

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique
ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE



DÉPARTEMENT D'ÉLECTRONIQUE

Projet de fin d'études

En vue de l'obtention du diplôme d'Ingénieur d'Etat en Electronique

Thème :

Etude, conception et réalisation d'une antenne pour les communications corporelles (Off-body antenna)

Encadré par :

Dr. Farid GHANEM

Pr. Med TRABELSI

Réalisé par :

M. Amine HABANI

Promotion : Juin 2015

Remerciement

Je tiens à remercier en premier lieu mon promoteur, le Dr Farid GHANEM chef de la division Architecture et Système télécommunication de la CDTA « Centre de Développement des Technologies Avancées » de m'avoir orienter dans mes travaux, pour le temps qu'il m'a consacré tout au long de cette période et l'aide qu'il m'a apporté lors des différents suivis, sachant répondre à toutes mes interrogations.

je souhaite totalement témoigner l'expression de ma reconnaissance profonde pour l'expérience enrichissante et pleine d'intérêt, les encouragements que mon Promoteur, le Pr Mohamed TRABELSI m'a fait vivre durant ces derniers mois et pendant l'année où j'étais son étudiant.

J'adresse également mes profonds remerciements les plus respectueux à Mr Ali MANSOUL travaillant dans la même division A-S à la CDTA pour son aide précieuse, ses explications simples, claires et nettes et ses conseils qui m'ont été d'une grande aide pour la suite de mon projet.

Pour La partie Master, je souhaite témoigner ma reconnaissance totale au Docteur Farid HARIZI, qui m'a octroyé de son temps précieux pour m'expliquer le fonctionnement de son application ECG qu'il a mise à ma disposition afin de donner vie et une utilisation pratique de l'antenne corporelle(OFF Body)

Je tiens à remercier également l'ingénieur Wassila DIB, travaillant au sein de la division Architecture et système à la CDTA, pour ces explications précises et détaillées sur le fonctionnement de l'ECG et pour toute la partie Soft et Hard ware s'y référant.

je remercie aussi la direction générale de la CDTA et le corps pédagogique et professionnels qui y travaille pour leur accueil et la confiance qu'ils m'ont accordée dès mon arrivée au centre, et de m'avoir intégrer rapidement au sein de l'équipe Architecture des systèmes.

Je remercie le technicien en telecom Mohammed Bachir TALEB qui a mit à notre disposition son laboratoire d'analyse électronique et surtout de nous avoir consacré de son temps et m'avoir accompagné et assisté pour les mesures des caractéristiques des antennes réalisés.

Dédicaces

Je dédie ce travail à :

- Ma famille dont ma mère et mon père qui ont tant sacrifié pour que je réussisse, mon frère et mon meilleur ami Karim étudient en Architecture et mes deux soeurs et confidentes Sarah Docteur en Chirurgie dentaire et Sabine jeune bachelière, puisse t'elle suivre mon parcours.
- mes amis du CAP « Club d'Activités Polyvalentes »et d'AIESEC « Association de Développement des Capacités de Jeunes étudiants »pour leur soutien, leur conseils et l'expérience acquise durant ces années où j'y étais membre actif.
- toutes personnes rencontrées par hasard qui a eut un impact conséquent que ce soit dans ma vie estudiantine, professionnelle ou personnelle, toutes personnes m'y ont aidé de près ou de loin afin que ce projet puisse voir le jour.

Sommaire

Résumé	5
NOMENCLATURE	6
1 Introduction générale sur les antennes corporelles	11
1.1 Motivation	11
1.2 Problématique	11
1.3 Objectif	12
1.4 Structure du mémoire	12
2 Généralités sur les antennes	14
2.1 Définition	14
2.2 Type d'antennes	14
2.2.1 Classement par gamme de fréquence :	14
2.2.2 Classement par forme d'antennes :	15
2.3 caractéristiques des antennes	18
2.3.1 Intensité et diagramme de rayonnement	18
2.3.2 Directivité d'une antenne	19
2.3.3 Gain et Gain réalisé d'une antenne	19
2.3.4 Impédance d'entrée d'une antenne	20
2.3.5 Résistance de Rayonnement	21
2.3.6 Efficacité de Rayonnement(Rendement)et TOS :	21
2.3.7 Polarisation d'une antenne	22
2.3.8 Bande passante d'une antenne	22
2.4 Les antennes microruban	23
2.4.1 Introduction	23
2.4.2 Structure d'une antenne imprimée	24
2.4.3 Techniques d'alimentation	25
2.4.4 Méthodes d'analyse	27
2.4.5 Adaptation	32
2.5 Conclusion	34
3 les antennes corporelles	35
3.1 Introduction	35
3.2 Les vêtements intelligents (smart clothes)	35
3.2.1 l'évolution des vêtements à travers les ages	35

3.2.2	les réseaux centrés sur la personne WBAN	36
3.2.3	L'état de l'Art des antennes Off-Body	37
3.2.4	Le domaine d'utilisation des Antennes Off-Body	38
3.3	Les antennes pour vêtements communicant	39
3.3.1	Antennes à polarisation linéaire	39
3.3.2	Les structure de type Conducteur électrique parfait (PEC)	44
3.3.3	les Conducteurs magnétiques parfait (CMP)	48
3.3.4	les structure de type conducteurs magnétiques artificiels	49
3.3.5	Structure 3x3 patch carrés	51
3.3.6	Structure 3x3 I shape	57
3.4	Conclusion	60
4	Validation expérimentale	61
4.1	Introduction	61
4.2	L'antenne monopole à 2.45 GHz	63
4.3	L'antenne patch à 2.45 GHz	65
4.4	L'antenne monopole à 3GHz	66
4.5	La structure 3x3 patch carré	68
4.6	la structure 3x3 I shape	73
4.7	Immunité des structures CMA face aux changements des matériaux des vêtements	77
4.7.1	l'antenne monopole 2.45GHz	78
4.7.2	l'antenne 3x3 patch carré	79
4.7.3	l'antenne 3x3 I shape	81
4.8	Conclusion	82
	Conclusion générale et Perspectives	83
	Annexe	84
A	Paramètres S	85
A.1	Matrice S	85
A.1.1	Exemple : matrice S d'un quadripôle	87
	Bibliographie	89

بحث تخرجي ملخص

الغرض من هذا المشروع هو دراسة وتصميم وبناء صنف من الهوائيات للاتصالات البدنية وتكون متكاملة مع النسيج اضافة الى وجود مناعة ضد الأنواع المختلفة من المنسوجات سواء العوازل ام النواقل ، وأيضا حماية جسم الإنسان من الإشعاع الكهرومغناطيسي الضار.

في بداية الامر تم استعمال الناقل الكهربائي المثالي ذات حرف 3 لاندا وعلى بعد لاندا\4 من الهوائية، للتدخلات البنائة بين الموجات الحادثة والموجات المنعكسة، ولكن السمك مهم جدا أن تكون ذات سمك رقيق حتى يتم دمجها في الملابس، للتغلب على هذه المشكلة يجب أن نستخدم النواقل المغناطيسية المثالية، مما يتيح التدخل البناء على مقربة من الهوائية ، ولكن هذه لم تكن موجودة في الطبيعة، لذا تم إنشاء ما يسمى بالنواقل المغناطيسية الاصطناعية، ما ادى الى تراجع الامواج الخلفية ما يقرب من 33 ديسيبل مقارنة مع امواج الجبهة ، بسماكة 3.2 ملم=لاندا/23 محترمة للمواصفات المنتظرة.

الكلمات المفتاحية: هوائيات , اتصالات بدنية, فوق جسمية

Résumé :

Le but de ce projet est l'étude, la conception et la réalisation d'une antenne pour les communications corporelles, intégrables aux textiles et ayant une immunité contre les différents type de textiles aussi bien conducteurs qu'isolants, et aussi protéger le corps humain des rayonnements électromagnétiques néfastes. Pour ce faire, on a d'abord utilisé un conducteur électrique parfait de dimension $3*\lambda$ et à une distance de $\lambda/4$ du monopole, pour avoir des interférence constructives entre les ondes incidentes et les ondes réfléchies, mais l'épaisseur est beaucoup trop importante pour être intégrable aux vêtements, pour pallier à ce problème on doit utiliser les conducteurs magnétiques parfaits, donnant des interférences constructives à proximité du monopole mais ces derniers n'existant pas dans la nature, on a du les créé artificiellement, ils s'appellent les conducteurs magnétiques artificiels de dimension (1.28λ) et de distance de $(\lambda/23)$, ces dernières ont réduit les ondes arrières du monopole de près de 33 dB par rapport aux ondes avant, respectant le cahier de charge prédéfini.

Mots clés : antennes, Communications Corporelles, Communications Off-Body.

Abstract :

The purpose of this project is the study, design and conceive an off body antenna for body communications, easily textile integrated and having immunity against different types of textiles both conductive or insulators, and also protect the human body against harmful electromagnetic radiation. To do so, we first used perfect electric conductor size 3λ and at a distance of $\lambda/4$ from the antenna, to generate constructive interferences between the incident waves and the reflected ones, but the thickness is too much important to be integrated into clothes, to overcome this problem we've to use perfect magnetic conductors, giving constructive interference close to the antenna, but these last do not exist in nature, we have to create them artificially, magnetic conductors of (1.28λ) dimension, which reduce the back radiation arround 33 dB compared to the front waves, for $(\lambda/23=3.2\text{ mm})$ thickness, complying with the specifications asked.

Keywords : antennas, wearable communications, off-body antenna.

NOMENCLATURE

- c : vitesse de la lumière (ms^{-1})
 v : Vitesse de propagation dans le milieu diélectrique (ms^{-1})
 ϵ_0 : permittivité du vide = 8.85×10^{-12} (Fm^{-1})
 ϵ_r : permittivité relative du diélectrique (sans dimension).
 $\epsilon_{r_{eff}}$: permittivité relative effective du diélectrique (sans dimension).
 μ_0 : perméabilité du vide = $4\pi \times 10^{-7}$ (Hm^{-1})
 $\mu_{r,r_{eff}}$: perméabilité relative et relative effective du diélectrique respectivement (sans dimension).
 γ : Conductivité électrique (Sm^{-1})
 ρ : Densité volumique de charges électriques (Cm^{-3})
 σ : Densité surfacique de charges électriques (Cm^{-2})
 f_r : fréquence de résonance (Hz).
 W : largeur de l'élément rayonnant (m)
 L : longueur de l'élément rayonnant (m)
 L_{eff} : longueur effective de l'élément rayonnant (m)
 h : épaisseur du substrat diélectrique (m)
 h_s : épaisseur du patch(m)
 L_{ms} : longueur de la ligne microstrip (m)
 W_{ms} : largeur de la ligne microstrip (m)
 Z_0 : impédance caractéristique de la ligne microstrip (Ohm)
 Z_e : Impédance d'entrée de l'antenne (Ohm)
 \vec{j} : Vecteur densité de courant (Am^{-2})
 \vec{j}_D : Vecteur densité de courant de déplacement (Am^{-2})
 \vec{j}_T : Vecteur densité de courant total (Am^{-2})
 \vec{E} : vecteur Champ électrique (Vm^{-1})
 \vec{H} : Vecteur excitation magnétique (Am^{-1})
 \vec{D} : Vecteur excitation électrique (Cm^{-2})
 \vec{B} Vecteur Champ magnétique (T)
 BP : Bande passante (sans dimension)
 CMA : Conducteur Magnétique Artificiel
 SAR/DAS : Specific absorption rate / Débit d'absorption Spécifique (W/kg).
 $WBAN$: Wireless Body Area Network
 $WPAN$: Wireless Personal Area Network

Table des figures

2.1	Représentation de quelques antennes filaires	15
2.2	Antennes à ouverture	16
2.3	Antennes à réflecteur parabolique.	16
2.4	Schéma de principe de l'antenne plane	17
2.5	Illustration de quelques formes fractales	18
2.6	Circuit équivalent émission et réception de l'antenne	20
2.7	Pertes par réflexion, conduction et diélectrique [2]	22
2.8	Représentation de l'impédance d'entrée en abaque de Smith et détermination de la bande passante pour un TOS égale à 2[3]	23
2.9	Structure de base d'une antenne imprimée[10]	24
2.10	Différentes formes de l'élément rayonnant	25
2.11	Alimentation par ligne microruban	26
2.12	Alimentation par connecteur coaxial.	26
2.13	Alimentation par fente	27
2.14	introduction de la permittivité relative effective	28
2.15	Illustration de l'antenne microruban selon la technique de la ligne de transmission	29
2.16	Distribution des sources dans la cavité pour le mode TM_{10}^z (a) champ électrique, (b) champ magnétique (c) densité de courant électrique, (d) densité de courant magnétique.	31
2.17	Distribution de la tension, du courant et de l'impédance le long de l'antenne	31
2.18	Adaptation par ligne quart d'onde	32
2.19	Adaptation par stub et schéma équivalent	33
2.20	Adaptation par encoches[10]	34
3.1	évolution des vêtements à travers les ages. (A)Peau de bête, (B) tissus moderne, (C) vêtement communicant	36
3.2	Réseaux WBAN de surveillance médical	38
3.3	monopole (a) Vue de dessus, (b) Vue de dessous, W=12mm, L= 29.1mm, gnd=10mm	40
3.4	coefficient de réflexion S11 du monopole	40
3.5	Diagramme de rayonnement en 3D du monopole	41
3.6	Diagramme de rayonnement du monopole en polaire	41
3.7	Antenne Patch (a) Vue de dessus, (b) Vue de dessous, W= 45mm, L= 28mm	42
3.8	Coefficient de réflexion (S_{11})du patch	42
3.9	Diagramme de rayonnement en 3D du patch	43
3.10	Diagramme de rayonnement du patch en polaire	43

3.11	Monopole au dessus d'un conducteur électrique parfait	44
3.12	monopole 3 GHz, (a) Vue de dessus, (b) Vue de dessous	45
3.13	Return loss plot (S_{11})du monopole 3GHz	46
3.14	Diagramme de rayonnement du monopole 3GHz en polaire	46
3.15	Interférences constructives dues au CEP à $\lambda/4$ du monopole	48
3.16	Interférences constructives dues au CMP	49
3.17	variation de la phase du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence d'un CMA[21]	50
3.18	Structure AMC 3X3 patch carré (a1)Vue de dessus, (a2)vue de dessous; monopole associé (b1)Vue de dessus, (b2)vue de dessous	52
3.19	Structure AMC 3X3 patch carré avec monopole (a)Vue de dessus, (b)vue de dessous, (c)Vue de droite	52
3.20	Coefficient de réflexion de la structure AMC avec monopole	53
3.21	Rapport avant arrière (FBR) de la structure AMC 3x3 patch carré avec le monopole	54
3.22	La phase du coefficient de réflexion de la structure AMC 3x3 patch carré avec le monopole	54
3.23	Structure PEC à la même position et dimension que la structure AMC 3x3 patch carré (a)Vue de dessus, (b)Vue de dessous, (c)Vue de droite	55
3.24	Coefficient de réflexion de la structure PEC et monopole	55
3.25	Gain réalisé de la structure PEC avec monopole à la même distance et dimension que la structure AMC	56
3.26	le FBR de la structure PEC dimension $2\lambda/3$ à la distance de $\lambda/4$ du monopole	56
3.27	Structure AMC 3X3 I shape (a1)Vue de dessus, (a2)vue de dessous; monopole associé (b1)Vue de dessus, (b2)vue de dessous	57
3.28	Structure AMC I shape avec monopole (a)Vue de dessus, (b)vue de dessous, (c)Vue de droite	58
3.29	Coefficient de réflexion de la structure AMC I shape avec monopole	58
3.30	Rapport avant arrière (FBR) de la structure AMC 3x3 I shape avec le monopole	59
3.31	La phase du coefficient de réflexion de la structure AMC 3x3 Ishape avec le monopole	59
4.1	chambre anéchoïque	62
4.2	Analyseur d'antennes	62
4.3	monopole 2.45GHz (a)Vue de dessus, (b)Vue de dessous	63
4.4	coefficient de réflexion du monopole	64
4.5	Rapport avant arrière du monopole mesuré	64
4.6	Antenne patch 2.45GHz (a)Vue de dessus, (b)Vue de dessous	65
4.7	coefficient de réflexion du patch	65
4.8	Rapport avant arrière du patch mesuré	66
4.9	Antenne monopole 3GHz, Vue de dessus	67
4.10	coefficient de réflexion du monopole avec câble	68
4.11	La structure AMC 3x3 patch carré	69
4.12	La structure AMC 3x3 patch carré avec monopole (a)Vue de dessus, (b)Vue de dessous	69

4.13	mesure du coefficient de réflexion de la structure AMC 3x3 patch carré dans la chambre anéchoïque	70
4.14	coefficient de réflexion de la structure AMC 3x3 patch carré simulé et mesuré	71
4.15	Rapport avant arrière de la structure AMC 3x3 patch carré avec monopole	72
4.16	Rétrosimulation (a)Vue de dessus de la structure rétro-simulée, (b)Coefficient de reflexion, (c)FBR	72
4.17	Structure AMC 3x3 I shape	73
4.18	Structure AMC 3x3 Ishape avec monopole (a)Vue de dessus, (b)Vue de dessous	74
4.19	mesure du coefficient de réflexion de la structure AMC 3x3 I shape dans la chambre anéchoïque	75
4.20	coefficient de réflexion de la structure AMC 3x3 I shape simulé et mesuré	75
4.21	Rapport avant arrière de la structure AMC 3x3 I shape avec monopole	76
4.22	Rétrosimulation de la structure I shape(a)Vue de dessus de la structure rétro-simulée, (b)coefficient de réflexion, (c)FBR	77
4.23	Influence de différent matériaux sur le monopole	78
4.24	coefficient de réflexion du monopole sur différents matériaux.	79
4.25	Influence de différent matériaux sur la structure AMC 3x3 patch carré	79
4.26	coefficient de réflexion de la structure AMC 3x3 patch carré suivant différents matériaux	80
4.27	Influence de différent matériaux sur la structure AMC 3x3 I shape	81
4.28	coefficient de réflexion de la structure AMC 3x3 I shape suivant différents matériaux	82
A.1	Quadripole	87

Chapitre 1

Introduction générale sur les antennes corporelles

1.1 Motivation

Le domaine des systèmes informatiques portables et textiles intelligents a connu un développement conséquent et rapide au cours des dernières décennies donnant lieu à de nouveaux réseaux sans fil tel que les réseaux sans fils de proximité (WPAN) ou les réseaux centrés sur la personne (WBAN) ce qui donna naissance à un large panel d'applications dans divers domaines aussi bien civile que militaire, tels que la surveillance de la santé, le suivi des patients, performances des athlètes, la survie et la géo-localisation des soldats sur le champ de bataille etc, la liste n'étant pas exhaustive.

1.2 Problématique

l'un des principaux composants de ce système est l'antenne sur le corps communément appelé (Off Body Antenna). En effet, les antennes portables sur textile font l'objet d'une très grande attention à la fois dans le milieu universitaire et de l'industrie, ces antennes corporelles ont pour but la transmission fidèle des signaux vitaux (Electro-cardiogramme, respiration, pression artérielle) et ainsi suivre à distance l'évolution de ces constantes en milieu hostile.

Ce vif intérêt à ce type d'antenne est notamment dû à l'environnement d'exploitation non conventionnel de ces antennes, une région se trouvant en étroite proximité du corps humain. Le rayonnement d'une antenne étant de l'énergie Electro-magnétique, cette dernière pourrait se révéler nocive pour le corps humain d'une part et aussi les pertes diélectriques des tissus humain peuvent détériorer les performances de l'antenne (gain, directivité, efficacité, diagramme de rayonnement) due au couplage antenne/corps d'une autre part.

1.3 Objectif

Ces antennes ont donné lieu à un cahier de charge assez large puisque il est souhaitable à l'antenne d'être légère, à faible profile et de taille compact, facilement intégrable aux vêtements et dont les performances restent indépendantes de la position ou de la posture du porteur avec un impact de rayonnement électromagnétique sur les tissus humains caractérisé par le débit spécifique d'absorption (DAS) minimal et un front to back ratio important.

1.4 Structure du mémoire

La tâche qui m'était réservée était l'étude, la conception et la réalisation d'une antenne pour les Communications Corporelles dont les performances sont adaptées à la présence d'un corps et qui présente une certaine immunité aux changements des matériaux des vêtements.

Ce mémoire se compose de 4 parties distinctes, à savoir :

- une partie généralités sur les antennes et les antennes planes particulièrement.
- une partie état de l'art des antennes corporelles pour les applications WBAN
- conception d'antennes planes de type mono-bande
- conception de métamatériaux de type conducteurs magnétiques artificiels AMC
- conception d'antennes à profil réduit à base de ces métamatériaux,
- réalisation de ces antennes.
- mesures et validation des résultats.

Dans le premier chapitre, une introduction générale du thème a été faite explicitant la motivation la problématique et l'objectif du projet.

Dans le deuxième chapitre, nous donnons un rappel sur les antennes et leur caractéristiques. Nous parlerons notamment des types d'antennes et nous nous focaliserons sur les antennes planes imprimées.

Le troisième chapitre sera consacré à une brève introduction sur les réseaux centrés sur la personne WBAN ,on explicitera aussi la technologie des vêtements intelligents ainsi que l'état de l'art des antennes corporelles, leur caractéristiques et la problématique d'intégration aux textiles.

Nous proposerons, à cet effet, différentes structures planes de méta-matériaux (conducteurs magnétiques artificiels) ayant le rôle de bouclier électromagnétique contre le rayonnement arrière des antennes planes de type monopole travaillant à la fréquence 2.45 GHz

Dans le quatrième chapitre, nous expliciteront les résultats de mesure et ferons l'étude paramétrique pour l'étape d'optimisation finale, ainsi que la comparaison entre les 2 structures étudiés .

Le chapitre 5, est consacré à la minimisation de la dimension totale de la structure AMC pour une intégration confortable aux textiles tout en gardant les performances proches en termes de réduction de rayonnement arrière par rapport à la première structure proposée.

Pour le complément Master, une application de l'antenne Offbody sera présentée. Cette dernière devra transmettre les signaux électriques mesurés par les capteurs ECG (Electro Cardio Gramme) à une antenne de réception afin d'afficher le rythme cardiaque du patient sur un moniteur, créant ainsi une mini station d'E-Healthing « Santé en Ligne ».

Chapitre 2

Généralités sur les antennes

2.1 Définition

Une antenne est un dispositif de couplage entre une onde guidée le long d'une ligne de transmission (ligne bifilaire, câble coaxial ou guide d'ondes) et une onde rayonnée dans l'espace,

L'antenne est en général un dispositif réciproque. En émission, elle transforme une énergie électrique en énergie de rayonnement électromagnétique. En réception, elle traduit un rayonnement électromagnétique en courant électrique induit.[1]

2.2 Type d'antennes

Les antennes peuvent être généralement classées selon divers critères :

- Domaine d'utilisation (liaison terrestre, liaison spatiale, faisceaux hertziens, radar ...)
- la bande de fréquence (HF, VHF, UHF ...)
- Forme (filaire, ouverture, à réflecteur, microruban ...).

2.2.1 Classement par gamme de fréquence :

Les antennes sont utilisées dans des gammes de fréquences très différentes correspondant à des longueurs d'onde différentes, pour un très grand nombre d'applications :

- Ondes kilométriques (30 à 300 kHz) et hectométriques (300 à 30000 kHz) pour la radiodiffusion à modulation d'amplitude, et les liaisons avec les sous marins.
- Ondes décamétriques (3 à 30MHz) pour les liaisons intercontinentales ou maritimes.
- Ondes métriques (30 à 300MHz) pour la radiodiffusion à modulation de fréquence, la télévision et les communications et radionavigation aéronautiques.

