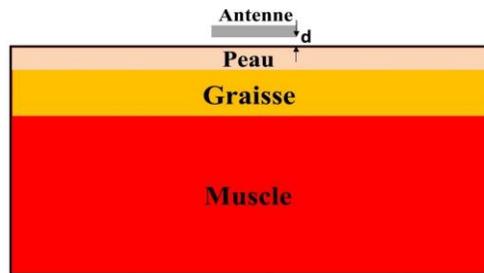


Figure 3. 20 Vue latérale de la distance de séparation  $d$  entre l'antenne proposée et le modèle du tissu humain.

Tableau 3. 5 Caractéristiques diélectriques de l'homme à 5.5/5.8 GHz [108]-[109].

Tissu	Permittivité relative		Conductivité (S/m)		Tangente de perte	
	5.5 GHz	5.8 GHz	5.5 GHz	5.8 GHz	5.5 GHz	5.8 GHz
Peau sèche	35.363	35.114	4.983	3.717	1090	1090
Graisse	3.463	4.955	0.274	0.293	930	930
Muscle	48.883	48.485	4.609	4.962	1050	1050

La figure 3.21 indique les effets de la distance de séparation sur les paramètres de l'antenne en termes de coefficients de réflexion et de performances AR. L'analyse de la Fig. 3.21 montre que l'antenne CP conserve sa résonance et ses performances AR à une distance de 12 mm du tissu corporel humain. Le tableau 3.6 résume les valeurs globales des gains simulés pour différentes distances de séparation à 5.5 et 5.8 GHz, respectivement. Il convient de mentionner que les valeurs du gain sont observées dans la direction du lobe principal de  $\theta=0^\circ$ . Pour une séparation de 12 mm, des gains simulés de 7.35 et 7.33 dBi ont été obtenus à 5.5 et 5.8 GHz, respectivement. En outre, une amélioration d'efficacité totale a été observée, dans le cas de séparation de 12 mm par rapport aux autres cas de séparation aux deux fréquences.

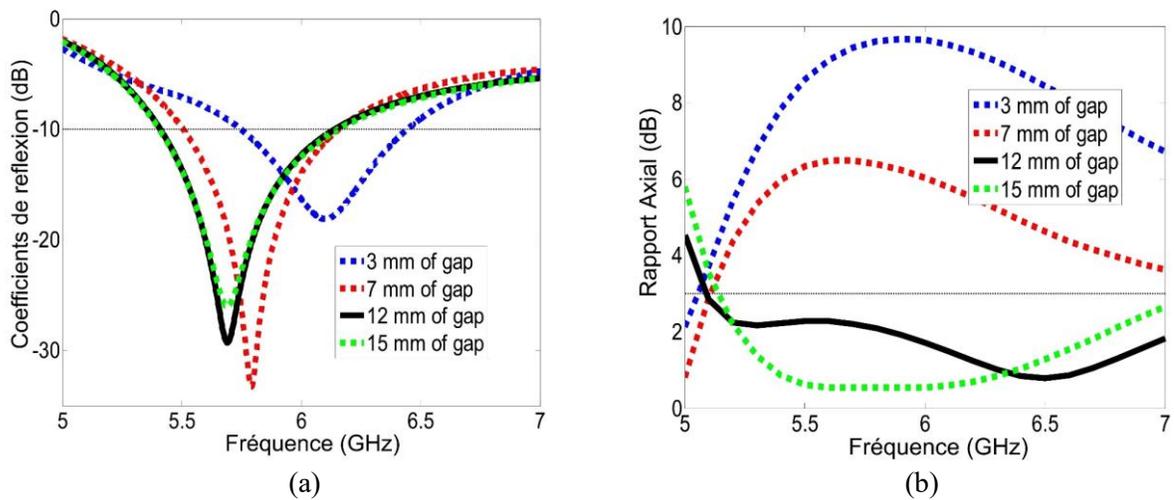


Figure 3. 21 Comparaison de l'antenne proposée aux différentes distances par rapport au modèle du tissu corporel humain, (a)  $S_{11}$ , (b) AR.

Tableau 3. 6 Comparaison entre le gain réalisé simulé et le rendement total pour différentes valeurs de séparation.

Séparation (mm)	Fréquence (GHz)	Gain réalisé (dBi)	Efficacité totale (%)
3	5.5	1.46	18.71
	5.8	2.9	26.58
7	5.5	6.9	66.31
	5.8	7.34	76.98
12	5.5	7.35	88.26
	5.8	7.33	84.28
15	5.5	7.14	84.44
	5.8	7.24	90.03

Les niveaux de DAS simulés à 5.5 et 5.8 GHz, moyennés sur 1g sur les modèles fantômes, sont présentés dans la figure 3.22. Dans cette étude, le calcul a été basé sur les normes

IEEE/IEC 62704-1, avec une puissance d'entrée de 100 mW pour garantir la précision de l'analyse comparative. Des valeurs élevées de 0.29 W/kg et 0.261 W/kg à 5.5 GHz et 5.8 GHz ont été obtenues, respectivement. Par conséquent, l'antenne proposée à une distance de séparation de 12 mm est conforme aux normes IEEE/IEC 62704-1 sur une période de 1g et 10g de tissu. Dans tous les résultats présentés ci-dessus, l'antenne proposée fonctionne bien sous une distance de séparation du corps humain de 12 mm. Cependant, cela conduit à des tailles importantes, qui ne sont pas adaptées aux applications portables. Ainsi, l'incorporation d'un réflecteur a été suggérée sous la forme d'un réseau AMC.

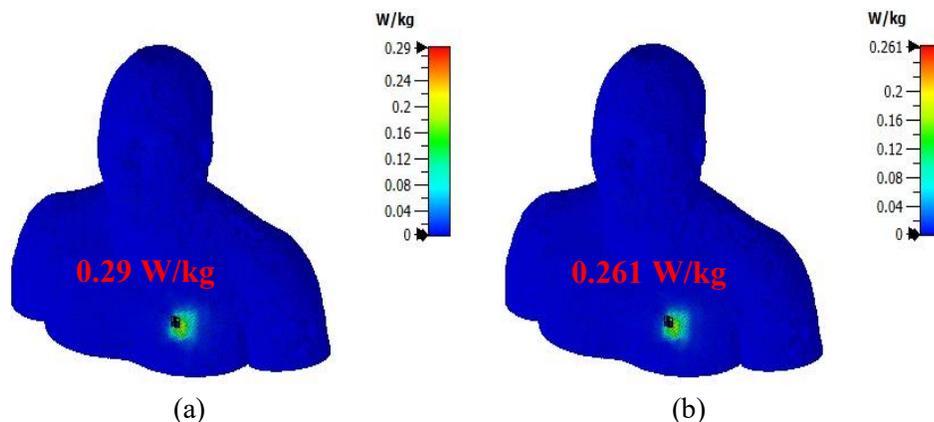
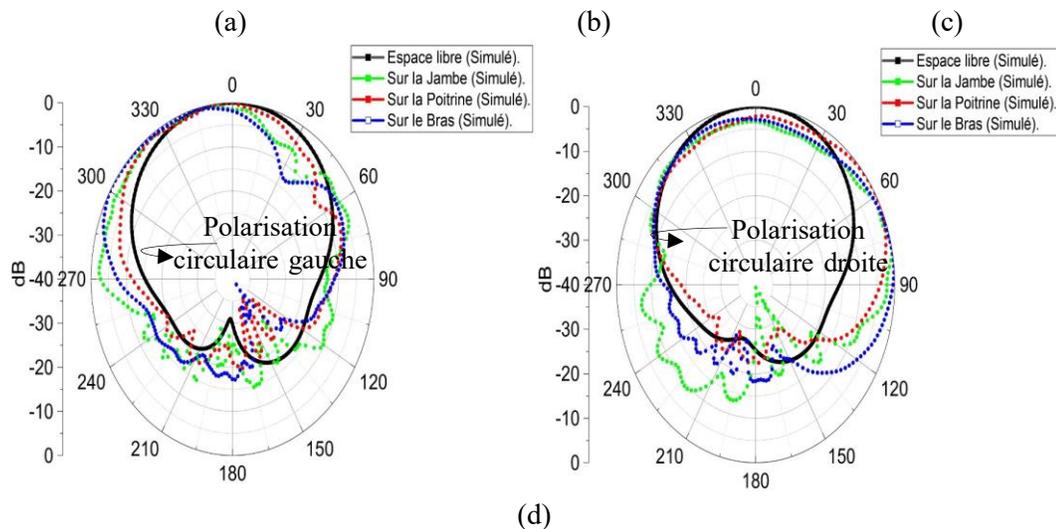
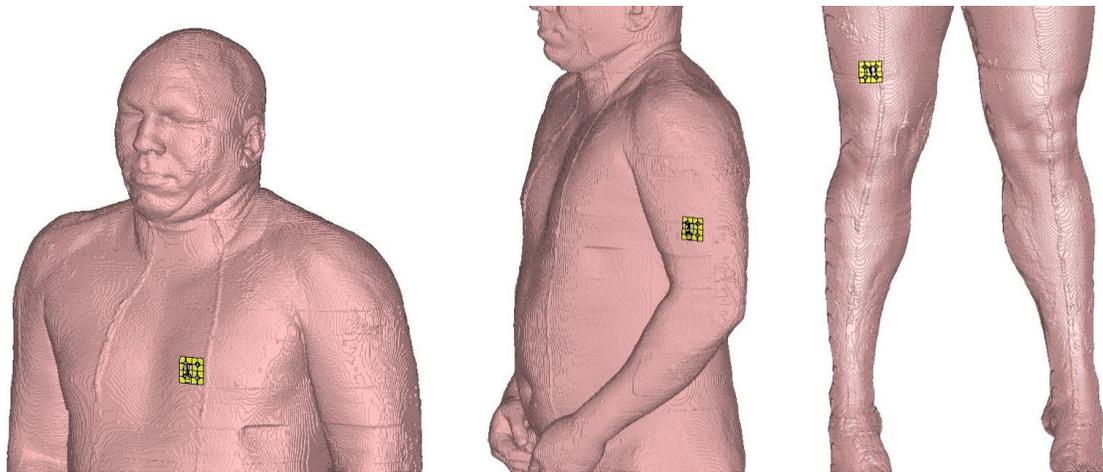


Figure 3. 22 DAS de l'antenne proposée séparée à une distance de 12 mm (a) 5.5 GHz et (b) 5.8 GHz.

La simulation électromagnétique pleine onde avec un fantôme de corps humain réaliste hétérogène (Hugo) voxel a été effectuée pour analyser les performances du rayonnement de l'antenne proposée (Fig. 3.25d). Le modèle hétérogène est composé de 32 types de tissus différents avec une taille de maille de  $1 \times 1 \times 1 \text{ mm}^3$  (homme, poids de 113 kg, taille de 187 cm, 38 ans) [111]. Le modèle intégré a été placé à trois positions différentes sur le modèle HUGO, notamment sur la poitrine, le bras et la jambe, respectivement, comme illustrée dans la figure 3.23(a)-(c). Afin de réduire le temps de simulation, une partie raisonnablement grande du corps d'Hugo a été considérée pour la simulation par rapport aux autres modèles proposés. Dans tous les scénarios étudiés, on a supposé que l'antenne fût séparée du corps par une couche en mousse d'une épaisseur de 3 mm. Après avoir réajusté l'orientation de l'antenne hors du corps, les diagrammes de rayonnement simulés de l'antenne proposée ont été réalisés tel qu'indiqué dans la rangée centrale de la figure 3.23(d)-(e). On constate que l'antenne proposée en contact avec le modèle voxel Hugo présente un rayonnement arrière plus faible dans les trois cas, en raison

du type de diagramme de rayonnement unidirectionnel. Les caractérisations du gain réalisé et du rapport axial, en espace libre et sur le corps pour la même configuration, sont présentées dans la rangée inférieure de la Fig. 3.23(f). Un rapport avant-arrière plus élevé de l'antenne est observé pour les trois cas, où le corps agit comme une extension du réflecteur. Cette augmentation a affecté le gain de l'antenne proposée. Le gain de l'antenne est compris entre 6.89 dBi et 7.84 dBi et les caractéristiques 3dB-AR sont restées inchangées de 4.9 dB à 6.1 GHz. Par ailleurs, le Tableau 3.7 présente une comparaison des valeurs simulées du gain, du FBR et du rendement pour tous les scénarios. Il est à noter que les valeurs du gain ont été prises dans la direction du lobe principal de  $\theta = 0^\circ$ . L'antenne proposée présente des valeurs de gain élevées lorsqu'elle fonctionne à proximité du modèle de corps humain. Pour rappel, le raisonnement derrière les valeurs de gain élevées de l'antenne proposée seule à une séparation de 12 mm est basé sur le fait que le tissu humain se comporte comme un réflecteur. Cela démontre la pertinence du système global pour les applications portables.



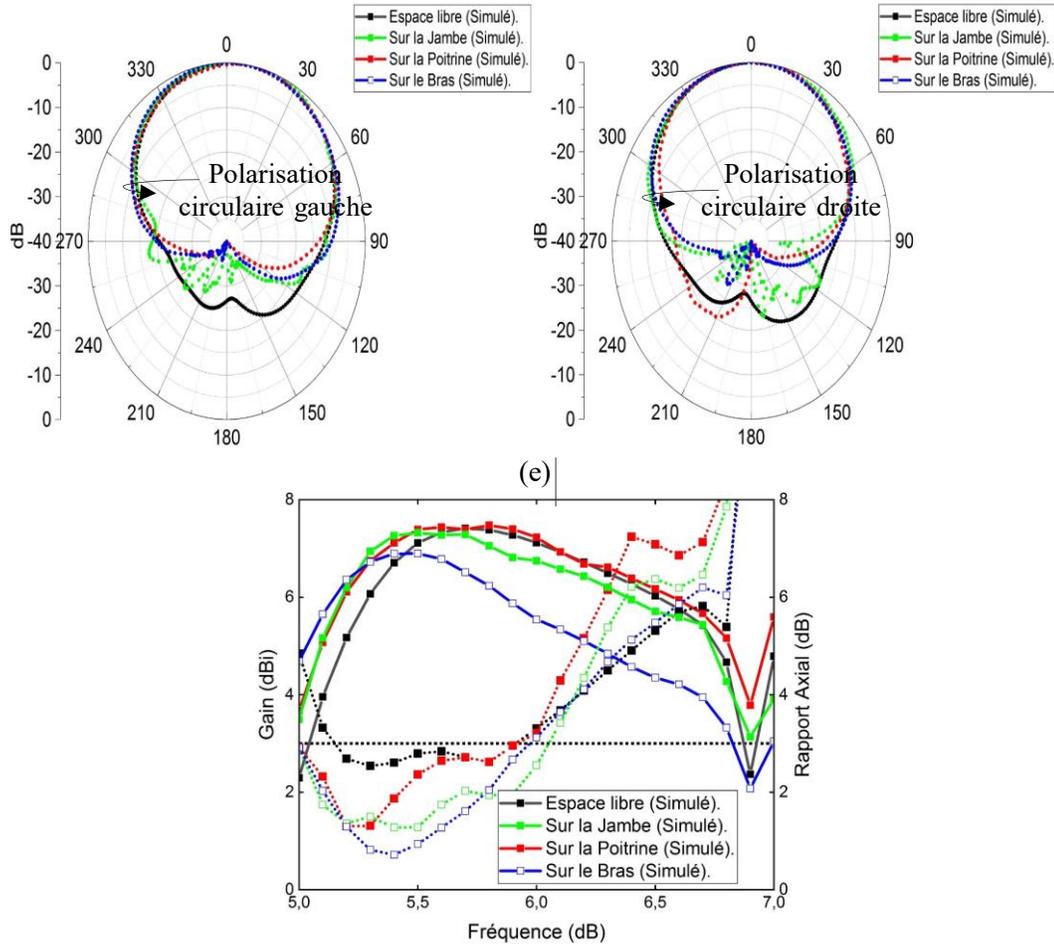


Figure 3. 23 Système d'antenne monopôle +AMC 2×2 placée sur (a) la poitrine, (b) Le bras et (c) La jambe d'un fantôme à 5.8 GHz le long de (d)  $\varphi=0^\circ$ , (e)  $\varphi=90^\circ$ . (f) Gain réalisé et rapport axial de l'antenne.

Tableau 3. 7 Comparaison entre l'antenne CP du corps humain avec et sans AMC en termes de gain, FBR et efficacité.

Avec/sans réseau AMC	Fréquence (GHz)	Gain (dBi)	FBR (dB)	Efficacité totale (%)
Antenne proposée seule (séparation de 12 mm)	5.5	7.11	33.01	84.47
	5.7	7.41	33.41	89.08
	5.8	7.38	33.40	88.47
Antenne intégrée montée sur le bras	5.5	6.89	30.48	90.66
	5.7	6.51	28.50	81.9
	5.8	6.24	28.29	76.03
Antenne intégrée montée sur la poitrine	5.5	7.38	30.16	87.13
	5.7	7.39	31.72	88.02
	5.8	7.47	31.38	85.64
Antenne intégrée montée sur la jambe	5.5	7.32	30.98	92.81
	5.7	7.29	34.24	94.69
	5.8	7.05	35.20	91.85

La Fig. 3.24 montre les niveaux des DAS moyens simulés à 1 g de l'antenne proposée pour les trois cas. Comme point de référence, un niveau de puissance de 100 mW accepté par l'antenne proposée a été adopté pour évaluer les performances du DAS. Le niveau maximal du DAS enregistré était de 0.2077 W/kg, 0.0872 W/kg et 0.0264 W/kg, sur la poitrine, le bras et la jambe, respectivement. Les valeurs moyennes simulées des DAS sur 1 g et 10 g du tissu pour les trois cas, sont résumées dans le tableau 3.8. Ces valeurs sont non seulement bien inférieures aux normes américaines, canadiennes et européennes, mais aussi beaucoup plus faibles que celles rapportées dans la littérature [66], [84], [67], [91-92], [113-118].

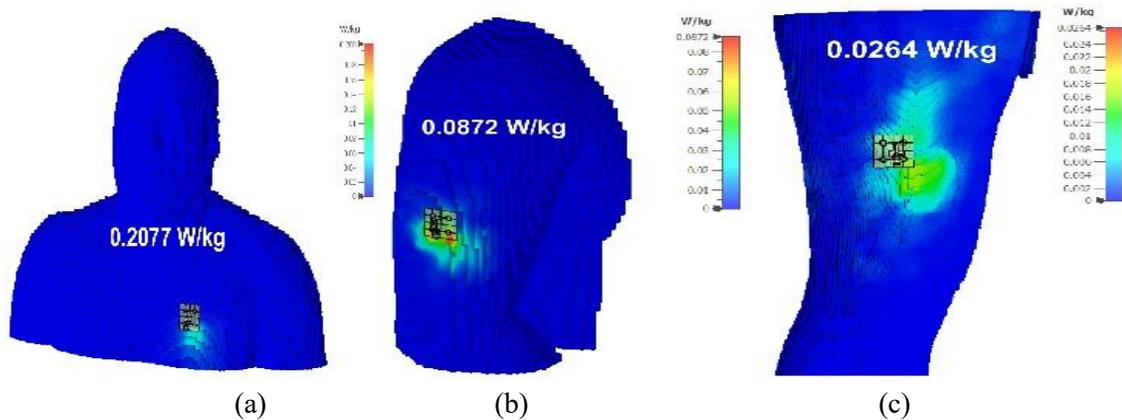


Figure 3. 24 Valeurs des DAS moyennes simulées à 1 g de l'antenne patch CP montée sur (a) La poitrine, (b) Le bras et (c) La jambe du modèle de corps humain HUGO à 5.8 GHz.

Tableau 3. 8 Niveau de l'antenne proposée à 5.8 GHz.

Unité (W/kg)	Standard	Sur la poitrine	Sur le bras	Sur la jambe
1 g en moyenne (É. U/ C. A)	1.6	0.2077	0.0872	0.0264
10 g en moyenne (EUR.)	2	0.1372	0.0481	0.0144

De ce fait, le réseau AMC proposé empêche le rayonnement vers l'arrière, et la structure finale devrait ainsi être insensible aux effets de couplage du corps humain. Pour évaluer ce phénomène, une série d'expériences a été réalisée en plaçant le prototype fabriqué sur différentes parties du corps humain (poitrine, jambe et bras), comme le montre la figure 3.25. On peut constater que la stabilité des coefficients de réflexion a été maintenue pour tous les scénarios. Lorsque le système d'antenne est placé sur la poitrine, cette dernière fonctionne dans la gamme de 5.37 à 5.98 GHz, où l'adaptation d'impédance est toujours préservée dans la bande

souhaitée. Cette légère divergence dans les paramètres S est due à la nature diélectrique à perte du corps humain pour des distances proches.

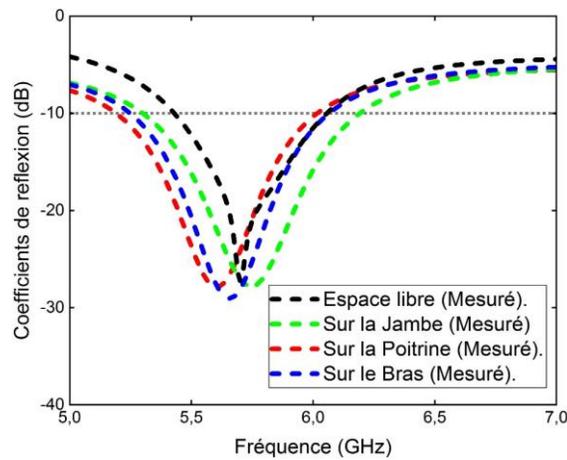
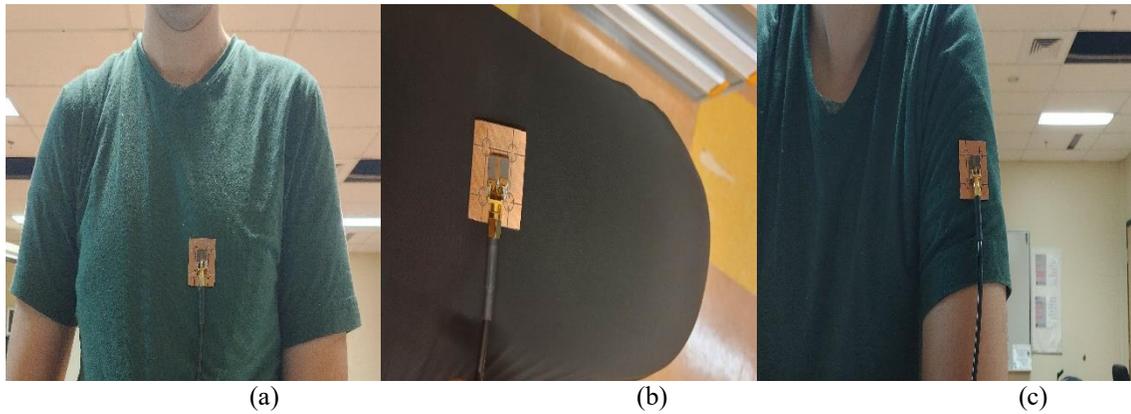


Fig. 3.25. Antenne monopôle-2×2 AMC placée sur (a) la poitrine, (b) la jambe et (c) le bras d'un fantôme (d) coefficients de réflexion mesurés.

### 3.5.2 Comparaison avec des antennes rapportées dans la littérature

Le Tableau 3.9 illustre la comparaison des performances de l'antenne proposée et celles des antennes récemment rapportées dans la littérature. Il est à noter que les antennes [66]-[67]-[84-85]-[89]-[102]-[113-117] sont polarisées linéairement (LP), ce qui pourrait conduire à des liaisons sans fil peu fiables en raison du défaut de polarisation causé par le mouvement constant du corps humain. Bien que les antennes CP proposées dans [90-92], cependant, les substrats utilisés sont rigides ce qui limitent leurs utilisations dans les applications flexibles portables. De ce fait, l'antenne proposée présente les avantages suivants par rapport aux antennes rapportées en termes de : compacité, conformabilité, gain plus élevé, efficacité, largeur de bande AR plus large et valeurs DAS plus faibles.

Tableau 3. 9 Comparaison de l'antenne proposée avec les antennes récemment rapportées dans la littérature.

Réf.	Dimensions	BP (%)	Rapport axial (%)	Gain (dBi)	FBR (dB)	Effi. (%)	DAS (Kg/m <sup>3</sup> )	Num. de cellules unitaire
[66]	$86 \times 86 \times 3.62$ $1.00 \lambda_0 \times 1.00 \lambda_0 \times 0.042 \lambda_0$	7.77	LP	6.634	25	91.05	0.333	4×4
[67]	$89 \times 83 \times 9.2855$ $0.71 \lambda_0 \times 0.66 \lambda_0 \times 0.074 \lambda_0$	6.98	LP	6.4	-	-	0.29	3×3
[84]	$68 \times 38 \times 5$ $0.56 \lambda_0 \times 0.31 \lambda_0 \times 0.054 \lambda_0$	4.88	LP	6.88	-	67.48	0.244	2×1
[85]	$81 \times 81 \times 4$ $0.62 \lambda_0 \times 0.62 \lambda_0 \times 0.030 \lambda_0$	14.7	LP	7.3	17	70	0.554	3×3
[89]	$50 \times 50 \times 9.5$ $0.4 \lambda_0 \times 0.4 \lambda_0 \times 0.076 \lambda_0$	1.84	LP	4.78	12	78.97	0.714 (10g)	4×4
[90]	$55 \times 55 \times 5.2$ $0.44 \lambda_0 \times 0.44 \lambda_0 \times 0.04 \lambda_0$	4.5	2.4	4.7	17.5	58	0.54	-
[91]	$100 \times 100 \times 12$ $1.82 \lambda_0 \times 1.82 \lambda_0 \times 0.129 \lambda_0$	11.8	6.4	3.5	-	79.9	-	-
[92]	$178 \times 178 \times 14.448$ $3.06 \lambda_0 \times 3.06 \lambda_0 \times 0.249 \lambda_0$	18.3	18.3	6.2	-	90	0.131	1×1
[93]	$35 \times 35 \times 2.24$ $0.68 \lambda_0 \times 0.68 \lambda_0 \times 0.044 \lambda_0$	6.6	3.85	7.2	-	-	0.613	-
[94]	$50 \times 50 \times 5.5$ $0.41 \lambda_0 \times 0.41 \lambda_0 \times 0.045 \lambda_0$	10.78	2.72	5.2	-	79	0.18	4×4
[95]	$60 \times 60 \times 15$ $1.5 \lambda_0 \times 1.5 \lambda_0 \times 0.37 \lambda_0$	20.7	9.6	5	-	-	0.237	-
[96]	$85.5 \times 85.5 \times 5.62$ $0.68 \lambda_0 \times 0.68 \lambda_0 \times 0.04 \lambda_0$	7.6	10.3	1.98	16.7	83	0.71	3×3
[102]	$65.7 \times 65.7 \times 4.7$ $1.25 \lambda_0 \times 1.25 \lambda_0 \times 0.089 \lambda_0$	18	LP	4.8	8	-	0.683	3×3
[112]	$130.8 \times 130.8 \times 10.15$ $0.68 \lambda_0 \times 0.68 \lambda_0 \times 0.053 \lambda_0$	0.736	0.7	5.03	24.5	70	0.0433	4×4
[113]	$56 \times 56 \times 3.27$ $0.46 \lambda_0 \times 0.46 \lambda_0 \times 0.027 \lambda_0$	7.23	LP	6.51	11.4	74.8	0.22	2×2
[114]	$42 \times 28 \times 4$ $0.77 \lambda_0 \times 0.51 \lambda_0 \times 0.073 \lambda_0$	17.31	LP	6.7	-	77	0.3699	3×2

[115]	$72 \times 72 \times 6.05$ $0.59 \lambda_0 \times 0.59 \lambda_0 \times 0.049 \lambda_0$	7.14	LP	6.2	15	76.74	5.17	6×6
[116]	$62 \times 42 \times 4$ $0.5 \lambda_0 \times 0.3 \lambda_0 \times 0.028 \lambda_0$	5.5	LP	6.2	23	-	0.66	2×2
[117]	$46 \times 46 \times 5.74$ $0.86 \lambda_0 \times 0.86 \lambda_0 \times 0.109 \lambda_0$	63.5	LP	7.5	16.4	83.8	1.6	5×5
Prop.	$34.4 \times 34.4 \times 4.016$ $0.62 \lambda_0 \times 0.62 \lambda_0 \times 0.073 \lambda_0$	11.44	18.18	7.6	35.2	94.69	0.0264	2×2

### 3.6 Conclusion

L'antenne proposée est basée sur une structure simple pour générer un rayonnement CP large bande. L'antenne avec et sans le réflecteur AMC permet une bonne adaptation d'impédance en espace libre. De bonnes performances ont été obtenues, tout en gardant une distance de séparation de 12 mm du modèle de corps humain, ce qui entraîne une augmentation de la taille globale. Pour minimiser la distance de séparation et les effets du corps humain sur les performances de l'antenne, un réseau AMC 2×2 est conçu pour former le réflecteur de l'antenne, et permet également d'améliorer les performances du rayonnement. En raison de l'utilisation de l'approche CP pour concevoir l'antenne, la taille de l'élément rayonnant est très compacte avec une réduction de taille de 25% par rapport aux travaux récemment rapportés. En outre, les simulations et les mesures expérimentales ont démontrés la robustesse du système d'antenne global pour différentes conditions de courbures. Le système d'antenne s'est également révélé efficace pour réduire l'absorption EM dans le modèle de corps humain. Grâce à toutes ces caractéristiques, l'antenne proposée convient parfaitement aux applications portables.