- Ondes décimétriques (300 à 3000MHz) pour la télévision, le radar et les liaisons avec les mobiles.
- Ondes centimétriques (3 à 30GHz) pour les liaisons terrestres par faisceaux hertziens et les liaisons spatiales

2.2.2 Classement par forme d'antennes :

les antennes s'expriment sous différentes formes pour une fréquence donnée, leurs utilisations dépendent du domaine d'application spécifiques dans lequel, elles seront intégrés :

Les antennes filaires :

c'est les antennes les plus familières et les plus facile à concevoir, elles sont constituées de conducteurs ou de groupements de conducteurs qui résonnent à une certaine fréquence et peuvent épouser plusieurs formes :rectilignes (monopoles, dipôles), cadres (rectangulaire ou circulaire), hélices... (figure 2.1)

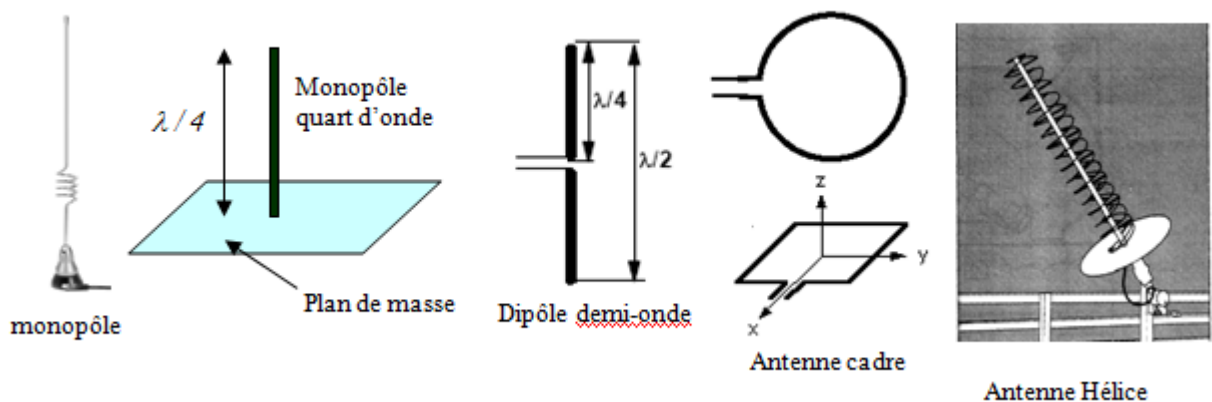


FIGURE 2.1 – Représentation de quelques antennes filaires

Antennes à ouvertures (ouvertures rayonnantes)

Très souvent utilisées dans le domaine des hyperfréquences, ces antennes sont constituées d'ouvertures pratiquées sur des structures métalliques (figure 2.2).

Le rayonnement d'une onde électromagnétique à travers un guide d'onde ouvert présente un faible rendement car une partie de cette onde subit une réflexion à la discontinuité guide-espace libre. Pour y remédier on augmente progressivement les dimensions du guide, on se

rapproche ainsi des conditions de propagation en espace libre, et la transition est obtenue plus naturellement et on aboutit à l'antenne à ouverture.

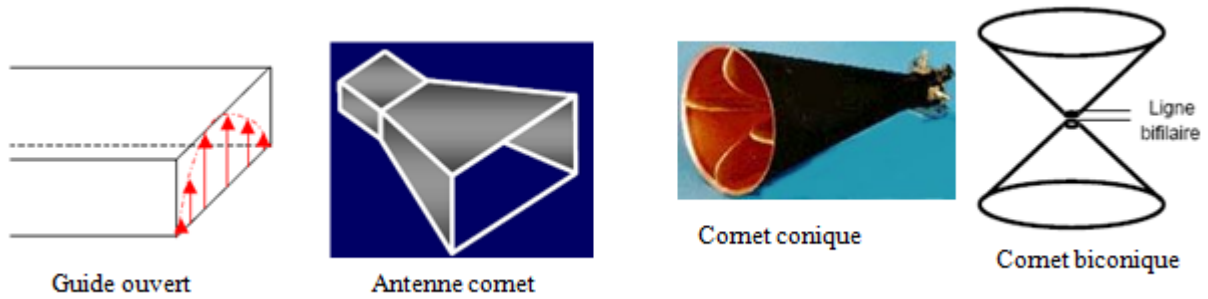


FIGURE 2.2 – Antennes à ouverture

Antennes à réflecteurs

la réalisation de ces antennes se fait en plaçant un réflecteur au voisinage de la source rayonnante, ce qui donne des antennes unidirectionnelles à gain élevé et donc effectuer des liaisons à très grandes distances. Parmi ces antennes, on peut citer, par exemple, l'antenne à réflecteur parabolique et l'antenne dièdre (figure 2.3)

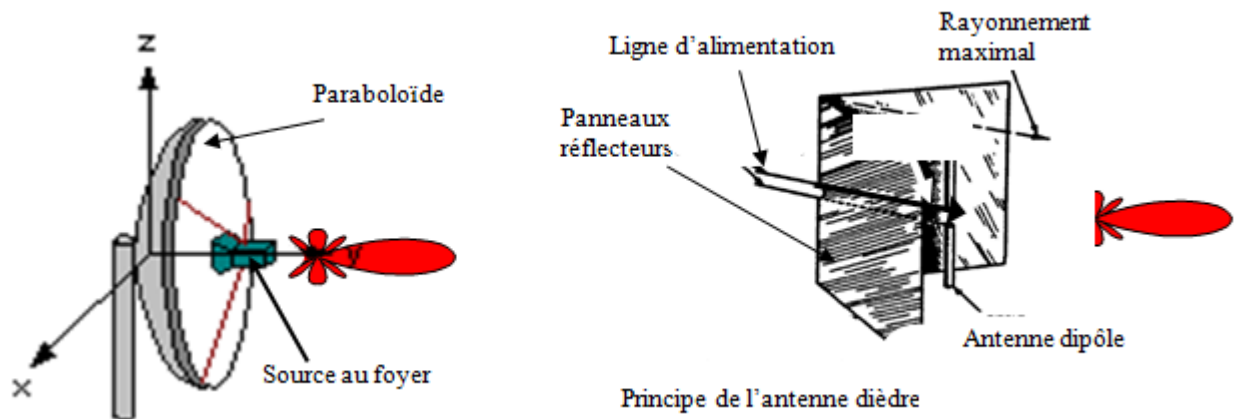


FIGURE 2.3 – Antennes à réflecteur parabolique.

Antennes plaques microruban

L'antenne (figure 2.4) consiste en une surface plaquée conductrice (patch) à différentes configurations (carré, rectangle, cercle, ellipse, triangle), un substrat diélectrique et un plan de masse conducteur. L'antenne est alimentée, le plus souvent, soit par une ligne microruban soit par un câble coaxial.

Ce type d'antenne fera l'objet d'une étude détaillée à la fin du chapitre, nous y reviendrons donc sur ses propriétés bien plus tard.

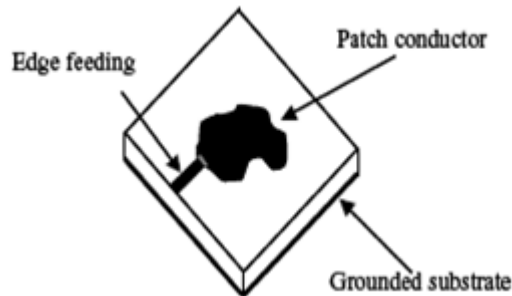


FIGURE 2.4 – Schéma de principe de l'antenne plane

Les antennes fractales

Les fractales sont des objet géométriques dotés de caractéristiques particulières (dimension non-entière , autosimilarité) dont les formes découpées laissent apparaître à des échelles d'observation de plus en plus fines des motifs similaires[2] (figure 2.5)

Les avantages des antennes fractales sont :

- l'amélioration de l'adaptation d'impédance pour les antennes électriquement réduites.
- miniaturisation de la taille des antennes
- fonctionnement multi-bandes

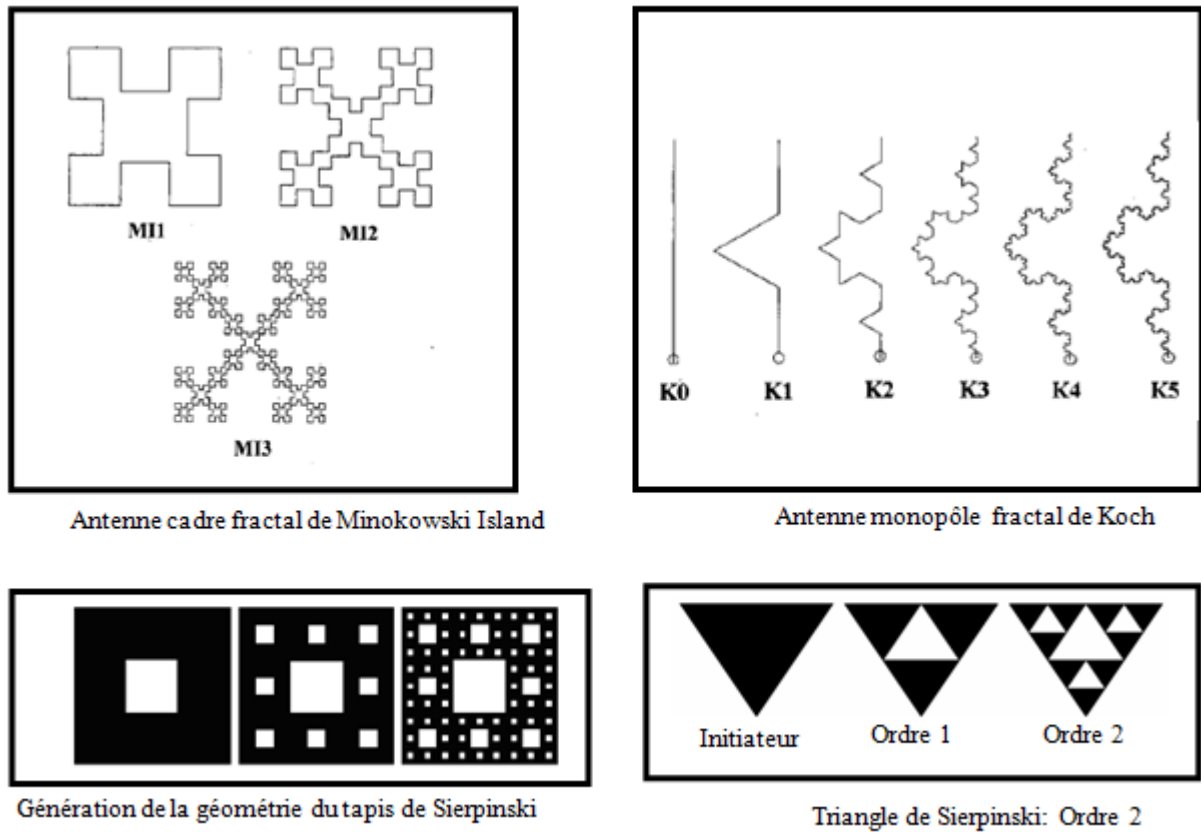


FIGURE 2.5 – Illustration de quelques formes fractales

2.3 caractéristiques des antennes

2.3.1 Intensité et diagramme de rayonnement

La puissance moyenne rayonnée par une antenne correspond au flux du vecteur de Poynting moyen à travers une sphère enveloppant l'antenne [3], cette puissance nous permet de définir l'intensité de rayonnement comme suit :

$$\langle \mathcal{P}_r \rangle = \iint_s \Re \left\{ \frac{1}{2} \vec{E} \wedge \vec{H}^* \right\} d\vec{S} = \int_0^\pi \int_0^{2\pi} U(\theta, \phi) \sin \theta d\theta d\phi \quad (2.1)$$

$$U(\theta, \phi) = \frac{r^2}{\eta} |E(r, \theta, \phi)|^2 \simeq \frac{r^2}{\eta} [|E_\theta(r, \theta, \phi)|^2 + |E_\phi(r, \theta, \phi)|^2] \simeq \frac{r^2}{\eta} [|E_\theta(\theta, \phi)|^2 + |E_\phi(\theta, \phi)|^2] \quad (2.2)$$

où

η impédance d'onde du milieu.

E_θ, E_ϕ : composantes du champ électrique lointain de l'antenne.

$\sin \theta d\theta d\phi = d\Omega$:élément d'angle solide

On voit d'après l'équation(1.1) que l'intégration se fait sur $d\Omega$ qui correspond à un élément d'angle solide, l'intensité de rayonnement est donc une puissance par stéradian, elle exprime la puissance rayonnée dans une direction(θ, ϕ) donnée, indépendamment de la distance r.

le tracé de $U(\theta, \phi)$ en coordonnées sphériques correspond au diagramme de rayonnement. Le plus souvent on utilise la fonction normalisée :

$$r(\theta, \phi) = \frac{U(\theta, \phi)}{U_0(\theta_0, \phi_0)} \quad (2.3)$$

$U_0(\theta_0, \phi_0)$ est la valeur maximale de l'intensité dans la direction privilégiée $\delta(\theta_0, \phi_0)$

2.3.2 Directivité d'une antenne

La directivité $D(\theta, \phi)$ d'une antenne correspond au rapport de l'intensité de rayonnement dans une direction sur l'intensité moyenne. Cette valeur moyenne peut être vue comme l'intensité rayonnée de façon homogène dans toutes les directions par une antenne fictive appelé antenne isotrope :

$$U_{iso} = U_{moy} = \frac{\langle \mathcal{P}_r \rangle}{4\pi} \quad (2.4)$$

où 4π est l'angle solide couvert par une sphère .

$$D(\theta, \phi) = \frac{U(\theta, \phi)}{U_{moy}} = \frac{U(\theta, \phi)}{\frac{\int_{4\pi} U(\theta, \phi) d\Omega}{4\pi}} = \frac{4\pi U(\theta, \phi)}{\mathcal{P}_r} \quad (2.5)$$

La directivité s'exprime en dB mais puisqu'elle est normalisée par rapport à U_{moy} , elle s'exprime en dBi pour dB isotropique,

$$D_{dBi} = 10 \log(D).$$

2.3.3 Gain et Gain réalisé d'une antenne

Le gain quant a lui représente la même définition que la Directivité mais en tenant compte des pertes, pour cela il est défini par rapport à la puissance d'entrée de l'antenne et non la puissance rayonnée, et s'exprime comme suit :

$$G(\theta, \phi) = \frac{4\pi U(\theta, \phi)}{\mathcal{P}_i} \quad (2.6)$$

$$G(\theta, \phi) = e_{cd} D(\theta, \phi) \quad (2.7)$$

e_{cd} : correspond aux différentes pertes (joules et diélectriques) dans l'antenne et est égale à : $e_{cd} = \frac{P_r}{P_i}$

Par contre le gain réalisé, est défini par rapport à la puissance fournit par le générateur et non la puissance d'entrée.

$$G(\theta, \phi) = \frac{4\pi U(\theta, \phi)}{P_f} = e_0 D(\theta, \phi) \quad (2.8)$$

où $e_0 = \frac{P_r}{P_f} = e_{cd} e_r$ le rendement total de la station émettrice.

e_r : pertes par réflexion.

On se base généralement sur le gain réalisé lors de l'étude de la conception d'une antenne, car ce dernier, mets en avant toutes les pertes du circuits (pertes joules, diélectriques, pertes par réflexions ...)

2.3.4 Impédance d'entrée d'une antenne

En émission une antenne est considérée comme une charge, elle absorbe une certaine puissance qui peut être modélisée par un dipôle équivalent traversé par un courant I_e et une tension V_e à ses bornes. Leur rapport définit l'impédance d'entrée de l'antenne (figure 2.6)

$$Z_e = \frac{V_e}{I_e} = R_a + jX_a \quad (2.9)$$

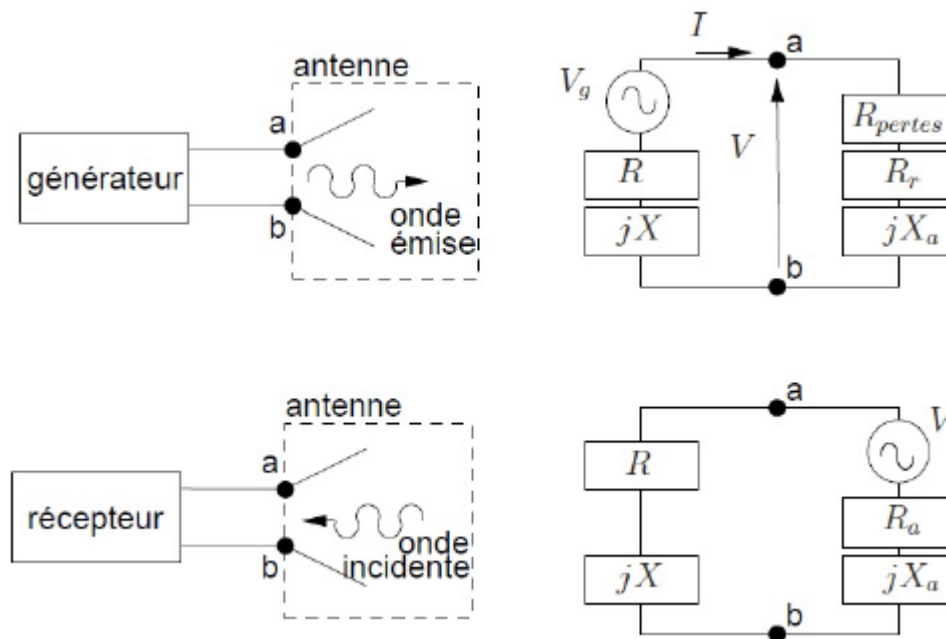


FIGURE 2.6 – Circuit équivalent émission et reception de l'antenne

La partie réelle modélise la puissance du champ électromagnétique rayonné à l'extérieur et les pertes Joules. Elle peut être décomposée en deux termes : $R_a = R_r + R_{pertes}$. La partie imaginaire est due aux champs à l'intérieur de l'antenne, le matériau et la géométrie de l'antenne.

2.3.5 Résistance de Rayonnement

La puissance totale émise sur une période est reliée à l'amplitude du courant I_e à l'entrée de l'antenne au terme R_r de la résistance de l'antenne, ainsi la puissance s'écrit :

$$\langle \mathcal{P}_r \rangle = \frac{1}{2} R_r I_e^2 \quad (2.10)$$

La puissance rayonnée est donc directement proportionnelle à la résistance de rayonnement.

2.3.6 Efficacité de Rayonnement (Rendement) et TOS :

La puissance absorbée par l'antenne n'étant pas totalement rayonnée à cause des divers pertes (joules et diélectriques, et la mauvaise adaptation d'impédance entre la ligne de transmission et l'antenne) on caractérise le circuit plus l'antenne par une efficacité (figure 2.7) comme suit :

$$e_0 = e_r e_c e_d \quad (2.11)$$

e_0 : efficacité totale (sans dimension)

e_r : pertes de réflexion (désadaptation) $(1 - |\Gamma|^2)$ (sans dimension)

e_c : pertes (Joules) par conduction (sans dimension)

e_d : pertes diélectriques (sans dimension)

Γ : coefficient de réflexion à l'entrée de l'antenne aussi connu sous la terminologie de S_{11} .

$\Gamma = \frac{Z_{in} - Z_0}{Z_{in} + Z_0}$, où : Z_{in} : impédance d'entrée de l'antenne et Z_0 : impédance caractéristique de la ligne de transmission. plus d'information sur le coefficient de réflexion S_{11} sont données en (Annexe B).

TOS : Taux d'Ondes Stationnaires ou $VSWR$: Voltage standing wave ratio = $\frac{1+|\Gamma|}{1-|\Gamma|}$

Généralement e_c et e_d sont difficile à calculer mais ils peuvent être déterminé expérimentalement mais encore, ils ne peuvent être séparés, du coup, il est plus avantageux d'écrire :

$$e_o = e_{cd}(1 - |\Gamma|^2) \text{ où } e_{cd} = e_c e_d$$

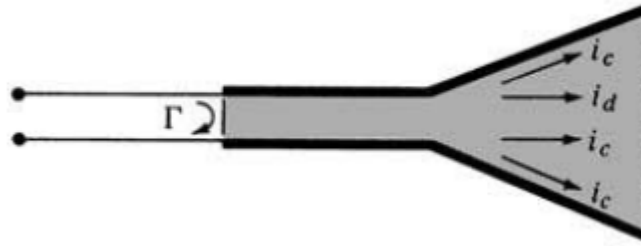


FIGURE 2.7 – Pertes par réflexion, conduction et diélectrique [2]

2.3.7 Polarisation d'une antenne

La polarisation d'une antenne est caractérisée par la courbe décrite dans le temps par l'extrémité du champ électrique $\vec{\mathcal{E}}$

La polarisation peut être linéaire, circulaire ou elliptique,

Les polarisations linéaire et circulaire sont des cas particuliers de la polarisation elliptique et sont obtenues respectivement lorsque l'ellipse devient une droite, ou un cercle (lorsque les amplitudes des deux composantes du champ électrique $\vec{\mathcal{E}}$ sont égales et leur déphasage $\delta\phi$ est un multiple impair $\pi/2$).

2.3.8 Bande passante d'une antenne

la bande passante d'une antenne est la bande de fréquence pour laquelle les performances radioélectriques de cette antenne restent conformes à une norme imposée.

Par rapport à l'impédance d'entrée :

La bande passante est la bande de fréquence pour laquelle la partie réelle de l'impédance d'entrée normalisée est supérieure ou égale à $(\frac{\sqrt{2}}{2})$, soit 0.707 fois sa valeur maximale normalisée,

représentée sur l'Abaque de Smith (figure 2.8), la bande passante est la bande de fréquence pour laquelle cette représentation reste confinée dans un cercle de TOS (taux d'ondes stationnaires) égal à une certaine valeur imposée (généralement 2)[3], le coefficient de réflexion en (dB) *InputReturnLoss* : RL_{in} calculé par « CST studio Suite » vaut :

$$TOS = 2 \Rightarrow |\Gamma| = |S_{11}| = 1/3 \Rightarrow RL_{in} = 20 \log_{10}(S_{11}) = -9.54dB \simeq -10dB \quad (2.12)$$

à -10 dB, on peut affirmer que plus de 90% de l'énergie a été rayonnée.

La bande passante est déterminée comme suit :

$$BP(\%) = 200 \frac{f_{max} - f_{min}}{f_{max} + f_{min}} \quad (2.13)$$

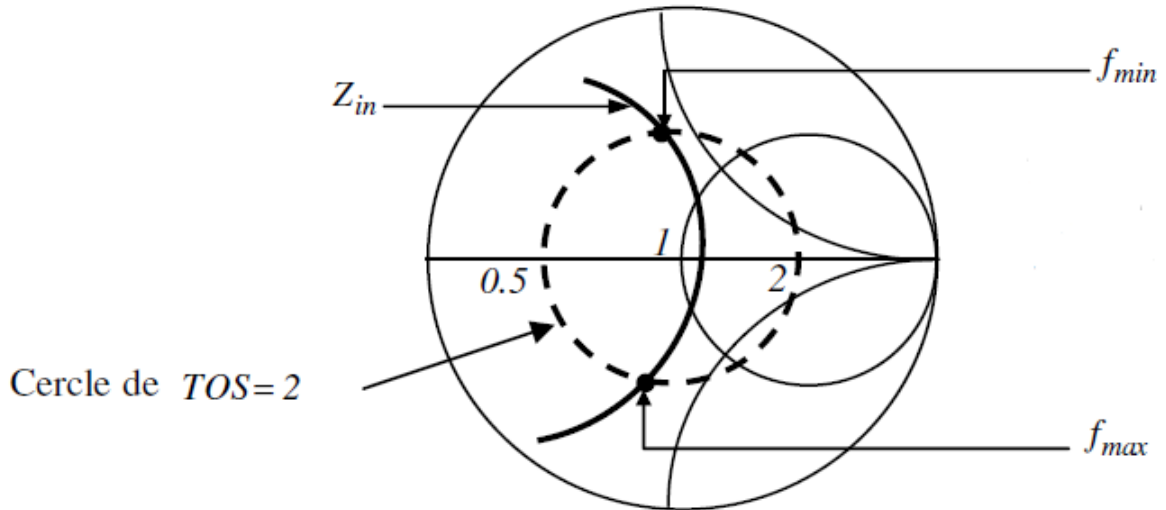


FIGURE 2.8 – Représentation de l'impédance d'entrée en abaque de Smith et détermination de la bande passante pour un TOS égale à 2[3]

Par rapport à la Directivité

C'est la bande de fréquence pour laquelle la directivité est de 3dB en dessous de sa valeur maximale, ou encore la bande pour laquelle le niveau des lobes secondaires reste inférieur à une limite imposée.