## CHAPITRE 4

### Antenne métasurface (MSA)

#### 4.1 Introduction

Diverses techniques et matériaux flexibles ont été utilisés pour maintenir une performance de rayonnement d'antenne stable tout en fonctionnant à proximité du corps humain sous l'effet de la courbure et de la déformation structurelles, notamment les textiles [118]-[119], les papiers [120], les films de polyester [121] et les polyimides ultraminces [122]. Le principal inconvénient de ces matériaux est leur faible efficacité due à leur mauvaise permittivité et à la détérioration rapide des caractéristiques de l'antenne en cas de courbure [123]. En outre, l'intégration et le soudage des composants de circuits sur des cartes flexibles constituent un défi considérable [120]. Par conséquent, il est difficile de concevoir des antennes minces portables qui respectent les spécifications du DAS tout en répondant aux exigences du marché.

Pour ce faire, les métamatériaux ont été utilisés pour adapter les antennes conventionnelles aux formes portables. Pour améliorer l'isolation entre l'antenne et le corps humain, un plan de masse artificiel a été ajouté pour servir comme conducteur magnétique parfait (PMC). Une bande interdite électromagnétique (EBG) [122], un conducteur magnétique artificiel (AMC) [123], des lignes de transmission composites droite/gauche (CRLH-TL) [72] et une antenne chargée par un résonateur complémentaire à anneau fendu (CSRR) [124] ont également été intégrés à l'antenne sous forme de réseau de cellules unitaires afin de supprimer le rayonnement arrière. En outre, les métamatériaux ont été utilisés comme réflecteurs afin d'améliorer le gain de l'antenne et de réduire les niveaux du DAS. Cependant, cela conduit à une augmentation de la taille global de l'antenne [125].

Récemment, les métasurfaces ont été proposées pour réduire le rayonnement dans le corps humain et pour améliorer les caractéristiques de rayonnement de l'antenne. Une métasurface est définie de manière générale comme une structure périodique artificielle qui permet d'améliorer les performances et de miniaturiser la taille. Des travaux récents ont porté sur l'utilisation d'antennes à métasurface (MSA) dans les applications corporelles [72], [114],

[124-125]. Néanmoins, ces MSA sont principalement destinées à la collecte d'énergie et aux systèmes WPT [126], ainsi qu'à la détection du cancer du sein [127].

Dans ce chapitre, nous présentons une antenne métasurface (MSA) utilisant un réseau de superposition de résonateurs électriques (ERR). Contrairement aux antennes conventionnelles où le rayonnement est initié par une concentration accrue de la densité de courant basée sur la longueur d'onde, le concept d'antenne métasurface présenté dans ce travail est basé sur un ensemble de résonateurs électriquement petits dont la résonance ressemble fortement à la résonance de circuit classique. Toutefois, la différence est que les éléments d'impédance ont une dimension spatiale permettant le couplage aux champs externes. Ainsi, l'ensemble des petits résonateurs électriques offre un degré de liberté élevé pour contrôler l'amplitude et la phase du courant sur une grande partie de la métasurface. Alors que chacun des résonateurs ne constitue pas un bon élément rayonnant s'il est considéré individuellement, cependant, l'ensemble des éléments fournit d'excellentes caractéristiques de rayonnement dues aux couplages adaptés inter-éléments. D'une part, les performances du MSA proposé sont comparées à celles d'un réseau d'antenne microruban MPA. D'autre part, notre contribution se focalise sur l'utilisation de l'antenne MSA sur le modèle du corps humain dans lequel nous maintenons les meilleures caractéristiques en termes de bande passante, de gain, de diagramme de rayonnement et de taux d'absorption spécifique (DAS).

## **4.2 Réalisation et validation expérimentale de l'antenne métasurface**

### **4.2.1 Géométrie de l'antenne proposée**

L'objectif est de concevoir une antenne métasurface (MSA) flexible en utilisant un réseau d'alimentation pour diriger tous les signaux reçus vers un seul port. Nous avons utilisé un substrat semi-flexible RO5880, facilitant ainsi la fabrication rapide de prototypes portables. Le but est d'assurer la surveillance de l'état de santé à l'aide de capteurs portables, positionnés sur diverses parties du corps humain. Les critères visés en termes de performances devraient permettre d'assurer le fonctionnement d'un objet de type Wi-Fi à 5.8 GHz. Le cahier de charges suivant énumère ces objectifs à atteindre :

- Dimensions de l'antenne sur un substrat RO5880 :  $\{100 \text{ à } 150\} \times 90 \text{ mm}^2$ .
- Dimension de la cellule unitaire de métasurface sur un substrat RO5880 :  $\{13 \text{ à } 16\} \times \{13 \text{ à } 16\} \text{ mm}^2$ .

- Bande passante minimale : bande ISM de 5.75 à 5.85 GHz (100 MHz soit 1.74 %).
- Adaptation : au minimum -10 dB sur la bande passante.
- Gain : 10 à 15 dBi
- Efficacité rayonnée : > 70 %.

Les résonateurs électriques en anneau (ERR) utilisés dans ce travail ont déjà été rapportés dans [128] et ont été employés comme résonateurs électriquement petits pour démontrer le concept de la MSA. Nous avons construit une structure périodique des ERR pour fonctionner comme des particules à sous-longueur d'onde qui résonnent fortement au champ électrique et montrent une réponse négligeable au champ magnétique. Pour garantir un gain d'antenne et une largeur de bande optimaux, nous avons développé un réseau d'alimentation qui relie tous les résonateurs à un point d'alimentation unique. Afin d'examiner son comportement, l'ERR a été placé au centre d'un guide d'ondes avec une paroi électrique parfaite dans le plan x-z et une paroi magnétique parfaite dans le plan x-y pour réaliser l'excitation du mode TEM dans la direction z (en utilisant deux ports ouverts dans la direction z). En fait, ces conditions aux limites ont été choisies pour forcer les champs électriques et magnétiques incidents d'être parallèles à la surface de la structure (voir Fig. 4.1(a)). Cette structure périodique est construite de telle sorte que fonctionner comme des particules sous-longueur d'onde qui résonnent fortement au champ électrique et faiblement au champ magnétique. D'après les résultats d'impédance obtenus, il est évident que le support a fourni une surface ayant une impédance de  $22.76K\Omega$  à la fréquence de fonctionnement, comme le montre la Fig. 4.1(b). Ceci confirme que la surface de l'antenne agit comme une métasurface puisqu'elle est représentée par une surface équivalente avec une permittivité et une perméabilité homogène.

La figure 4.2 montre les couches de la structure du MSA et le réseau d'alimentation. La couche supérieure du MSA est constituée de  $6 \times 8$  résonateurs à bandes croisées identiques conçus et optimisés pour fonctionner autour de la fréquence de 5.8 GHz. Le plan de masse est pris en sandwich entre deux couches identiques d'un matériau Rogers semi-flexible (RT5880) d'une épaisseur de 0.787 mm, d'une permittivité relative de  $\epsilon_r = 2.2$  et d'une tangente de pertes de  $\tan\delta = 0.009$ . Les éléments rayonnants sont imprimés sur la face arrière du matériau Rogers et connectés par des vias pour canaliser le courant vers le réseau d'alimentation.

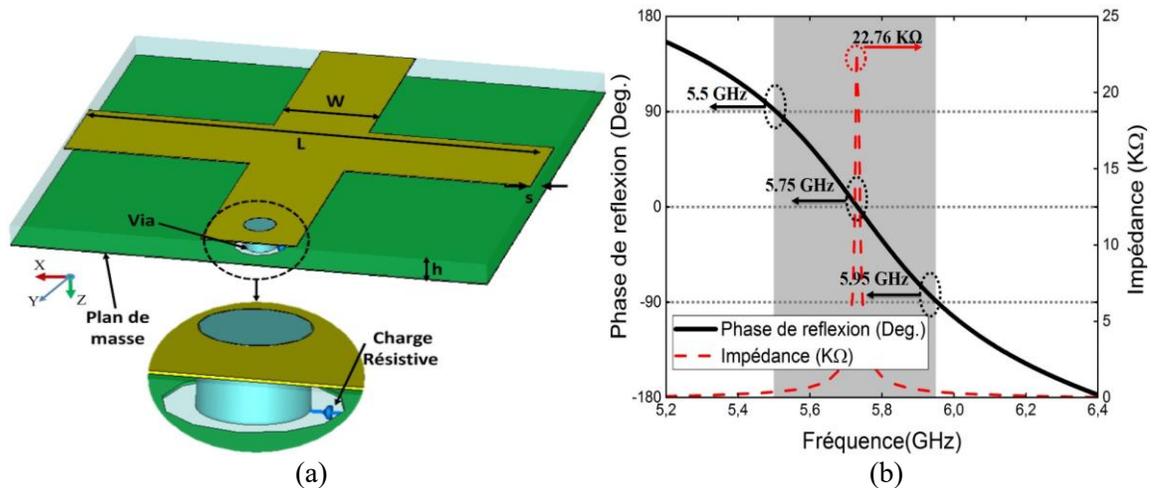


Figure 4. 1 (a) Schéma de la cellule unitaire proposée d'une antenne métasurface, (b) Performances de la phase de réflexion et de l'impédance en fonction de la fréquence.  $L=14.75$  mm,  $W=3$  mm,  $S=0.125$  mm.

Le diamètre du via est de 0.5 mm en raison de la contrainte de fabrication. La position du via est ainsi optimisée pour fournir un coefficient de réflexion inférieur à -10 dB à la fréquence d'opération. En tenant compte de l'effet de l'espacement entre les cellules, la valeur optimale de la résistance de chaque résonateur est de 250  $\Omega$ . Pour éliminer le couplage entre les éléments adjacents, la séparation entre les éléments d'un réseau d'antennes est généralement d'une demi-longueur d'onde [128]-[130].

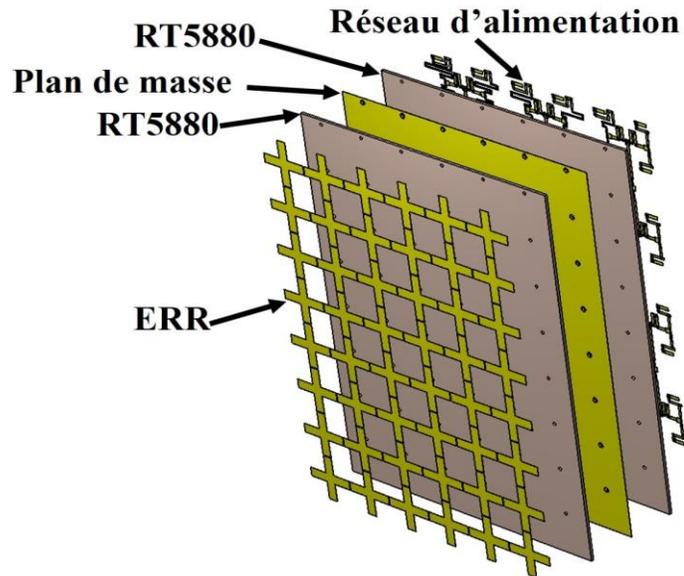


Figure 4. 2 Structure de la métasurface [88].

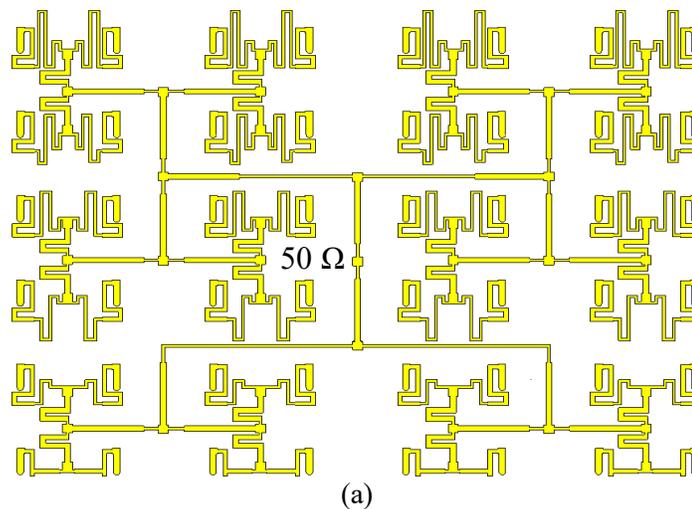
Cependant, la distance entre les éléments rayonnants est électriquement très petite. Cela permet une bonne adaptation d'impédance de chaque résonateur à son point d'alimentation. La faible distance de séparation entre les éléments rayonnants nécessite l'utilisation d'un réseau d'alimentation sur une couche séparée pour connecter tous les éléments au port d'alimentation. Lorsque l'impédance de la charge est correctement adaptée à l'impédance caractéristique de la ligne de transmission, toute la puissance transmise est dissipée dans la charge (il n'y aura pas d'onde réfléchi). Ainsi, l'adaptation d'impédance peut être réalisée par diverses techniques tels que l'utilisation d'un transformateur quart d'onde, stub simple ou stub double.

#### 4.2.2 Conception du réseau d'alimentation

Pour concevoir le réseau d'alimentation présenté dans la Fig. 4.3(a), nous avons utilisé les lignes de transmission comme transformateur quart d'onde. Un transformateur quart d'onde modifie l'impédance de la charge à une valeur différente, permettant l'adaptation en utilisant une ligne de transmission de longueur  $\lambda/4$ , comme le montre la Fig. 4.3(b). Pour satisfaire la condition d'adaptation dans un transformateur quart d'onde,  $Z_{in}$  doit être égale à  $Z_0$  ( $Z_{in} = Z_0$ ).

$$Z_T^2 = Z_0 Z_L \Rightarrow Z_T = \sqrt{Z_0 Z_L} \quad (4.1)$$

En utilisant les lignes de transmission comme transformateurs quart d'onde, nous avons connecté les 48 cellules à un port de  $50 \Omega$ , comme le montre la figure 4.3(a). Le réseau d'alimentation est optimisé pour collecter la puissance maximale de tous les éléments aux fréquences de fonctionnement.



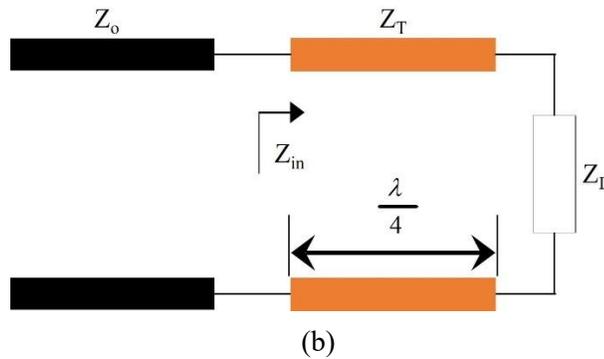
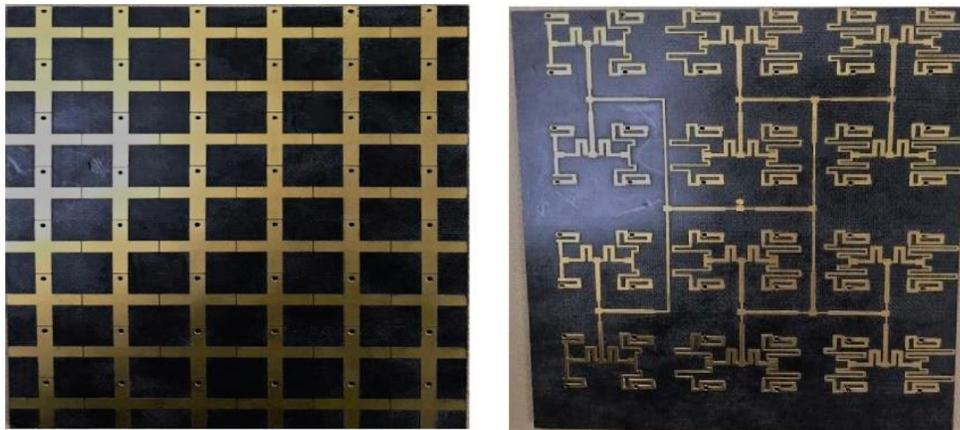


Figure 4. 3 (a) Le réseau d'alimentation du MSA. (b) Transformateur quart d'onde.

#### 4.2.3 Réalisation du prototype et résultats expérimentaux

Le MSA a été fabriqué et testé pour valider le concept proposé. La figure 4.4 montre la vue de dessus du MSA fabriqué. La figure 4.5(a) illustre le coefficient de réflexion mesuré et simulé du MSA. On peut observer que le MSA présente un coefficient de réflexion inférieur à -10 dB autour de 5.8 GHz, avec une réponse de largeur de bande de 5.66 à 5.85 GHz. Les résultats de mesure montrent une bande plus large que les résultats de la simulation. Cette différence pourrait être due aux défauts de fabrication et à la soudure des ports. En outre, le gain et le rendement du MSA ont été simulés et mesurés autour de la fréquence de fonctionnement. La figure 4.5(b) illustre les résultats de simulation et de mesure du gain et de l'efficacité (une bonne similitude). Le gain est compris entre 9.5 et 13 dBi, avec un rendement compris entre 59 % et 81 %.

Les figures 4.6(a) et 4.6(b) montrent le diagramme de rayonnement normalisé 2D du MSA dans les plans H et E à 5.8 GHz. Comme l'illustre la figure 4.6(a), la principale boucle du plan H se trouve dans la direction avant. Dans le plan E, le MSA présente un diagramme omnidirectionnel comme le montre la figure 4.6(b).



(a)

(b)

Figure 4. 4 Photographie du prototype réalisé. (a) vue de dessus, (b) vue de dessous.

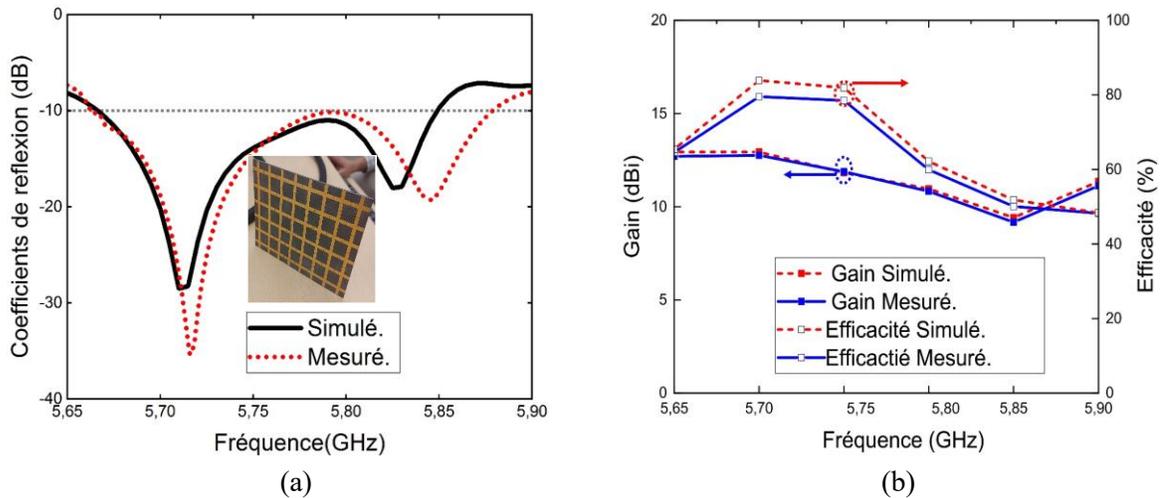


Figure 4. 5 (a) Coefficients de réflexion simulé et mesuré du MSA proposé. (b) Gain et efficacité simulés et mesurés.

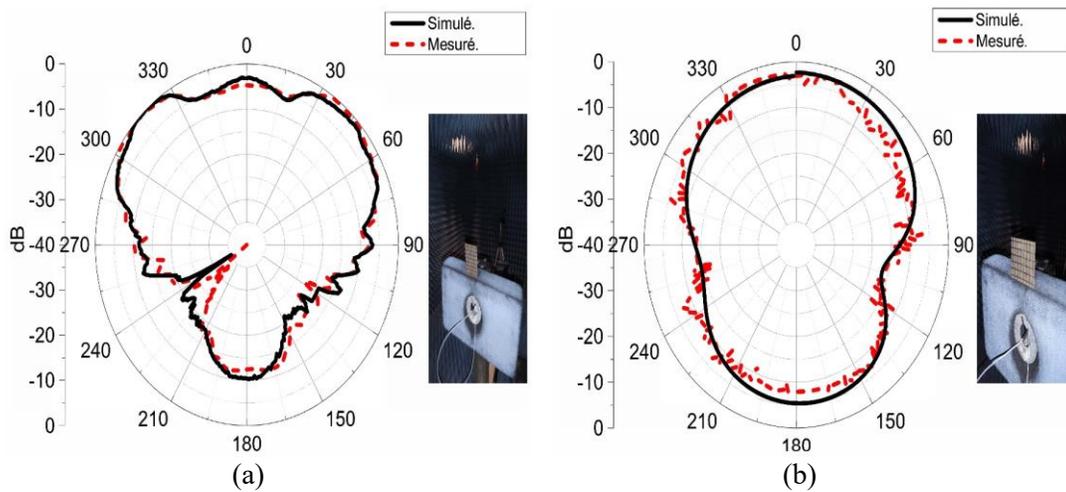


Figure 4. 6 Diagrammes de rayonnement simulés et mesurés du MSA proposé à 5.8 GHz. (a) Plan H. (b) Plan E.

### 4.3 Effet de la courbure sur les réseaux MSA et MPA

#### 4.3.1 Introduction

Les antennes ayant la possibilité d'être utilisées à la fois planaire et courbées (antennes conformes) deviennent de plus en plus attrayantes en raison de leur large éventail d'applications [131]. Pour examiner leur sensibilité à la courbure, de multiples études numériques ont été réalisées sur des conceptions de réseaux MSA et MPA à différentes courbures. Pour ce faire, les deux antennes (MSA et MPA) ont été conçues pour avoir la même taille ( $120 \times 90 \text{ mm}^2$ ). Les dimensions des antennes ont été optimisées pour fonctionner dans la bande industrielle ISM à 5.8 GHz.

### 4.3.2 Résultats des comparaisons

Dans cette section, nous comparons les performances des deux réseaux MSA et MPA pour les cas planaire et courbés. Pour le MSA, nous avons utilisé la structure décrite à la figure 4.2. Pour le réseau MPA, nous avons conçu le réseau en utilisant le même matériau et les mêmes dimensions que le MSA de la figure 4.2. Contrairement au MSA, chaque élément du réseau MPA peut rayonner plus efficacement. Afin d'augmenter le gain d'un MPA à un seul élément, plusieurs éléments sont utilisés pour former un réseau MPA [129]. Pour éviter le couplage entre les éléments rayonnants dans un réseau MPA, la distance entre les éléments doit être égale ou supérieure à la demi-longueur d'onde ( $\lambda/2$ ). Dans cette étude, tous les résultats de simulation sont réalisés à l'aide du logiciel CST MWS [132].

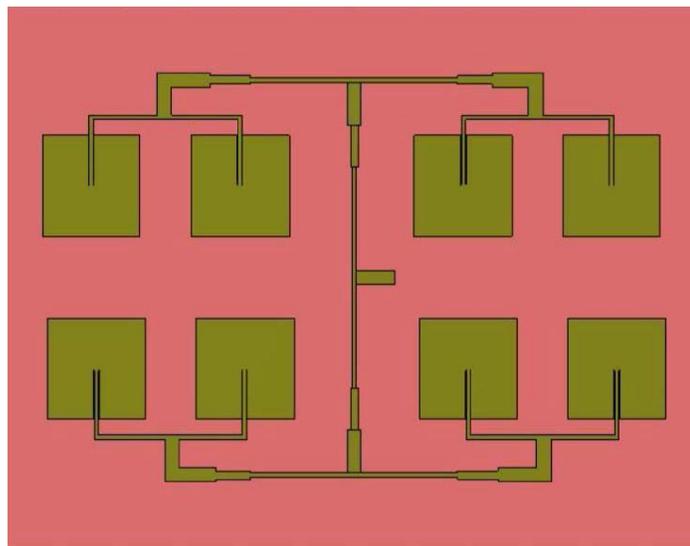


Figure 4. 7 Vue de dessus du réseau MPA.

Comme le montre la figure 4.7, le réseau MPA est composé de  $4 \times 2$  éléments d'antenne patch carrée fonctionnant autour de la fréquence 5.8 GHz. Chaque élément a une longueur latérale de 16.8 mm, et est alimenté à 0.2 mm du centre de l'élément rayonnant (adaptation au port  $100 \Omega$  à 5.8 GHz). En utilisant les lignes de transmission comme transformateur quart d'onde, un réseau d'alimentation avec un seul port  $50 \Omega$  est incorporé sur la même couche des éléments rayonnants.