2.4 Les antennes microruban

2.4.1 Introduction

Pour les antennes corporelles (Off Body) sur textile, la compacité, le profil bas, le prix bas et la miniaturisation s'ajoutent au cahier des charges, la technologie la plus couramment utilisée pour satisfaire ces besoins-ci est bien les antennes imprimées.

Bien que le concept d'antenne imprimée soit pour la première fois proposé en 1953 par Georges Deschamps [4]¹. Le premier brevet reprenant ce concept a été déposé en 1956 par

1. G.A. DESCHAMPS « Microstrip Microwave Antennas » 3rd USAF Symposium on Antennas (1953) : Il suggérait de canaliser efficacement les rayonnements parasites engendrés par les discontinuités qui existent dans les circuits micro-ondes planaires

Henri Gutton et Georges Boissinot². Mais il faudra attendre les années 1970 pour les premières réalisations réservées à des applications militaires, et les années 1990 pour un passage au stade industriel..

2.4.2 Structure d'une antenne imprimée

Une antenne microruban (figure 2.9) est constituée d'une couche métallique (patch), d'épaisseur t très fine, placée au-dessus d'un plan de masse à une hauteur h (épaisseur du substrat).

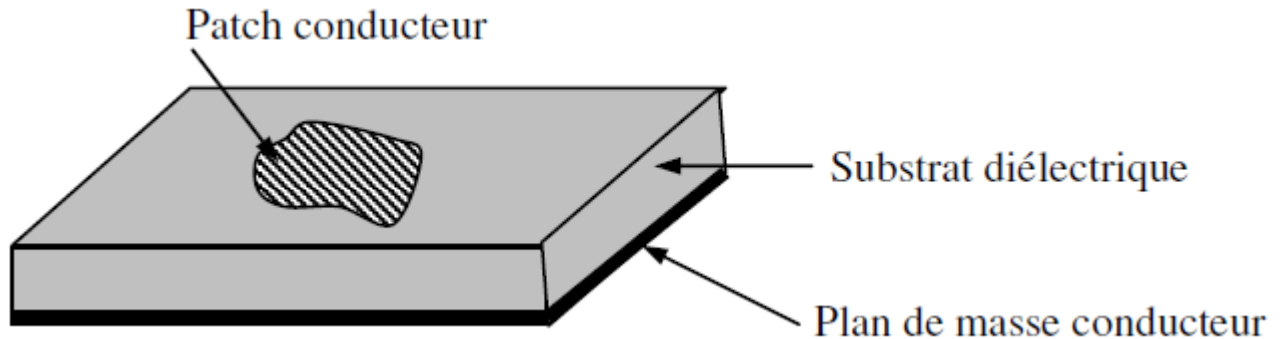


FIGURE 2.9 – Structure de base d'une antenne imprimée[10]

Avantages d'une antenne plane

- faible poids (low weight),
- faible volume et épaisseur réduite (low profile),
- faible coût de fabrication (low cost),
- compatibilité avec des circuits intégrés (antennes actives)
- réalisation de réseaux d'antennes

inconvénients d'une antenne plane

- faible pureté de polarisation.
- une bande passante étroite généralement de l'ordre de quelques pour cents.

² H. GUTTON et G. BOISSINOT « Aérien incorporable pour engins mobiles » Brevets FR 1123769, 27 sept. 1956.

Les différentes formes d'une antenne patch

L'élément rayonnant peut prendre plusieurs formes qui peuvent être rectangulaire, carré, circulaire, (figure 2.10) Ces formes sont les plus courantes car elles présentent une grande facilité d'analyse et de fabrication, mais également un diagramme de rayonnement prévisible.

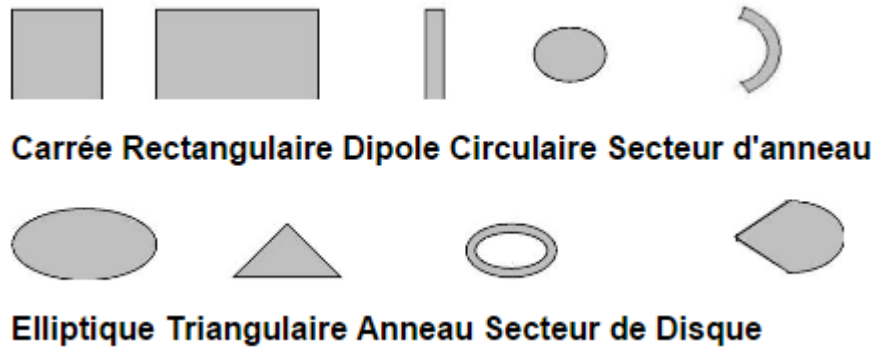


FIGURE 2.10 – Différentes formes de l'élément rayonnant

2.4.3 Techniques d'alimentation

L'alimentation de l'antenne dépend de la manière dont l'antenne est intégrée dans le dispositif et doit prendre en considération quelques aspects pratiques (adaptation d'impédance, réduction des pertes d'insertion et des discontinuités responsables de rayonnement indésirable..)

les types d'alimentation les plus utilisées sont :

Alimentation par ligne microruban :

La ligne microruban et l'élément rayonnant sont imprimés sur la même face du substrat diélectrique, c'est la plus facile à mettre au point (figure 2.11), et c'est cette alimentation qui sera utilisée durant ce Projet.

Elle a l'inconvénient de générer un rayonnement parasite pouvant altérer le diagramme de rayonnement propre de l'antenne.

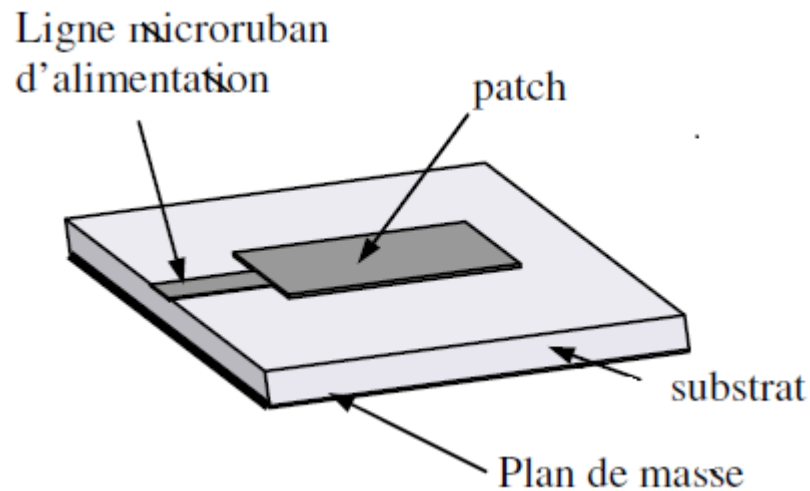


FIGURE 2.11 – Alimentation par ligne microruban

Alimentation par connecteur coaxial

L'alimentation se fait avec un câble coaxiale où le conducteur intérieur est soudé au patch et le Conducteur externe au plan de masse (figure 2.12). Ce type d'alimentation est facile à mettre en œuvre. La position du point d'excitation peut être ajustée de façon à obtenir une bonne adaptation entre l'antenne et la ligne d'alimentation. L'une de ses inconvénient est qu'il offre une bande passante étroite et elle est difficile à modéliser.

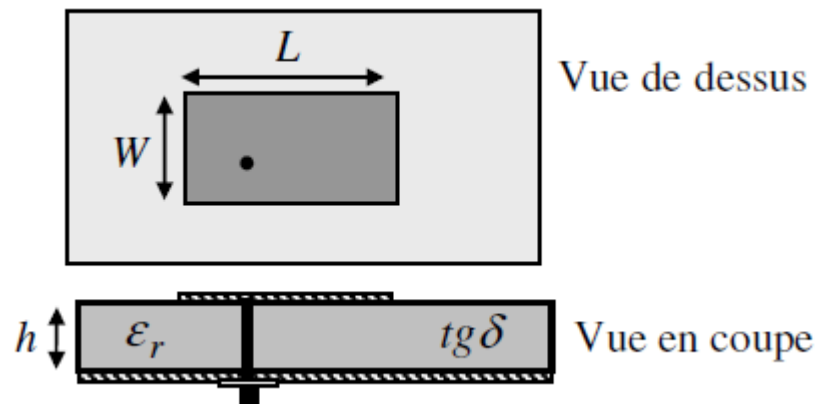


FIGURE 2.12 – Alimentation par connecteur coaxial.

Alimentation par couplage électromagnétique

Ce type d'alimentation se compose de deux substrats séparés par un plan de masse sur lequel est pratiquée une fente. La ligne d'alimentation se situe sur la face libre du substrat

inférieur et l'élément rayonnant sur la face libre du substrat supérieur (figure 2.13). Pour cette structure, les paramètres électriques du substrat, la largeur de la ligne d'alimentation et la taille de la fente peuvent être utilisés pour optimiser l'antenne. L'adaptation d'impédance s'effectue en agissant sur la largeur de la ligne d'alimentation et sur la longueur de la fente.

Ses avantages :

- présente un rayonnement parasite faible

Ses inconvénients :

- Ce type d'alimentation est le plus difficile à mettre en oeuvre.
- il présente une bande passante étroite.

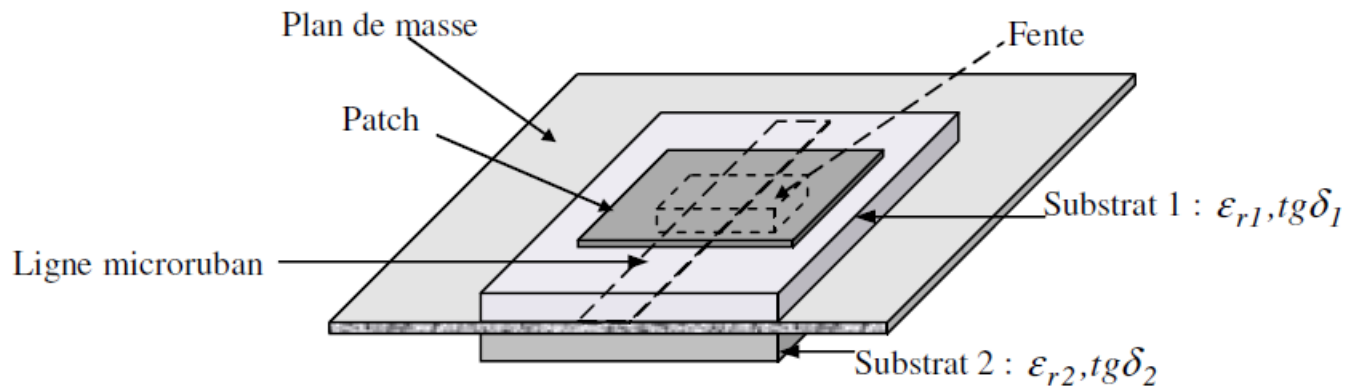


FIGURE 2.13 – Alimentation par fente

2.4.4 Méthodes d'analyse

Il y a plusieurs manières d'analyser les antennes microruban. Les méthodes les plus utilisées sont :

- le modèle de la Ligne de Transmission ;
- le modèle de la Cavité ;
- le modèle électromagnétique incluant les équations intégrales et la méthode des moments.

Le modèle de la Ligne de Transmission :

Ce modèle³ est le plus simple et facilite les interprétations physiques. En effet, il considère l'antenne microruban de forme rectangulaire comme étant une ligne de transmission large se

3. la méthode de la ligne de transmission est introduite par Munson en 1974 pour analyser une antenne microruban de forme rectangulaire de largeur W et de longueur L (généralement égale à la demi-longueur d'onde).

terminant par un circuit ouvert, d'impédance caractéristique Z_0 et de coefficient de propagation β dépendant des dimensions de l'antenne et des paramètres du substrat diélectrique. [5]

les paramètres géométriques du motif imprimé sont déterminé à partir à partir de 2 étapes :

- Calcul de la permittivité effective en fonction de la largeur du patch W .
- Calcul de la longueur L du patch en fonction de la permittivité effective.

la propagation des ondes dans une ligne microruban s'effectue à la fois dans le milieu diélectrique et dans l'air. Pour une modélisation, les deux milieux sont remplacés par un milieu unique à permittivité relative effective (figure 2.14) caractérisé par une constante diélectrique exprimée par les formules de Hammerstad, donnée dans [6] selon le rapport w/h ,

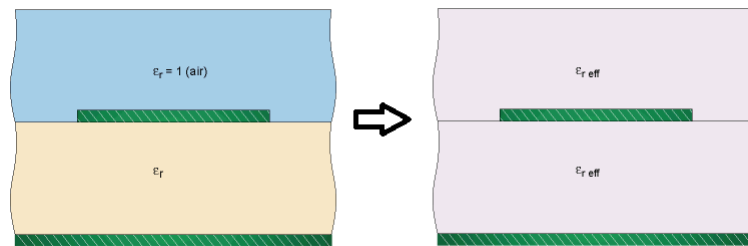


FIGURE 2.14 – introduction de la permittivité relative effective

La longueur effective

l'antenne patch peut être assimilée à deux ouvertures rectangulaires identiques rayonnantes, de dimensions W et h , séparées par une longueur L , dont le circuit équivalent est représentée en (figure 2.15 c) et vu que ces bords rayonnent, les champs de débordement introduisent la longueur effective :

$$L_{eff} = L + 2\Delta L \quad (2.14)$$

tel que :

$$\Delta L = 0.412h \left(\frac{\epsilon_{r eff} + 0.3}{\epsilon_{r eff} - 0.258} \right) \left(\frac{(W/h) + 0.264}{(W/h) + 0.8} \right) \quad (2.15)$$

$$\epsilon_{r eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + 12 \frac{h}{W} \right)^{-1.2} \quad (2.16)$$

Le calcul des paramètres L et W du patch se font par des outils numériques comme Microstrip Patch Antenna Calculator où à l'aide d'expressions simples [6].

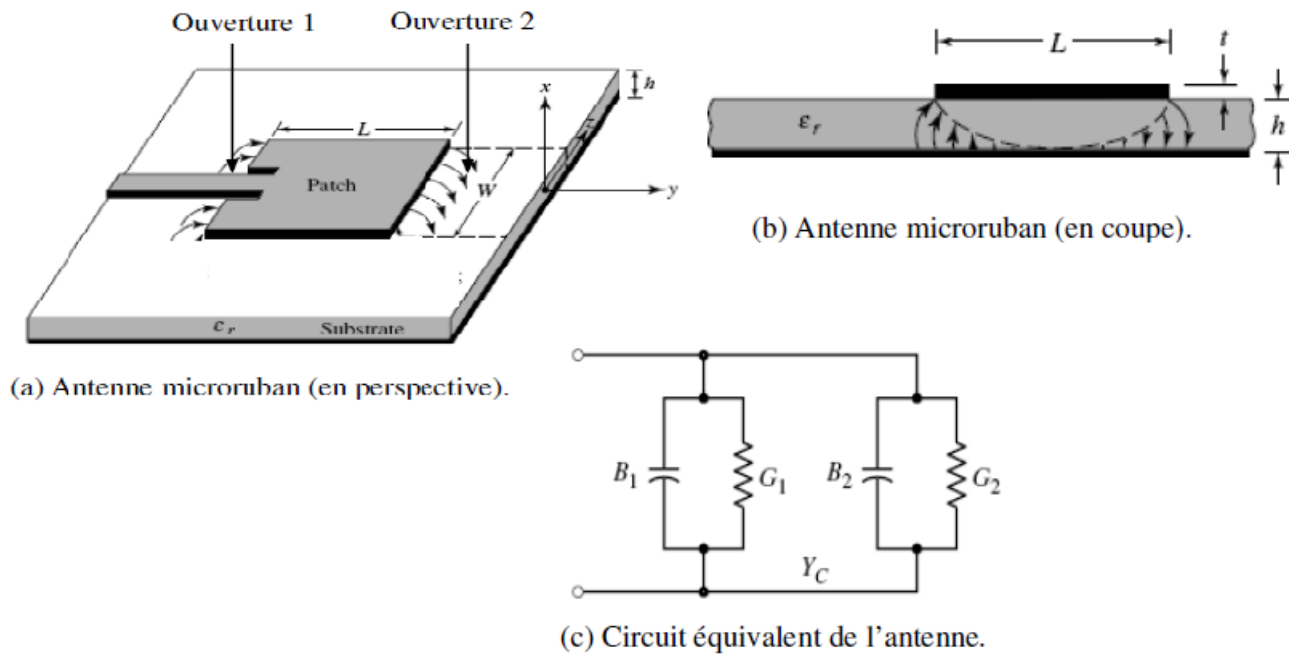


FIGURE 2.15 – Illustration de l'antenne microruban selon la technique de la ligne de transmission

La largeur du patch

En pratique, le problème posé au concepteur de circuits microrubans est de déterminer la largeur W du microruban de manière à obtenir une impédance caractéristique donnée, pour ce faire, on utilise les formules de synthèse de Wheeler donnée dans [6].

Coefficient de vitesse d'un microstrip

la vitesse V de propagation de l'onde dans un matériau diélectrique est inférieure à sa vitesse de propagation dans le vide C et elle est donnée par la formule suivante :

$$V = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_r}} * C = V_f * C \quad (2.17)$$

tel que V_f est le coefficient de vitesse.[7]

Le modèle de la cavité

Le modèle de la cavité est, quant à lui, plus précis que le modèle de la ligne de transmission. Toutefois, son utilisation est plus complexe et les effets de couplage mutuel entre les 2 bords rayonnant du patch séparés par la longueur L sont mal pris en compte.

l'antenne imprimée peut être vue comme une cavité résonnante avec des conducteurs magnétiques parfaits sur les cotés latéraux et des conducteurs électriques parfaits au niveau des deux bases, inférieure et supérieure. [8] [9]

Allure des champs et des courants au niveau de l'antenne :

on considère une antenne patch de forme rectangulaire alimentée au point (x_0, y_0) par câble coaxial aussi de forme rectangulaire de dimensions $(\Delta x, \Delta y)$

le mode de propagation du champ électromagnétique est le mode fondamental TM_{10}^z , les expressions des champs au niveau de la cavité s'écrivent :

$$\begin{cases} E_z &= E_0 \cos(\pi \frac{x}{L_{eff}}) \\ H_x &= 0 \\ H_y &= j H_0 \sin(\pi \frac{x}{L_{eff}}) \end{cases}$$

avec :

$$\begin{cases} E_0 &= -\frac{4}{\pi} \frac{\eta}{\lambda} I_0 \mu_r \left(\frac{L_{eff}}{W_{eff}} \right) \frac{1}{\delta_{eff}} \cos(\pi \frac{x_0}{L_{eff}}) \sin c(\pi \frac{\Delta x}{2L_{eff}}) \\ H_0 &= -\frac{2}{\pi} \left(\frac{I_0}{W_{eff}} \right) \frac{1}{\delta_{eff}} \cos(\pi \frac{x_0}{L_{eff}}) \sin c(\pi \frac{\Delta x}{2L_{eff}}) \end{cases}$$

λ la longueur d'onde

η impédance du milieu

I_0 courant d'excitation

μ_r perméabilité du milieu

δ_{eff} tangente de perte effective

L_{eff}, W_{eff} la longueur et la largeur effective respectivement due aux champs de débordements

La densité de courant électrique à la surface du patch s'écrit :

$$\vec{J}_{es} = \hat{n} \wedge \vec{H}_s = \hat{z} \wedge (H_y \hat{y}) = -j H_0 \sin(\pi \frac{x}{L_{eff}}) \quad (2.18)$$

la densité de courant magnétique, tangente à la surface latérale de la cavité s'exprime :

$$\vec{J}_{ms} = -\hat{n} \wedge \vec{E} \quad (2.19)$$

la (figure 2.16) est une représentations des champs électrique, magnétique et de la densité de courant électrique et magnétique à partir des relations précédentes[10].

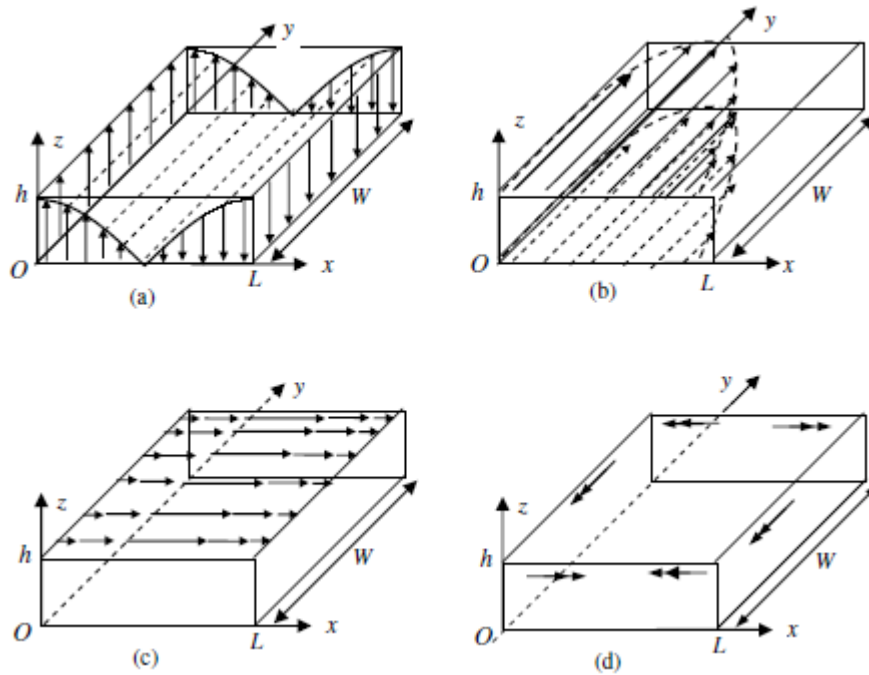


FIGURE 2.16 – Distribution des sources dans la cavité pour le mode TM_{10}^z (a) champ électrique, (b) champ magnétique (c) densité de courant électrique, (d) densité de courant magnétique.

D'après la représentation de la densité de courant électrique (fig. 2.16 c), on peut déduire l'allure de la tension et de l'impédance le long de la longueur de l'antenne patch (figure 2.17) :

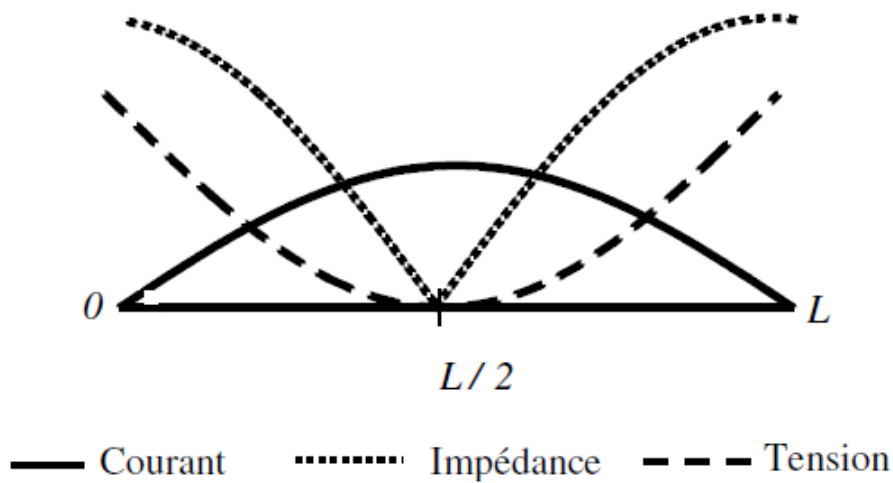


FIGURE 2.17 – Distribution de la tension, du courant et de l'impédance le long de l'antenne

Le modèle électromagnétique

le modèle électromagnétique est très précis. Il permet d'analyser des éléments rayonnants isolés de forme quelconque ainsi que les réseaux finis et infinis. De plus, il prend en considération le couplage inter-éléments, incluant les équations intégrales et la méthode des moments.

2.4.5 Adaptation

L'adaptation par ligne quart d'onde

Une ligne « quart d'onde » (figure 2.18) permet de réaliser une adaptation d'impédance en insérant un élément d'adaptation (de longueur $\lambda/4$ et d'impédance Z_c) en série entre 2 éléments d'impédances différentes à condition qu'elles soient purement réelles à savoir l'impédance du générateur Z_G et l'impédance de charge Z_L . [11]

$$\text{tel que : } Z_c = \sqrt{Z_G * Z_L}$$

Pour une ligne sans pertes et origine de l'axe x au niveau de la charge, on a :

$$Z(x) = Z_c \frac{Z_L + jZ_c \tan(\beta x)}{Z_c + jZ_L \tan(\beta x)}, \text{ telque : } \beta = 2\pi/\lambda \quad (2.20)$$

$$Z_e = Z_{x=\lambda/4} = Z_c^2/Z_L$$

ce qui donne : $Z_G = Z_e$ il n'y aura aucune réflexion entre la sortie du générateur et l'entrée de la ligne.

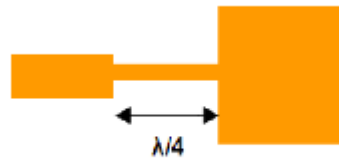


FIGURE 2.18 – Adaptation par ligne quart d'onde

L'adaptation par STUB :

Pour ce type d'adaptation il est possible d'utiliser un stub court-circuité ou un stub en circuit ouvert (figure 2.19)

- Nous commencerons par calculer la valeur de l'admittance réduite $y_L = Y_L/Y_c$. Soit : $y_L = g_L + jb_L$ cette valeur d'admittance.

- Nous allons déterminer à quelle distance « l » de la charge l'admittance réduite sera de la forme $y'_L = 1 + jb'_L$
- A cette abscisse l nous viendrons placer, en parallèle sur la ligne principale, le stub court-circuité, dont la longueur d sera choisie de façon à ce que l'admittance réduite d'entrée du stub y_s soit de la forme $y_s = -jb'_L$
- Ainsi, à l'abscisse l sur la ligne principale, l'admittance totale sera $y_t = y'_L + y_s = 1$
L'adaptation est alors réalisée.

En résumé, pour ce type d'adaptation, les deux grandeurs à déterminer sont :

- la position du stub par rapport à la charge : distance l .
- la longueur du stub : distance d .

Ces deux grandeurs peuvent se déterminer par le calcul (utilisation des équations des admittances ramenées), mais il est bien plus commode et rapide d'utiliser l'abaque de Smith.[12]

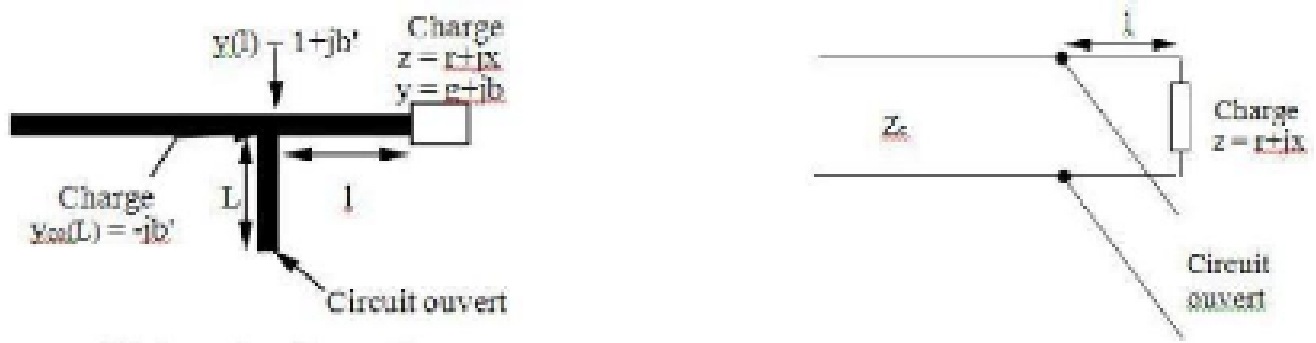


FIGURE 2.19 – Adaptation par stub et schéma équivalent

Adaptation avec encoches

On peut changer la valeur de l'impédance d'entrée à la résonance en déplaçant le point de contact entre l'antenne et la ligne microruban d'alimentation (figure 2.20). Cette technique est utilisée pour adapter l'antenne à la ligne d'excitation d'impédance caractéristique Z_c , cette variation de l'impédance le long du patch revient à la variation de la tension et du courant le long du patch aussi, mentionné à la sous-section « Allure des champs et des courants au niveau de l'antenne »

Soit l'admittance à l'entrée du patch : $Y_1 = G_1 + jB_1$ et Y_c l'admittance caractéristique de la ligne de transmission et G_{12} la conductance mutuelle des 2 fentes.

Dans le cas où, $G_1 \ll Y_c$ et $B_1 \ll Y_c$, l'impédance d'entrée R_{in} à la résonance en un point situé à une distance y_0 est :

$$R_{in}(y_0) = R_{in}(0) \cos^2\left(\frac{\pi}{L}y_0\right) = \frac{1}{2(G_1 \pm G_{12})} \cos^2\left(\frac{\pi}{L}y_0\right) \quad (2.21)$$

Les signes + et - sont respectivement utilisés pour une distribution d'excitation (le long de la longueur de la ligne) impaire et paire.[10]

C'est ce type d'adaptation qui sera utilisé dans notre projet.

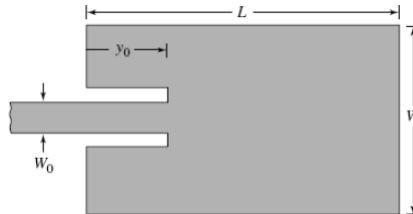


FIGURE 2.20 – Adaptation par encoches[10]

2.5 Conclusion

Ce premier chapitre a eut pour but un rappel sur les antennes et leurs caractéristiques générales du champ proche à savoir l'impédance d'entrée, la résistance de rayonnement, l'efficacité, ainsi que les caractéristiques du champ lointain telles que l'intensité de rayonnement, le diagramme de rayonnement, la directivité, le gain et le gain réalisé...

Étant donné que le projet s'intitule « Antennes Corporelles » et parmi leurs caractéristiques c'est d'être à « faible profile » au même titre que les antennes planes micro-ruban, il était ainsi tout à fait logique de consacrer une partie du chapitre sur une étude approfondie de ces dernières, le chapitre suivant sera consacré à la description des antennes corporelles sur textile en termes de vêtements communiquant intelligents.

Chapitre 3

les antennes corporelles

3.1 Introduction

Dans ce chapitre nous mettrons à profit les connaissances acquises sur les antennes planes (Microstrip Antenna) et leurs diverses propriétés sur la conception d'antennes dont les caractéristiques restent invariables à proximité du corps humain.

Pour ce faire, on étudiera dans ce chapitre les structures méta-matériaux de type Conducteur magnétique artificiel (CMA) susceptibles d'être intégré dans les vêtements, jouant le rôle d'un bouclier entre le corps humain et l'antenne éliminant ainsi le couplage (corps humain, antenne), améliorant les performances de l'antenne et réduisant au maximum le rayonnement arrière de l'antenne qui peut s'avérer néfaste pour le porteur.

La conception de ces structures méta-matériaux et leur simulation se fera à l'aide du logiciel CST Microwave studio suite.

3.2 Les vêtements intelligents (smart clothes)

3.2.1 l'évolution des vêtements à travers les ages

Depuis la nuit des temps, l'homme à toujours cherché à se vêtir avec des vêtements de différents matériaux qui ont évolué à travers ages. Les premiers vêtements étaient confectionnés par les hommes préhistoriques en peau de bêtes (figure 3.1.A) pour se prémunir contre les agressions climatiques. Aujourd'hui, le vêtement est devenu une marque ou un symbole pour affirmer son statu social, politique ou une appartenance ethnique à un certain groupe prédéfini, ou bien une fonction de l'état tel que les forces de l'ordre, les soldats du feu et les militaires [13], Sans oublier le fameux costume cravate que l'on porte pour les grandes occasions comme la soutenance d'un projet de fin d'étude (figure 3.1.B) .

Depuis une dizaine d'années, les vêtements admettent une nouvelle fonction puisqu'ils

deviennent communicant (figure 3.1.C), ils sont aussi doté de capteurs (sensors), un système de traitement de données et aussi de modules d'émission et de réception de ces dernières et cela après l'arrivée des réseaux centré sur la personne (WBAN).



FIGURE 3.1 – évolution des vêtements à travers les ages. (A) Peau de bête, (B) tissus moderne, (C) vêtement communicant

3.2.2 les réseaux centrés sur la personne WBAN

Le Body Area Network (BAN) est une technologie de réseau sans fil basée sur les radiofréquences qui consiste à interconnecter sur, autour ou dans le corps humain de minuscules dispositifs utilisant des courants de très faible puissance pouvant effectuer des mesures (capteurs) ou agir de façon active (actionneurs) [14].

les différents types de communications corporelles

Les réseaux centrés sur la personne sont divisés en trois catégories qui dépendent de la position des antennes par rapport au corps :

- **communications In-body** ou Communications d'implants médicaux et réseaux de capteurs embarqués à l'intérieur du corps hôte qui communiquent avec une antenne sur le corps, le canal de propagation étant l'intérieur du corps humain.
- **communications Onbody** : les antennes sont sur le corps, et le canal de propagation est la surface du corps humain par ondes rampantes (creeping waves).

- **communications Off-Body** : dans ce cas le canal de propagation est l'espace environnant, une seule antenne est placée sur le corps humain qui communique avec une autre antenne distante (remote antenna), et c'est ce type d'antennes dont fera l'objet notre projet de fin d'étude.

Les paramètres traditionnels des antennes (gain, directivité, diagramme de rayonnement..) sont généralement basés sur les conditions de propagations à l'air libre, pour les antennes In-Body et On-Body le canal de propagation étant respectivement les différentes couches du corps humain et la surface du corps humain, le modèle du champ lointain est difficilement applicable, on utilise par conséquent le modèle Sous-jacent qui est le modèle bien connu d'un radiateur isotrope permettant la séparation des canaux, émetteur et le récepteur. Dans le cas des Antennes Off Body, la direction de propagation pointe à l'extérieur du corps humain. Certes, l'adaptation d'impédance et le diagramme de rayonnement changent à cause de l'interaction avec le corps humain mais généralement aucune modification du modèle du champ loin n'est recensée. [15]

3.2.3 L'état de l'Art des antennes Off-Body

Ce type d'antennes opère dans un environnement non-conventionnel à proximité du corps humain. Deux objectifs sont à prévoir :

- Réduire le rayonnement arrière de l'antenne, ce rayonnement étant de l'énergie, il peut s'avérer dangereux pour la santé du porteur et risque de contracter un cancer (modification des brins d'ADN des cellules) du fait des rayonnements électromagnétiques intempestifs à long terme, d'où le besoin vital de minimiser le débit d'absorption spécifique DAS et d'augmenter le rapport avant arrière de l'antenne FBR (Front to Back Ratio).
- la présence du corps humain introduit du fait de son couplage une modification des caractéristiques de l'antenne : adaptation d'impédance, diagramme de rayonnement, fréquence de résonance due à l'absorption de la puissance et au couplage capacitif antenne-corps. [16]

Ces antennes doivent aussi être tous comme les antennes planes :

- **light weight** : elles doivent être conçu avec des matériaux aussi léger que possible.
- **low profile** : ces antennes doivent être à faible profil soit à une épaisseur réduite.
- de préférence discrètement intégré dans le vêtement, souple et robuste ou bien miniaturisée et idéalement confortable à la surface du corps.

3.2.4 Le domaine d'utilisation des Antennes Off-Body

les antennes corporelles sont utilisées dans divers domaines d'application, nous citerons [17] :

- **le domaine de la santé** : la surveillance de la santé et le suivi des patients à travers une plateforme d'E healthing (télémédecine) (figure 3.2) et instaurer le concept du médecin virtuel, la démographie étant en constante hausse, la demande des soins de santé augmente et de nombreux gouvernements sont à la recherche de solutions de soins de santé à distance, l'espérance de vie aussi augmente et les personnes âgées nécessitent de plus en plus de soin permanent. Grâce à la technologie de l'information et de communication du système E santé, les capteurs sur ou à l'intérieur du corps humain relèveraient les constantes vitales du patient et les enverraient en temps réel à leur médecins traitant ou encore injecterait un médicament automatiquement à l'aide d'un actionneur, ce qui réduirait considérablement les couts de la sécurité social , désengorgerait les hôpitaux, écourterait les séances de visites médicales et améliorerait la qualité de vie des patients. [18]
- **applications civiles** : services de sauvetage des victimes des catastrophes naturelles, les maisons intelligentes et les systèmes d'identification, remplacement de la carte de paiement, divertissement personnel.
- **suivi des performances des athlètes** et amélioration de leur mouvements techniques.
- **Communication militaire**, améliorer les performances du soldat sur le champ de bataille, et sa survie dans les conditions extrêmes.

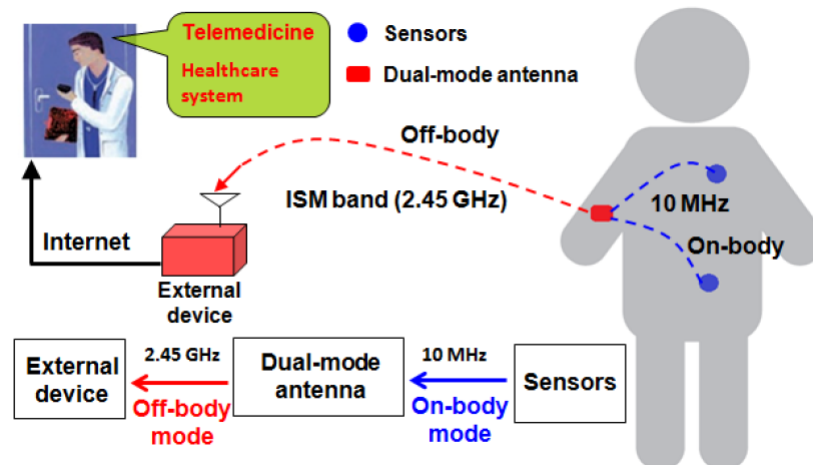


FIGURE 3.2 – Réseaux WBAN de surveillance médical

3.3 Les antennes pour vêtements communicant

3.3.1 Antennes à polarisation linéaire

Les antennes à polarisation linéaire sont les plus utilisées pour les applications de vêtements communicants, la bande visée est la bande (ISM) (2.40-2.50 GHz). Ces antennes ci, servent à envoyer les signaux extraits à l'aide de capteurs comme l'électrocardiogramme,

On distingue deux types d'antennes planes à cet effet, les patches dit à rayonnement directs dont le plan de masse est totalement recouvert par du conducteur et les antennes monopoles qui jouissent d'un rayonnement omnidirectionnel dont le plan de masse est partiellement recouvert de cuivre au niveau de la ligne micro-ruban et dénudé du côté patch, ce qui lui confère cette omnidirectionnalité dans un plan donné.

les antennes patch à rayonnement directif perpendiculaire au corps sont les plus intéressante à utiliser en terme d'antennes corporelles par rapport aux monopoles.

On démontrera plus tard que les antennes patches même étant directive à l'extérieur du corps, elle présente un rapport avant arrière bien inférieure aux monopoles sur structure haute surface impédance (HSI).

les caractéristiques du monopole et du patch (S_{11} , diagramme de rayonnement, gain réalisé) ont été calculé à l'aide du logiciel de simulation CST Microwave Studio, le Return loss Plot S_{11} nous renseignera sur l'adaptation de l'antenne et de sa fréquence de résonance tandis que le diagramme de rayonnement nous donnera la représentation spatiale en 3D du champ lointain et le gain réalisé mesuré en avant et en arrière de l'antenne nous permettra de calculer le rapport avant arrière, plus ce dernier est important, plus l'antenne rayonne moins à l'arrière de l'antenne.

monopole

Un monopole rayonnant à la fréquence de 2.45GHz a été conçu à cet effet (figure 3.3)

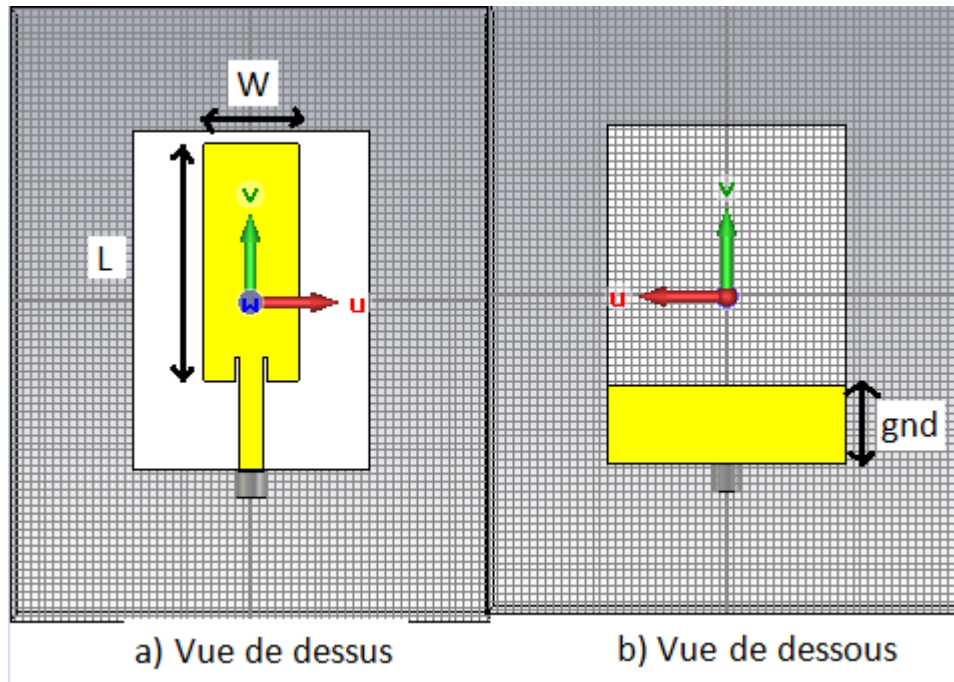


FIGURE 3.3 – monopole (a) Vue de dessus, (b) Vue de dessous, $W=12\text{mm}$, $L= 29.1\text{mm}$, $\text{gnd}=10\text{mm}$

Relevé du S_{11} : l'antenne résonne bien à la fréquence $f_r = 2.45\text{GHz}$ avec un $|S_{11}| = -27.44\text{dB}$ (figure 3.4), on conclue que la fréquence est responsable de la longueur L du patch rayonnant, généralement de l'ordre de $\lambda/2$

le diagramme de rayonnement en gain réalisé, ainsi que le rapport avant arrière (Front to

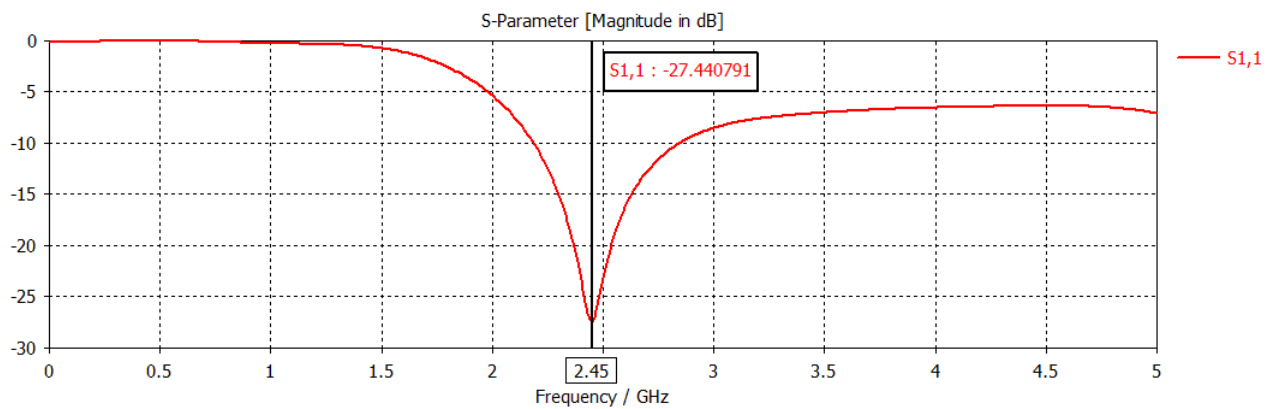


FIGURE 3.4 – coefficient de réflexion S_{11} du monopole

Back Ratio : FBR)est donnée ci dessous,

on remarque bien que le monopole rayonne de manière omnidirectionnel dans le plan H (figure 3.5), admet un gain réalisé faible de 2.21 dBi

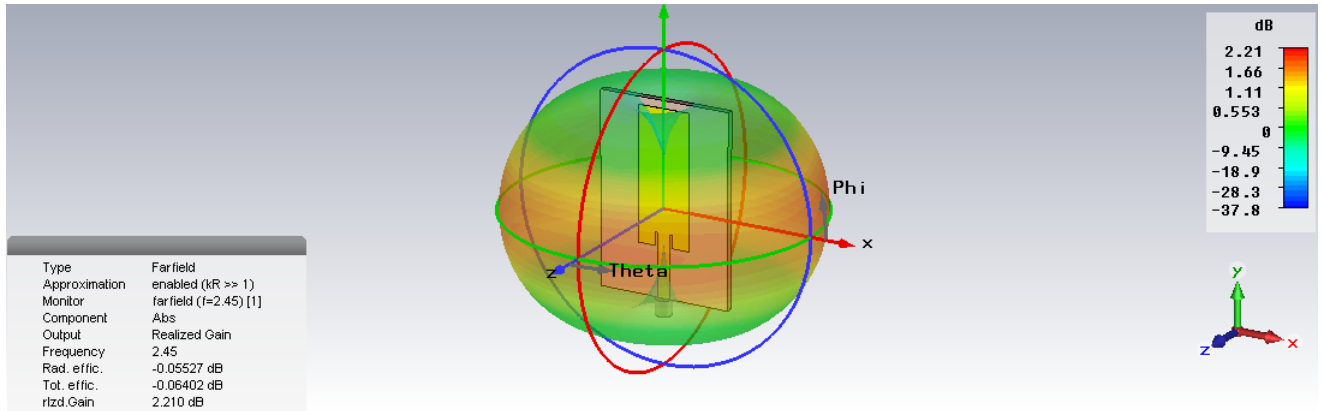


FIGURE 3.5 – Diagramme de rayonnement en 3D du monopole

le calcul du FBR donne : $FBR = 1.775 - 2.212 = -0.4dB$ qui est une faible valeur explicitant un rayonnement omnidirectionnel et le signe moins montre que le lobe principal est à l’arrière du monopole.