#### 4.3.2.1 Coefficient de réflexion et gain

Comme l'illustre la figure 4.8(a), le MSA présente un coefficient de réflexion inférieur à -10 dB aux fréquences de 5.66 à 5.85 GHz. Comparé au MSA, le réseau MPA présente une

adaptation à une gamme de fréquences plus étroite allant de 5.75 à 5.85 GHz. La figure 4.8(b) montre le gain et l'efficacité de rayonnement du MSA et du réseau MPA. Le gain réalisé du MSA est compris entre 9.5 et 13 dBi sur la plage de fonctionnement, et l'efficacité totale est comprise entre 48 et 81%. D'autre part, le gain réalisé du réseau MPA est compris entre 11 et 12 dBi, et l'efficacité totale est de l'ordre de 70 et 95%.

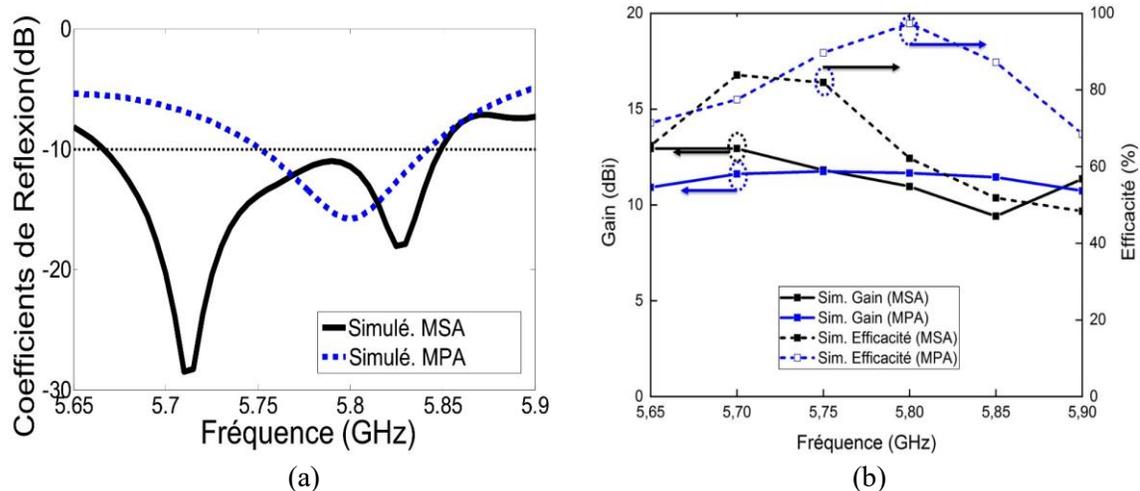


Figure 4. 8 (a) Coefficient de réflexion des réseaux MSA et MPA. (b) Efficacité et gain des réseaux MSA et MPA.

#### 4.3.2.2 Effets de la déformation structurelle

Pour comparer la sensibilité à la courbure des deux structures, nous avons évalué leurs performances à trois courbures différentes avec des rayons de 50, 75 et 100 mm. Le choix des rayons de courbure a été déterminé en tenant compte de la dimension des deux structures, de l'emplacement des connecteurs SMA et de l'intégration prévue sur le corps humain. Cette approche vise à maintenir des niveaux de déformation proche de leur utilisation effective. En considérant ces facteurs, l'étude devient plus représentative en termes des contraintes physiques auxquelles les dispositifs seront soumis, renforçant ainsi la pertinence des résultats obtenus.

La figure 4.9 montre la structure déformée du réseau MSA à trois rayons différents de 50, 75 et 100 mm. La structure déformée du réseau MPA est illustrée dans la figure 4.10. D'après la figure 4.11(a), la fréquence de résonance du MSA est légèrement perturbée par l'effet de la courbure. On remarque aussi que pour toutes les courbures, la bande passante du MSA reste inchangée ce qui préserve le spectre opérationnel (5.75-5.85 GHz). Cependant, la fréquence de résonance du réseau MPA est extrêmement sensible à la courbure. Comme le

montre la Fig. 4.11(b), la courbure du réseau MPA a fait déplacer la fréquence de résonance de 5.8 GHz à 5.3 GHz.

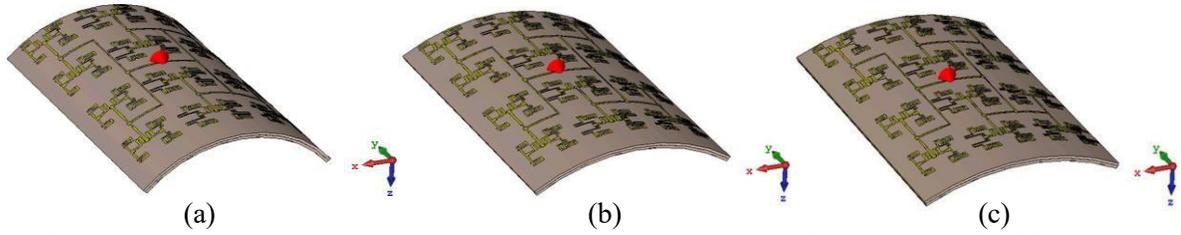


Figure 4. 9 MSA déformé pour différentes valeurs de rayon : (a) R=50 mm, (b) R=75 mm, (c) R=100 mm.

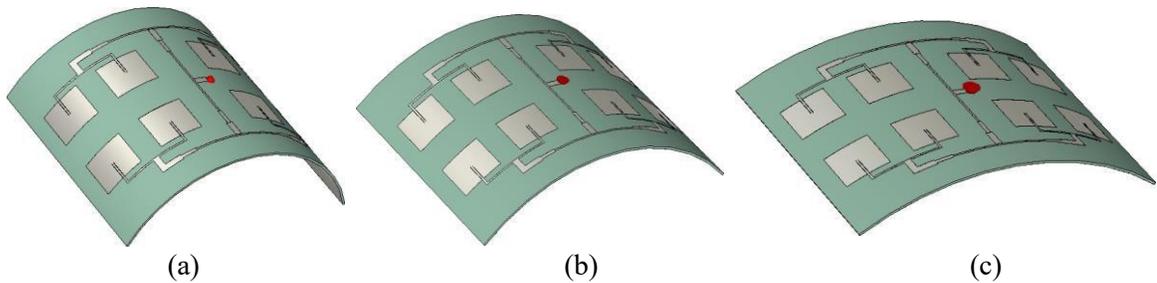


Figure 4. 10 Réseau MPA déformé pour différentes valeurs de rayon : (a) R=50 mm, (b) R=75 mm, (c) R=100 mm.

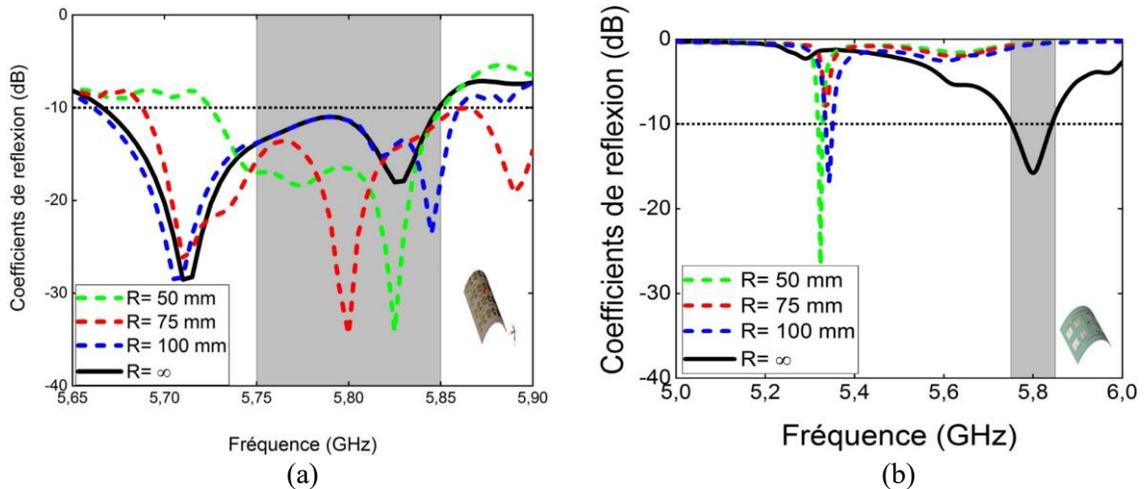


Figure 4. 11 Coefficient de réflexion à différentes courbures. (a) réseau MSA, (b) réseau MPA.

La figure 4.12(a) montre la variation du gain réalisé du MSA en fonction des rayons de courbure. On peut noter que la courbure de la structure MSA à différentes courbures augmente légèrement le gain dans la gamme de fréquences allant de 5.75 à 5.85 GHz. D'autre part, lorsque on augmente la courbure du réseau MPA, le gain diminue pour la même gamme de fréquences, comme l'illustre la figure 4.12(b). Pour la même gamme de fréquences, le

MSA montre une stabilité du gain à différentes courbures, alors que le réseau MPA montre une grande sensibilité du gain aux variations des rayons de courbure.

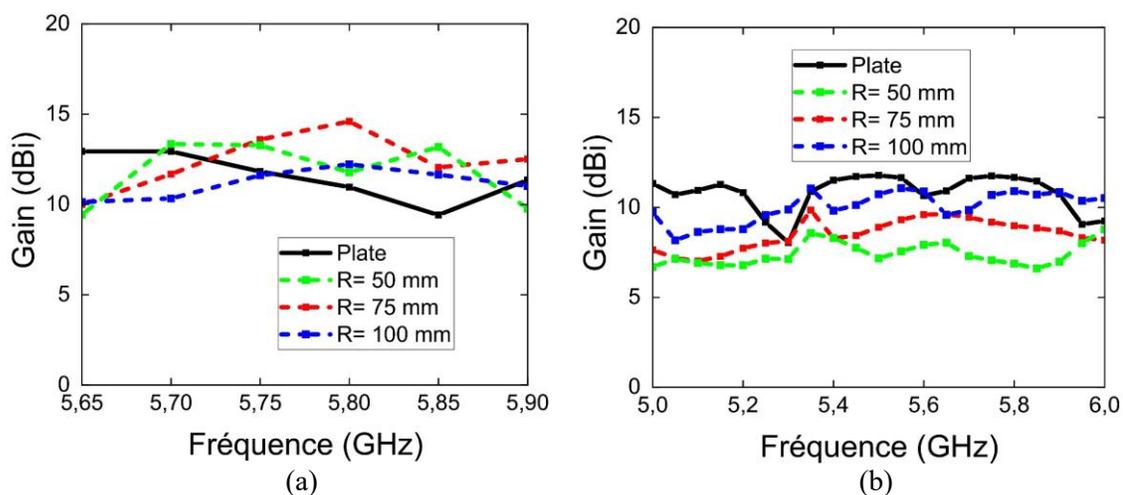


Figure 4. 12 (a) Gain du MSA. (b) Gain du réseau MPA.

L'efficacité des deux structures est également étudiée pour différents rayons de courbures. La figure 4.13(a) montre aussi une légère variation de l'efficacité du MSA avec différentes courbures, alors que le réseau MPA montre une variation remarquable de l'efficacité comme le montre la figure 4.13(b). En raison de la modification de la courbure, l'efficacité du réseau MPA est considérablement détériorée autour de la fréquence de fonctionnement de 5.8 GHz.

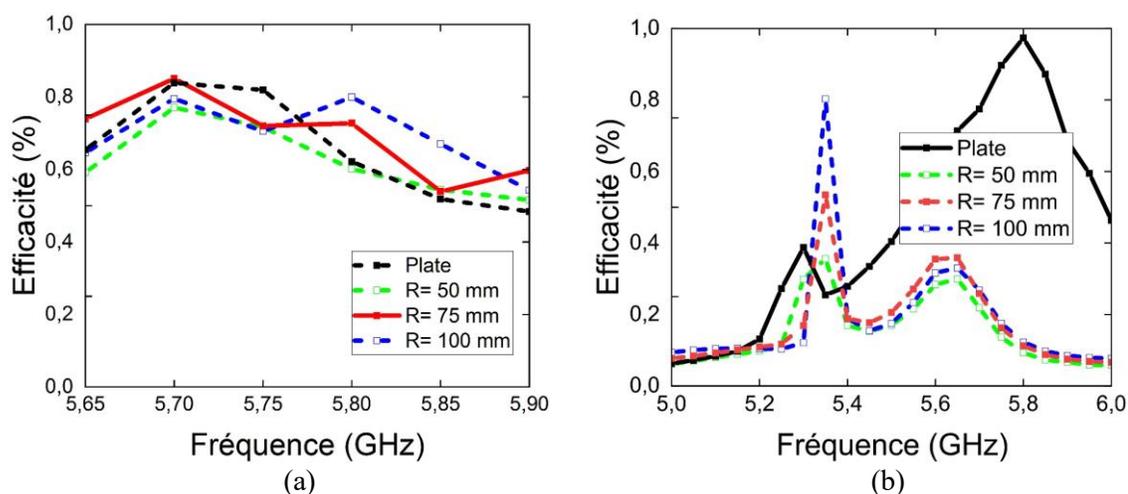


Figure 4. 13 (a) Efficacité du MSA. (b) Efficacité du réseau MPA.

#### 4.4 Étude de l'antenne MSA portable

Comme le montre la figure 4.14(a), un modèle cubique de tissu humain à trois couches a été créé pour simuler le niveau du DAS. Les trois modèles colorés se composent des couches suivantes : la peau de 3 mm, la graisse de 8 mm et le muscle de 23 mm, avec les propriétés diélectriques de chaque couche ayant été déterminées conformément aux travaux rapportés dans [108]-[109]. La figure 4.14(b) montre une étude paramétrique de la séparation  $d$  et de la façon dont les performances des paramètres MSA se comportent lorsque la séparation augmente. Le choix des distances de séparation est motivé par la nécessité de maintenir les mêmes performances de l'antenne sur le corps humain.

Les principaux objectifs étaient d'atteindre une séparation minimale, afin de ne pas augmenter la taille globale, ainsi que de conserver les performances en termes de bande passante du MSA par le modèle humain. Il est clair que lorsque l'écart ( $d$ ) augmente de 0 à 10 mm, les performances du MSA se détériorent, sauf à 3 mm où le MSA a conservé la fréquence de résonance.

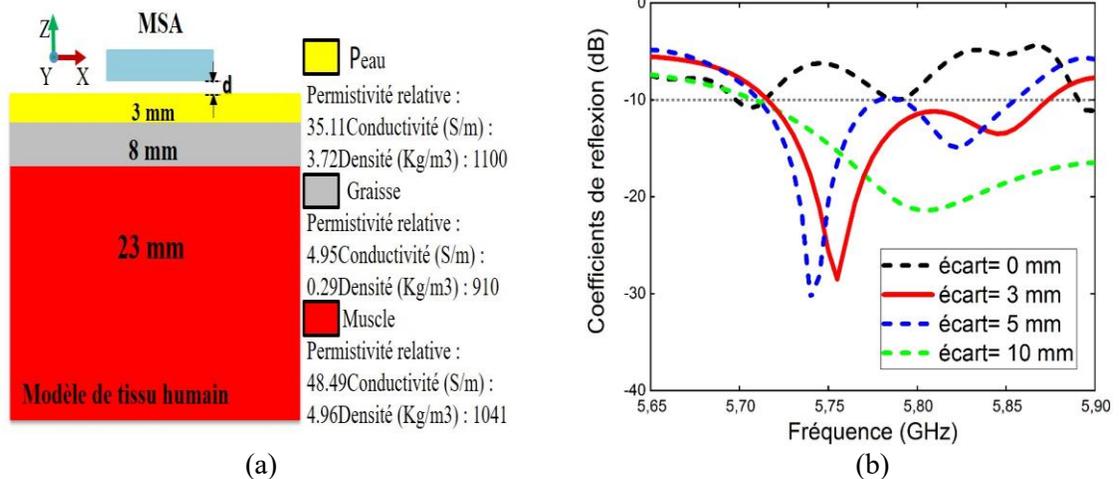


Figure 4. 14 (a) Modèle cubique simulé du tissu humain à trois couches, (b) Sensibilité à la taille de la distance de séparation entre le MSA et le corps humain en termes de  $S_{11}$ .

Puisque le MSA proposé est conçu sur un matériau semi-flexible, il est fondamental d'évaluer ses performances selon le rayon de courbure. La figure 4.15(a) montre les coefficients de réflexion simulés du MSA planaire et courbé à trois rayons de courbure différents le long de l'axe  $x$  (50, 75, 100 mm). Comme le montre la figure 4.11(a), les fréquences de résonance ne présentent pas de décalage important pour toutes les valeurs des rayons choisies. Pour confirmer les résultats de la simulation, une série d'expériences a été évaluée : le prototype

fabriqué a été placé dans l'espace libre et sur différentes parties du corps, notamment la poitrine, la jambe et le bras. La concordance du gain et du rendement simulé a été vérifiée à l'aide d'une seule mesure de l'antenne déformée (R=100mm).

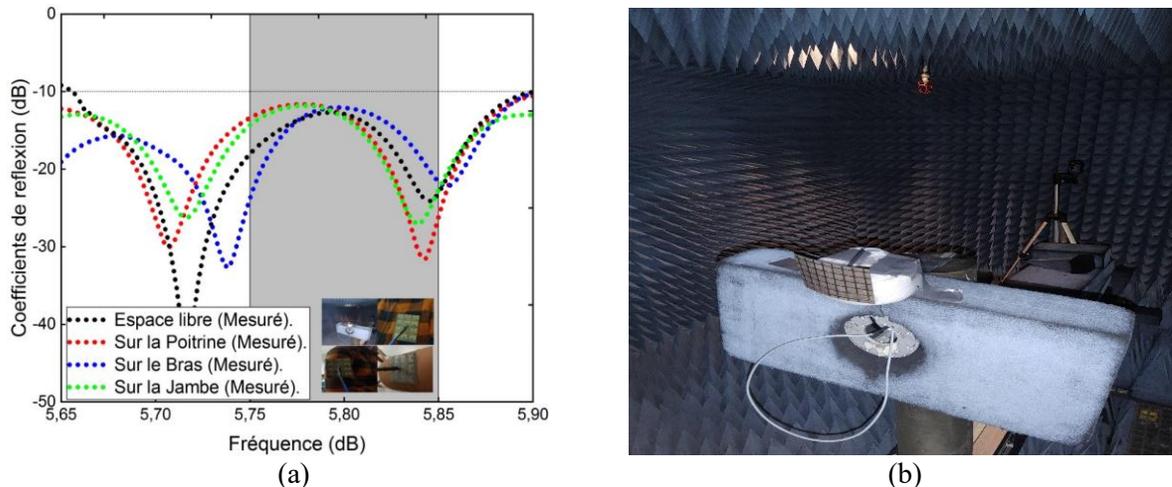


Figure 4. 15 (a) S<sub>11</sub> Mesuré sur différentes parties du corps humains, (b) Banc de mesure : Chambre anéchoïque.

D'autre part, les caractéristiques du S<sub>11</sub> mesurées, à l'aide de l'analyseur de réseau vectoriel (VNA) Agilent Technologies E5071C, ont également été évaluées, comme le montre la figure 4.15(a). On constate que les bandes de fréquences de fonctionnement du MSA sont stables autour de la bande ISM 5.8 GHz, ce qui valide notre concept. Une légère divergence du paramètre *S* est due à la nature diélectrique à perte du corps humain à une distance proche. Les mesures du diagramme de rayonnement de l'antenne proposée ont été réalisées en chambre anéchoïque à l'aide du système de mesure de l'antenne (la chambre anéchoïque à l'INRS (figure 4.15(b))).

Le gain et l'efficacité du MSA sont présentés à la figure 4.16. Une légère différence entre les valeurs simulées et mesurées ont été enregistrés qui sont attribuée aux défauts de fabrication et aux pertes des câble. Le gain moyen mesuré lorsque R= 100 mm est de 12.12 dBi avec une efficacité moyenne de 62.67%. De plus, un gain maximal de 12.3 dBi est obtenu à 5.8 GHz. On constate aussi une augmentation significative du gain de l'antenne dans la bande 5.7-5.85 GHz, lorsque le MSA est placé sur le modèle de corps humain. Le gain moyen simulé du MSA sur le modèle humain est de 13.3 dBi. L'uniformité de la distribution du courant et son intensité hautement directionnelle sont responsables de la directivité élevée de l'antenne. Par ailleurs, l'efficacité moyenne du MSA sur le corps humain a atteint la valeur de 70 %, soit 10

% de moins que l'efficacité simulée en espace libre. De même, on peut constater que le MSA proposé en contact avec le voxel d'Hugo présente un rayonnement arrière plus faible, ce qui devrait réduire les valeurs du DAS avec un rapport avant-arrière (FBR) plus élevé pour les trois cas. Le tableau 4.1 illustre une comparaison entre le gain réalisé et les résultats du FBR en espace libre et sur le corps humain à 5.8 GHz. Comme indiqué dans le tableau 4.1, on peut voir que le MSA présente un gain et un FBR plus élevés. Cela conduit à une réduction de l'absorption du rayonnement par corps humain.

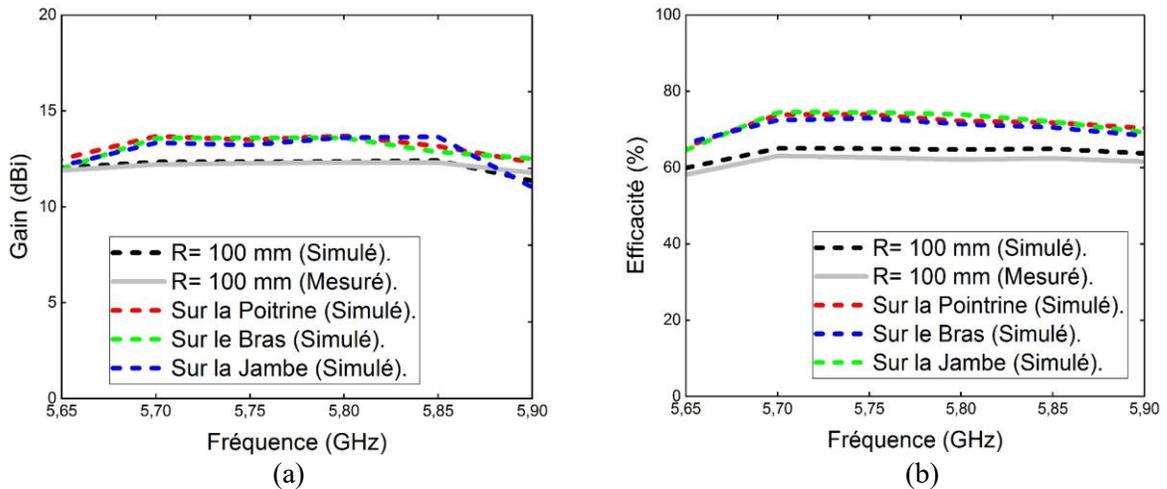


Figure 4. 16 Simulation et mesure de l'antenne proposée : (a) gain, et (b) Efficacité.

Tableau 4. 1 Comparaison du gain réalisé et du FBR pour les cas en espace libre et sur le corps à 5.8 GHz.

Conception/Performance	Espace libre	Sur la poitrine	Sur le bras	Sur la jambe
Gain (dBi)	12.94	12.95	10.59	13.20
FBR (dB)	12.10	17.19	16.91	15.75

#### 4.4.1 Mesure du Débit d'absorption spécifique (DAS)

Afin d'analyser les performances du rayonnement de l'antenne proposée et de correspondre aux résultats de mesure présentés sur la Figure 4.16, une simulation électromagnétique pleine onde a été réalisée en utilisant un modèle du corps humain réaliste et hétérogène (fantôme voxel Hugo 3D). Le modèle hétérogène est composé de 32 types de tissus différents avec une taille de maille de  $1 \times 1 \times 1 \text{ mm}^3$  (homme, poids de 113 kg, taille de 187 cm, 38 ans) [111]. Pour réduire le temps de simulation, seule une partie de la poitrine ou du bras est utilisée avec une zone de section supérieure à 100 fois la taille de l'antenne.

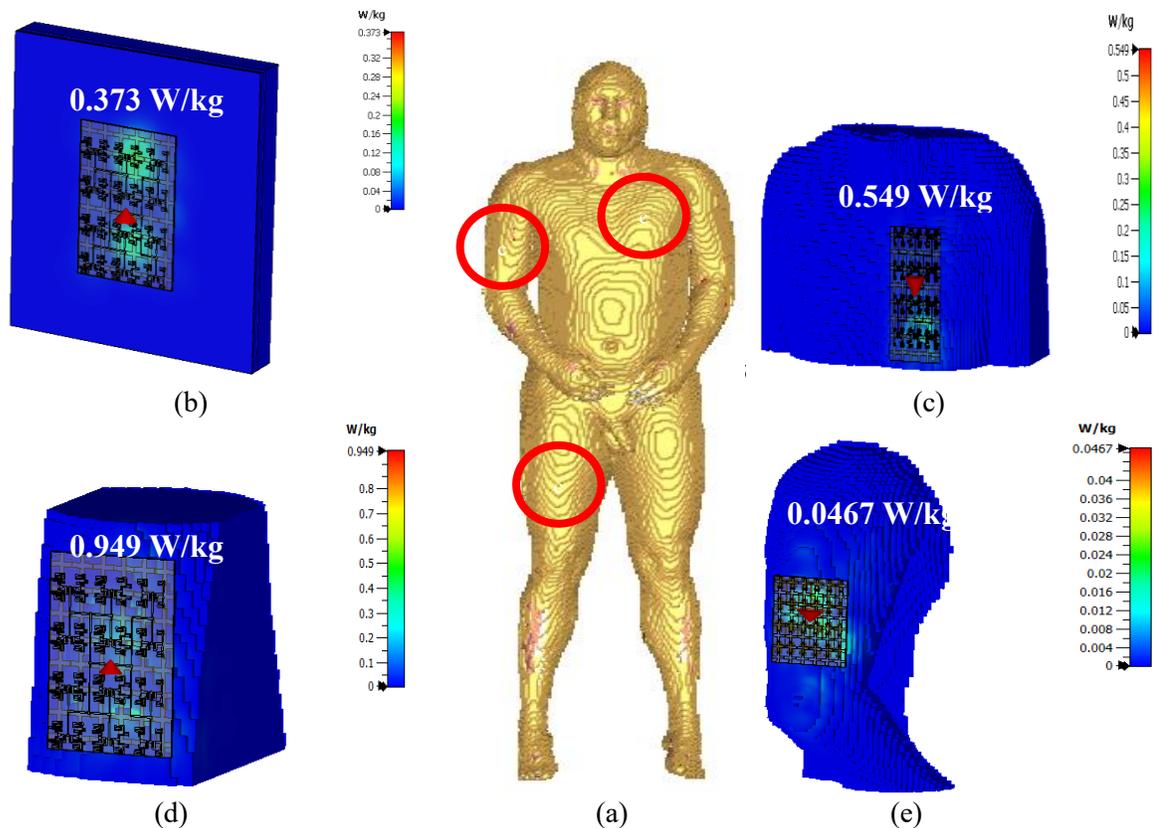


Figure 4. 17 (a) Niveaux du DAS moyens simulés à 1g du MSA proposé monté sur (b) Le modèle cubique, (c) La poitrine, (d) La jambe et (e) Le bras à une distance de séparation de 3 mm.