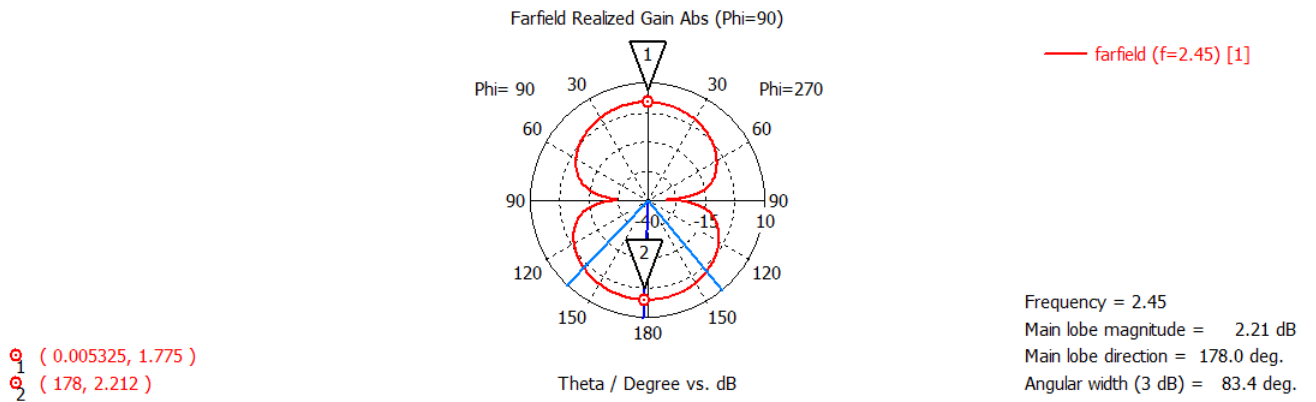


FIGURE 3.6 – Diagramme de rayonnement du monopole en polaire

Patch

la même procédure que la précédente sera faite avec l'antenne patch (figure 3.7) travaillant à la fréquence 2.45GHz

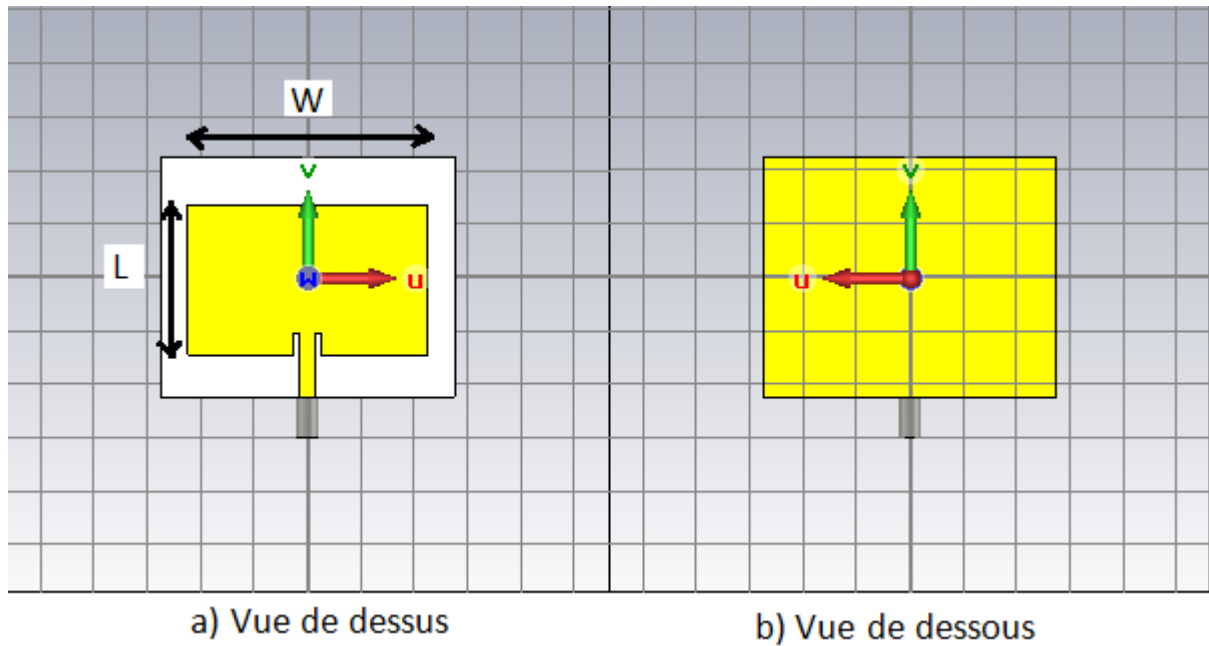


FIGURE 3.7 – Antenne Patch (a) Vue de dessus, (b) Vue de dessous, $W = 45\text{mm}$, $L = 28\text{mm}$

Relevé du S_{11} : l'antenne résonne bien à la fréquence $F_r = 2.45\text{GHz}$ avec un $S_{11} = -15.95\text{dB}$ (figure 3.8)

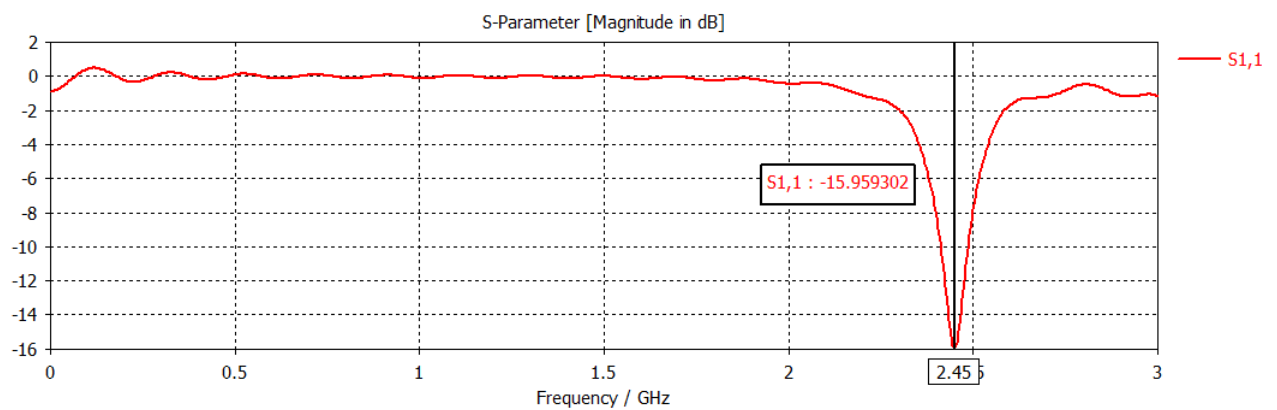


FIGURE 3.8 – Coefficient de réflexion (S_{11}) du patch

on remarque d'après le diagramme de rayonnement du patch qu'il admet un lobe principal à l'avant du patch, perpendiculaire à l'antenne dirigé vers l'extérieur du corps humain (figure

3.9), son gain réalisé est supérieur à celui du monopole $Gain = 4.21dB$

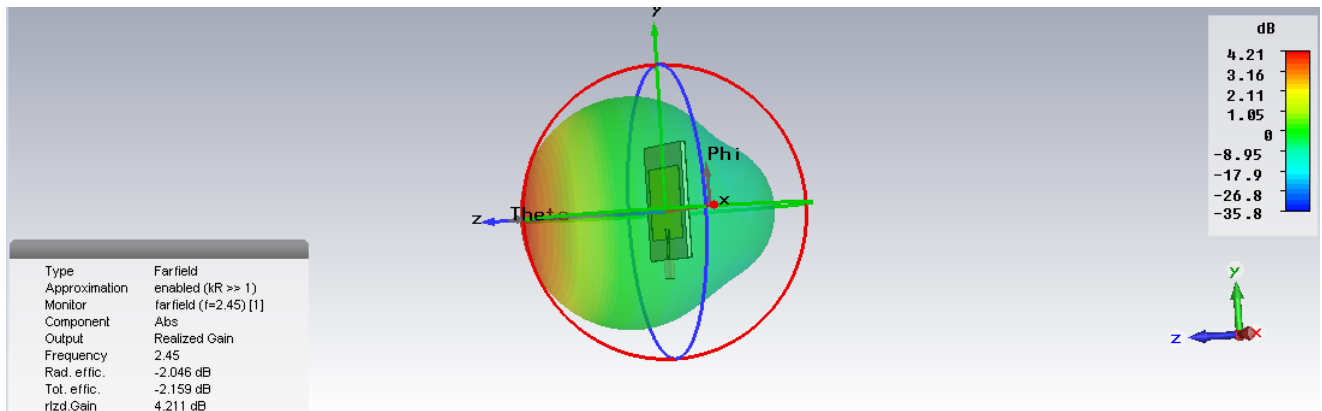


FIGURE 3.9 – Diagramme de rayonnement en 3D du patch

le calcul du FBR donne $FBR = 4.211 - (-5.899) = 10.11dB$ (figure 3.10) qui est une valeur importante par rapport au FBR du monopole exprimant un rayonnement directif du patch à l'extérieur du corps.

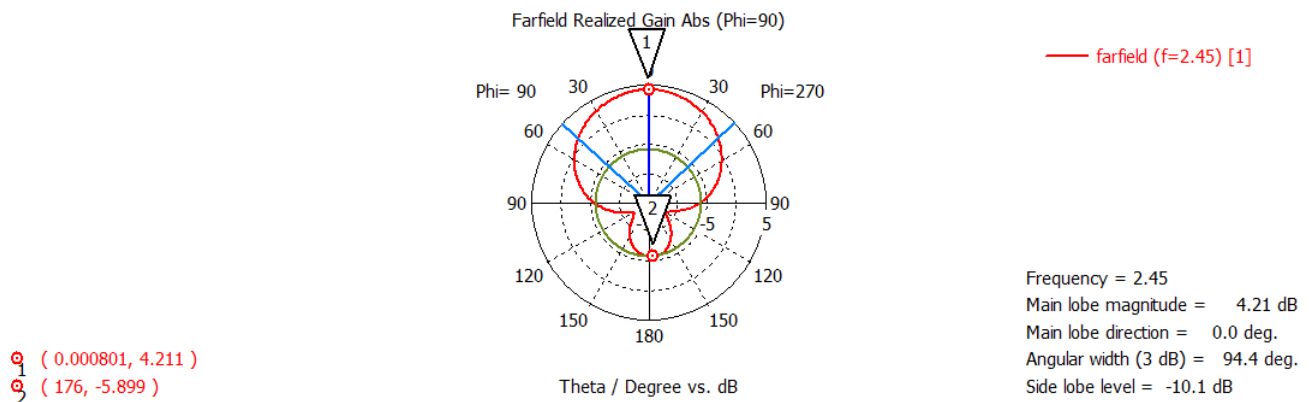


FIGURE 3.10 – Diagramme de rayonnement du patch en polaire

Afin de rendre le rayonnement de l'antenne monopole directif on démontrera dans la sous section suivante qu'il faudrait un réflecteur à l'arrière du monopole à une distance de $\lambda/4$ et pour un rapport avant arrière maximal le reflecteur aura pour dimension 3λ .

3.3.2 Les structure de type Conducteur électrique parfait (PEC)

on a bien montré dans la section précédente que les antennes monopoles rayonnent de manière omnidirectionnelle de ce fait une partie du rayonnement néfaste est absorbé par le corps et du fait du couplage (corps-antenne) leur performances se détériorent, les monopoles admettent aussi un faible gain réalisé.

Pour isoler ce rayonnement on dispose un plan de masse agissant comme un réflecteur, un bouclier électromagnétique immunisant le corps contre les radiations de l'antenne monopole, cependant lorsque que l'on rapproche trop près l'antenne du plan de masse, Les courants circulants sur le plan de masse sont en opposition de phase par rapport au courant sur l'antenne (principe des images), ce qui éliminent tout rayonnement de l'antenne (figure 3.11).

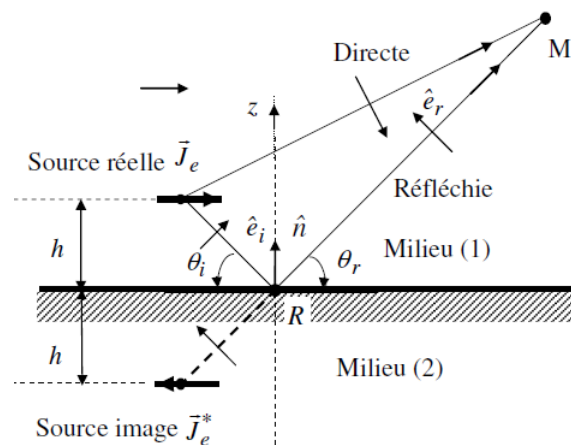


FIGURE 3.11 – Monopôle au dessus d'un conducteur électrique parfait

Simulation avec structure PEC

On procédera une série de simulation à l'aide du logiciel de simulation CST MICROWAVE Studio dans lequel on disposera des structures (PEC)(Perfect Electric Conductor) à des distances de la face arrière de l'élément rayonnant du monopôle et des dimensions différentes pour conclure de la meilleure disposition possible.

Calcul de la longueur d'onde :

Notre fréquence de travail étant $f_r = 2.45\text{GHZ}$, on utilise la formule suivante pour calculer la permittivité relative effective du milieu (Substrat + air) :

$$\epsilon_{reff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + 12 \frac{h}{W}\right)^{-12} \quad (3.1)$$

tel que :

$$\epsilon_r = 4.3, h(\text{hauteur du substrat}) = 1.6\text{mm}, W(\text{largeur du patch}) = 12\text{mm}$$

après calcul on trouve : $\epsilon_{reff} = 2.65$

la fréquence de résonance $F_r = 2.45GHz$,

$$F_r = \frac{v}{\lambda_m} = \frac{C}{\sqrt{\epsilon_{reff}} * \lambda_m} \quad (3.2)$$

après calcul on trouve une longueur d'onde de : $\lambda_m = 0.075m = 75mm$

Pour notre étude on s'est inspiré de l'article [19] dans lequel le monopole utilisé rayonnait à la fréquence de résonance $F_r = 2.9GHz$ mais une fois la structure de type réflecteur à été disposé à l'arrière du monopole, le système (monopole + réflecteur) rayonnait à la fréquence WBAN de 2.45 GHz, cette diminution de la fréquence s'expliquant par l'effet capacitif que la distance de la structure rajoutait au monopole. Ainsi pour les besoins de notre conception, on a du concevoir un monopole rayonnant à la fréquence de 3GHz car si on utilisait le monopole de 2.45GHz, la structure(reflecteur + monopole) rayonnerait à une fréquence inférieure non désirée. Il suffit pour cela de diminuer la longueur L du monopole précédant qui rayonnait à 2.45GHz pour qu'elle rayonne à 3 GHz.(figure 3.12)

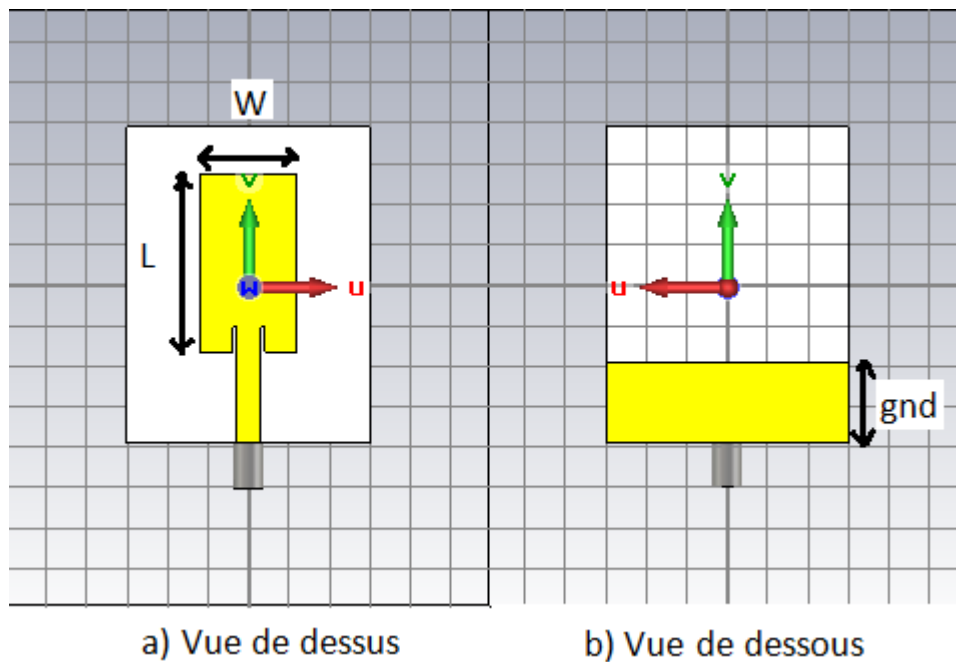


FIGURE 3.12 – monopole 3 GHz, (a) Vue de dessus, (b) Vue de dessous

la résonance est à $f_r = 3.02GHz$ avec un $|S_{11}| = -22.87dB$ (figure 3.13) son diagramme de rayonnement est omnidirectionnel avec un gain réalisé de 1.063 dB et un rapport avant arrière de $FBR = 0.6551 - 1.062 = -0.4069$ dB (figure 3.14)

Plus on augmente la distance entre le monopole et la structure PEC plus l'influence de cette structure diminue sur le monopole et on s'approche des conditions de rayonnement du

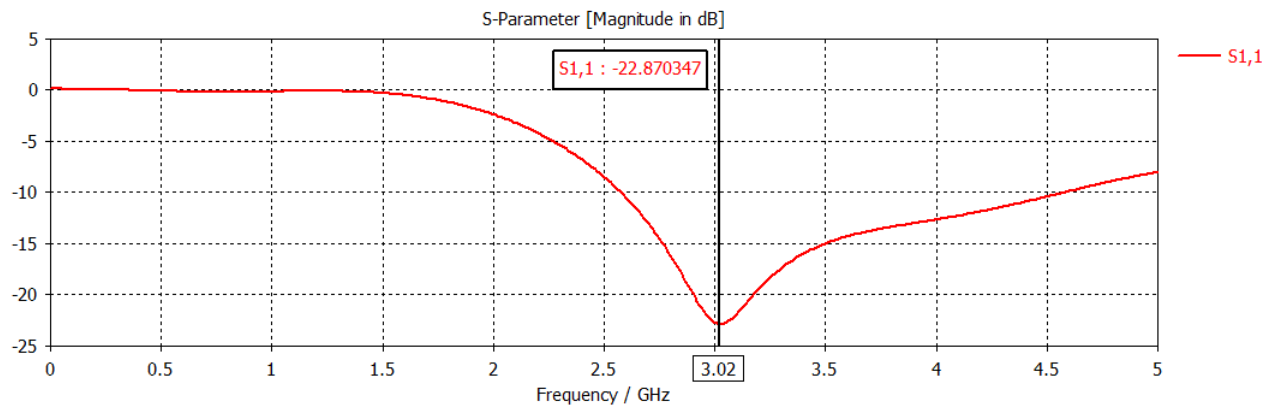


FIGURE 3.13 – Return loss plot (S_{11}) du monopole 3GHz

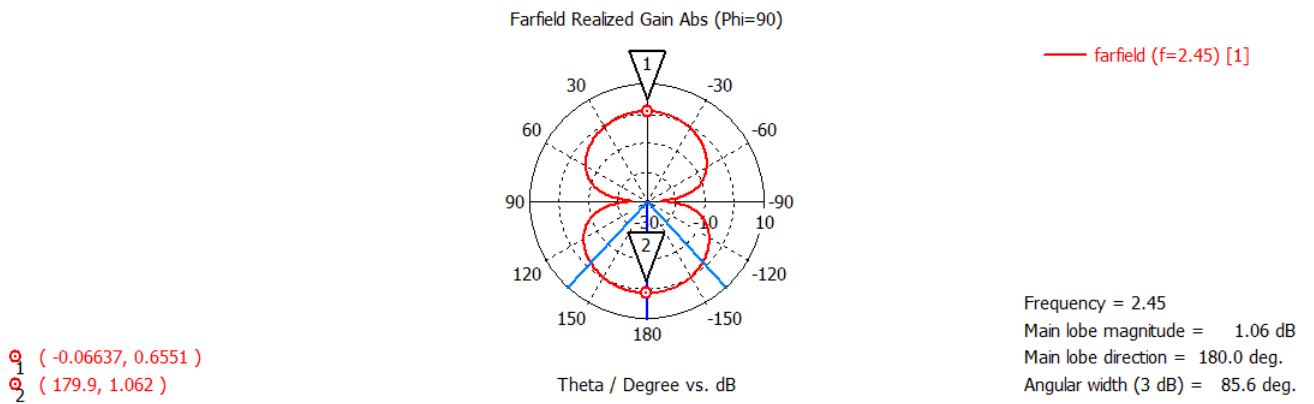


FIGURE 3.14 – Diagramme de rayonnement du monopole 3GHz en polaire

monopole dans le vide , on obtient du coup une bonne adaptation et aussi un FBR inférieur, ce qui est logique car plus la distance (monopole-PEC) augmente plus les ondes en arrière traverse une PLUS grande distance avant d’être réfléchis par le PEC.

Un tableau récapitulatif est donnée ci dessous résumant les valeurs de S_{11} et de FBR pour les différents cas étudiés à la fréquence WBAN.

dimension(mm) \ distance(mm)	$\lambda/19$		$\lambda/8$		$\lambda/4$		$\lambda/2$		λ	
	S_{11} (dB)	FBR (dBi)	S_{11} (dB)	FBR (dBi)	S_{11} (dB)	FBR (dBi)	S_{11} (dB)	FBR (dBi)	S_{11} (dB)	FBR (dBi)
l										
λ	·	·	- 2.61	11.09	- 8.55	10.07	- 21.49	8.92	- 27.52	- 3.04
2λ	·	·	-3	21.15	- 10.25	19.37	- 16.32	15.49	- 21.87	2.64
3λ	·	·	- 3.01	24.08	- 10.11	26.2	- 17.19	20.26	25.9	11.98
4λ	·	·	- 3.02	22.85	- 10.15	25.23	- 16.96	25.98	- 23.9	14.08

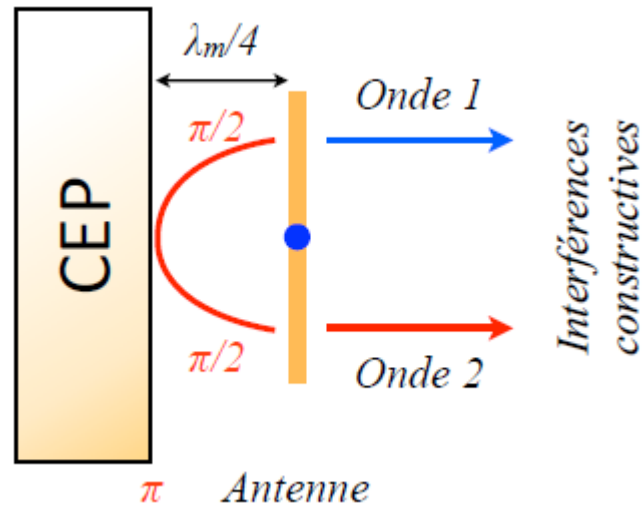
TABLE 3.1 – Calcul du S_{11} et du FBR en fonction de la dimension de la structure PEC et de sa distance du monopole

Conclusion

L'utilisation d'un CEP comme plan de masse est traditionnellement employée dans la conception d'antennes. Situé sous l'élément rayonnant, le réflecteur métallique permet de rediriger le rayonnement arrière dans la direction normale au plan de l'antenne permettant d'améliorer le gain et d'isoler le corps contre les ondes néfastes. Cependant celui-ci montre certains inconvénients. Dans le cadre d'applications faible encombrement comme les « Antennes Corporelles », l'antenne est parallèle et plaquée au plan de masse entraînant une désadaptation de celle-ci et une détérioration du rayonnement. Ceci est dû au fait que la distribution de courant de l'antenne est annulée par le courant image issu du CEP : « le courant original est parallèle et en opposition de phase » ($\phi = \pi$) avec le courant image. Il est donc nécessaire d'éloigner l'antenne de son réflecteur métallique afin de remettre les ondes en phase. Le déphasage ϕ d'une onde est caractérisé par l'équation suivante :

$$\phi = \beta h \quad (3.3)$$

Où $\beta = 2\pi/\lambda_m$ est le nombre d'onde et h la distance séparant l'antenne de son réflecteur métallique. On en déduit que pour engendrer un déphasage $\phi = \pi/2$, il est nécessaire d'espacer l'antenne de son réflecteur à l'aide d'un espaceur de hauteur $h = \lambda_m/4$ (λ_m étant la longueur d'onde dans le milieu) à la fréquence de résonance. L'onde se propageant à l'arrière de l'antenne sera déphasée de $\pi/2$ par l'espaceur, puis de π par le CEP et de nouveau $\pi/2$ par l'espaceur. La somme de toutes ces contributions permet d'obtenir un déphasage de 2π de l'onde et d'être en phase, et dès lors de s'ajouter constructivement, avec l'onde se propageant dans la direction. (figure3.15)

FIGURE 3.15 – Interférences constructives dues au CEP à $\lambda/4$ du monopole

mais pour des raisons de confort il n'est pas imaginable de porter une structure de dimension $3\lambda = 225\text{mm}$ à une distance de $\lambda/4 = 18.75\text{mm}$ du monopole, vu qu'il est préférable que la structure soit à faible profil et légère, ce souci de dimension et de distance est d'autant plus important lorsqu'on est en Basse Fréquence. En effet, pour le GSM 900MHz la longueur d'onde est de l'ordre de $\lambda \simeq 205\text{mm}$ ainsi il faudrait une structure de dimension $3\lambda = 615\text{mm}$ et à une distance de $\lambda/4 = 51.25\text{mm}$ qui est impossible d'intégrer sur le corps.