La distance entre le MSA et les surfaces du modèle voxel Hugo a été fixée à 3 mm. La figure 4.17 montre la distribution du débit d'absorption spécifique (DAS) de la MSA proposée placée à trois positions différentes sur le modèle HUGO, à savoir la poitrine, le bras et la jambe. Le niveau maximal du DAS enregistré était respectivement de 0.373 W/kg, 0.549 W/kg, 0.0467 W/kg et 0.949 W/kg, sur un modèle cubique plat, la poitrine, le bras et la jambe. Le tableau 4.2 résume les niveaux du DAS simulés du MSA proposé à 5.8 GHz sur 10 g et 1 g de tissus. Dans ce tableau, comme dans le cas d'un modèle plat, les valeurs du DAS sont inférieures aux limites des normes américaines, canadiennes et européennes.

Tableau 4. 2 Niveau des DAS de la MSA proposée à 5.8 GHz.

Unité (W/kg)	Standard	Plat	Sur la poitrine	Sur le bras	Sur la jambe
1 g moyenne (É.U/C.A)	1.6	0.779	0.549	0.0467	0.949
10 g moyenne (EUR.)	2	0.373	0.331	0.0222	0.328

#### 4.4.2 Performance de l'antenne proposée

Le tableau 4.3 illustre la comparaison entre le MSA proposé et les antennes utilisées dans les applications corporelles portables. Les facteurs de comparaison comprennent la taille physique de l'élément rayonnant, la largeur de bande d'impédance, l'efficacité totale, le gain réalisé, le nombre de cellules unitaires et les niveaux de DAS calculés sur un tissu de 1 gramme. Comme le montre le tableau, la structure proposée est compacte par rapport aux majorités des travaux récents (sauf [72], [114], [116]). De plus, le MSA proposé présente le gain le plus élevé et le niveau du DAS le plus faible, par rapport aux antennes portables les plus récentes rapportées dans la littérature.

Tableau 4. 3 Comparaison des performances du MSA proposé par rapport aux antennes portables WBAN.

Réf.	Taille de l'antenne (mm <sup>2</sup> )	Gamme de fréquence (GHZ)	La bande passante (%)	Efficacité (%)	Gain (dBi)	Nombre de cellule	DAS (W/kg)
[17]	100×100	5	16.3	40	4	4 × 4	0.03
[72]	55.7×52.2	2.45	15.7	53	4.25	3 × 3	0.65
[114]	42×28	5.5	17.1	77	6.7	3 × 2	0.43
[116]	62×42	2.4	5.5	-	6.2	2 × 2	0.66
[119]	110×130	2.45	6.18	-	-	6 × 6	-
[120]	135×135	2.4	8	-	7.93	3 × 3	0.0698
[122]	150×150	2.45	5.08	-	-	3 × 3	0.016
[123]	124×124	2.45	4.1	68	8.4	4 × 4	0.33
[133]	150×130	2.4	10	-	0.95	4 × 3	-
[134]	120×120	5.5	16	-	7.6	3 × 3	0.48
Proposée	120×90	5.8	3.48	79.9	12.82	6 × 8	0.0467

#### 4.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons développé une antenne MSA capable de fonctionner autour de la bande de fréquence de 5.8 GHz en utilisant un réseau d'alimentation pour diriger tous les signaux reçus vers un seul port. Nous avons également utilisé le même matériau et les mêmes dimensions pour concevoir un réseau MPA fonctionnant à la même fréquence. Afin de comparer leurs performances, les deux structures ont été étudiées dans des scénarios planaire et courbés. Les résultats ont montré que le MSA conforme offre une stabilité de gain et d'efficacité supérieure aux réseaux MPA (conforme). De plus, la fréquence de résonance du

MSA est légèrement décalée pour toutes les valeurs sélectionnées, alors que celle du réseau MPA est sensiblement perturbée lors de scénarios de courbure (en cas de courbure de l'axe x).

D'autre part, l'antenne MSA a été proposée pour l'intégration d'antennes à proximité du corps humain, en conservant l'adaptation de l'antenne et en réduisant l'absorption des ondes électromagnétiques. Le MSA a atteint une largeur de bande d'impédance de 190 MHz et affiche un gain de pointe élevé de 12.82 dBi, avec une efficacité totale de 79.93% à 5.8 GHz. Le système d'antenne s'est également révélé efficace pour réduire l'absorption EM dans le modèle du corps humain avec un niveau maximal du DAS enregistré de 0.0467 sur le bras de fantôme (phantom).

En conclusion, il convient de noter que le prototype proposé est approprié aux systèmes portables dans la bande ISM de 5.8 GHz.

## CHAPITRE 5

### Optimisation de l'antenne corporelle non uniforme

#### 5.1 Introduction

La majorité des antennes corporelles proposées dans la littérature sont basées sur des approches de conception conventionnelles, utilisant des simulations électromagnétiques (EM) avec des modifications des caractéristiques géométriques telles que l'élément rayonnant, la forme du patch ou le plan de masse [135]. Récemment, on s'est intéressé aux conceptions d'antennes qui intègrent des algorithmes d'optimisation, notamment l'algorithme génétique (AG) [15] et l'optimisation par essaims de particules (PSO) [136]. Ces algorithmes d'optimisation ont attiré beaucoup d'attention en raison de leur flexibilité inhérente dans la création de structures d'antennes efficaces et de leur capacité à relever des défis de conception complexes avec une grande facilité de mise en œuvre [137]-[139]. D'autre part, l'analyse des modes caractéristiques (CMA) est une approche efficace de la conception d'antennes, qui se focalise sur l'étude du comportement physique de rayonnement en analysant la distribution de courant des modes caractéristiques [140]-[142].

Dans ce chapitre, une nouvelle approche d'optimisation du réseau de métamatériaux non uniforme est proposée pour améliorer les performances de rayonnement de l'antenne corporelle. Cette étude se concentre sur la conception d'une antenne à profil bas avec des performances significativement élevées par rapport aux structures existantes. L'antenne monopôle combinée à la structure AMC non uniforme permet d'atteindre plusieurs objectifs, notamment la réduction du rayonnement arrière, l'augmentation du gain de l'antenne et le maintien d'un profil bas. À notre connaissance, il n'existe actuellement aucun travail d'optimisation des cellules non-uniformes afin d'améliorer les performances des antennes fonctionnant à proximité du corps humain. L'antenne optimisée a été fabriquée et testée sur le corps humain avec différents scénarios de flexion.

#### 5.2 Géométrie de l'antenne proposée

Le but de cette étude est de concevoir une antenne corporelle avec l'optimisation du réseau AMC  $2 \times 2$  en utilisant des cellules unitaires non uniformes. Nous avons utilisé, dans un premier temps, des substrats semi-flexible Rogers qui permettent la fabrication rapide et

facile de prototypes portables. L'application doit être destinée pour les applications WBAN, exigeant ainsi des solutions efficaces, compactes et légères, résistantes aux interférences dues à la proximité du corps humain. Les critères visés en termes de performances devraient permettre d'assurer le fonctionnement d'un objet de type Wi-Fi à 5.8 GHz. Le cahier de charges suivant énumère ces objectifs à atteindre :

- Dimensions de l'antenne sur un substrat RT6006 :  $\{20 \text{ à } 15\} \times 15 \text{ mm}^2$ .
- Dimension de la cellule unitaire de l'AMC sur un substrat RO3003 :  $\{10 \text{ à } 15\} \times \{10 \text{ à } 15\} \text{ mm}^2$ .
- Bande passante minimale : bande ISM de 5.75 à 5.85 GHz (100 MHz soit 1.74 %).
- Adaptation : au minimum -10 dB sur la bande passante.
- Gain : 7 à 9 dBi
- Efficacité rayonnée :  $> 80 \%$ .

On commence par la conception initiale d'une antenne planaire classique ( $22 \times 15 \text{ mm}^2$ ), appelée Ant.1. Cette structure initiale est illustrée dans la figure 5.1(a). La longueur du monopôle microruban, notée  $L_s$ , est ajustée à 17 mm dans la direction y. Cette longueur est choisie pour obtenir environ un quart de longueur d'onde à la fréquence de coupure inférieure.

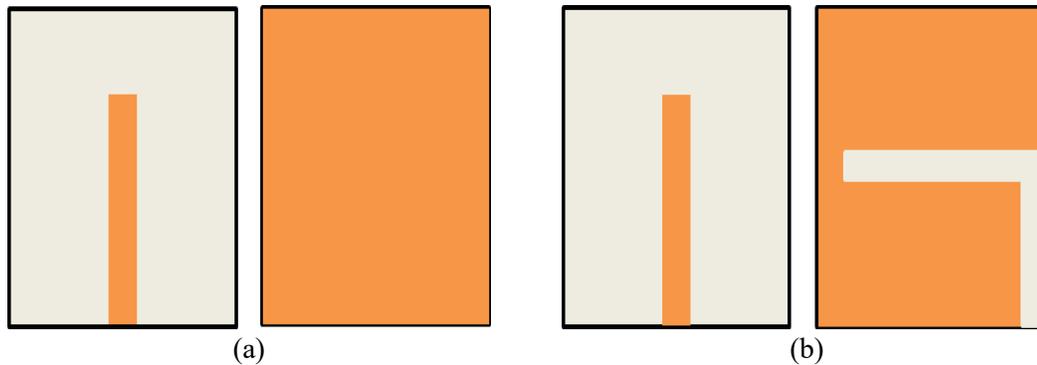


Figure 5. 1 Étapes de développement de l'antenne : (a) Ant.1, (b) Ant.2.

La figure 5.2 présente les caractéristiques de l'antenne associées aux différentes étapes du processus de conception. Pour l'antenne Ant. 1, la caractéristique d'adaptation d'impédance présente une résonance à 5.74 GHz, avec une largeur de bande d'impédance allant de 5.30 GHz à 5.83 GHz. Pour améliorer l'adaptation d'impédance, la technique du plan de masse tronqué a été considéré en raison de l'effet de couplage électromagnétique entre la ligne d'alimentation et le plan de masse [143]-[144]. En outre, une large fente en L est placée dans le plan de masse pour fournir un champ électrique maximal, comme le montre la figure 5.1(b). Les dimensions des fentes ( $W_f$  et  $h_2$ ) jouent un rôle crucial dans le contrôle de la

largeur des bords sur la face arrière de l'antenne. Ces paramètres affectent directement les chemins de courant supplémentaires formés le long de la circonférence de la large fente en L, ce qui conduit à une amélioration de la largeur de bande de l'antenne. Enfin, une optimisation (manuelle) [145] de tous les paramètres géométriques est effectuée pour améliorer la largeur de bande d'impédance. La figure 5.2 illustre l'amélioration de l'adaptation d'impédance observée sur la bande de fonctionnement grâce aux dimensions optimisées des fentes (voir Ant.2).

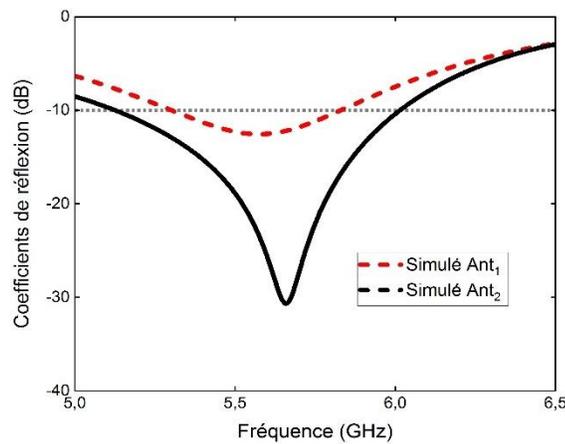


Figure 5. 2 Coefficients de réflexion simulés de l'antenne développée.

La figure 5.3 montre les vues avant et arrière de l'antenne proposée, qui est imprimée sur le substrat flexible Rogers RT6006 ( $\epsilon_r = 6.15$ ,  $h = 1.27\text{mm}$ , et tangente de pertes de 0.0027). Sur la base de la discussion ci-dessus, les valeurs finales des paramètres optimisés sont rassemblées dans le tableau 5.1.

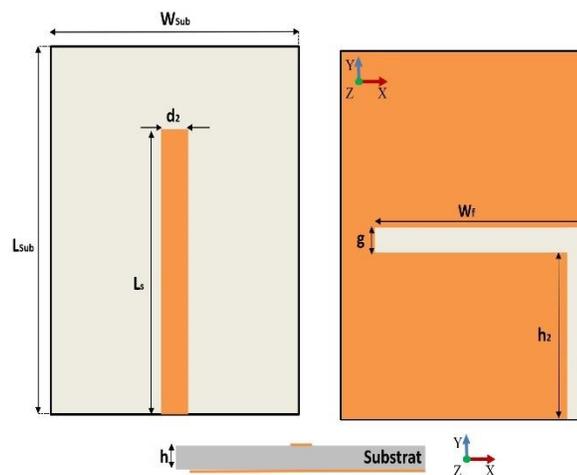


Figure 5. 3 Topologie géométrique de l'antenne proposée.

Tableau 5. 1 Valeurs des paramètres optimisées de l'antenne.

Paramètres	Valeur (mm)	Paramètres	Valeur (mm)
$L_s$	17	$d_2$	1
$h$	1.27	$L_{sub}$	22
$g$	1.2	$h_2$	9
$W_{sub}$	15	$W_f$	12

### 5.3 Réalisation de l'antenne proposée

#### 5.3.1 Coefficient de réflexion

La figure 5.4(a) montre une photographie de l'antenne fabriquée. Les coefficients de réflexion ont été mesurés à l'aide de l'analyseur de réseau vectoriel (VNA) du modèle ANRITSU MS4647A. La figure 5.4(b) montre une bonne concordance entre la simulation et les données mesurées. La structure simulée atteint la résonance à 5.66 GHz avec une d'impédance 5.13-6.01 GHz. Alors que les résultats mesurés, ont montrés une résonance à large bande de plus de 1 GHz (5.16-6.19 GHz).

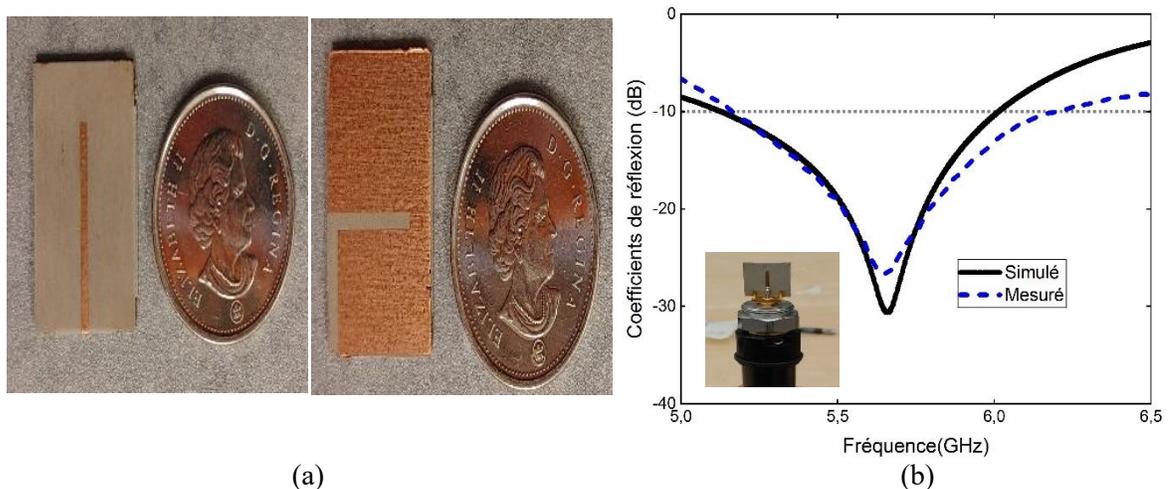


Figure 5. 4 (a) Coefficients de réflexion simulés et mesurés de l'antenne proposée, (b) Photographie du prototype réalisé.

#### 5.3.2 Efficacité et gain

Le gain simulé et mesuré de l'antenne proposée est indiqué sur l'échelle de l'axe des ordonnées de gauche de la figure 5.5. Le gain moyen réalisé dans la bande de fonctionnement varie de 2.7 à 3.5 dBi (un gain de 3.37 dBi est observé à 5.8 GHz). De même, les courbes d'efficacité de rayonnement représentées sur l'axe des ordonnées de droite de la figure 5.5, montrent des caractéristiques simulées de 97.88%, alors que les caractéristiques mesurées

sont presque de 90.16%. Une bonne concordance est observée entre les mesures et les résultats simulés en termes de  $S_{11}$ , de gain et d'efficacité.

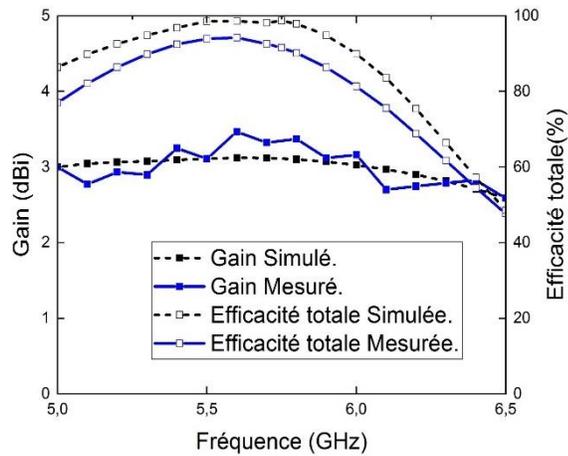


Figure 5. 5 Résultats de simulation et de mesure du gain et de l'efficacité totale de l'antenne proposée.

### 5.3.3 Diagramme de rayonnement

La figure 5.6 montre une comparaison entre les diagrammes de rayonnement 2D simulés (noir plein) et mesurés (bleu pointillé) de l'antenne proposée en espace libre. Ces résultats montrent qu'une antenne omnidirectionnelle stable dans les plans E et H est obtenue avec un gain maximal de 3.4 dBi.

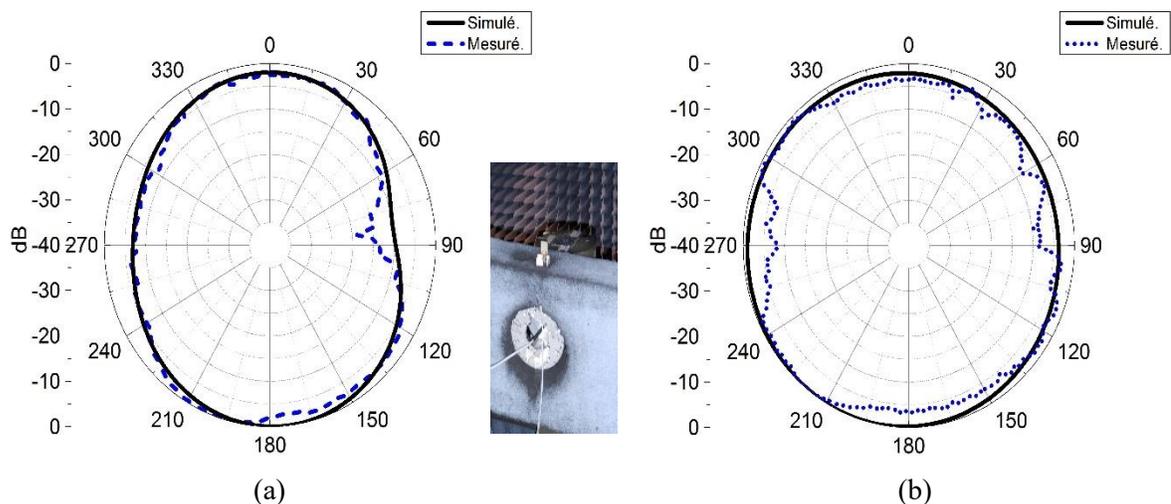


Figure 5. 6 Diagramme de rayonnement simulé et mesuré : (a) Plan XZ et (b) Plan YZ.

## 5.4 Conception de l'antenne soutenue par la structure AMC

### 5.4.1 Structure AMC 2×2 proposée

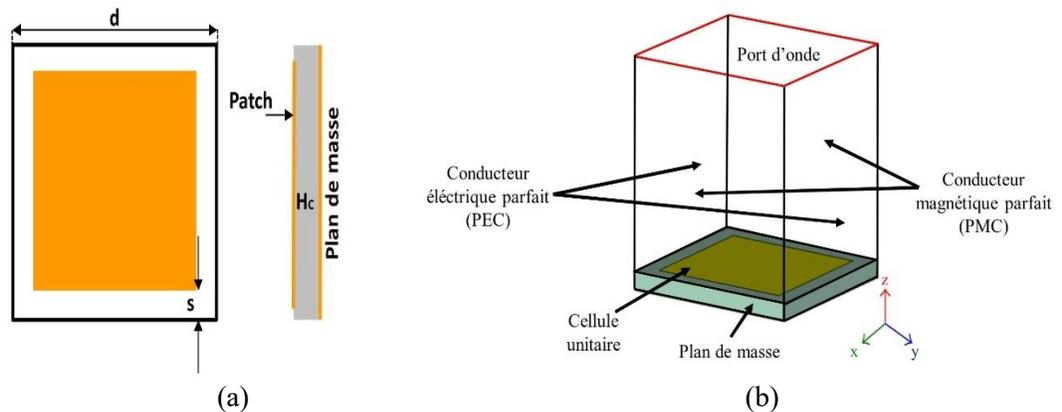
La figure 5.7(a) montre la géométrie de la cellule unitaire AMC carrée planaire conventionnelle. La taille de la cellule est de  $15 \times 15 \text{ mm}^2$ , ce qui correspond à un quart de longueur d'onde de la fréquence de fonctionnement centrale de l'antenne. La cellule conçue est composée d'une plaque métallique carrée supérieure, d'un substrat diélectrique et d'un plan de masse. Elle est mise en œuvre sur un substrat Rogers RO3003 ( $H_c = 1.52 \text{ mm}$ ,  $\epsilon_r = 3$ ,  $\tan \delta = 0.0010$ ). La figure 5.7(b) illustre la configuration du modèle de simulation de la cellule unitaire périodique pour assurer la similitude avec les matériaux PEC (conducteur électrique parfait) et PMC (conducteur magnétique parfait). Le port d'onde est utilisé pour analyser le comportement électromagnétique de la cellule unitaire. En outre, le champ électromagnétique (EM) dans la structure AMC peut être simplifié en un modèle de circuit, comme illustré à la figure 5.7(c). L'impédance d'entrée et la fréquence de résonance du circuit équivalent peuvent être déterminées à l'aide des équations suivantes [146] :

$$Z_0(\omega) = Z_1(\omega) // Z_2(\omega) = \frac{j(1-\omega^2 C_1 L_2)}{\omega(C_1 C_2 L_2 \omega^2 - C_1 - C_2)} \quad (5.1)$$

A partir de (5.1), la fréquence de résonance ( $f_0$ ) de la structure peut être calculée comme suit :

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{C_1 + C_2}{C_1 C_2 L_2}} \quad (5.2)$$

Où  $C_1$ ,  $L_2$ , et  $C_2$  représentent, respectivement, la capacité entre le patch et le plan de masse, l'inductance de l'unité et la capacité entre les unités.



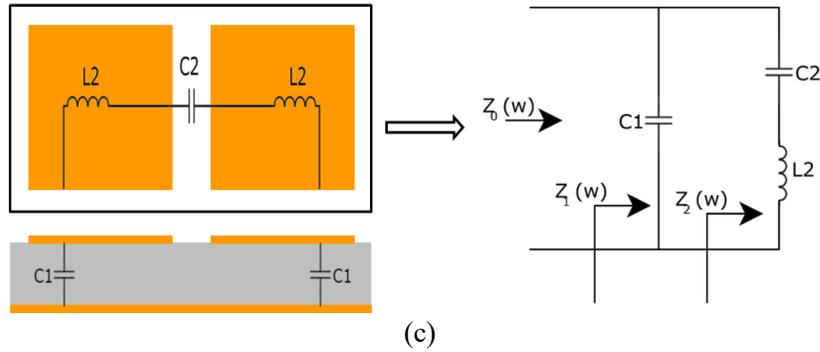


Figure 5. 7 (a) Géométrie de la cellule unitaire AMC, (b) Conditions aux limites, (c) Modèle de circuit équivalent. ( $d=15\text{mm}$ ,  $S=0.2\text{mm}$ ).

Comme le montre l'équation (5.2), l'effet de  $L_2$  sur la fréquence de résonance est plus important que celui de  $C_1$ . L'amélioration de la largeur de bande de la cellule unitaire AMC est due au couplage capacitif et inductif introduit par les fentes insérées. Ces fentes contrôlent efficacement la fréquence de résonance et améliorent les performances de la cellule unitaire. En outre, l'augmentation du nombre de fentes permet d'atteindre ainsi un courant maximal. Les performances de la phase de réflexion (solides noirs et bleus) de la cellule unitaire carrée et du circuit équivalent sont affichées dans l'échelle de gauche de la figure 5.8(a). On observe une bonne concordance entre les deux résultats, où la phase  $0^\circ$  est atteinte à 5.85 GHz, et la largeur de bande  $\pm 90^\circ$  se situe entre 5 et 6.21 GHz. Cependant, l'échelle de droite de la figure 5.8(a) montre la caractéristique de haute impédance (pointillés rouges) de la cellule unitaire, avec une valeur d'impédance de 42.62 K $\Omega$ . La bande interdite des ondes de surface se situe entre 5 et 6.6 GHz, ce qui inclut la fréquence de réflexion zéro de l'AMC à 5.85 GHz, comme le montre la figure 5.8(b).

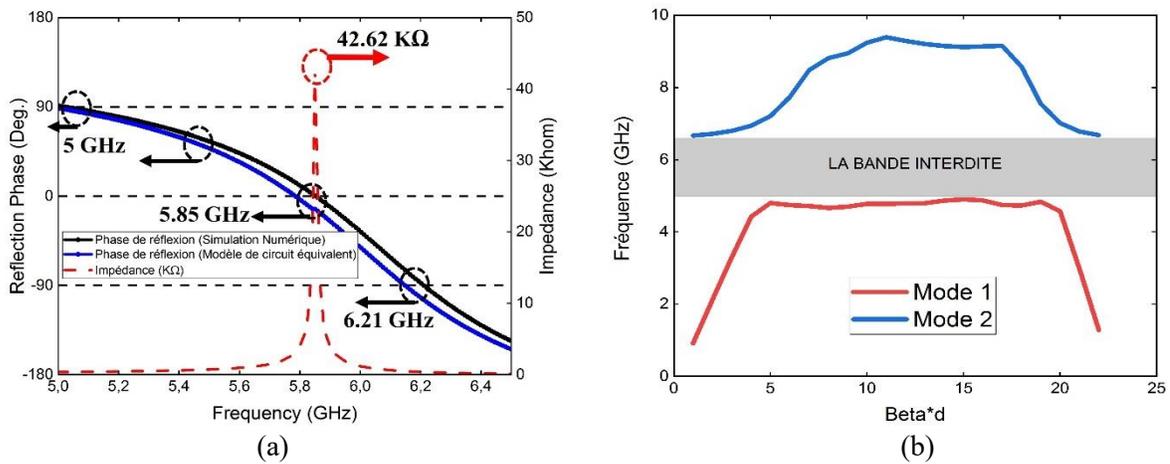


Figure 5. 8 (a) Phase de réflexion et valeur d'impédance de la cellule unitaire AMC, (b) Diagramme de dispersion de la cellule AMC.