3.3.3 les Conducteurs magnétiques parfait (CMP)

Contrairement aux CEP, l'utilisation d'un CMP comme plan de masse permet de résoudre les différents inconvénients cités ci-dessus. Un CMP agit comme le dual du CEP à savoir que le champ magnétique tangentiel total est nul : le courant d'origine et le courant image issu du réflecteur magnétique sont parallèles et en phase ($\phi = 0$), permettant ainsi d'obtenir des interférences constructives sans nécessiter un espaceur entre l'antenne et ce plan de masse particulier (Figure 3.16). Ce phénomène peut aussi s'expliquer en termes de réflectivité : le coefficient de réflexion du réflecteur éclairé par une onde plane en incidence normale d'un CEP et d'un CMP montre que l'amplitude du coefficient de réflexion est identique mais que seule une différence de phase de 180° différencie les deux réflecteurs. Le coefficient de réflexion dans le cas d'un CEP est $\gamma = -1$ tandis que dans le cas d'un CMP, le coefficient de réflexion sera $\gamma = +1$.

D'un point de vue impédance, le CEP apparaît alors comme un court-circuit soit une impédance nulle du point de vue de l'onde plane incidente, tandis que le CMP va se comporter : comme un circuit-ouvert, c'est à dire comme une impédance infinie d'où le nom de surface

haute impédance (HSI).

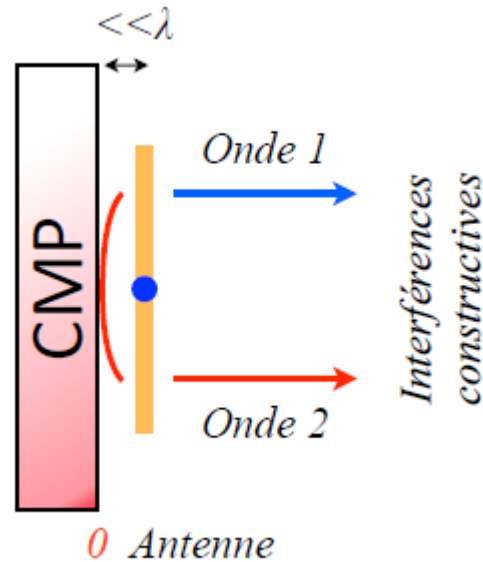


FIGURE 3.16 – Interférences constructives dues au CMP

3.3.4 les structure de type conducteurs magnétiques artificiels

à cause des problèmes d'intégration de larges plan de masse sur les vêtements, cités après de longues simulations avec un conducteur électrique parfait (CEP), que le besoin d'utiliser les conducteurs magnétiques parfait (CMP) devient une nécessité absolue vue leur intégration à faible profil, mais voilà les (CMP) n'existent pas dans la nature, c'est là qu'intervient une catégorie de matériaux ayant des propriétés similaires sur la phase du coefficient de réflexion sur la surface qu'on appelle « les métamatériaux de type Surface Haute Impédances (SHI) »¹

la synthèse du CMP est réalisable en modifiant la structure macroscopique d'un matériau : les inclusions métalliques périodiques, généralement modélisées par des motifs imprimés sur le plan de masse de longueur inférieure à la longueur d'onde sont composées de deux conducteurs. De plus celles-ci, étant très petites devant la longueur d'onde de fonctionnement, peuvent être représentées à l'aide d'éléments localisés – capacité (C) et inductance (L). Chaque élément périodique agit comme une connexion parallèle L et C pouvant modifier la fréquence de résonance du matériau artificiel. Aux fréquences différentes à la fréquence de résonance du circuit LC, la capacité est déchargée, l'impédance de l'élément périodique est

1. les surfaces hautes impédances ont été inventées dans les années 2000 avec les « Mushroom » de Sievenpiper [20]. Il a fallu attendre 2001, pour voir la première antenne textile à base de métamatériaux de type SHI réalisée par des chercheurs Américains.

un court-circuit modélisant dès lors le comportement d'un CEP. A la fréquence de résonance du circuit équivalent $f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$, l'impédance du circuit sera vue comme un circuit ouvert : la structure se comportera comme un matériau magnétique. [21]

En termes de coefficient de réflexion en fonction de la fréquence, ceci se traduit par un module égal à 1 (si le matériau ne comporte pas de pertes) et d'une phase évoluant entre $\pm\pi$. La figure 3.17 représente la phase du coefficient de réflexion d'un conducteur magnétique artificiel (CMA) en fonction de la fréquence lorsque celui-ci est éclairé par une onde plane en incidence normale.

Pour les fréquences inférieures à la fréquence de résonance, le matériau se comporte comme un CEP avec une phase égale à π . Puis au fur et à mesure que la fréquence augmente, la phase du coefficient de réflexion du matériau diminue selon une certaine pente jusqu'à tendre vers 0° à f_0 . Les ondes incidentes sont réfléchies en phase par le matériau artificiel. Au-delà de f_0 , le réflecteur se comporte à nouveau comme un CEP avec une phase égale à $-\pi$. On nommera « conducteur magnétique artificiel »(CMA), tout matériau artificiel traduisant ce comportement.

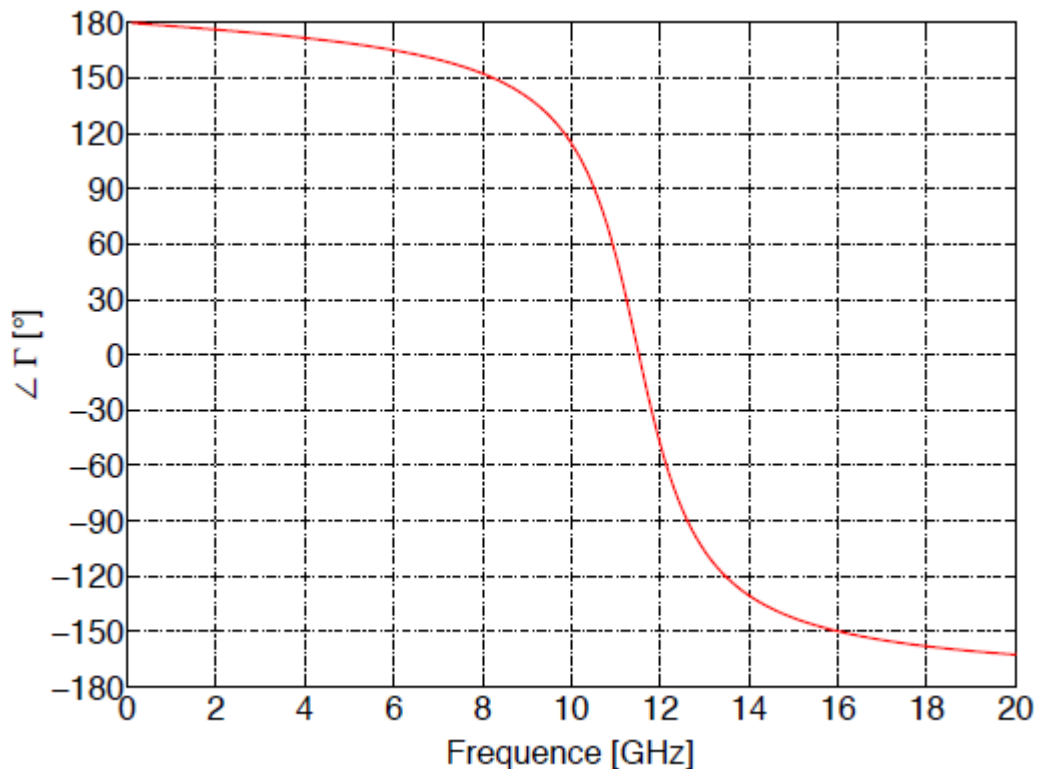


FIGURE 3.17 – variation de la phase du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence d'un CMA[21]

Bande passante d'un CMA

la bande passante d'un CMA lorsque la phase du coefficient de réflexion au niveau de la surface du matériau varie entre $\pm\pi/2$. Cette définition assure une condition d'interférence non destructive entre respectivement l'onde rayonnée à l'avant et à l'arrière de l'antenne une fois réfléchi.[21]

Type de structure haute impédance

Les structures de type surface haute impédance se divisent en 2 types, les conducteurs magnétiques artificiels et les matériaux à bandes interdites électromagnétiques qui supprime les ondes sur une certaine bande de fréquence. Notre projet portera essentiellement sur les AMC (Artificial Magnetic Conductor).

Dans ce qui suit, on fera la conception de 2 structure CMA et puis on jugera de la meilleure forme d'éléments périodiques qui est la plus adéquate pour répondre aux exigences en termes d'adaptation et surtout de rapport avant arrière important.

l'objectif

Conception d'une structure AMC de dimension inférieure à (3λ) et de distance entre la structure et le monopole inférieure à $(\lambda/4)$ tout en ayant un rapport avant arrière supérieur ou égale à 26.2 dB, enregistré avec la structure PEC (dimension= 3λ et distance= $\lambda/4$)

Dans l'optique du Master, la minimisation de la dimension de la structure CMA sera étudiée, et de même on comparera les 2 structures réduites en termes de leur performances : adaptation, bande passante, FBR.

Au final on étudiera leur immunité face à différents matériaux de textiles pour valider leur intégration sur tous les vêtements.

3.3.5 Structure 3x3 patch carrés

Pour la réalisation de cette structure, on s'est inspiré des travaux de Langley [22], il s'agit d'une structure AMC (3x3) patch carrés au dessus duquel se place un monopole (figure 3.18) rayonnant à 3.02 GHz, la structure totale (figure 3.19)rayonne à 2.45GHz.

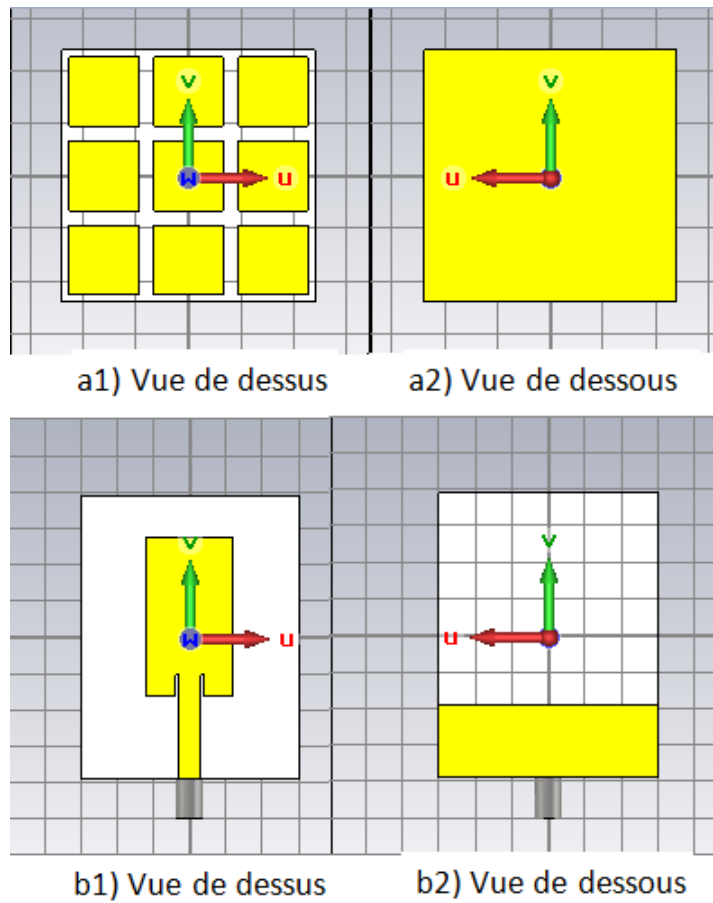


FIGURE 3.18 – Structure AMC 3X3 patch carré (a1)Vue de dessus, (a2)vue de dessous; monopole associé (b1)Vue de dessus, (b2)vue de dessous

La structure AMC est de dimension (1.28λ) et à une distance de $(\lambda/23 = 3.2 \text{ mm})$ entre

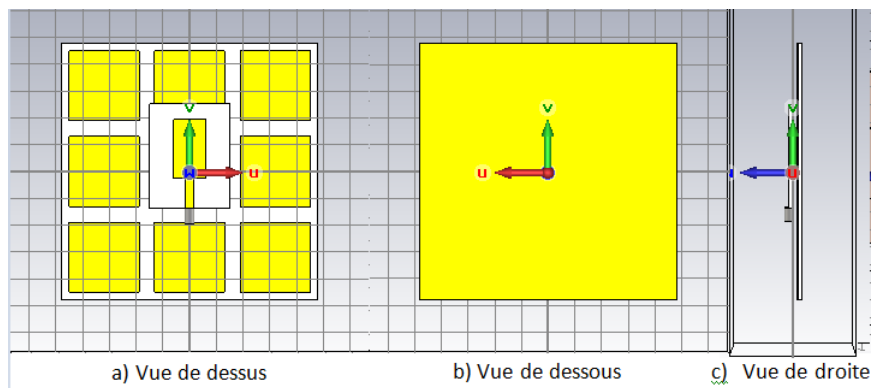


FIGURE 3.19 – Structure AMC 3X3 patch carré avec monopole (a)Vue de dessus, (b)vue de dessous, (c)Vue de droite

la face avant de la structure AMC et la face arrière de l'élément rayonnant du monopole.

Après optimisation de la position du monopole et de sa hauteur au dessus de la structure AMC 3x3 patch carré, on obtient un $|S_{11}| = -22.11dB$ à la fréquence $F_r = 2.45GHz$ (figure 3.20) (WBAN), ce qui prouve une très bonne adaptation de l'ensemble (AMC+ Monopole)

la référence prise pour enregistrer la position du monopole sur la structure AMC sont le centre du monopole par rapport au centre de la structure AMC.

les positions enregistrées du monopole sont : Vertical= 5.7 mm, Horizontal = 0 mm, h= 1.5 mm soit $h \simeq \lambda/41.3$

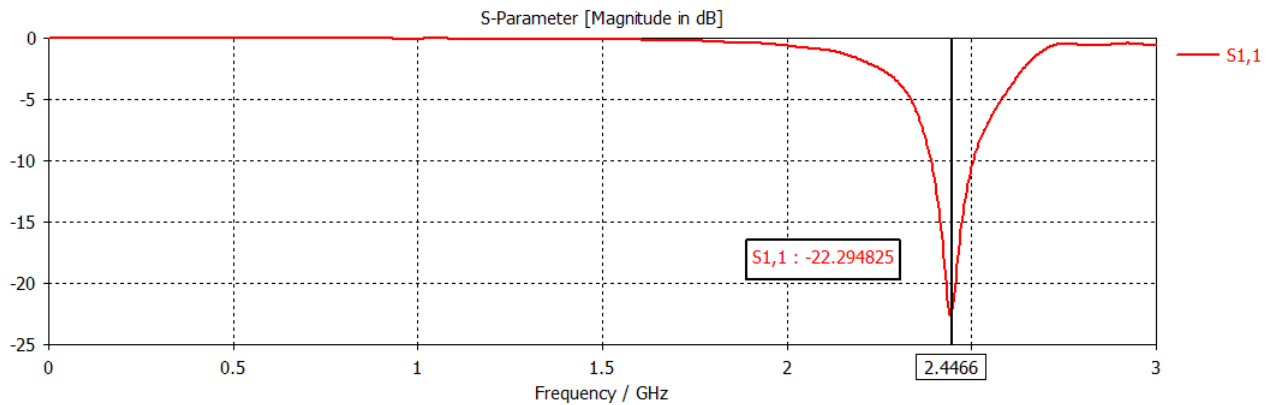


FIGURE 3.20 – Coefficient de réflexion de la structure AMC avec monopole

On obtient un front to back ration de $FBR = 6.74 - (-26.44) = 33.18dB$ cela veut dire que les ondes à l'arrière du monopole sont diminué de $10^{3.318} \simeq 2080$ fois par rapport aux ondes à l'avant du monopole.

On note que la valeur du FBR de la structure AMC+monopole (figure 3.21) $FBR = 33.18$ dBi \gg $FBR(\text{patch}) = 10.15$ dBi, (le triple), cette structure la est donc préférable comme antenne Off Body.

la comparaison du FBR est d'autant plus flagrante comparé au FBR du monopole seule de -0.6 dBi.

d'après la phase du coefficient de réflexion, on se trouve bien dans la bande passante de Sievenpiper de la condition d'interférence constructive entre respectivement l'onde rayonnée à l'avant et à l'arrière de l'antenne une fois réfléchi.(figure 3.22)

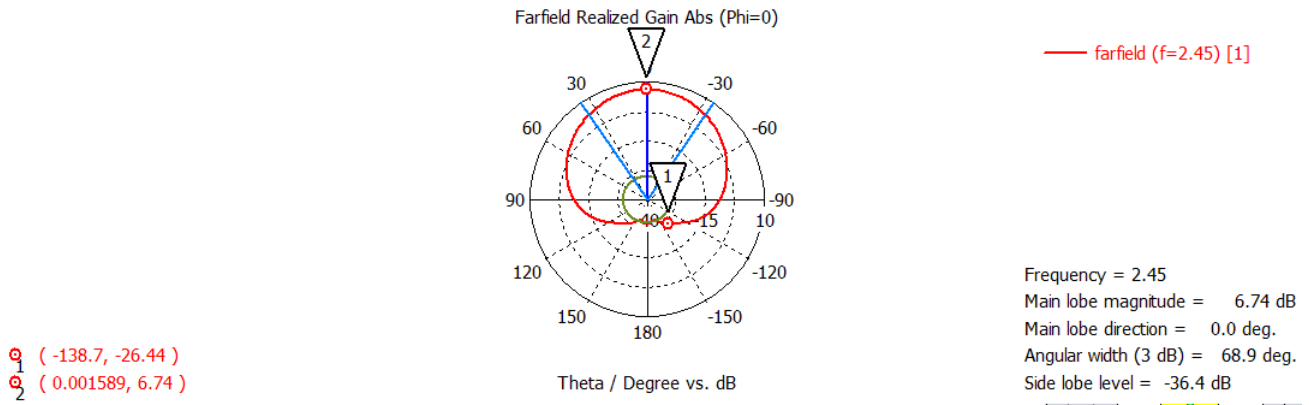


FIGURE 3.21 – Rapport avant arrière (FBR) de la structure AMC 3x3 patch carré avec le monopole

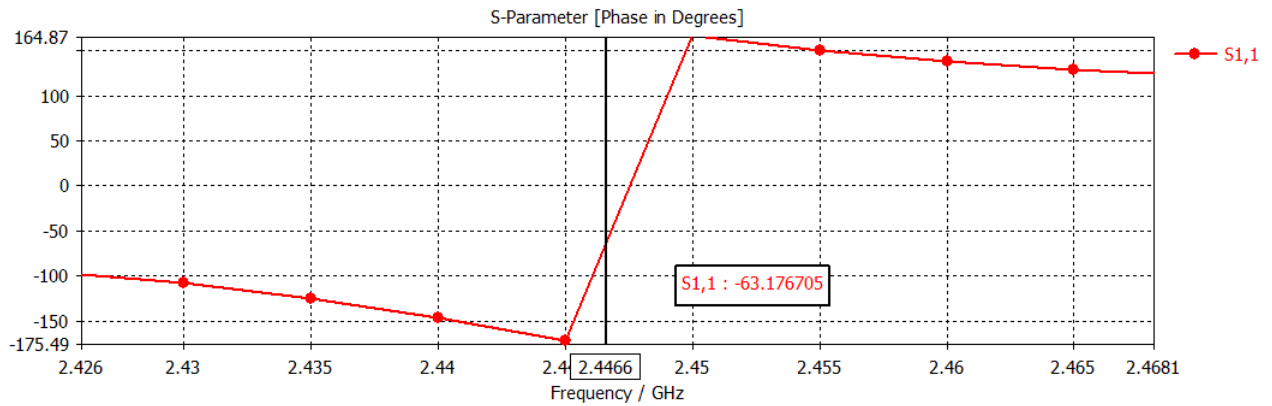


FIGURE 3.22 – La phase du coefficient de réflexion de la structure AMC 3x3 patch carré avec le monopole

Maintenant on remplace la structure AMC 3*3 patch carré par une simple structure PEC à la même dimension de $(3\lambda/2)$ et à une distance de $(\lambda/19)$ (figure 3.23) afin de savoir si le FBR aurait pu être retrouvé égale ou supérieur à 33.18 dBi par n'importe quel structure métallique Anodine ou bien la physique et la géométrie même de la structure AMC contribue à cette valeur ci.

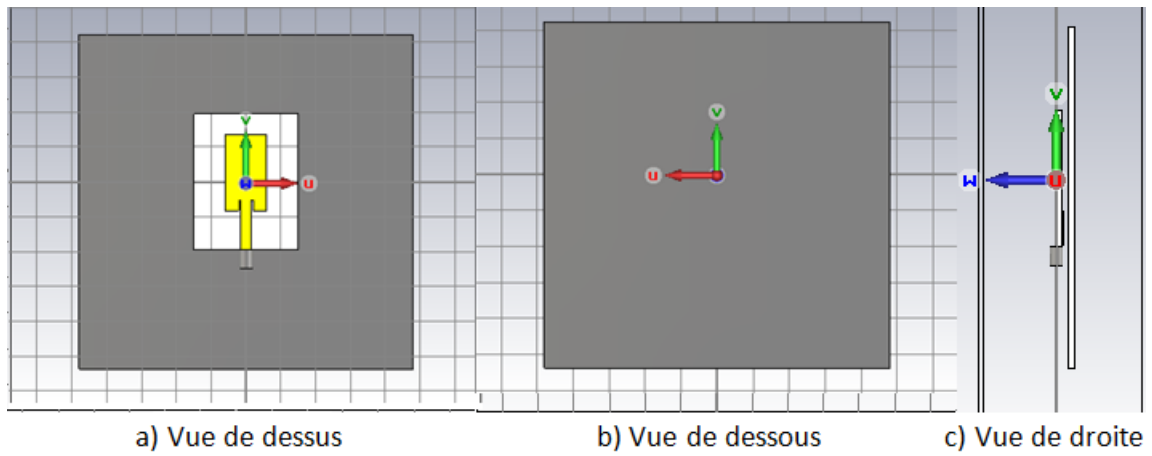


FIGURE 3.23 – Structure PEC à la même position et dimension que la structure AMC 3x3 patch carré (a)Vue de dessus, (b)Vue de dessous, (c)Vue de droite

On remarque qu'il ya une très mauvaise adaptation de l'antenne avec un $|S_{11}| = -0.6dB$ (figure 3.24) .

L'antenne ne rayonne pas (figure 3.25)en présence de la structure PEC à la distance de $(\lambda/23)$ à Contrario de la structure AMC.(figure 3.25)

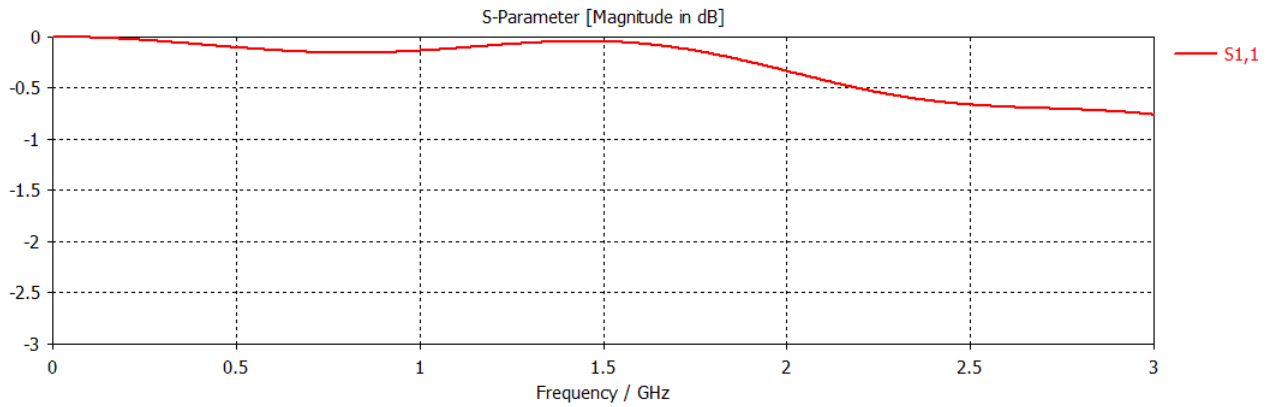


FIGURE 3.24 – Coefficient de réflexion de la structure PEC et monopole

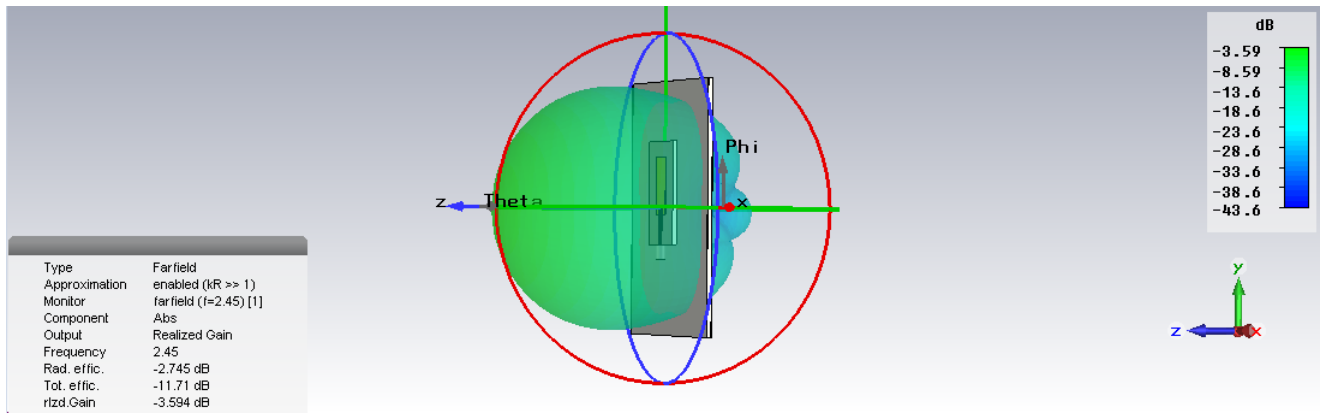


FIGURE 3.25 – Gain réalisé de la structure PEC avec monopole à la même distance et dimension que la structure AMC

on compare maintenant la valeur du FBR de la structure AMC + monopole avec la structure Pec(même dimension que la structure AMC) à la distance de $(\lambda/4)$ du monopole.

on retrouve un FBR de 17.539 dBi \ll FBR(AMC 3x3, monopole)= 33.18 dBi

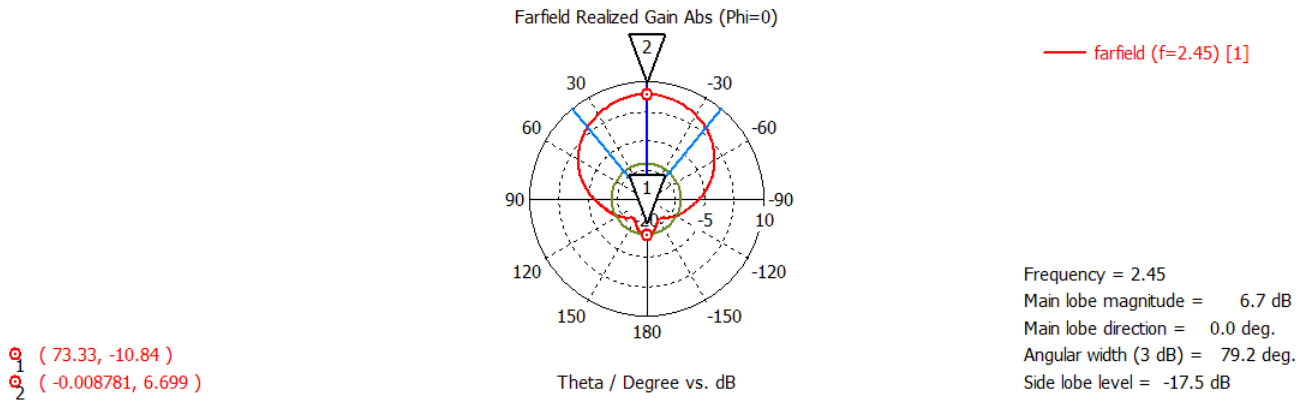


FIGURE 3.26 – le FBR de la structure PEC dimension $2\lambda/3$ à la distance de $\lambda/4$ du monopole

Conclusion

La structure AMC (3x3 Patch carré) à la dimension de (1.28λ) et à la distance de $(\lambda/41)$ du monopole, est la responsable du Front to Back Ratio de 33.18 dBi à la fréquence (2.45 GHz), ce qui ne peut être réalisé avec une structure PEC de même dimension à la même distance, ceci revient principalement à la dimension des patches et aux Gaps entre les patches qui augmentent l'effet capacitif ajoutée à l'effet inductif de la hauteur de la structure AMC , fait que cette structure travaille à la fréquence $F_r = 2.45\text{GHz}$ et peut par conséquent réfléchir les ondes arrières en phase des ondes rayonnés à l'avant.

3.3.6 Structure 3x3 I shape

On propose maintenant une autre structure AMC ayant la même dimension que la précédente (1.28λ) mais avec des motifs périodiques différents des patches carrés, l'objectif étant de trouver la meilleure géométrie possible des motifs, donnant un FBR le plus important à la fréquence de travail WBAN.

Pour la conception de cette structure, on s'est inspiré de l'article [19] il s'agit d'une structure AMC (3x3) I shape au dessus duquel se place un monopole (figure 3.27) rayonnant à 3.02 GHz, la structure totale (figure 3.28) rayonne à 2.43GHz.

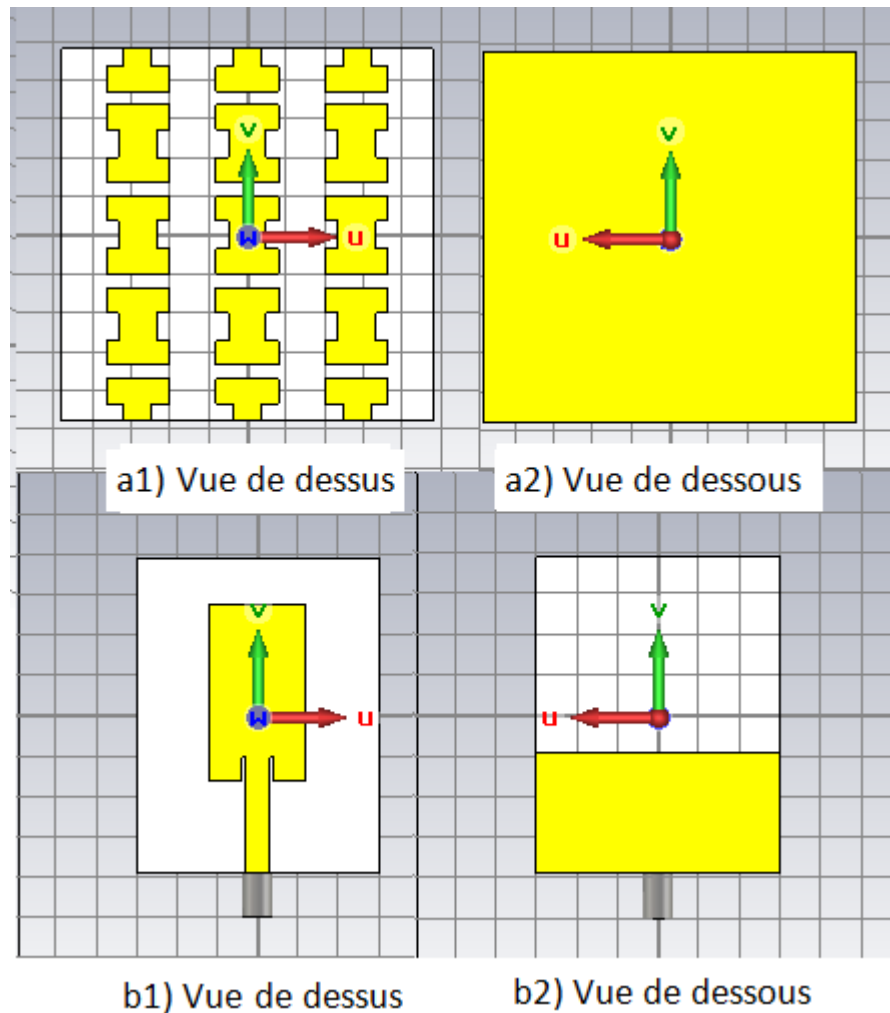


FIGURE 3.27 – Structure AMC 3X3 I shape (a1)Vue de dessus, (a2)vue de dessous ; monopole associé (b1)Vue de dessus, (b2)vue de dessous

La structure AMC I shape est de dimension : de (1.28λ) et à une distance de ($\lambda/26 = 2.9 \text{ mm}$) entre la face avant de la structure AMC et la face arrière de l'élément rayonnant du monopole.

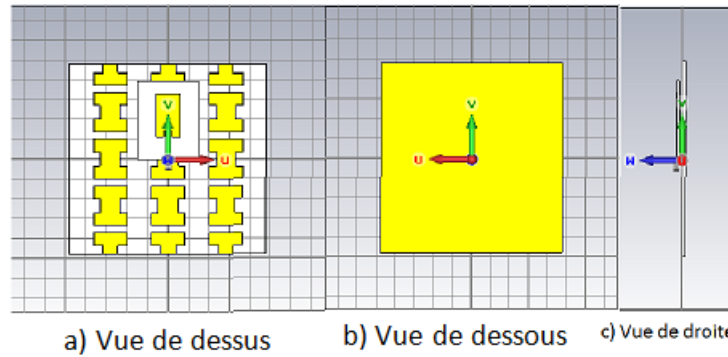


FIGURE 3.28 – Structure AMC I shape avec monopole (a)Vue de dessus, (b)vue de dessous, (c)Vue de droite

Après optimisation de l'emplacement de la structure Ishape et de la distance par rapport au monopole on trouve un $FBR = 29.28$ dB mais avec une mauvaise adaptation de $S_{11} = -4.5$ dB

On modifie alors le monopole de tel manière à avoir une bonne adaptation, en jouant sur la hauteur du plan de masse $gnd = 15mm$, On obtient finalement un $|S_{11}| = -15.85dB$ à la fréquence $F_r = 2.45GHz$ et un $|S_{11}| = -28.62dB$ à la fréquence de résonance 2.43GHz (figure 3.29) (WBAN), ce qui prouve une très bonne adaptation de l'ensemble (AMC+ Monopole)

la référence prise pour enregistrer la position du monopole sur la structure AMC sont le centre du monopole par rapport au centre de la structure AMC.

les positions enregistrées sont : Vertical= -2 mm, Horizontal = 0 mm, h= 1.3 mm soit $h \simeq \lambda/58$

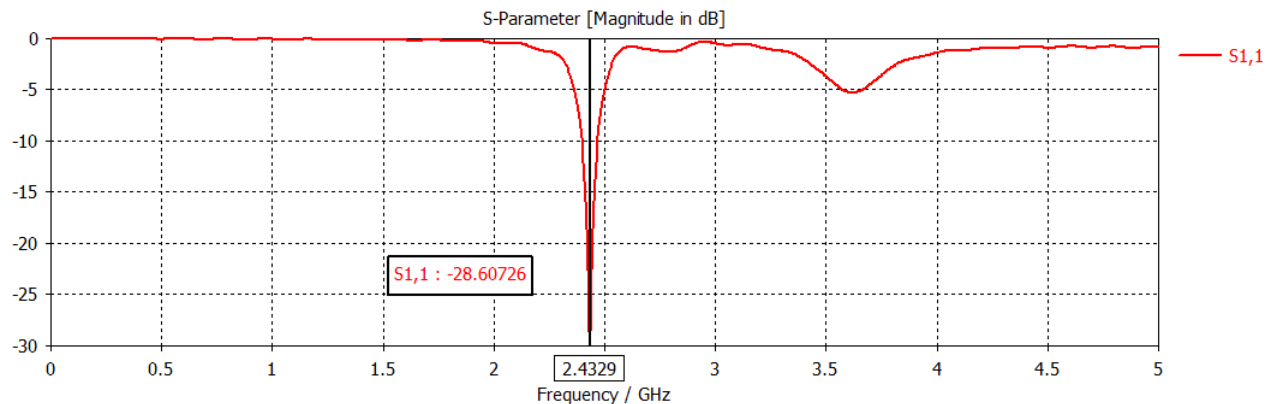


FIGURE 3.29 – Coefficient de réflexion de la structure AMC I shape avec monopole

On obtient un front to back ration après adaptation de $FBR = 5.702 - (-20.21) = 25.912dB$ cela veut dire que les ondes à l'arrière du monopole sont diminuées de $10^{2.76} \simeq 575$

fois par rapport aux ondes à l'avant du monopole.

On note que la valeur du FBR de la structure AMC+monopole (figure 3.30) $FBR = 25.91 \text{ dB} \gg FBR(\text{patch}) = 10.15 \text{ dB}$, (presque le triple), cette structure la est donc aussi préférable comme antenne Off Body.

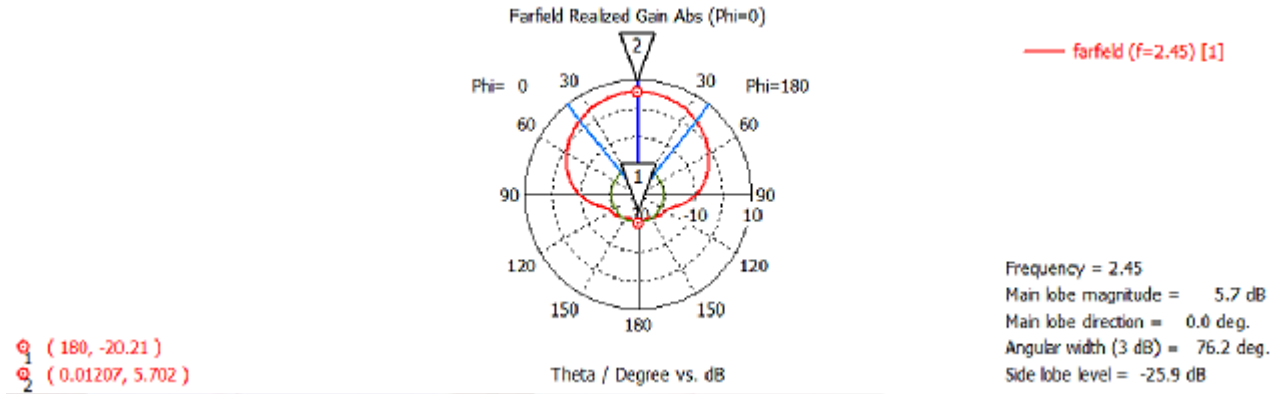


FIGURE 3.30 – Rapport avant arrière (FBR) de la structure AMC 3x3 I shape avec le monopole

d'après la phase du coefficient de réflexion, on se trouve bien dans la bande passante de Sievenpiper de la condition d'interférence constructive entre respectivement l'onde rayonnée à l'avant et à l'arrière de l'antenne une fois réfléchi.(figure 3.31)

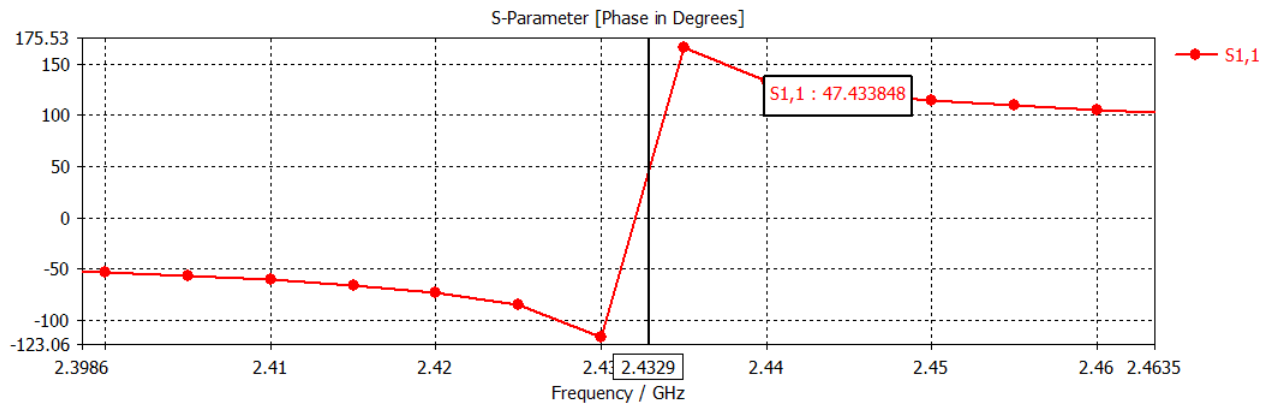


FIGURE 3.31 – La phase du coefficient de réflexion de la structure AMC 3x3 Ishape avec le monopole

3.4 Conclusion

Dans ce chapitre on a mis à profit les notions acquises sur les conducteurs magnétiques parfaits (CMP) pour créer une structure de conducteur magnétique artificiel (CMA) afin de supprimer l'espace de $\lambda/4$ contraint par les conducteurs électriques parfait (CEP)

La santé étant un sujet à ne prendre en aucun cas à la légère, on a du concevoir 2 structures AMC aux motifs de formes géométriques différentes, on site : 3x3 patch carré et 3x3 I shape, afin de comparer leur performances en termes de rapport avant arrière.

On trouve que le FBR(3x3 patch carré) = 33.18dB > FBR(3x3 I shape) \simeq 26, On choisit alors la structure 3x3 patch carré, comme technologie de structure AMC pour l'intégrer aux textiles, on vérifiera ceci dans le prochain chapitre.

Chapitre 4

Validation expérimentale

4.1 Introduction

Dans ce chapitre on fera la réalisation des 2 antennes étudiés auparavant, soit la (3x3 patch carré) et la (3x3 I shape) et on comparera leur performances respectives entre les valeurs simulées avec le logiciel CST Studio Suite et les valeurs mesurées, en termes d'adaptation et de fréquence de travail mais surtout leur rapport avant arrière (FBR).

On étudiera aussi l'immunité des 2 structures par rapport aux différents types de textile qui existe.

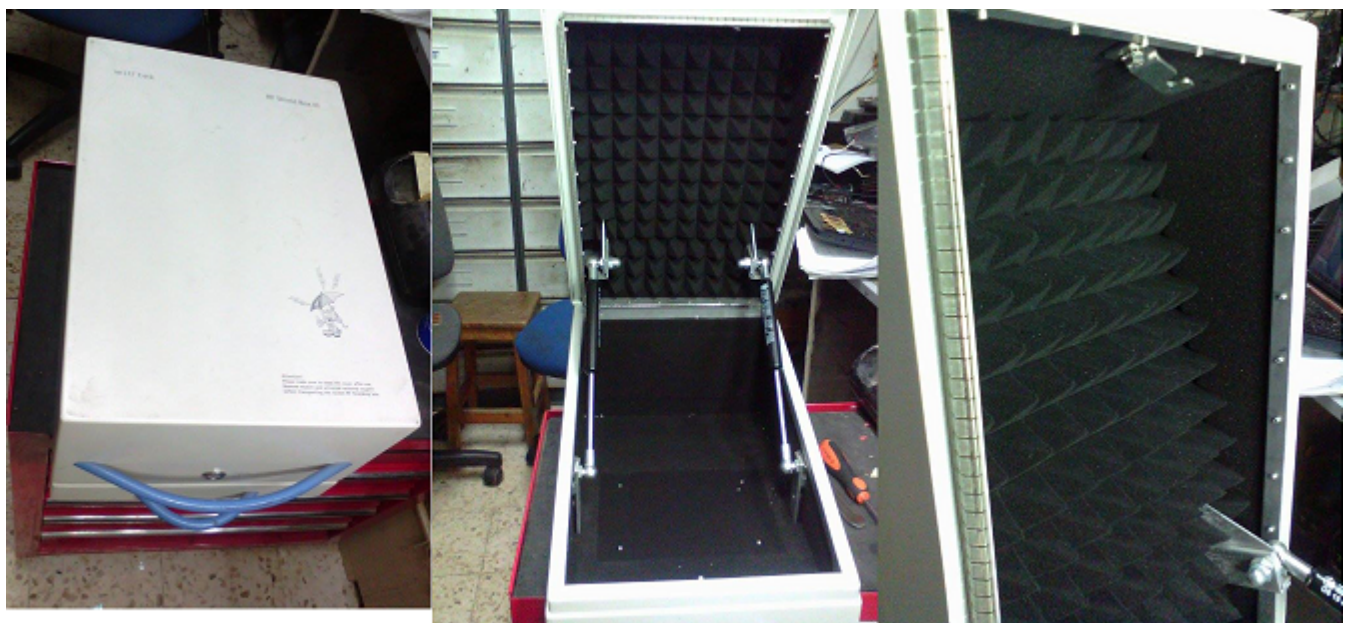
Remarque

Durant toutes les mesures, pour éviter le problèmes des trajets multiples qui pourront fausser les résultats, on utilisera une chambre anéchoïque, cette dernière est formée de murs composés de mousses de formes triangulaires, qui d'une part empêchent toutes réflexions des ondes électromagnétiques en créant des interférences destructives entre elles, d'une autre part, elles empêchent la pénétration d'ondes de l'extérieur vers l'intérieur (parasites)qui pourraient altérer les mesures, ainsi on pourra théoriquement recréer les conditions de rayonnement dans le vide à dimension infini, loin de tout obstacles.