#### 5.4.2 Optimisation de la cellule AMC basées sur l'Algorithme génétique (AG)

L'algorithme AG, en tant que stratégie de recherche globale probabiliste, offre la possibilité de d'avoir des solutions très favorables, généralement dans un délai raisonnable [18]. Toutefois, les AG conventionnels nécessitent une population importante et prennent beaucoup de temps pour converger vers un résultat optimal. Pour résoudre ce problème d'efficacité et minimiser le nombre de pas dans le domaine temporel, il est crucial d'utiliser un AG avec une petite population et des propriétés de convergence efficaces. C'est pourquoi l'algorithme microgénétique (AGM), introduit par Goldberg [147], est privilégié dans cette étude à des fins d'optimisation. L'AGM présente l'avantage de ne nécessiter qu'une petite population par génération et d'obtenir des solutions quasi optimales dans un nombre limité de générations. Dans le contexte de ce travail de recherche, le AGM est introduit avec un maximum de 300 générations, une taille de population maximale de 40, un maximum de 256 bits pour les chromosomes et un maximum de 20 paramètres d'optimisation. Dans cette section, la technique AGM a été introduite pour optimiser les paramètres de rayonnement de l'antenne proposée en obtenant des cellules non uniformes (non-périodiques). L'objectif de l'optimisation étant de maximiser le gain réalisé et d'améliorer la largeur de bande d'impédance. Au cours du processus d'optimisation, l'AGM génère des mots binaires représentant des solutions potentielles. Ces solutions sont évaluées à l'aide d'une fonction d'aptitude prédéfinie, qui calcule la somme des valeurs inférieures à -10 dB du coefficient de transmission de la cellule unitaire ( $S_{11}$ ). Le but est d'obtenir des performances de largeur de bande dans le spectre WLAN (5.75-5.85 GHz) en créant un réflecteur non uniforme à base d'AMC pour l'amélioration du gain et de la largeur de bande. Il est à noter que différentes fonctions d'aptitude et d'objectif sont déjà utilisées dans plusieurs applications liées à l'électromagnétisme [137]-[139].

Dans ce travail, le processus d'optimisation basé sur l'AGM est utilisé en conjonction avec le simulateur CST et une connexion avec le Visual Basic (VBA) pour développer un système automatisé de synthèse de diagrammes d'antenne. Ce script, basé sur des étapes multiples, est utilisé avec la valeur d'aptitude d'optimisation du problème multi-objectif, pour obtenir une bonne adéquation entre  $S_{11}$  et le gain réalisé à la fréquence de 5.8 GHz. La procédure d'optimisation est basée sur la division de la face supérieure de la structure AMC en  $N \times M$  pixels. Chaque pixel est codé à l'aide de valeurs binaires (1 ou 0) pour indiquer la présence

ou l'absence de cuivre sur la sous-cellule correspondante située au sommet du substrat diélectrique. Dans le processus de l'optimisation de l'antenne proposée, la fonction d'aptitude est définie en comparant la réponse en phase du coefficient de réflexion de la cellule unitaire AMC générée avec les paramètres optimaux souhaités. La fonction d'aptitude peut être exprimée [148] :

$$\text{Fitness} = - \left| \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N P(f_i) + Q(f_i) \right| \quad (5.3)$$

Il est important d'harmoniser les unités pour obtenir un Fitness cohérent. Pour ce faire, nous avons converti le  $P(f_i)$  en dBi.

$$P(f_i)_{dBi} = 10 \times \log_{10} (S_{11}(f_i)_{dB}) \quad (5.4)$$

$$\text{Fitness}_{Final} = - \left| \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N 10 \times \log_{10} (S_{11}(f_i)) + Q(f_i) \right| \quad (5.5)$$

Où N représente le nombre total d'échantillons et où  $P(f_i)$  et  $Q(f_i)$  sont définis comme suit:

$$P(f_i) = \begin{cases} S_{11}(f_i), & \text{for } S_{11} \geq -10\text{dB} \\ -10\text{dB}, & \text{for } S_{11} < -10\text{dB} \end{cases}$$

et

$$Q(f_i) = \begin{cases} G(f_i), & \text{for } G \geq 7\text{dBi} \\ 7\text{dBi}, & \text{for } G < 7\text{dBi} \end{cases}$$

Où  $P(f_i)$  est le coefficient de réflexion en dB, et  $Q(f_i)$  est le gain réalisé en dBi à la fréquence  $f_i$ . La fonction d'aptitude est définie de manière à donner la priorité aux solutions à haute performance, en favorisant celles qui présentent des coefficients de réflexion plus faibles et des valeurs de gain plus élevées. La procédure d'optimisation s'arrête lorsque la fonction d'aptitude atteint sa valeur maximale d'unité. En outre, la fonction d'aptitude peut être adaptée pour régir d'autres aspects de la conception proposée, tels que les diagrammes de rayonnement et les propriétés de polarisation. L'organigramme de la figure 5.9 présente une vue d'ensemble de la méthode de conception d'antenne et du processus d'optimisation basé sur l'AG des cellules unitaires non uniformes. L'étape initiale consiste à discrétiser la cellule unitaire AMC en une grille de 24×24 pixels, ce qui donne Q=576 (où Q est le nombre total de pixels), soit une résolution de 0.5×0.5 mm<sup>2</sup>. Cette résolution est choisie en considérant les contraintes de fabrication et de flexibilité du substrat.

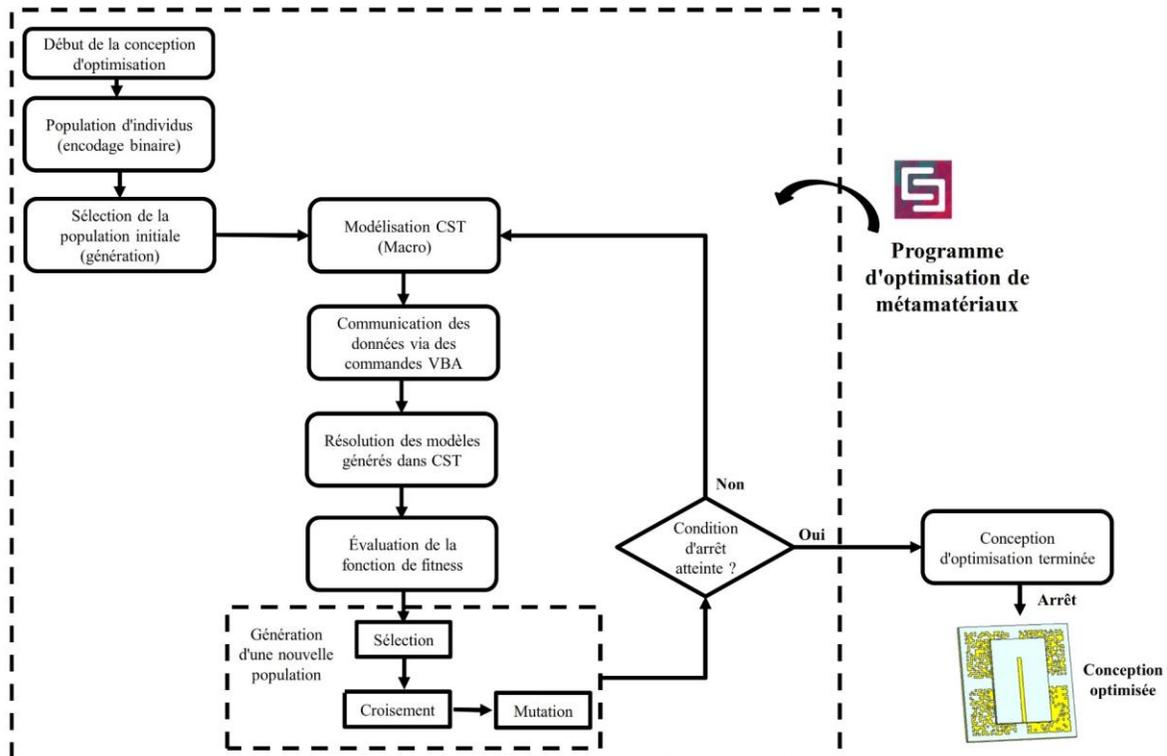


Figure 5. 9 Organigramme de la fonction AG utilisée dans la conception proposée.

Il est à noter que les travaux précédents se sont heurtés au problème de la présence de l'élément  $\begin{pmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{pmatrix}$  ou  $\begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix}$  où deux sous-patches se touchent à l'angle, ce qui peut créer des difficultés au cours du processus de fabrication en raison des limites de tolérance [149]. Pour résoudre ce problème, nous proposons d'utiliser des chevauchements entre les cellules adjacentes pour empêcher le contact direct entre les cellules et d'assurer une connexion électrique correcte dans de telles constellations de l'antenne fabriquée. Nous cherchons à choisir la valeur minimale de  $l_0$  qui n'affecte pas la structure.

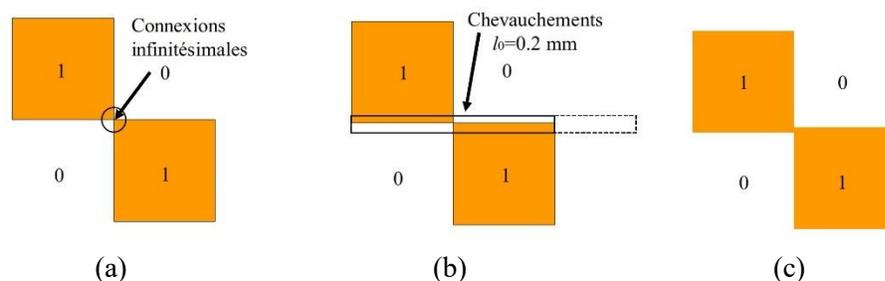


Figure 5. 10 (a) Combinaison de blocs On/Off, (b) Schéma de chevauchement proposé, et (c) Structure possible avec zone de chevauchement.

Cette valeur est déterminée par la précision de la fraiseuse. Les sous-patches se chevauchent de  $l_0 = 0.2$  mm, comme l'illustre la figure 5.10. Ce chevauchement permet d'améliorer la tolérance de fabrication et de garantir ainsi un contact électrique correct entre les sous-patches tout en évitant les problèmes associés aux constellations.

La figure 5.11 illustre un exemple de codage pour l'écran métallique d'une cellule unitaire AMC, où la plaque métallique carrée est représentée par la zone orange. La configuration des pixels dans la cellule carrée peut être représentée par un vecteur binaire (séquence de chiffres)  $x = \{x_1, x_2, \dots, x_Q\}$ , où chaque chiffre binaire  $x_q \in \{0, 1\}$ ,  $q = 1, 2, \dots, Q$ , représente la présence ou l'absence d'un pixel. Le processus d'optimisation proposé vise à améliorer les performances des candidats potentiels. Pour ce faire, on utilise un algorithme génétique avec des paramètres spécifiques, notamment un taux de mutation uniforme de 0.001, un croisement en un seul point et une sélection par tournoi. La taille de la population est constituée de chaînes binaires sélectionnées de manière aléatoire et représentant des cellules d'unité AMC pixellisées, et le processus est itéré pendant 30 générations. Après avoir évalué les 200 structures AMC pixellisées initiales, elles sont classées et les plus performantes subissent un croisement et une mutation pour créer une nouvelle population de 200 candidats. Ce processus d'évaluation et de sélection est répété jusqu'à ce que le critère d'arrêt (fonction de coût) correspondant à la solution optimale soit satisfait ou que le nombre maximal d'itérations soit atteint. La meilleure structure non uniforme est obtenue à la 13e itération, comme le montre la figure 16(b). Par conséquent, la conception finale permet de résoudre le problème des connexions infinitésimales entre les sous-cellules, qui pourrait entraîner des problèmes dans la structure AMC en raison de la tolérance de fabrication.

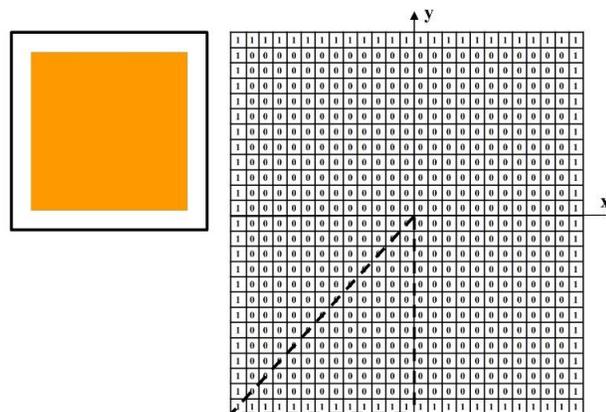


Figure 5. 11 Encodage de l'écran AMC avec optimisation de l'AG.

### 5.4.3 Technique de mesure

Le prototype fabriqué a été mesuré en utilisant l'analyseur de réseau vectoriel (VNA) ANRITSU MS4647A dans des conditions de l'espace libre. Les mesures en champ lointain sont effectuées dans une chambre anéchoïque du laboratoire de l'Institut national de la recherche scientifique (INRS-EMT, Québec, Canada).

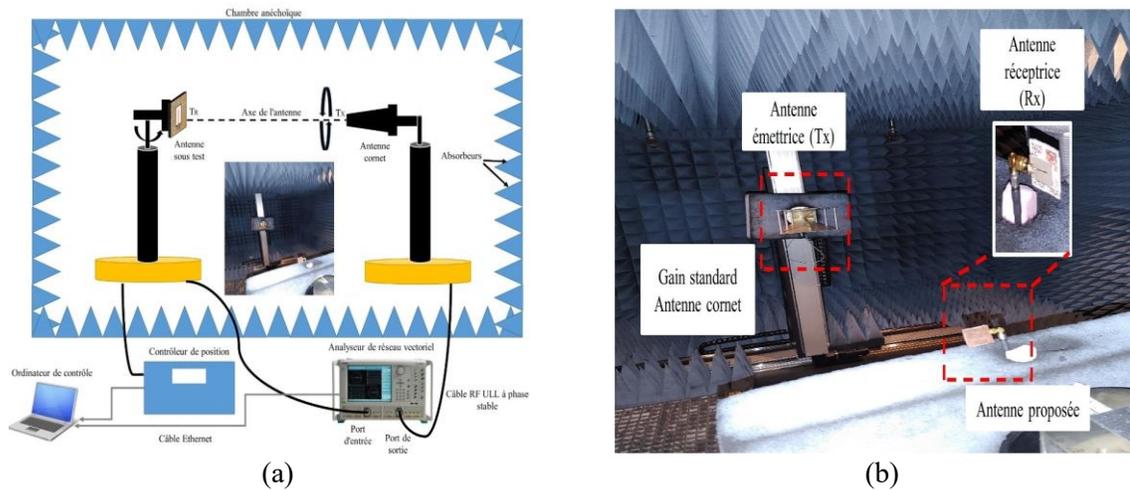


Figure 5. 12 a) Schéma fonctionnel de l'installation, et (b) La chambre anéchoïque.

Les figures 5.12(a)-(b) illustrent le schéma fonctionnel du dispositif de mesure du champ lointain et le dispositif à l'intérieur d'une chambre anéchoïque. Le gain mesuré de l'antenne proposée a été déterminé à l'aide de l'équation suivante [152] :

$$G_{AUT} = G_{horn} - P_{horn} + P_{AUT} \quad (5.6)$$

Où  $G_{horn}$  représente le gain de l'antenne conique standard,  $P_{horn}$  est la puissance reçue de l'antenne conique en mode récepteur, et  $P_{Aut}$  est la puissance reçue de l'antenne testée. L'efficacité totale est obtenue en divisant la puissance rayonnée totale par le niveau de puissance d'entrée sur l'ensemble de la bande d'intérêt.

### 5.4.4 L'intégration et analyse des résultats en espace libre

Pour explorer la capacité à large bande, la structure AMC non uniforme est analysée à l'aide de l'outil analyse des modes caractéristiques (CMA) disponible dans le logiciel CST MS [100]. Il convient de noter que l'outil CMA a déjà été utilisé pour analyser les antennes polarisées linéairement (LP) à base d'AMC dans diverses applications [150]-[151]. Dans ce travail, cette méthode est introduite pour étudier le fonctionnement à large bande de l'antenne

AMC non uniforme (NUAMC). Pour réaliser un rayonnement efficace, une paire de modes orthogonaux avec des significations modales identiques, des distributions de courant perpendiculaires et des directivités similaires est suggérée.

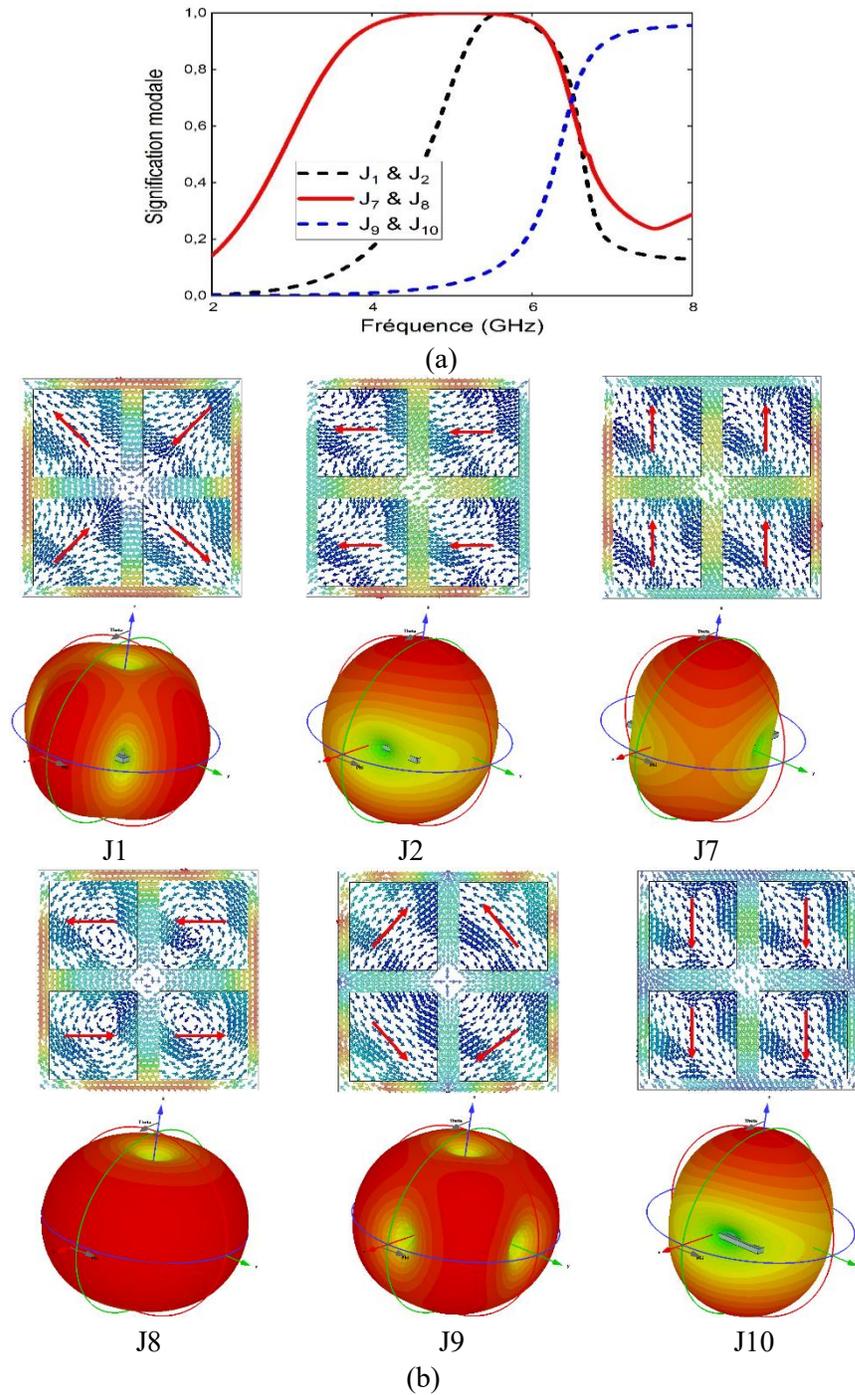


Figure 5. 13 CMA d'un AMC uniforme : (a) Importance modale, (b) Courant de surface et diagramme de rayonnement tridimensionnel pour différents modes.

Dans un premier temps, la CMA est réalisée sur un cas d'AMC uniforme, qui présente

quelques couples de modes avec une signification modale identique, comme illustré à la figure 5.13(a). Parmi ces paires de modes, seuls les modes 1 et 2 ( $J_1$  et  $J_2$ ) produisent un rayonnement favorable dans la direction du côté large.

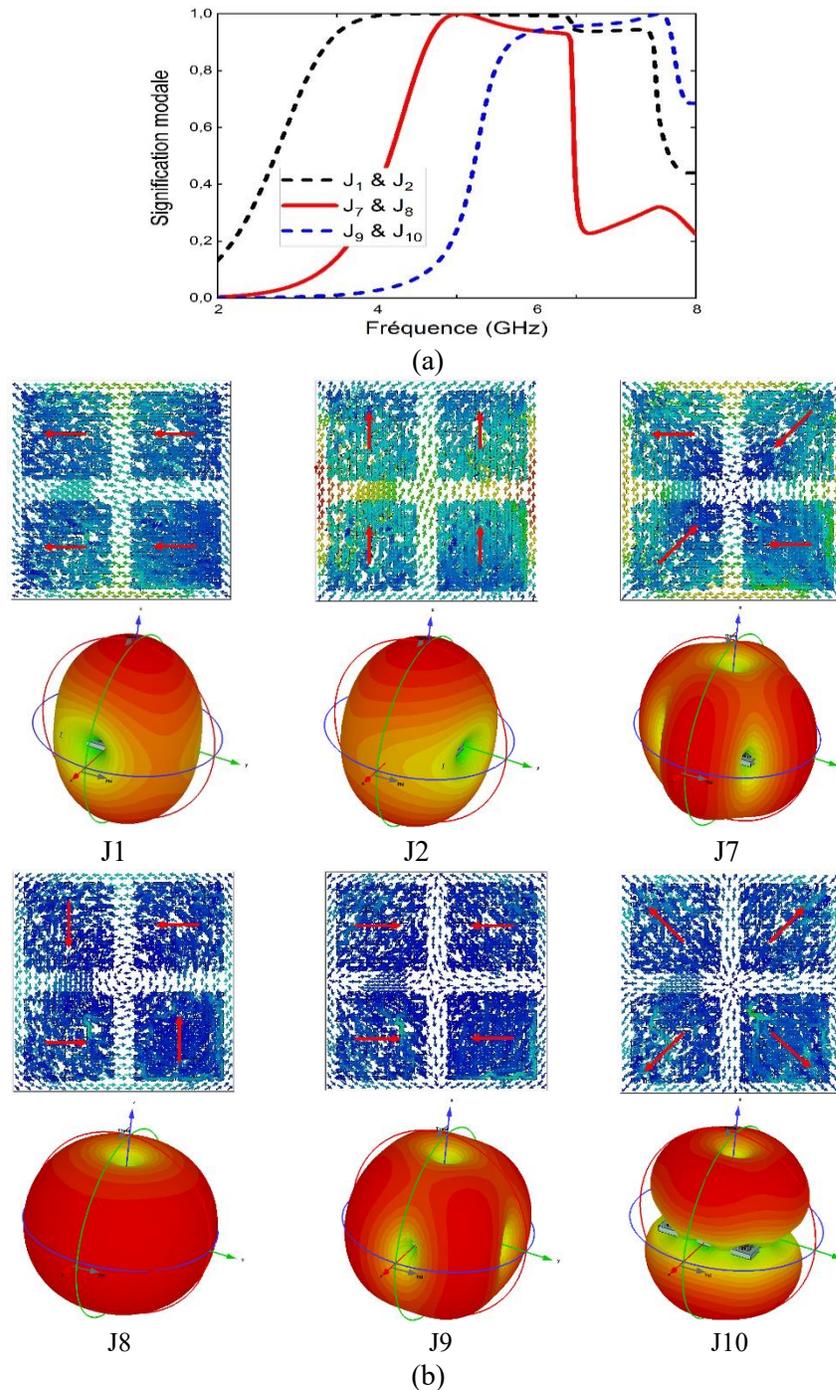


Figure 5. 14 CMA d'un AMC non uniforme : (a) Importance modale, (b) Courant de surface et diagramme de rayonnement tridimensionnel pour différents modes.

Cependant, l'importance modale indique que le rayonnement de l'antenne est limité à une bande étroite autour de 6.0 GHz lorsque  $NUAMC > 0.707$ . En outre, pour les modes 1 et 2, les courants  $J_1$  et  $J_2$  sont concentrés dans les quatre cellules centrales de l'antenne uniforme. Par conséquent, la modification des cellules unitaires extérieures n'aurait qu'un impact minimal sur le comportement de ces modes. La figure 5.14 illustre la CMA pour les modes ayant une signification modale identique d'une antenne AMC non uniforme. On constate aussi que la signification modale est maximisée dans la gamme de fréquences allant de 5 GHz ( $J_1$  et  $J_2$ ) à 6.5 GHz ( $J_9$  et  $J_{10}$ ). Trois paires de modes ( $J_1, J_2$ ), ( $J_7, J_8$ ) et ( $J_9, J_{10}$ ) présentent une signification modale identique. Le courant de surface et les diagrammes de rayonnement de ces modes confirment que les deux premiers modes ( $J_1$  et  $J_2$ ) présentent des courants orthogonaux et atteignent un rayonnement maximal dans la direction du côté large. De même, les modes  $J_7$  et  $J_8$  remplissent les deux conditions. Les courants des modes  $J_1$  et  $J_2$  se concentrent principalement dans les cellules à quatre unités, tandis que les modes  $J_7$  et  $J_8$  présentent des courants plus forts sur les côtés extérieurs des cellules de l'antenne non uniforme. Ainsi, les cellules unitaires non uniformes améliorent le potentiel de l'ensemble de la structure pour obtenir une plus large de bande. En outre, le patch du réseau AMC a été modifié à partir de sa forme carrée originale avec des coins tronqués en utilisant l'algorithme génétique (AG). Le réseau AMC est composé de quatre cellules unitaires différentes, initialement conçues avec des dimensions uniformes, puis transformées en configurations non uniformes. L'étude révèle l'amélioration des performances à large bande de l'antenne non uniforme. Sur la base des analyses ci-dessus, une antenne large bande à 5.8 GHz utilisant la structure AMC non uniforme proposée est conçue en conséquence, et la géométrie est illustrée dans la Fig. 5.15(a). Comme indiqué, la configuration de l'antenne comprend deux couches métalliques : une ligne microruban de  $50 \Omega$  en forme de I, de haut en bas, gravée avec une fente de couplage, et la couche AMC. Afin de maintenir le profil bas de la conception intégrée, un réseau de cellules unitaires  $2 \times 2$  a été choisi comme réflecteur, avec une période de 15 mm. La taille totale de la conception proposée est de  $30 \times 30 \text{ mm}^2$ . Une couche de mousse de 1.5 mm est placée entre la structure AMC et l'antenne, comme l'illustre la figure 5.15(b).

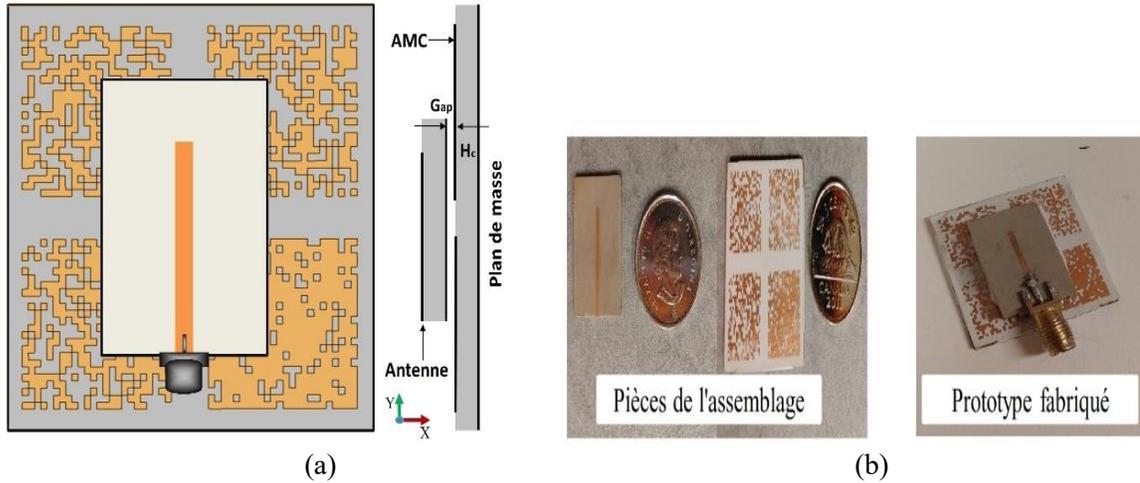


Figure 5. 15 (a) Géométrie 2-D de l'antenne proposée, (b) L'antenne fabriquée.

Grâce à sa conception simple, l'assemblage de composants minimaux ne pose aucun problème d'alignement. Par conséquent, une bonne concordance est observée entre les résultats simulés et mesurés. Le principe fondamental utilisé pour obtenir un fonctionnement à large bande dans cette étude est l'utilisation de résonances multiples générées par différents éléments rayonnants. La bande de fréquence la plus basse est spécifiquement générée par le patch piloté fonctionnant au mode  $TM_{11}$  fondamental ( $f_r$ ). Les dimensions du patch ( $L_s$ ) peuvent être exprimées par (5.7) [153] :

$$L_s = \frac{c}{2f_r\sqrt{\epsilon_{eff}}} \approx \frac{c}{2f_r\sqrt{\frac{\epsilon_r+1}{2}}} \quad (5.7)$$

Où  $c$  et  $\epsilon_{eff}$  sont, respectivement, la vitesse de la lumière et la permittivité effective du matériau du substrat. Comme indiqué dans la section II, les configurations d'antennes uniformes et non uniformes sont sélectionnées pour le fonctionnement dans les bandes supérieures sur la base de l'AMC.

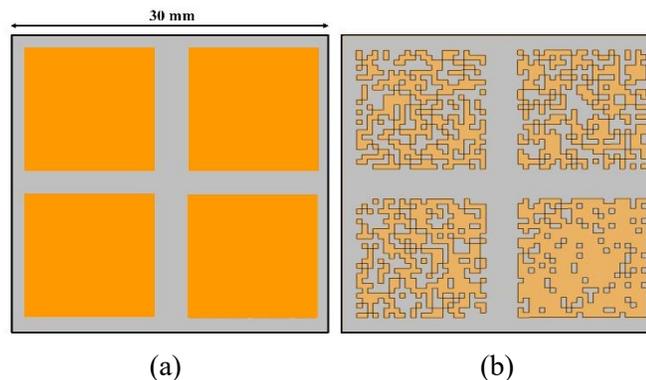


Figure 5. 16 Modèles d'AMC : (a) Uniforme et (b) Non uniforme.

Pour mieux illustrer le rôle de la conception proposée, la figure 5.16 montre les structures AMC uniformes et non uniformes. Les coefficients de réflexion simulés et mesurés ( $S_{11}$ ) avec différentes configurations sont présentés dans la figure 5.17(a). On peut observer que la bande de fréquence des résultats mesurés est légèrement plus large que celle des résultats de la simulation. Toutefois, un bon accord est observé lorsque la conception du système d'antenne opère dans la gamme de 5.67 à 5.85 GHz, alors que le prototype mesuré a montré une résonance à large bande allant de 5.64 à 5.85 GHz. Ce léger décalage est principalement dû aux erreurs de fabrication.

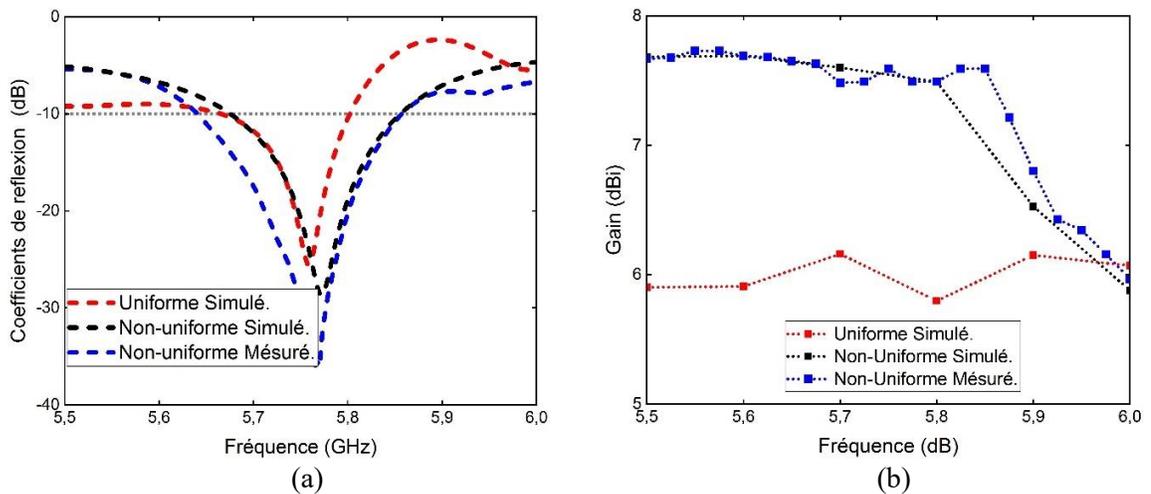


Figure 5. 17 Résultats simulés et mesurés de l'antenne (a)  $S_{11}$ , (b) Gain.

Tableau 5. 2 Comparaison des performances avec et sans structure AMC.

Avec ou sans réseau AMC	Fréquence (GHz)	Gain (dBi)	Efficacité totale (%)
Structure sans AMC	5.5	3.11	98.54
	5.7	3.12	99.19
	5.8	3.10	97.90
Structure proposée avec AMC (sans optimisation)	5.5	5.70	68.19
	5.7	5.86	92.22
	5.8	5.74	96.90

En outre, le gain réalisé simulé et mesuré pour la même configuration est représenté à la figure 5.17(b). On peut constater qu'en raison de la disposition non uniforme de l'AMC, un gain plus élevé est obtenu par rapport au gain conventionnel dans le spectre de la bande. Le gain maximal réalisé est d'environ 7.49 dBi (à 5.8 GHz), avec une amélioration du gain de 2 dBi (environ 7 % (5.5-5.9 GHz)), avec des performances de rayonnement stables. Enfin, une

comparaison entre l'antenne sans/avec le réseau AMC, en termes de gain et d'efficacité totale est illustrée dans le tableau 5.2. On note que l'antenne sans AMC présente un faible gain de 3.10 dBi à 5.8 GHz. Par ailleurs, en ajoutant l'AMC uniforme, on observe une amélioration de 2.64 dBi à la même fréquence.

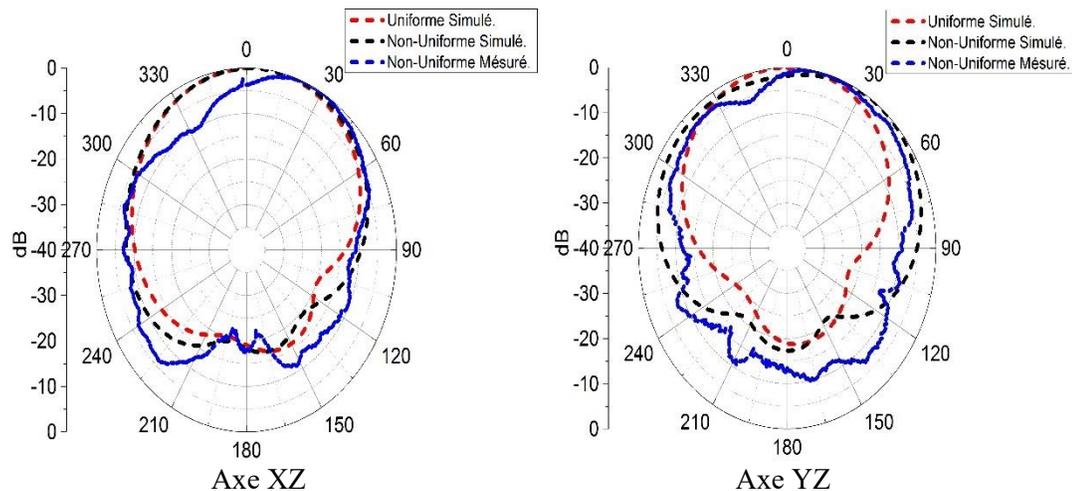


Figure 5. 18 Diagrammes de rayonnement simulés et mesurés de l'antenne à 5.8 GHz.

Les diagrammes de rayonnement normalisés simulés et mesurés du système d'antenne sont illustrés dans la figure 5.18. Les résultats montrent que les diagrammes de rayonnement sont unidirectionnels dans la direction de l'axe de visée +z. Finalement, le tableau 5.3 présente une comparaison entre l'antenne intégrée avec des réseaux AMC uniformes et non uniformes, en tenant compte des paramètres de la bande passante, de gain réalisé et d'efficacité totale. On peut constater que le réseau AMC non uniforme entraîne une augmentation significative du gain, de 5.15 à 7.49 dBi à 5.8 GHz.

Tableau 5. 3 Comparaison entre les structures AMC à 5.8 GHz

Antenne	La bande passante (%)	Gain (dBi)	Total. Efficacité (%)
AMC-Uniforme	2.37	5.15	84.98
AMC-Non-uniforme	3.12	7.49	94.86

#### 5.4.5 Effets de la déformation structurelle

Dans les applications WBAN, il est essentiel que les antennes portables fonctionnent efficacement lorsqu'elles sont montées sur le corps humain. Avant d'analyser l'impact de la charge du corps humain sur l'antenne proposée, nous évaluons d'abord la performance du

système d'antenne en espace libre pour différentes valeurs du rayon de courbure  $R$  sur la courbure cylindrique. La figure 5.19(a) illustre l'antenne proposée avec trois rayons de courbure différents le long de l'axe des  $x$ . Comme le montre la figure 5.19(b), la courbure le long de l'axe  $y$  n'est pas prise en compte en raison de l'alignement prédominant du courant de surface dans cette direction.

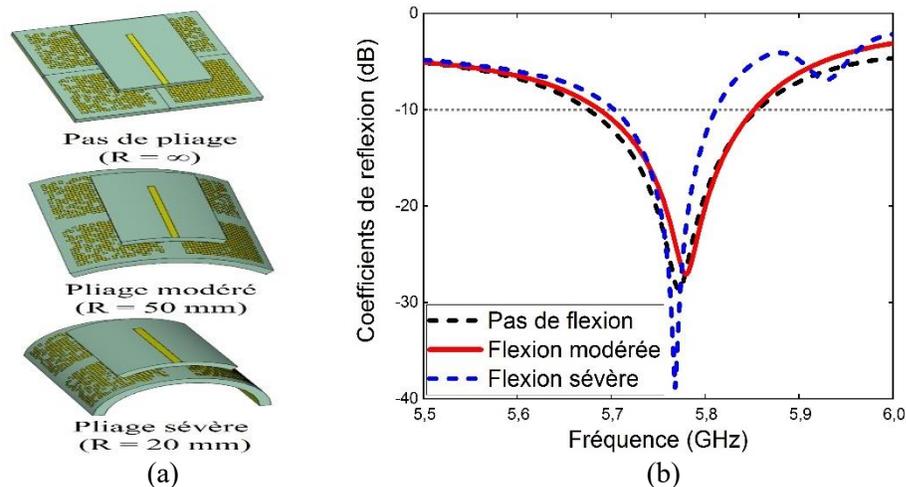


Figure 5. 19 Système d'antenne conforme : (a) Différentes conditions de flexion, (b) Coefficients de réflexion.

Ainsi, une courbure dans l'axe entraînerait un décalage important de la fréquence, comme rapporté dans [88]. Par conséquent, la performance de l'antenne reste inchangée par cette déformation. D'autre part, pour le scénario de l'antenne portable, il est important de considérer les propriétés diélectriques des tissus humains qui varient avec la fréquence électromagnétique (EM). Pour modéliser cette variation, Gabriel et al. ont développé un modèle paramétrique utilisant l'équation de Cole-Cole pour décrire la permittivité relative complexe en fonction de la fréquence angulaire [154].

## 5.5 Étude de l'antenne proposée sur le modèle du corps humain

### 5.5.1 Mesure du Débit d'absorption spécifique (DAS)

L'antenne étant conçue pour être portée sur le corps humain, donc il est important de tenir en compte les résultats du débit d'absorption spécifique (DAS) sur les tissus de 1 g et de 10 g [63]. Le tableau 5.4 présente les paramètres des propriétés des tissus du corps humain à 5.5 et 5.8 GHz.

Tableau 5. 4 Caractéristiques diélectriques de tissu humain à 5.5/5.8 GHz [108].

Tissu	Permittivité relative		Conductivité (S/m)		Tangente de perte	
	5.5 GHz	5.8 GHz	5.5 GHz	5.8 GHz	5.5 GHz	5.8 GHz
Peau sèche	35.363	35.114	4.983	3.717	1090	1090
Graisse	3.463	4.955	0.274	0.293	930	930
Muscle	48.883	48.485	4.609	4.962	1050	1050

La figure 5.20 montre l'effet de la distance de séparation sur les paramètres de l'antenne en termes de coefficients de réflexion. La distance de séparation a varié de 3 mm à 15 mm, ce qui a donné lieu à des comportements distincts de l'antenne. L'objectif de cette étude est de rechercher la distance de séparation optimale qui minimiserait l'influence de l'effet du tissu humain. La figure 5.20 montre que les performances de l'antenne ne sont pas affectées par une distance de séparation de 7 mm, en particulier en termes d'adaptation d'impédance. Le tableau 5.5 présente les valeurs de gain simulées pour différentes distances de séparation à 5.5 et 5.8 GHz, en particulier dans la direction du lobe principal ( $\theta = 0^\circ$ ). À la distance de séparation de 7 mm, les gains globaux simulés étaient d'environ 6.33 dBi et 6.30 dBi à 5.5 et 5.8 GHz, respectivement. En outre, une efficacité totale simulée acceptable (environ 70 %) a été observée pour les cas de séparation de 7 mm par rapport aux autres distances de séparation.

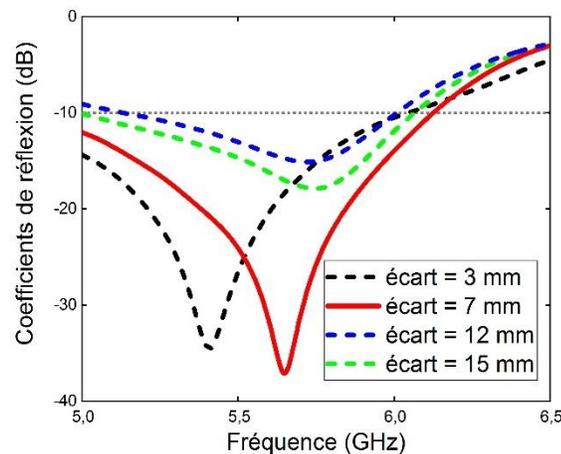


Figure 5. 20  $S_{11}$  entre l'antenne proposée et les différentes distances du modèle du tissu corporel humain.

Tableau 5. 5 Comparaison entre le gain réalisé simulé et pour différentes valeurs de séparation.

Séparation (mm)	Fréquence (GHz)	Gain réalisé (dBi)	Efficacité totale (%)
3	5.5	5.52	57.80
	5.8	5.62	56.53
7	5.5	6.33	70.19
	5.8	6.30	71.37
12	5.5	6.64	76.85
	5.8	6.72	79.54
15	5.5	6.92	77.92
	5.8	6.99	80.40

Pour garantir la sécurité du corps humain, le débit d'absorption spécifique (DAS) a été évalué aux deux fréquences. Par souci de cohérence, une puissance d'entrée d'antenne de 100 mW a été choisie sur la base des normes IEEE/IE 62704-1. Les valeurs de DAS de 0.538 W/kg à 5.5 GHz et 0.567 W/kg à 5.8 GHz ont été obtenues, comme le montrent les figures 5.21(a) et (b), respectivement. Ainsi, lorsque l'antenne proposée est séparée du corps humain par 7 mm, elle répond aux normes DAS fixées par les réglementations américaines, canadiennes et européennes. En ce qui concerne tous les résultats présentés, on peut conclure que l'antenne montre un bon fonctionnement lorsqu'elle est séparée du corps humain par 7 mm. Toutefois, des séparations aussi importantes peuvent entraîner une augmentation indésirable de la taille de l'antenne. Pour résoudre ce problème, une méthodologie impliquant l'incorporation d'un réflecteur arrière sous la forme d'un réseau de cellules unitaires AMC non uniformes a été appliquée.

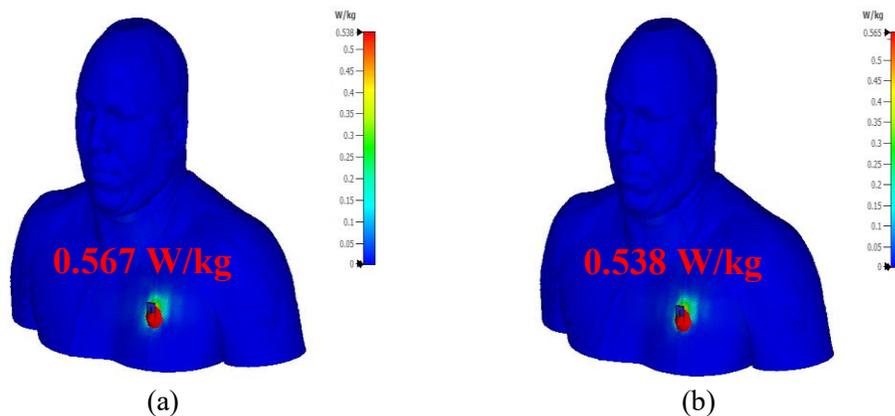
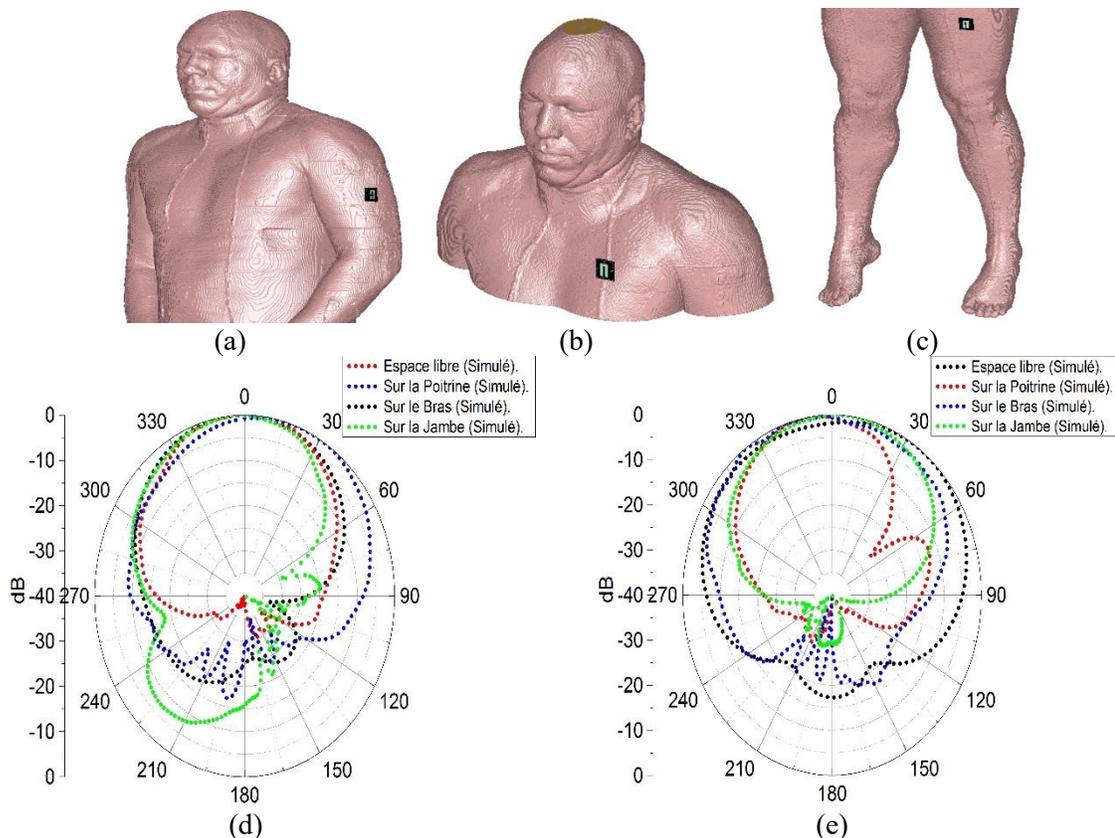


Figure 5. 21 DAS de l'antenne proposée séparée par un espace de 7 mm (a) 5.5 GHz et (b) 5.8 GHz.

Les performances de rayonnement de la structure intégrée ont été analysées à l'aide de l'outil de simulation électromagnétique avec un fantôme de corps humain hétérogène réaliste

(Hugo). Le modèle Hugo se compose de 32 types de tissus différents avec une taille de maille de  $1 \times 1 \times 1 \text{ mm}^3$ , représentant un individu masculin pesant 113 kg, avec une taille de 187 cm et un âge de 38 ans [111]. Pour évaluer les performances de l'antenne, le système d'antenne a été placé à trois endroits distincts du modèle Hugo : la poitrine, le bras et la jambe (Fig. 5.22(a)-(c)). Pour réduire le temps de simulation, une partie du modèle Hugo a été sélectionnée au lieu de simuler l'antenne sur l'ensemble du modèle numérique du corps. Une couche en mousse d'une épaisseur de 1 mm a été placée entre l'antenne proposée et le corps dans tous les scénarios. L'orientation de l'antenne hors du corps a été réajustée et les diagrammes de rayonnement simulés ont été obtenus, comme le montre les figures 5.22(d)-(e). Il est évident que l'antenne proposée présente un rayonnement arrière plus faible lorsqu'elle est en contact avec le voxel Hugo, en raison de son diagramme de rayonnement unidirectionnel. Les caractéristiques de gain et d'efficacité totale réalisées, en espace libre et sur le corps, ont été évaluées pour la même configuration, comme le montre la figure 5.22(f). L'antenne a montré un rapport avant-arrière plus élevé dans les trois cas, où le corps a agi comme une extension du plan de masse. Cela augmente le gain de l'antenne, qui varie de 6.92 à 8.49 dBi.



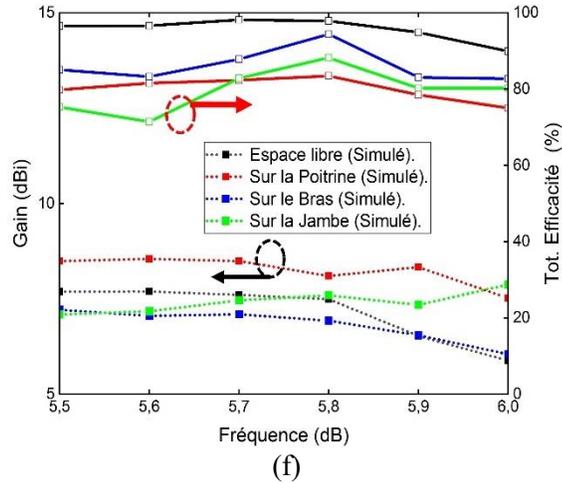


Figure 5. 22 Positionnement de l'antenne sur le corps humain (a) le bras, (b) la poitrine, (c) la jambe, Diagrammes de rayonnement dans le plan (d) XZ, (e) YZ, (f) Gain réalisé par l'antenne et efficacité totale.

D'autre part, l'efficacité totale a montré des améliorations significatives allant de 11 % à 23 % lorsqu'elle est placée à proximité du corps humain (par rapport à la performance de l'antenne en espace libre). Cette amélioration de l'efficacité peut être attribuée à l'interaction entre l'antenne et le corps humain, qui améliore les caractéristiques de rayonnement. En outre, le tableau 5.6 fournit une comparaison complète des valeurs simulées de gain, de rapport avant-arrière (FBR) et d'efficacité pour tous les cas étudiés. Il est important de souligner que les valeurs de gain ont été mesurées dans la direction du lobe principal à  $\theta = 0^\circ$ .

Tableau 5. 6 Comparaison des principales caractéristiques de l'antenne avec/sans AMC.

Avec/sans réseau AMC	Fréquence (GHz)	Gain (dBi)	FBR (dB)	Efficacité totale (%)
Antenne proposée seule (séparation de 7mm)	5.7	6.40	26.21	71.23
	5.8	6.29	25.50	71.37
Structure montée sur la poitrine	5.7	8.49	34.95	82.30
	5.8	8.10	34.60	83.46
Structure montée sur le bras	5.7	7.09	23.79	87.84
	5.8	6.92	22.76	94.39
Structure montée sur la jambe	5.7	7.46	28.29	82.31
	5.8	7.59	27.22	88.22

La conception proposée a constamment démontré des valeurs de gain élevées lorsqu'elle fonctionne à proximité du modèle de corps humain. Il convient de mentionner que les valeurs de gain élevées observées pour l'antenne proposée à une distance de 7 mm s'expliquent par

le fait que le tissu humain agit comme un réflecteur, contribuant ainsi à l'amélioration des performances globale de l'antenne.

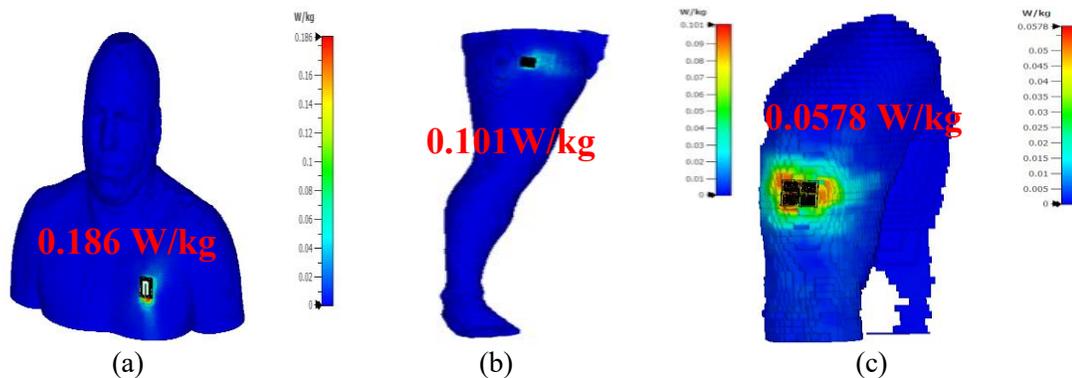


Figure 5. 23 Distribution des valeurs maximales de DAS sur (a) La poitrine, (b) Le bras et (c) La jambe.

La figure 5.23 illustre les niveaux de débit d'absorption spécifique (DAS) simulés en moyenne dans les trois cas différents. La valeur du DAS a été calculée en prenant 1 et 10 g comme normes. Comme on peut le voir, les niveaux maximaux de DAS ont été enregistrés à 0.186 W/kg, 0.058 W/kg et 0.0101 W/kg sur la poitrine, le bras et la jambe, respectivement. En outre, le DAS a été évalué pour les deux normes lorsque la structure était en contact direct avec une main humaine modélisée à l'aide de CST MWS, comme le montre la figure 5.24. Le DAS maximal moyenné sur 1 g [voir figure 5.24(a)] et 10 g [voir figure 5.24(b)] de tissus est de 0.394 et 0.177 W/kg, respectivement.

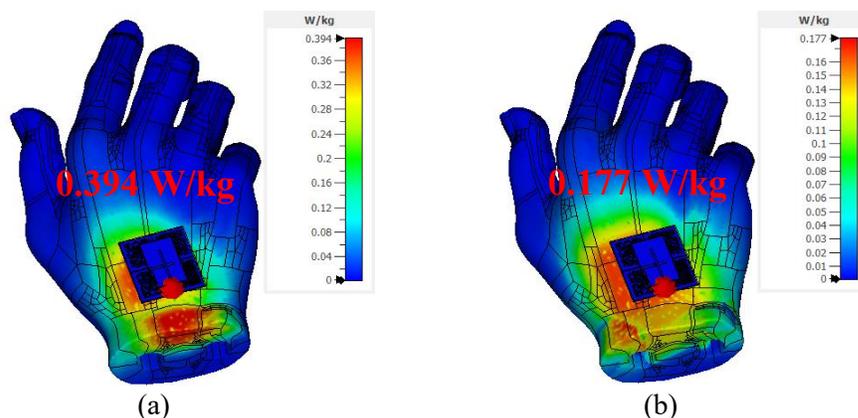


Figure 5. 24 DAS de l'antenne non uniforme à 5.8 GHz pour (a) 1 g et (b) 10 g de tissu.

Le tableau 5.7 résume les valeurs moyennes simulées du DAS sur 1 g et 10 g de tissus pour tous les cas. Il convient de noter que ces valeurs sont conformes aux normes américaines, canadiennes et européennes.

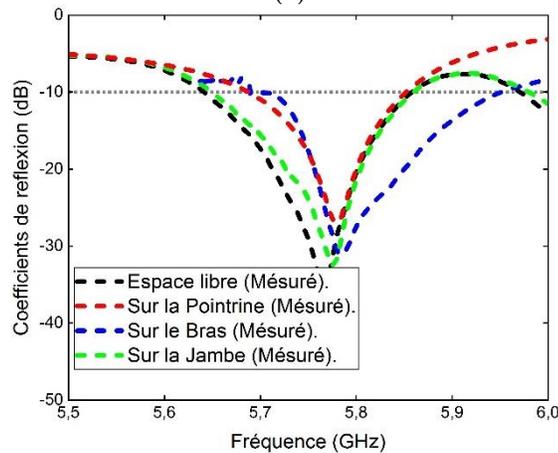
Tableau 5. 7 Distribution des valeurs DAS simulées à 5.8 GHz.

Unité (W/kg)	Standard	Sur la poitrine	Sur le bras	Sur la jambe	Sur la main	Antenne sans AMC
1 g en moyenne (É-U/ C. A)	1.6	0.186	0.058	0.101	0.394	0.567
10 g en moyenne (EUR.)	2	0.073	0.006	0.046	0.177	0.370

La structure de l'antenne fabriquée a été testée en utilisant différentes parties du corps humain, à savoir le bras, la poitrine et la jambe, comme le montre la figure 5.25(a). La figure 5.25(b) illustre le coefficient de réflexion mesuré du prototype fabriqué sur différentes parties du corps humain (poitrine, bras et la jambe). Les résultats des mesures montrent des coefficients de réflexion très stables pour tous les cas évalués. Lorsqu'elle est placée sur la poitrine, l'antenne fonctionne dans la gamme de fréquences de 5.70 à 5.85 GHz, tout en conservant une adaptation d'impédance dans la bande ISM souhaitée. Les légers écarts observés dans les paramètres S peuvent être attribués à la distance de proximité et aux caractéristiques diélectriques du corps humain.



(a)



(b)

Figure 5. 25 (a) L'antenne proposée placée sur le bras, la poitrine et la jambe (b) Coefficients de réflexion mesurés.

### 5.5.2 Comparaison avec des conceptions d'antennes récentes

Les performances de l'antenne proposée et d'autres antennes uniformes/non uniformes sont comparées dans le tableau 5.8. En observant ce tableau, l'antenne non uniforme proposée offre les avantages de la compacité, de la conformabilité, d'un gain plus élevé et de valeurs DAS plus faibles. On peut observer que la structure proposée est plus performante que les antennes examinées dans [88], [156-159], [161-162] et en termes de compacité. Bien qu'elle soit plus compacte, elle permet d'obtenir un gain plus élevé que [114], [155] et [160], qui intègrent tous un réflecteur. Son gain est également supérieur à celui de [161], qui n'incorpore pas de réflecteur. En outre, la conception proposée présente un DAS inférieur à celui de [114], [158-159], [160] et [161].

Tableau 5. 8 Comparaison entre l'antenne proposée et les références récentes dans la bande WBAN.

Réf.	Type	Dimensions	F <sub>0</sub> (GHz)	BP (%)	Gain (dBi)	FBR (dB)	Effi. (%)	DAS (W/Kg)	Nombre de cellules unitaires
[88]	Uniforme MS	120 × 90 × 1.574 2.2 λ <sub>0</sub> × 1.69 λ <sub>0</sub> × 0.304 λ <sub>0</sub> (Surface 3.718 λ <sub>0</sub> <sup>2</sup> )	5.8	3.48	12.8	12	79.9	0.0467	6×8
[114]	Textile d'uniforme MS	42 × 28 × 4 0.77 λ <sub>0</sub> × 0.51 λ <sub>0</sub> × 0.073 λ <sub>0</sub> (Surface 0.393 λ <sub>0</sub> <sup>2</sup> )	5.5	17.31	6.7	-	77	0.3699	3×2
[155]	MS non uniforme	26.4 × 25 × 3.25 0.49 λ <sub>0</sub> × 0.46 λ <sub>0</sub> × 0.060 λ <sub>0</sub> (Surface 0.225 λ <sub>0</sub> <sup>2</sup> )	5.55	21.6	7.7	15.7	87	-	4×4
[156]	MS conique non uniforme	55 × 55 × 3.14 1.3 λ <sub>0</sub> × 1.3 λ <sub>0</sub> × 0.060 λ <sub>0</sub> (Surface 1.69 λ <sub>0</sub> <sup>2</sup> )	5.7	33.1	6.34	-	-	-	8×8
[157]	MS non uniforme	78 × 78 × 9.2855 1.3 λ <sub>0</sub> × 1.3 λ <sub>0</sub> × 0.06 λ <sub>0</sub> (Surface 1.69 λ <sub>0</sub> <sup>2</sup> )	5.0	28.4	8.2	-	95	-	4×4
[158]	Antenne PIFA textile	46 × 36 × 2 0.84 λ <sub>0</sub> × 0.66 λ <sub>0</sub> × 0.037 λ <sub>0</sub> (Surface 0.554 λ <sub>0</sub> <sup>2</sup> )	5.5	18	5.9	20	74.1	0.9307	-
[159]	Antenne textile uniforme AMC	90 × 60 × 2.781 1.44 λ <sub>0</sub> × 0.46 λ <sub>0</sub> × 0.051 λ <sub>0</sub> (Surface 0.662 λ <sub>0</sub> <sup>2</sup> )	5.5	24.4	10.59	25.01	85	0.0832	6×4
[160]	MS non uniforme	27.5 × 27.5 × 3.14 0.26 λ <sub>0</sub> × 0.26 λ <sub>0</sub> × 0.180 λ <sub>0</sub> (Surface 0.068 λ <sub>0</sub> <sup>2</sup> )	5.45	7.77	7.63	-	-	0.481	3×3
[161]	MS non uniforme	50 × 50 × 4 0.91 λ <sub>0</sub> × 0.91 λ <sub>0</sub> × 0.07 λ <sub>0</sub> (Surface 0.828 λ <sub>0</sub> <sup>2</sup> )	5.5	26.73	8.54	-	79.6	0.291	3×3

[162]	Anneau carré non périodique MS	$60 \times 60 \times 4.063$ $1.1 \lambda_0 \times 1.1 \lambda_0 \times 0.06 \lambda_0$ (Surface $1.21 \lambda_0^2$ )	5.7	54	10.7		92	-	4×4
Prop.	Antenne AMC non uniforme optimisée	$30 \times 30 \times 4.29$ $0.57 \lambda_0 \times 0.57 \lambda_0 \times 0.082 \lambda_0$ (Surface $0.331 \lambda_0^2$ )	5.76	18.14	8.49	34.95	94.34	0.058	2×2

## 5.6 Conclusion

Ce chapitre présente une analyse approfondie de l'antenne AMC non uniforme, flexible et compacte pour les systèmes corporels. L'approche basée sur l'AG a été introduite pour explorer le mécanisme de fonctionnement, prédire les comportements de rayonnement et de guider l'évolution du système d'antenne. L'antenne proposée a démontré de bonnes performances lorsqu'elle est placée à une distance de séparation de 7 mm du modèle de corps humain, ce qui entraîne une augmentation de la taille globale de l'antenne. Pour permettre les communications hors du corps, un AMC non uniforme de forme carrée est mis en œuvre. Le processus de conception et d'optimisation de l'antenne proposée fournit une nouvelle solution pour concevoir une antenne à large bande et à gain élevé, en utilisant la technologie des métamatériaux non uniformes. L'intégration du réflecteur optimisé offre des avantages tels que la réflexion en phase, qui non seulement assure la protection du corps humain, mais permet également à l'antenne proposée de conserver un profil bas en restant proche du corps humain. Une structure conforme a été effectuée pour maintenir les performances stables dans diverses situations. L'antenne fabriquée est validée expérimentalement en espace libre et sur le fantôme, ainsi que sur des différentes conditions de courbures. En outre, le débit d'absorption spécifique (DAS) simulé confirme que l'antenne proposée peut être utilisée à proximité du corps humain. Grâce à toutes ces caractéristiques, l'antenne non uniforme proposée est un candidat potentiel pour les communications hors du corps dans les systèmes WBAN.

## CONCLUSION GÉNÉRALE ET PERSPECTIVES

Motivé par l'essor du développement des produits électroniques portables et leur niveau élevé d'adoption par les consommateurs, la demande d'antennes ergonomiques à haute efficacité et à faible taux DAS a augmenté d'une manière importante pour les applications sans fil corporelle. Les principales contraintes sur la conception d'antennes portables sont la forme et la taille qui doivent s'adapter de manière ergonomique au dispositif portable ou à un vêtement ou accessoire quotidien, ainsi que l'effet du corps humain absorbant sur les performances de l'antenne.

Les travaux présentés dans cette thèse sont consacrés à la conception et la réalisation d'antennes corporelles destinées aux applications WBAN. Ces travaux de recherche présentent l'ensemble du processus de conception d'antennes flexibles portables, incluant le choix et la caractérisation électromagnétique des matériaux flexibles, ainsi que la synthèse et l'incorporation des métamatériaux de type AMC et métasurface à la conception pour améliorer les performances de ces antennes portables.

Dans la première section du manuscrit, notre attention s'est focalisée sur les avancées technologiques liées aux applications portables (WBAN), englobant notamment les domaines centrés sur le corps humain. Nous avons exploré leurs utilisations, leurs perspectives en se basant sur la revue de la littérature portant sur les antennes flexibles et textiles pour les systèmes de communication sans fil intégrés au corps humain. Cette analyse a révélé que l'industrie électronique a réalisé d'importants progrès, mettant en œuvre des dispositifs sans fil sophistiqués pour être utilisés à proximité du corps humain. Parallèlement, l'emploi de ces dispositifs sans fil à proximité du corps humain affecte considérablement les performances des antennes, exigeant ainsi des solutions efficaces, compactes et légères, résistantes aux interférences dues à la proximité du corps humain.

Par la suite, les démarches de conception de trois nouvelles antennes flexibles ont été présentés dans la bande de fréquence à 5.8 GHz. Les prototypes des antennes ont été fabriqués et mesurés en termes de coefficients de réflexion et diagrammes de rayonnement. Les résultats des simulations et des mesures ont présenté une concordance satisfaisante confirmant l'approche proposée. En effet, les antennes portables sont caractérisées par leur compacité et affichent des diagrammes de rayonnement omnidirectionnels, avec un gain moyen avoisinant les 4 dBi. L'approche consiste à intégrer des structures périodiques de type

AMC et métasurface dans le but de les utiliser comme plans réflecteurs pour les antennes portables.

L'antenne à polarisation circulaire flexible soutenue par une structure de réseau AMC a été conçue et étudiée pour les applications portables (WBAN). L'antenne proposée consiste en une antenne unipolaire coplanaire alimentée par une ligne microruban. Une bande parasite en forme de L inversé du côté des plans de masse coplanaires a été introduite pour obtenir la polarisation circulaire à 5.8 GHz. L'incorporation de AMC dans la conception a permis d'améliorer les performances de l'antenne en matière de gain et d'efficacité de rayonnement. Les résultats ont montré une génération du rayonnement latéral, tandis que le rayonnement arrière a été atténué de 8 dB. Une augmentation significative d'environ 4 dB du gain a été observée dans les bandes de fréquences, avec une efficacité de rayonnement de 98%.

Par ailleurs, l'antenne MSA a été développée pour rayonner autour de la bande de fréquence de 5.8 GHz en utilisant un réseau d'alimentation pour diriger tous les signaux reçus vers un seul port. Le même matériau et les mêmes dimensions ont également été utilisés pour concevoir un réseau MPA fonctionnant à la même bande de fréquence. Afin d'évaluer leurs performances, les deux structures ont été étudiées dans deux scénarios à savoir planaires et conformes (courbés). Les résultats ont montré que le MSA conforme offre une stabilité de gain avec une efficacité supérieure par rapport aux réseaux MPA (conforme). De plus, la fréquence de résonance du MSA était légèrement décalée pour toutes les valeurs sélectionnées, tandis que celle du réseau MPA était sensiblement perturbée lors de scénarios de courbure (l'axe x).

D'autre part, l'antenne MSA a été proposée pour l'intégration d'antennes à proximité du corps humain, en conservant l'adaptation de l'antenne et en réduisant l'absorption des ondes électromagnétiques par le corps humain. Le MSA a atteint une largeur de bande d'impédance de 190 MHz et un gain de 12.82 dBi, avec une efficacité totale de 79.93% à 5.8 GHz. En plus, les tests effectués sur le corps ont également démontré que l'antenne présente une bonne isolation vis-à-vis du corps humain grâce au métamatériaux, où la valeur de débit d'absorption spécifique (DAS) a été largement respectée.

D'autre part, une nouvelle approche d'optimisation du réseau de métamatériaux non uniforme a été explorée pour améliorer les performances du rayonnement de l'antenne proposée. L'optimisation du réseau AMC 2×2 de cellules unitaires non uniformes a été

effectuée à l'aide de la technique de l'algorithme génétique (AG). Cette nouvelle approche nous a permis d'atteindre une amélioration du gain près de 40% par rapport aux solutions conventionnelles. Les performances du prototype d'antenne mesurée en espace libre et en présence du corps humain ont été analysées et comparées au résultat obtenu numériquement avec un fantôme du corps humain hétérogène réaliste (Hugo). Ensuite, des mesures de flexion et dans certains scénarios sur le corps ont été réalisés avec le prototype fabriqué, permettent d'obtenir de bons résultats en termes de paramètres de rayonnement et de débit d'absorption spécifique (DAS). Le prototype est considéré comme une solution prometteuse pour les applications WBAN grâce à sa géométrie simple, son gain élevé et sa bonne capacité à fonctionner lorsqu'il est plié et porté sur le corps humain.

Parmi les perspectives envisagées dans le cadre de cette thèse, concernant les applications centrées sur le corps, les antennes conçues sur des matériaux flexibles qui ne se limitent pas uniquement à cette plateforme. Ces antennes pourraient être intégrées sur d'autres matériaux plus flexibles et déformables ayant une constante diélectrique plus élevée, favorisant ainsi une miniaturisation relativement aisée, tels que le polyimide (Kapton), le textile, le polyéthylène (type PET), le PDMS-MCT et les polymères à cristaux liquides, etc.

De plus, l'exploration du spectre millimétrique présente un intérêt considérable. Cette bande de fréquence est prometteuse pour les communications sans fil sur le corps humain, notamment autour de la bande de fréquence à 28 GHz. Cette plage de fréquences offre des avantages en termes de débits et de vitesse de transfert de données pour les réseaux centrés sur le corps, et permet aussi le développement d'antennes de taille réduite, facilitant ainsi leur intégration sur le corps humain. Cette approche ouvre la voie au développement de solutions efficaces pour un large éventail d'applications dans des domaines majeurs tels que le domaine médical, militaire et multimédia.

## LISTE DE RÉFÉRENCES

- [1] N. Rais, P. Soh, F. Malek, S. Ahmad, N. Hashim, and P. Hall, "A review of wearable antenna," Antennas Propagation Conference, Loughborough, United Kingdom, pp. 225-228, Nov 2009.
- [2] M. A. I. Oni and M. T. Ali, "Design of A Compact, Low-Profile, Elliptical Patch UWB Antenna and Performance Analysis in Vicinity of Human Layered Tissue Model for Wireless Body Area Network (WBAN) Applications," International Journal of Innovation and Applied Studies, vol. 8, no. 4, pp. 1770-1781, Oct. 2014.
- [3] P. S. Hall and Y. Hao, Antennas and Propagation for Body-Centric Wireless Communications. Norwood, MA, USA: Artech House, Jul. 2012.
- [4] G. A. Conway and W. G. Scanlon, "Antennas for Over-Body-Surface Communication at 2.45 GHz," IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 57, no. 4, pp. 844-855, Apr. 2009.
- [5] K. Koski, L. Sydneimo, Y. Rahmat-Samii and L. Ukkonen, "Fundamental Characteristics of Electro-Textiles in Wearable UHF RFID Patch Antennas for Body-Centric Sensing Systems," IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 62, no. 12, pp. 6454-6462, Dec. 2014.
- [6] B. Hu, G. P. Gao, L. L. He, X. D. Cong and J. N. Zhao, "Bending and OnArm Effects on a Wearable Antenna for 2.45 GHz Body Area Network," IEEE Antennas Wireless Propag. Lett., vol. 15, pp. 378-381, Jun. 2015.
- [7] H. R. Khaleel, H. M. Al-Rizzo and A. I. Abbosh, "Design, Fabrication, and Testing of Flexible Antennas," Advancement in Microstrip Antennas With Recent Applications, InTech, Vienna, Austria, Mar. 2013.
- [8] A. C. Durgun, C. A. Balanis, C. R. Birtcher and D. R. Allee, "Design, Simulation, Fabrication and Testing of Flexible Bow-Tie Antennas," IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 59, no. 12, pp. 4425-4435, Dec. 2011.
- [9] S. M. Saeed, C. A. Balanis and C. R. Birtcher, "Inkjet-Printed Flexible Reconfigurable Antenna for Conformal WLAN/WiMAX Wireless Devices," IEEE Antennas Wireless Propag. Lett., vol. 15, pp. 1979-1982, Dec. 2016.
- [10] H. Xiaomu, S. Yan, and G. A. Vandenbosch, "Wearable button antenna for dual-band wlan applications with combined on and off-body radiation patterns," IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 65, no. 3, pp. 1384-1387, Jan. 2017.
- [11] M. Suma, P. Bybi, and P. Mohanan, "A wideband printed monopole antenna for 2.4-GHz WLAN applications," Microwave and Optical Technology Letters, vol. 48, no. 5, pp. 871-873, Mar. 2006.
- [12] N. Haga, K. Saito, M. Takahashi, and K. Ito, "Characteristics of cavity slot antenna for body-area networks," IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 57, no. 4, pp. 837-843, Apr. 2009.
- [13] C. A. Balanis, Antenna Theory: Analysis and Design. 4th ed., Hoboken, NJ, USA: Wiley, 2016.
- [14] D. Sievenpiper, "High-Impedance Electromagnetic Surfaces," Ph.D. dissertation, Department of Electrical Engineering, UCLA, 1999.
- [15] Y. B. Chaouche, M. Nedil, I. Benmabrouk, and M. Belazzoug, "A dual-band antenna backed by AMC surface using genetic algorithm for 2.4/5.8 GHz underground mining communications," IEEE APS/URSI Conf., Montreal, QC, Canada, pp. 929-930, Jul. 2020.
- [16] H. R. Raad, A. I. Abbosh, H. M. Al-Rizzo and D. G. Rucker, "Flexible and Compact AMC Based Antenna for Telemedicine Applications," IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 61, no. 2, pp. 524-531, Feb. 2013.
- [17] S. Yan, P. J. Soh and G. A. E. Vandenbosch, "Low-Profile Dual-Band Textile Antenna With Artificial Magnetic Conductor Plane," IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 62, no. 12, pp. 6487-6490, Dec. 2014.

- [18] Y. Ge and K. P. Esselle, "GA/FDTD technique for the design and optimization of periodic metamaterials," *IET Proc. Microw. Antennas Propag. Special Issue on Metamater.*, vol. 1, no. 1, pp. 158-164, Mar. 2007.
- [19] M. El Badawe, "Metasurfaces for Antennas, Energy Harvesting and Imaging," *Electrical and Computer Engineering*, University of Waterloo, Ontario, Canada, Aug. 2018.
- [20] N. Engheta and R. W. Ziolkowski, *Metamaterials: physics and engineering explorations*. John Wiley & Sons, Jun. 2006.
- [21] A. Sihvola, "Metamaterials in electromagnetics," *Metamaterials*, vol. 1, no. 1, pp.2-11, Mar. 2007.
- [22] H. Lamb, "On group-velocity," *Proceedings of the London Mathematical Society*, vol. s2-1, no. 1, pp. 473-479, Feb. 1904.
- [23] L. I. L. I. Mandelshtam, "Group velocity in crystalline arrays," *Opt. Spekrsk*, vol. 3, no. 1, pp. 308-312, 1957.
- [24] V. G. Veselago, "The electrodynamics of substances with simultaneously negative values of  $\epsilon$  and  $\mu$ ," *Soviet Physics-Uspokhi*, vol. 10, no. 4, pp. 509-514, 1968.
- [25] R. A. Shelby, D. R. Smith, and S. Schultz, "Experimental verification of a negative index of refraction," *science*, vol. 292, no. 5514, pp. 77-79, Apr. 2001.
- [26] C. L. Holloway, E. F. Kuester, J. Gordon, J. O'Hara, J. Booth, D. R. Smith, "An overview of the theory and applications of metasurfaces: The two-dimensional equivalents of metamaterials," *IEEE Antennas Propag Mag.*, vol. 54, no. 2, pp. 10-35, Apr. 2012.
- [27] R. W. Ziolkowski and E. Heyman, "Wave Propagation in Media Having Negative Permittivity and Permeability," *Physical review E*, vol. 64, no. 5, Dec. 2001.
- [28] C. Caloz, C. C. Chang, and T. Itoh, "Full-wave verification of the fundamental properties of left-handed materials in waveguide configurations," *Journal of Applied Physics*, vol. 90, no. 11, pp. 5483-5486, Dec. 2001.
- [29] I. V. Lindell, S. Tretyakov, K. Nikoskinen, and S. Ilvonen, "Bw media-media with negative parameters, capable of supporting backward waves," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 31, no. 2, pp. 129-133, Aug. 2001.
- [30] A. K. Iyer and G. V. Eleftheriades, "Negative refractive index metamaterials support- ing 2-d waves," *Microwave Symposium Digest, IEEE MTT-S International*, Seattle, WA, USA, vol. 2, pp. 1067-1070, Aug. 2002.
- [31] M. Silveirinha and N. Engheta, "Tunneling of Electromagnetic Energy through Subwavelength Channels and Bends using  $\epsilon$ -Near-Zero Materials," *Physical review letters*, vol. 97, no. 15, p. 157403, Oct. 2006.
- [32] W. Zhao, et al., "Single-fluxon controlled resistance switching in centimeter-long superconducting gallium-indium eutectic nanowires," *Nano letters*, vol. 15, no. 1, pp. 153-158, Nov. 2014.
- [33] M. Gokkavas, et al., "Experimental demonstration of a left-handed metamaterial operating at 100 GHz," *Physical Review B*, vol. 73, no. 19, p. 193103, May. 2006.
- [34] T. J. Yen, W. Padilla, N. Fang, D. Vier, et al., "Terahertz magnetic response from artificial materials," *Science*, vol. 303, no. 5663, pp. 1494-1496, Mar. 2004.
- [35] G. Dolling, M. Wegener, C. M. Soukoulis, and S. Linden, "Negative-index metama- terial at 780 nm wavelength," *Optics letters*, vol. 32, no. 1, pp. 53-55, Jan. 2007.
- [36] O. M. Ramahi, T. S. AlMoneef, M. AlShareef, and M. S. Boybay, "Metamaterial particles for electromagnetic energy harvesting," *Applied Physics Letters*, vol. 101, no. 17, Oct. 2012.
- [37] R. W. Ziolkowski and A. Erentok, "Metamaterial-based efficient electrically small antennas," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 54, no. 7, pp. 2113-2130, Jul. 2006.

- [38] E. F. Kuester, M. Mohamed, M. Piket-May, C. L. Holloway, "Averaged transition conditions for electromagnetic fields at a metamaterial," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 51, no. 10, pp. 2641-2651, Oct. 2003.
- [39] M. Albooyeh, "Electromagnetic characterization of metasurfaces," Ph.D. dissertation, Aalto series, Jun. 2015.
- [40] M. Lapine and S. Tretyakov, "Contemporary notes on metamaterials," *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, vol. 1, no. 1, pp. 3-11, Feb. 2007.
- [41] R. Garg, *Microstrip antenna design handbook*. Artech House, 2001.
- [42] H. Wheeler et al., "Fundamental limitations of small antennas," *Proceedings of the IRE*, vol. 35, no. 12, pp. 1479-1484, Dec. 1947.
- [43] J. Liu and H. Zhao, "Cylindrical conformal omnidirectional antenna design," *IEEE Wireless Networks and Information Systems*, pp. 19-22, Dec. 2009.
- [44] P. Knott, "Design and experimental results of a spherical antenna array for a conformal array demonstrator," 2nd IEEE International ITG Conference, Munich, Germany, pp. 120-123, Mar. 2007.
- [45] L. Josefsson and P. Persson, *Conformal array antenna theory and design*. John Wiley & sons, vol. 29, Jan. 2006.
- [46] B. Piper and M. Bialkowski, "Electromagnetic modeling of conformal wideband and multi-band patch antennas by bridging a solid-object modeler with mom software," *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 46, no. 5, pp. 42-52, Oct. 2004.
- [47] S. Movassaghi, M. Abolhasan, et al., "Wireless body area networks: A survey. Communications Surveys Tutorials," *IEEE*, vol. 16, no. 3, pp. 1658-1686, Jan. 2014.
- [48] C. Oliveira, C. Lopes, M. Mackowiak, and L. M. Correia, "Characterisation of on-body communications at 2.45 GHz," 6th ICST International Conference, Brussels, Belgium, pp. 54-59, Nov. 2011.
- [49] A. Alomainy, Y. Hao, and F. Pasveer, "Numerical and experimental evaluation of a compact sensor antenna for healthcare devices," *IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems*, 1(4): 242-249, Dec 2007.
- [50] J. Pinto, L. Tween, B. Henderson, and R. Lewis. "Vox, video and data sharing using body worn antennas," *Antennas and Propagation Conference (LAPC)*, Loughborough, United Kingdom, pp. 1-4, Nov 2011.
- [51] K. S. Kwak, S. Ullah, and N. Ullah, "An overview of IEEE 802.15.6 standard," 3rd International Symposium on Applied Sciences in Biomedical and Communication Technologies, Rome, Italy, pp. 1-6, Nov Nov. 2010.
- [52] M. Grimm, D. Manteuffel, "Ultra-Wideband Radio Technologies for Communications, Localization and Sensor Applications," Chapter 7 'Antennas and Propagation for On-Off- and In-Body Communications', pp. 153-164, Mar. 2013.
- [53] C. H. Lin, K. Saito, M. Takahashi and K. Ito, "Wearable multi-band antenna with tuning function for on-body and off-body communications," *International Symposium on Antennas and Propagation*, Nagoya, Japan, pp. 668-671, Nov. 2012.
- [54] C. Hertleer, H. Rogier, L. Vallozzi and L. Van Langenhove, "A Textile Antenna for Off- Body Communication Integrated Into Protective Clothing for Firefighters," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 57, no. 4, pp. 919-925, Apr. 2009.
- [55] S. M. Salleh, et al., "Textile Antenna With Simultaneous Frequency and Polarization Reconfiguration for WBAN," *IEEE Access*, vol. 6, pp. 7350-7358, Dec. 2017.
- [56] A. Y. I. Ashyap, et al., "Inverted E-shaped wearable textile antenna for medical applications," *IEEE Access*, vol. 6, pp. 35214-35222, Jun. 2018.

- [57] A. Arif, M. Zubair, M. Ali, et al. "A compact, low-profile fractal antenna for wearable on-body WBAN applications," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 18, no. 5, p. 981–985, Mar. 2019.
- [58] Z. Hamouda et al., "Flexible UWB organic antenna for wearable technologies application," *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, vol. 12, no. 2, pp. 160-166, Jul. 2018.
- [59] A. Dąbrowska, G. Bartkowiak and R. Kotas, "Evaluation of functionality of warning system in smart protective clothing for firefighters," *Sensors*, vol. 21, no. 5, pp. 1-14, Mar. 2021.
- [60] C.H. Lin, K. Ito, et al., "Multi-functional small antennas for health monitoring systems," *International Symposium on Antenna and Propagation*, pp. 569–572, Nanjing, China, 23-25 Oct. 2013.
- [61] E. Hahn, et al., "The virtual family development of surface based anatomical models of two adults and two children for dosimetric simulations," *Phys. Med. Biol*, Vol. 55, pp. 23-38, Jan. 2010
- [62] P. Izdebski, H. Rajagopalan, Y. Rahmat-Samii "Conformal ingestible capsule antenna : a novel chandelier meandered design.," *IEEE Trans. Antennas Propag*, Vol. 57, pp. 900-909, Apr. 2009.
- [63] I. C. on Non-Ionizing Radiation Protection et al., "Icnirp statement on the guidelines for limiting exposure to time-varying electric, magnetic, and electromagnetic fields (up to 300 GHz)," *Health Physics*, vol. 97, no. 3, pp. 257-258, 2009.
- [64] J. Kim and H. Lee, "Low specific absorption rate wearable antenna for wlan band applications," *EuCAP*, Barcelone, Spain, pp. 1-5, Apr 2010.
- [65] E. J. Rothwell, R. O. Ouedraogo, "Antenna miniaturization: definitions, concepts, and a review with emphasis on metamaterials," *J Electromagn Waves Appl.*, vol. 2, pp. 2089-2123, Nov. 2014.
- [66] M. Elatrash, M.A. Abdallah, H.M. Elhennawu, "A Wearable Dual-Band Low Profile High Gain Low SAR Antenna AMC-Backed for WBAN Applications," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 67, no 10, pp. 6378-6388, Jun. 2019.
- [67] S. M. Saeed, C. A. Balanis, C. R. Birtcher, A. C. Durgun, H. N. Shaman, "Wearable flexible reconfigurable antenna integrated with artificial magnetic conductor," *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 16, pp. 2396-2399, Jun. 2017.
- [68] A. Alemarween, S. Noghianian, "On-body low-profile textile antenna with artificial magnetic conductor," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 67, no. 6, pp. 3649-3656, Jun. 2019.
- [69] A. Tsolis, W. Whittow, A. Alexandridis, and J. Vardaxoglou, "Embroidery and Related Manufacturing Techniques for Wearable Antennas: Challenges and Opportunities," *Electronics*, vol. 3, no. 2, pp. 314–338, May. 2014.
- [70] U. Ullah, M. Al-Hasan, S. Koziel, I. BenMabrouk, "Circular Polarization Diversity Implementation for Correlation Reduction in Wideband Low-Cost Multiple-Input-Multiple-Output Antenna," *IEEE Access*, vol. 8, pp. 95585-95593, May. 2020.
- [71] M. Särestöniemi, C. Pomalaza-Ráez, C. Kissi, J. Linatti "Simulation and Measurement Data-Based Study on Fat as Propagation Medium in WBAN Abdominal Implant Communication Systems," *IEEE Access*, 2021, vol. 9, pp. 46240-46259, Mar. 2021.
- [72] K. Zhang, G. A. E. Vandenbosch and S. Yan, "A Novel Design Approach for Compact Wearable Antennas Based on Metasurfaces," *IEEE Trans. Biomed. Circuits Syst.*, vol. 14, no. 4, pp. 918-927, Aug. 2020.
- [73] D. Yang, J. Hu, and S. Liu, "A low profile UWB antenna for WBAN applications," *IEEE Access*, vol. 6, pp. 25214-25219, Apr. 2018.
- [74] M. R. I. Faruque, M. I. Hossain, and M. T. Islam, "Low specific absorption rate microstrip patch antenna for cellular phone applications," *IET Microw., Antennas Propag.*, vol. 9, no. 14, pp. 1540–1546, Nov. 2015.

- [75] L. A. Y. Poffelie, P. J. Soh, S. Yan, and G. A. E. Vandenbosch, "A highfidelity all-textile UWB antenna with low back radiation for off-body WBAN applications," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 64, no. 2, pp. 757–760, Feb. 2016.
- [76] Y. J. Li, Z. Y. Lu, and L. S. Yang, "CPW-fed slot antenna for medical wearable applications," *IEEE Access*, vol. 7, pp. 42107–42112, Mar. 2019.
- [77] S. Agneessens and H. Rogier, "Compact half diamond dual-band textile HMSIW on-body antenna," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 62, no. 5, pp. 2374–2381, May 2014.
- [78] S. Agneessens, S. Lemey, T. Vervust, and H. Rogier, "Wearable, small, and robust: the circular quarter-mode textile antenna," *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 14, pp. 1482–1485, Jan. 2015.
- [79] S. Yan, P. J. Soh, and G. A. E. Vandenbosch, "Dual-band textile MIMO antenna based on substrate-integrated waveguide (SIW) technology," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 63, no. 11, pp. 4640–4647, Nov. 2015.
- [80] A. Arif, M. Zubair, M. Ali, M. U. Khan, and M. Q. Mehmood, "A compact, low-profile fractal antenna for wearable on-body WBAN applications," *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 18, no. 5, pp. 981–985, May 2019.
- [81] P. J. Soh, G. A. E. Vandenbosch, S. L. Ooi, and M. R. N. Husna, "Wearable dual-band Sierpinski fractal PIFA using conductive fabric," *Electron. Lett.*, vol. 47, no. 6, pp. 365–367, Mar. 2011.
- [82] W. El Hajj, C. Person, and J. Wiart, "A novel investigation of a broadband integrated inverted-F antenna design; application for wearable antenna," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 62, no. 7, pp. 3843–3846, Jul. 2014.
- [83] U. Ali, A. Basir, M. Zada, S. Ullah, B. Kamal and H. Yoo, "Performance Improvement of a Dual-Band Textile Antenna for On-Body Through Artificial Magnetic Conductor," in *IEEE Access*, vol. 11, pp. 72316–72331, Jul. 2023.
- [84] M. A. B. Abbasi, S. S. Nikolaou, M. A. Antoniadis, M. N. Stevanovic, and P. Vryonides, "Compact EBG-backed planar monopole for BAN wearable applications," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 65, no. 2, pp. 453–463, Feb. 2017.
- [85] G. P. Gao, B. Hu, S. F. Wang, and C. Yang, "Wearable circular ring slot antenna with EBG structure for wireless body area network," *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 17, no. 3, pp. 434–437, Mar. 2018.
- [86] Y. S. Chen and T. Y. Ku, "A low-profile wearable antenna using a miniature high impedance surface for smartwatch applications," *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 15, pp. 1144–1147, Oct. 2015.
- [87] N. M. Hicho, E. A. Daviu, M. C. Fabr es, M. Ferrando-Bataller, and D. S. Escuderos, "Wideband high impedance surface reflector for low-profile high-gain UHF antenna," 9th Eur. Conf. Antennas Propag. (EuCAP), Lisbon, Portugal, pp. 1–4, Aug. 2015.
- [88] Y. B. Chaouche, M. Nedil, M. Elbadawe, M. Olaimat, O. Ramahi, "Wearable Metasurface Antenna based on Electrically-small Ring Resonators for WBAN Applications," *IET Electronics Letters*, vol. 51, no. 1, pp. 4–7, Nov. 2021.
- [89] K. Agarwal, Y. X. Guo, and B. Salam, "Wearable AMC backed nearendfire antenna for on-body communications on latex substrate," *IEEE Trans. Compon., Packag. Manuf. Technol.*, vol. 6, no. 3, pp. 346–358, Mar. 2016.
- [90] Z. H. Jiang, M. D. Gregory, and D. H. Werner, "Design and experimental investigation of a compact circularly polarized integrated filtering antenna for wearable biotelemetric devices," *IEEE Trans. Biomed. Circuits Syst.*, vol. 10, no. 2, pp. 328–338, Apr. 2016.
- [91] X. Hu, S. Yan, and G. A. E. Vandenbosch, "Compact circularly polarized wearable button antenna with broadside pattern for U-NII worldwide band applications," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 67, no. 2, pp. 1341–1345, Feb. 2019.

- [92] U. Ullah, I. B. Mabrouk, and S. Koziel, "A compact circularly polarized antenna with directional pattern for wearable off-body communications," *IEEE Ant. Wireless Propag. Lett.*, vol. 18, no. 12, pp. 2523-2527, Dec. 2019.
- [93] H. Yang, C. Liu, X. Y. Fan, and M. M. Tentzeris, "Flexible circularly polarized antenna with axial ratio bandwidth enhancement for off-body communications," *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, vol. 15, no. 7, pp. 754-767, Mar. 2021.
- [94] Z. H. Jiang, Z. Cui, T. Y. Yue, and D. H. Werner, "Compact, highly efficient, and fully flexible circularly polarized antenna enabled by silver nanowires for wireless body-area networks," *IEEE Trans. Biomed. Circuits Syst.*, vol. 11, no. 4, pp. 920-932, Aug. 2017.
- [95] U. Illahi, et al., "Design of new circularly polarized wearable dielectric resonator antenna for off-body communication in WBAN applications," *IEEE Access*, vol. 7, pp. 150573-150582, Oct. 2019.
- [96] R. Joshi, E. F. N. M. Hussin, P. J. Soh, M. F. Jamlos, H. Lago, A. A. Al-Hadi, and S. K. Podilchak, "Dual-band, dual-sense textile antenna with AMC backing for localization using GPS and WBAN/WLAN," *IEEE Access*, vol. 8, pp. 89468-89478, May. 2020.
- [97] C. Nguyen, *Microwave, and Millimeter-Wave Planar Transmission Line Structures*. Hoboken, NJ, USA: Wiley, Oct. 2001.
- [98] U. Ullah and S. Koziel, "A novel coplanar-strip-based excitation technique for design of broadband circularly polarization antennas with wide 3 dB axial ratio beamwidth," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 67, no. 6, pp. 4224-4229, Jun. 2019.
- [99] S.K.K. Dash, Q.S. Cheng, "An off-center-fed compact wideband antenna with truncated corners and parasitic patches for circular polarization," *Int J RF Microw Comput Aided Eng.*, vol.30, no. 8, May. 2020.
- [100] CST Microwave Studio, Computer Simulation Technology, version 2022.
- [101] Y. Sung, "Bandwidth enhancement of a microstrip line-fed printed wide-slot antenna with a parasitic center patch," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 60, no. 4, pp. 1712-1716, Apr. 2012.
- [102] H. R. Raa, A. I. Abbosh, H. M. Al-Rizzo, and D. G. Rucker, "Flexible and compact AMC based antenna for telemedicine applications," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 61, no. 2, pp. 524-531, Feb. 2013.
- [103] H. Malekpoor and S. Jam, "Improved radiation performance of low profile printed slot antenna using wideband planar AMC surface," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 64, no. 11, pp. 4626-4638, Nov. 2016.
- [104] Y. T. Lo, S. W. Lee, *Antenna Handbook: Theory, Applications, and Design*. Springer Science & Business Media, Mar. 2013.
- [105] B. Y. Toh, R. Cahill, and V. F. Fusco, "Understanding and measuring circular polarization," *IEEE Trans. Edu.*, vol. 46, no. 3, pp. 313-318, Aug. 2003.
- [106] S. Yan, L. A. Y. Poffelie, P. J. Soh, X. Zheng, and G. A. E. Vandenbosch, "On-body performance of wearable UWB textile antenna with full ground plane," in *Proc. 10th Eur. Conf. Antennas Propag.*, Davos, Switzerland, pp. 5-8, Jun. 2016.
- [107] Y. Chen and T. Ku, "A low-profile wearable antenna using a miniature high impedance surface for smartwatch applications," *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 15, pp. 1144-1147, Oct. 2015.
- [108] Dielectric Properties of Body Tissues. Accessed: Dec. 15, 2023. [Online]. Available: <http://niremf.ifac.cnr.it/tissprop/>
- [109] Body Tissue Dielectric Parameters. Accessed: Dec. 15, 2023. [Online]. Available: <https://www.fcc.gov/general/body-tissue-dielectricparameters>.
- [110] D. M. N. Elsheakh, A. M. Soliman, and E. A. Abdallah, "Low specific absorption rate hexa-band coplanar waveguide-fed planar inverted-F antenna with independent resonant frequency

- control for wireless communication applications,” *IET Microw., Antennas Propag.*, vol. 8, no. 4, pp. 207-216, Mar. 2014.
- [111] E. Gjonaj, M. Bartsch, M. Clemens, S. Schupp, and T. Weiland, “High-resolution human anatomy models for advanced electromagnetic field computations,” *IEEE Trans. Magn.*, vol. 38, no. 2, pp. 357-360, Mar. 2002.
- [112] K. N. Paracha et al., “A low profile, dual-band, dual polarized antenna for indoor/outdoor wearable application,” *IEEE Access*, vol. 7, pp. 33277-33288, Feb. 2019.
- [113] M. El Atrash, M. A. Abdalla, and H. M. Elhennawy, “A compact highly efficient  $\Gamma$ -section CRLH antenna loaded with textile AMC for wireless body area network applications,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 69, no. 2, pp. 648-657, Feb. 2021.
- [114] G. P. Gao, C. Yang, B. Hu, R.-F. Zhang, and S.-F. Wang, “A wearable PIFA with an all-textile metasurface for 5 GHz WBAN applications,” *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 18, no. 2, pp. 288-292, Feb. 2019.
- [115] S. X. Ta and I. Park, “Dual-band low-profile crossed asymmetric dipole antenna on dual-band AMC structure,” *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 13, pp. 587-590, Mar. 2014.
- [116] Z. Jiang, D. E. Brocker, P. E. Sieber, and D. H. Werner, “A compact, low-profile metasurface-enabled antenna for wearable medical body area network devices,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 62, no. 8, pp. 4021-4030, Aug. 2014.
- [117] X. Y. Liu, Y. H. Di, H. Liu, Z. T. Wu, and M. M. Tentzeris, “A planar windmill-like broadband antenna equipped with artificial magnetic conductor for off-body communications,” *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 15, pp. 64-67, May. 2015.
- [118] M. Joler, M. Boljkovac, “A Sleeve-Badge Circularly Polarized Textile Antenna,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 66, no. 3, pp. 1576-1579, Jan. 2018.
- [119] P. Salonen, Y. Rahimat-Samii, “Textile antennas: Effects of antenna bending on input matching and impedance bandwidth,” *IEEE Aerosp. Electron. Syst. Mag.* vol. 22, no. 3, pp. 10-14, Mar. 2007.
- [120] B. S. Cook, A. Shamim, “Utilizing wideband AMC structures for high-gain inkjet-printed antennas on lossy paper substrate,” *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.* vol. 12, pp. 76-79, Jan. 2013.
- [121] B. S. Abirami, E. F. Sundarsingh, “EBG-backed flexible printed Yagi-Uda antenna for on-body communication,” *IEEE Trans. Antennas Propag.* vol. 14, no. 7, pp. 249-252, May. 2017.
- [122] S. Velan, et al., “Dual-band EBG integrated monopole antenna deploying fractal geometry for wearable applications,” *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.* vol. 14, pp. 249-252, Sep. 2014.
- [123] A. Alemarveen, S. Noghianian, “Crumpling effects and specific absorption rates of flexible AMC integrated antennas,” *IET Microw., Antennas Propag.* vol. 12, no. 4, pp. 627-635, Feb. 2018.
- [124] T. Yue, Z.H. Jiang, D.H. Werner, “A compact metasurface-enabled dual-band dual-sense circularly-polarized antenna loaded with complementary split ring resonators,” *IEEE Trans. Antennas Propag.* vol. 67, no. 2, pp. 794-803, Nov. 2018.
- [125] Y. B. Chaouche, et al., “Compact coplanar waveguide-fed reconfigurable fractal antenna for switchable multiband systems,” *IET Microw. Antennas & Propag.* vol. 13, no. 1, pp. 1-8, Nov. 2019.
- [126] M. A. Aldhaeabi, T. S. Almoneef, “Highly Efficient Planar Metasurface,” *IEEE Access*. vol. 8, pp. 214019-214029, Nov. 2020.
- [127] M. T. Islam, et al., “Metasurface Loaded High Gain Antenna based Microwave Imaging using Iteratively Corrected Delay Multiply and Sum Algorithm,” *Scientific Reports.*, vol. 9, pp. 1-14, Nov. 2019.

- [128] M. El Badawe, T. S. Almoneef, and O. M. Ramahi, "A true metasurface antenna," *Scientific reports*. vol. 6, no. 1, pp. 1-8, Jan. 2016.
- [129] Y. Khraisat and M.M. Olaimat, "Comparison between rectangular and triangular patch antennas array," *IEEE 19th International Conference on Telecommunications*, pp. 1-5, 2012.
- [130] S. Yahya, M.M. Olaimat, and SN. Abdel-Razeq, "Comparison between rectangular and triangular patch antenna arrays," *Appl. Phys.* 4, Jounieh, Lebanon, pp. 1-5, Jun. 2012.
- [131] F. Mohammadreza, et al., "Review of metasurface antennas for computational microwave imaging," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 68, no. 3, pp. 1860-1875, Jan. 2020.
- [132] E. Gjonaj, et al., "High resolution human anatomy models for advanced electromagnetic field computations," *IEEE Trans. Magn.* vol. 38, no. 2, pp. 357-360, Mar. 2002.
- [133] S. Kim, et al., "Monopole antenna with inkjet-printed EBG array on paper substrate for wearable applications," *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.* vol. 11, pp. 663-666, Jun. 2012.
- [134] S. Zhu, R. Langley, "Dual-band wearable textile antenna on an EBG substrate," *IEEE Trans. Antennas Propag.* vol. 57, no. 4, pp. 926-935, Apr. 2009.
- [135] U. Ali, S. Ullah, B. Kamal, L. Matekovits, A. Altaf, "Design, Analysis and Applications of Wearable Antennas: A Review," *IEEE Access*, vol.11, pp. 14458-14486, Feb. 2023.
- [136] A. Choudhary, M. Nizamuddin, and M. Zadoo, "Body node coordinator placement algorithm for WBAN using multi-objective swarm optimization," *IEEE Sensors J.*, vol. 22, no. 3, pp. 2858-2867, Feb. 2022.
- [137] T. Y. Wu and C. H. Lin, "Low-SAR path discovery by particle swarm optimization algorithm in wireless body area networks," *IEEE Sensors J.*, vol. 15, no. 2, pp. 928-936, Feb. 2015.
- [138] N. Herscovici, M. F. Osorio, C. Peixeiro, "Miniaturization of rectangular microstrip patches using genetic algorithms," *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol.1, pp. 94-97, 2002.
- [139] H. A. Muhammad, Y. I. Abdulkarim, P. A. Abdoul, J. Dong, "Textile and metasurface integrated wide-band wearable antenna for wireless body area network applications," *AEU-International Journal of Electronics and Communications*, vol.169, pp. 1-12, Mar. 2023.
- [140] J. F. Lin and Q. X. Chu, "Increasing bandwidth of slot antennas with combined characteristic modes," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 66, no. 6, pp. 3148-3153, Jun. 2018.
- [141] D. L. Wen, Y. Hao, H. Y. Wang, and H. Zhou, "Design of a wideband antenna with stable omnidirectional radiation pattern using the theory of characteristic modes," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 65, no. 5, pp. 2671-2676, May 2017.
- [142] Y. Luo, Z. N. Chen, and K. Ma, "Enhanced bandwidth and directivity of a dual-mode compressed high-order mode stub-loaded dipole using characteristic mode analysis," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 67, no. 3, pp. 1922-1925, Mar. 2019.
- [143] M. Kahrizi, T. K. Sarkar, and Z. A. Maricevic, "Analysis of a wide radiating slot in the ground plane of a microstrip line," *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, vol. 41, no. 1, pp. 29-37, Jan. 1993.
- [144] B. N. Das and K. K. Joshi, "Impedance of a radiating slot in the ground plane of a microstripline," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 30, no. 5, pp. 922-926, Sep. 1982.
- [145] U. Ullah and S. Koziel, "Design and optimization of a novel miniaturized low-profile circularly polarized wide-slot antenna," *Journal of Electromagnetic Waves and Applications.*, vol. 32, no. 16, pp. 2099-2109, Jul. 2018.
- [146] Y. Zhang, J. von Hagen, M. Younis, C. Fischer, and W. Wiesbeck, "Planar artificial magnetic conductors and patch antennas," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 51, no. 10, pp. 2704-2712, Oct. 2003.
- [147] D. Goldberg, *Genetic algorithms in search, optimization and machine learning*. Addison-Wesley, 1989.

- [148] J. M. J. W. Jayasinghe, J. Anguera, D. N. Uduwawala, and A. Andújar, “Nonuniform overlapping method in designing microstrip patch antennas using genetic algorithm optimization,” *Int. J. Antennas Propag.*, vol. 2015, pp. 1-8, Dec. 2014.
- [149] M. John, M.J. Ammann, “Wideband printed monopole design using a genetic algorithm,” *IEEE Antennas Wirel Propag Lett.* vol. 6, pp.447-449, Sep. 2007.
- [150] B. B. Q. Elias, P. J. Soh, A. A. Al-Hadi, and P. Akkaraekthalin, “Gain optimization of low-profile textile antennas using CMA and active mode subtraction method,” *IEEE Access*, vol. 9, pp. 23691-23704, Feb. 2021.
- [151] R. Xu et al., “Analysis and design of ultrawideband circularly polarized antenna and array,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 68, no. 12, pp. 7842-7853, Dec. 2020.
- [152] H. Zhu, X. Li, Z. Qi, and J. Xiao, “A 320 GHz octagonal shorted annular 722 ring on-chip antenna array,” *IEEE Access*, vol. 8, pp. 84282–84289, May. 2020.
- [153] H. H. Tran, C. D. Bui, N. Nguyen-Trong, and T. K. Nguyen, “A wideband non-uniform metasurface-based circularly polarized reconfigurable antenna,” *IEEE Access*, vol. 9, pp. 42325-42332, Mar. 2021.
- [154] S. Gabriel, R. W. Lau, and C. Gabriel, “The dielectric properties of biological tissues: III. Parametric models for the dielectric spectrum of tissues,” *Phys. Med. Biol.*, vol. 41, no. 11, pp. 2271-2293, 1996.
- [155] W. E. I. Liu, Z. N. Chen, and X. Qing, “Miniature wideband nonuniform metasurface antenna using equivalent circuit model,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 68, no. 7, pp. 5652-5657, Jul. 2020.
- [156] G. Feng, L. Chen, X. Xue, and X. Shi, “Broadband surface-wave antenna with a novel nonuniform tapered metasurface,” *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 16, pp. 2902-2905, Sep. 2017.
- [157] Y. M. Pan, P. F. Hu, X. Y. Zhang, and S. Y. Zheng, “A low-profile highgain and wideband filtering antenna with metasurface,” *IEEE Trans. Antennas Wireless Propag.*, vol. 64, no. 5, pp. 2010-2016, May 2016.
- [158] P. Gao, C. Yang, B. Hu, R.-F. Zhang, and S.-F. Wang, “A widebandwidth wearable all-textile PIFA with dual resonance modes for 5 GHz WLAN applications,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 67, no. 6, pp. 4206–4211, Jun. 2019.
- [159] A. B. Dey, et al. “Elastomeric Textile Substrates to Design a Compact, Low-Profile AMC based Antenna for Medical and IoT Applications,” *IEEE Internet of Things Journal*, vol.10, pp. 4952-4969, Nov. 2022.
- [160] G. Gao, R. F. Zhang, W. F. Geng, H. J. Meng, and B. Hu, “Characteristic mode analysis of a nonuniform metasurface antenna for wearable applications,” *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 19, no. 8, pp. 1355–1359, Aug. 2020.
- [161] G. Gao, H. Meng, W. Geng, B. Zhang, Z. Dou, and B. Hu, “Design of a wide bandwidth and high gain wearable antenna based on nonuniform metasurface,” *Microw. Opt. Technol. Lett.*, vol. 63, no. 10, pp. 2606–2613, Jul. 2021.
- [162] D. Chen, W. Yang, W. Che, and Q. Xue, “Broadband stable-gain multiresonance antenna using nonperiodic square-ring metasurface,” *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 18, no. 8, pp. 1537-1541, Aug. 2019.