La chambre anéchoïque utilisée (figure4.1) dans nos mesures est de petite taille (50x30)cm, l'intérieur du couvercle est le seule recouvert par la mousse de motifs triangulaires, les murs et la base sont seulement recouverts d'une couche de mousse plate, les rebords de la chambre sont métalliques et du fait lors de la mesure du S_{21} , la chambre anéchoïque n'est pas totalement fermée, en effet le câble alimentant une seconde antenne empêche sa fermeture totale.

pour mesurer le rapport avant arrière on mesure à l'aide d'un l'analyseur le S_{21} , On vérifie son fonctionnement avec la relation :

$$S_{21} = 20 \log_{10}\left(\frac{b_2}{a_1}\right) \quad (4.1)$$



a) Fermée

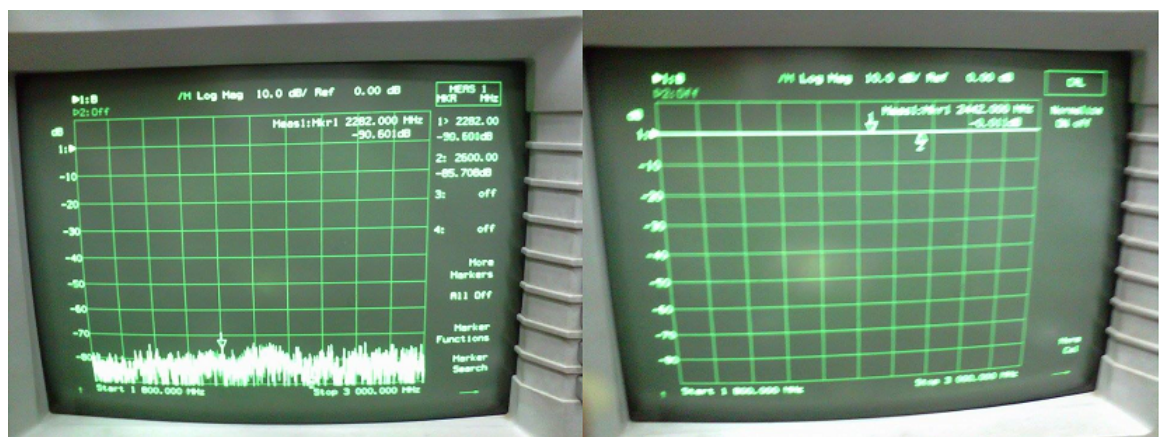
b) Ouverte

c) de profile

FIGURE 4.1 – chambre anéchoïque

lorsque le câble d'émission n'est pas connecté au câble de réception, la réception ($b_2 = 0$), d'après la relation (4.1) on obtient $S_{21} = -\infty dB$, d'après l'analyseur, on mesure bien une valeur inférieure de -80 dB avec le bruit de l'analyseur et du milieu environnant.

lorsque le câble d'émission est relié au câble de réception ($b_2 = a_1$), d'après la relation (4.1) on obtient $S_{21} = 0dB$, on lit bien sur l'analyseur de réseau cette valeur nulle.



a) Réception nulle

b) réception = émission

FIGURE 4.2 – Analyseur d'antennes

4.2 L'antenne monopole à 2.45 GHz

Après avoir fait la conception de l'antenne monopole travaillant à 2.45GHz (figure4.3) on mesure ces performances en termes de S_{11} et de rapport avant arrière (FBR)

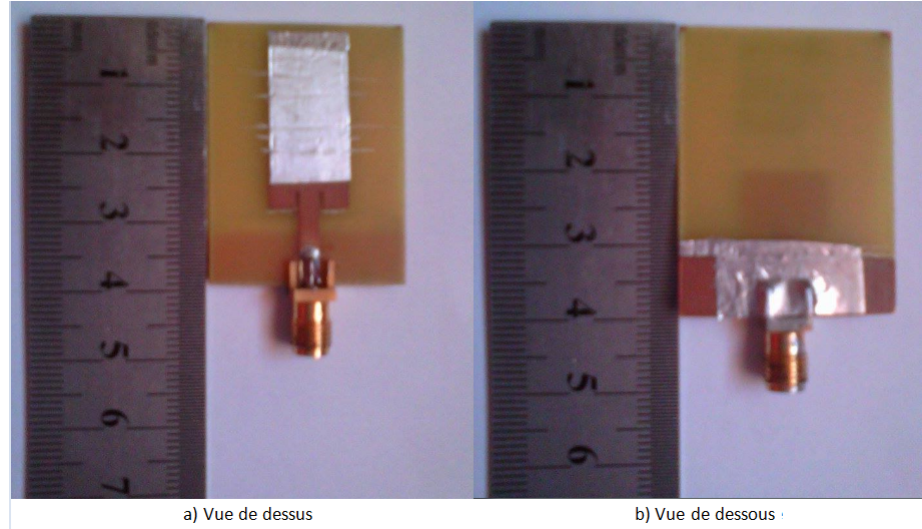


FIGURE 4.3 – monopole 2.45GHz (a)Vue de dessus, (b)Vue de dessous

le S_{11} mesuré est donné ci-dessous : $S_{11mesuré} = 2.43GHz$ (figure4.4)

pour calculer la différence entre la mesure et la simulation, on applique la formule suivante :

$$erreur(\%) = \frac{|f_{mesurée} - f_{simulée}| \times 100}{f_{mesurée}} \quad (4.2)$$

d'où un écart de :

$$erreur(\%) = \frac{|2.43-2.45| \times 100}{2.43} = 0.82\%$$

pour calculer le rapport avant arrière du monopole, on dispose dans la chambre anéchoïque l'antenne monopole en émission et une autre antenne travaillant à la même fréquence(2.45GHz) en réception à la distance $d=29.5$ cm, et on mesure le coefficient de transmission S_{21} dans 2 cas différents :

- 1^{er} cas : directe, l'élément rayonnant du monopole fait face à l'antenne réceptrice, afin de mesurer le gain avant $S_{21avant}$ du monopole.
- 2^{ème} cas : inverse, c'est l'arrière du monopole qui fait face à l'antenne réceptrice, pour mesurer le gain arrière $S_{21arrière}$ du monopole.

le rapport avant arrière mesuré à la fréquence de travail du monopole est (figure 4.5) :

$$FBR = S_{21avant} - S_{21arrière}$$

$$\text{soit : } FBR_{mesuré} = -27.714 - (-26.550) = -1.164dB$$

l'erreur commise : $erreur_{FBR}(dB) = |FBR_{mesuré} - FBR_{calculé}| = |(-1.164 - (-0.4))| = 0.764dB$

l'erreur est assez minime, la mesure est en bon accord avec la simulation effectuée.

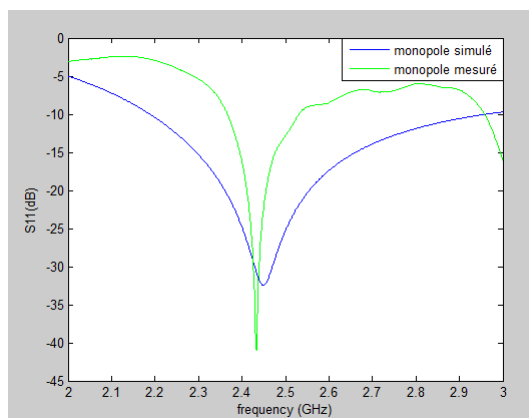
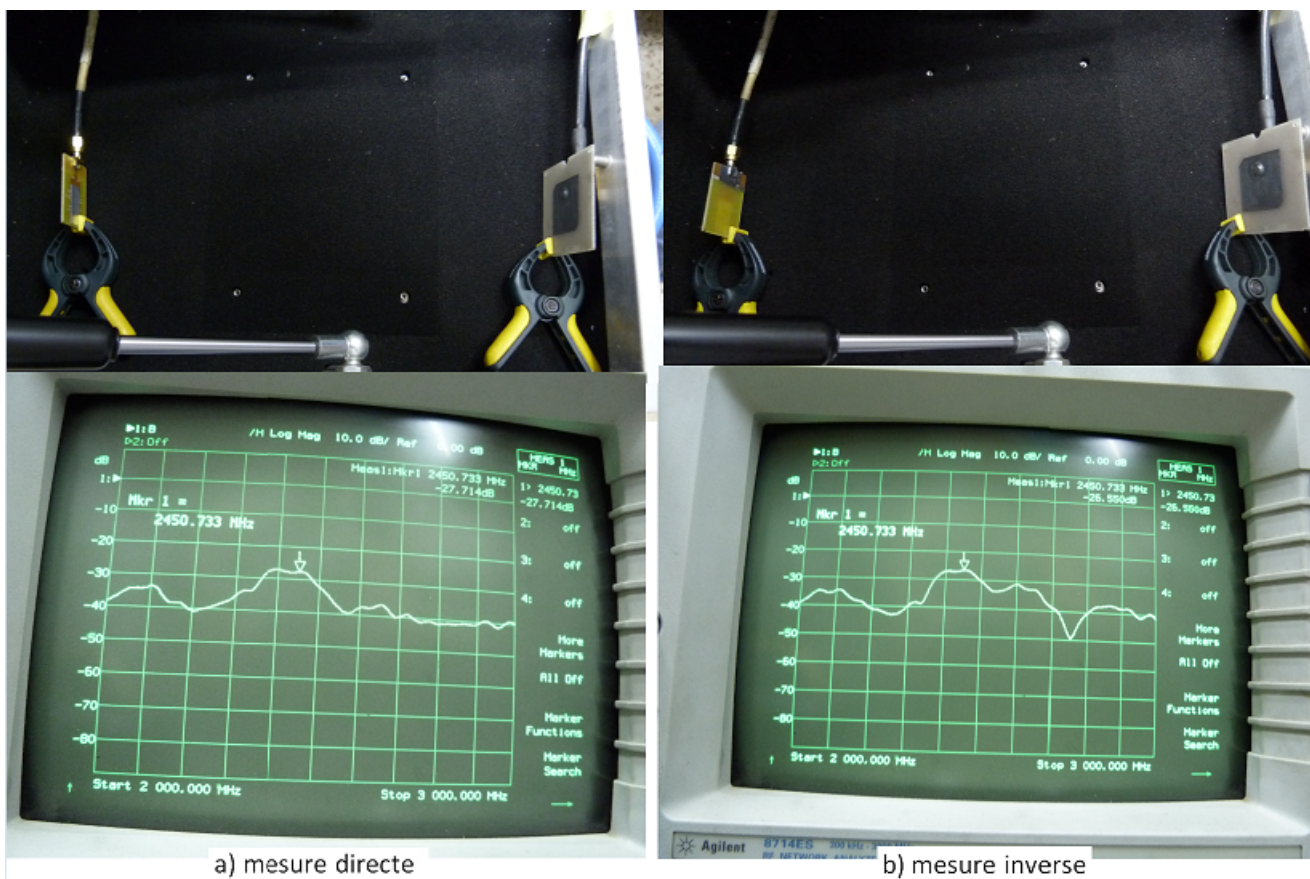


FIGURE 4.4 – coefficient de réflexion du monopole



a) mesure directe

b) mesure inverse

FIGURE 4.5 – Rapport avant arrière du monopole mesuré

4.3 L'antenne patch à 2.45 GHz

Après avoir fait la conception de l'antenne patch travaillant à 2.45GHz (figure4.6) on mesure ces performances en termes de S_{11} et de rapport avant arrière (FBR) comme précédemment,

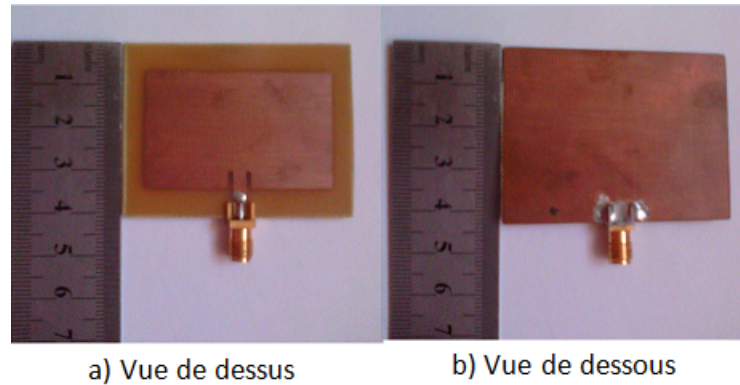


FIGURE 4.6 – Antenne patch 2.45GHz (a)Vue de dessus, (b)Vue de dessous

le S_{11} mesuré est donné ci-dessous : $S_{11mesuré} = 2.46GHz$ (figure4.7)

d'où une variation de :

$$erreur(\%) = \frac{|2.46-2.45| \times 100}{2.46} = 0.40\%$$

pour calculer le rapport avant arrière du patch, on procède de la même manière que précédemment :

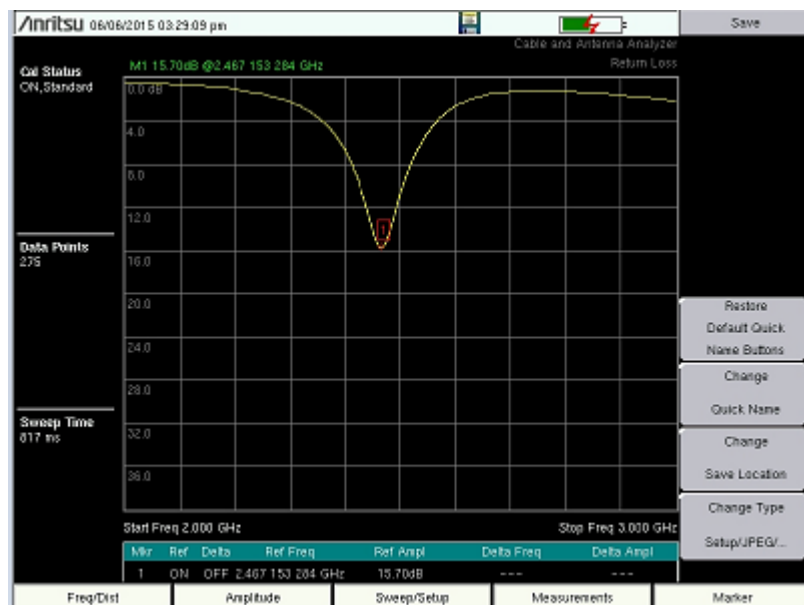


FIGURE 4.7 – coefficient de réflexion du patch

le rapport avant arrière mesuré à la fréquence de travail du patch est (figure 4.8) : $FBR = S_{21\text{avant}} - S_{21\text{arrière}}$

$$\text{soit : } FBR_{\text{mesuré}} = -25.82 - (-32.45) = 6.63\text{dB}$$

l'erreur commise : $erreur_{FBR}(\text{dB}) = |FBR_{\text{mesuré}} - FBR_{\text{calculé}}| = |(6.63 - (10.07))| = 3.44\text{dB}$

cette différence entre la valeur mesurée et simulée est notamment due aux erreurs de mesures, le câble d'alimentation de l'antenne qui n'était pas blindé, dont le rayonnement participait activement à fausser les mesures, et la non fermeture totale de la chambre anéchoïque à cause du câble d'alimentation de l'antenne WIFI (receptrice),

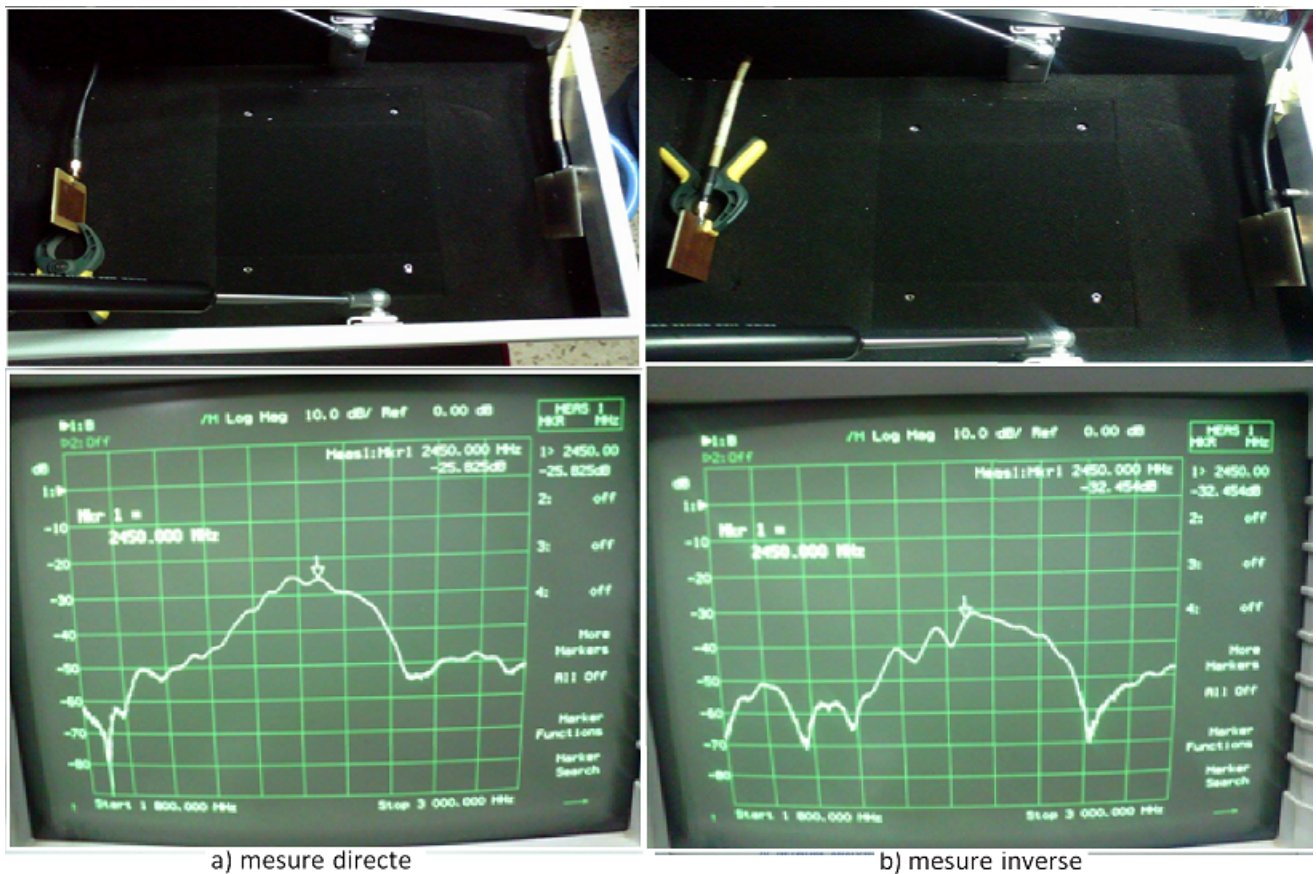


FIGURE 4.8 – Rapport avant arrière du patch mesuré

4.4 L'antenne monopole à 3GHz

Pour la conception de nos antennes OFF Body, on avait utilisé une antenne monopole à 3GHz, la réalisation de cette dernière est montré ci-dessous (figure 4.9) :

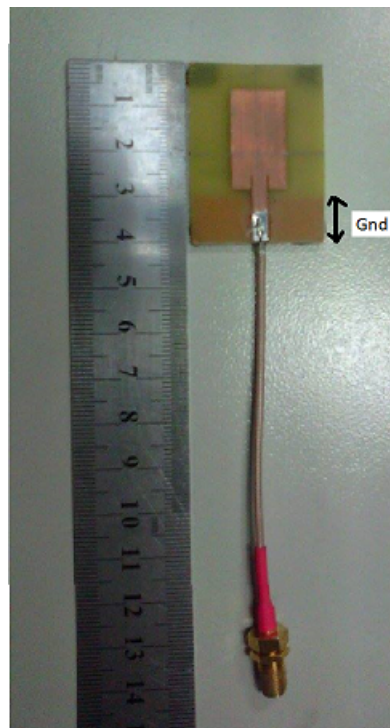


FIGURE 4.9 – Antenne monopole 3GHz, Vue de dessus

le calcul de l'antenne monopole sans ajout du câble rayonnait à la fréquence de résonance de $f_r = 2.52GHz$ au lieu de 3GHz comme dans la simulation par CST, on explique cette variation de fréquence par la réalisation approximative de cette antenne, la nature du substrat utilisée et de ses véritables propriétés comme la permittivité et aussi par l'épaisseur du substrat utilisée qui était de $h=1.45$ mm au lieu de 1.6 mm spécifiée dans la simulation, et aussi à la qualité du cuivre utilisé,

Pour cette raison on a rajouté un câble coaxial pour ajouter de l'effet capacitif au monopole qui rayonnait de nouveau à la fréquence de 2.89 GHz (figure 4.10), le câble a aussi été rajouté pour des contraintes mécaniques, en effet étant plaquée sur la structure (AMC), il aurait été impossible de visser un câble d'alimentation au connecteur SMA plaqué au substrat.

la variation enregistrée est de :

$$erreur(\%) = \frac{|2.89-3.02| \times 100}{2.89} = 4.49\%$$

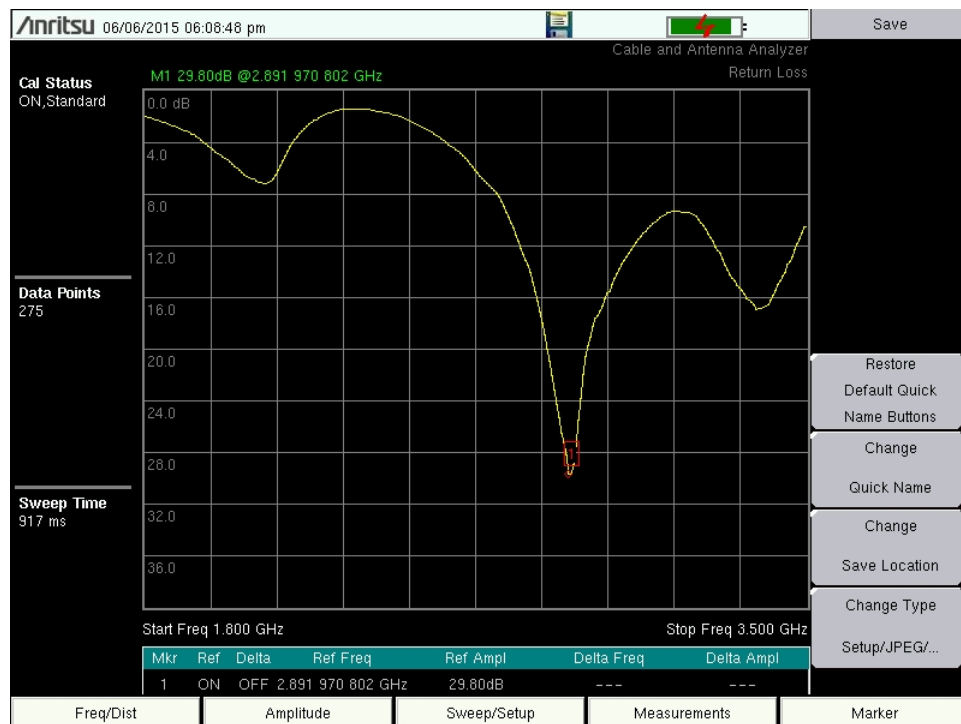


FIGURE 4.10 – coefficient de réflexion du monopole avec câble

4.5 La structure 3x3 patch carré

Dans cette section, on explicitera la réalisation de la structure AMC de type 3x3 patch carré, et son montage à l'arrière du monopole, on comparera ainsi la valeur du S_{11} mesurée à celle simulée, ainsi que le rapport avant arrière FBR,

Structure AMC 3x3 Patch carré

les dimensions de la structure AMC 3X3 patch carré (figure 4.11), est de $96\text{mm} \simeq 1.28\lambda$, la dimension du motif carré est de $26.2\text{mm} \simeq \lambda/2.86$ et les inclusions sont de $5.8\text{mm} \simeq \lambda/13 \ll \lambda = 75\text{mm}$, le plan de masse de la structure AMC est totalement cuivrée.

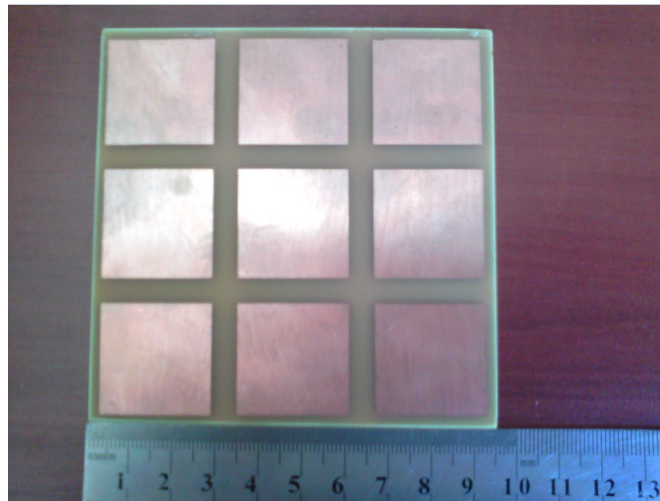


FIGURE 4.11 – La structure AMC 3x3 patch carré

Antenne monopole sur structure AMC 3x3 Patch carré

Après optimisation de la position du monopole et de sa hauteur sur la structure AMC afin d'avoir un meilleur rapport avant arrière et une adaptation satisfaisante, on obtient la structure ci dessous (figure 4.12)

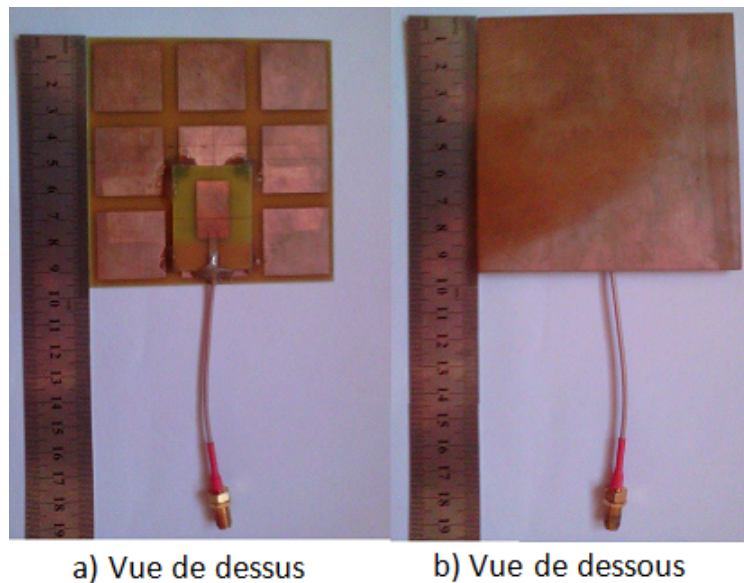


FIGURE 4.12 – La structure AMC 3x3 patch carré avec monopole (a)Vue de dessus, (b)Vue de dessous

mesure du coefficient de réflexion S_{11}

la mesure du coefficient de réflexion S_{11} mesurées dans le vide simulé par la chambre anéchoïque (figure 4.13) donne (figure 4.14)

l'erreur commise :

$$erreur(\%) = \frac{|2.445049 - 2.445| \times 100}{2.445049} = 0.002\%$$

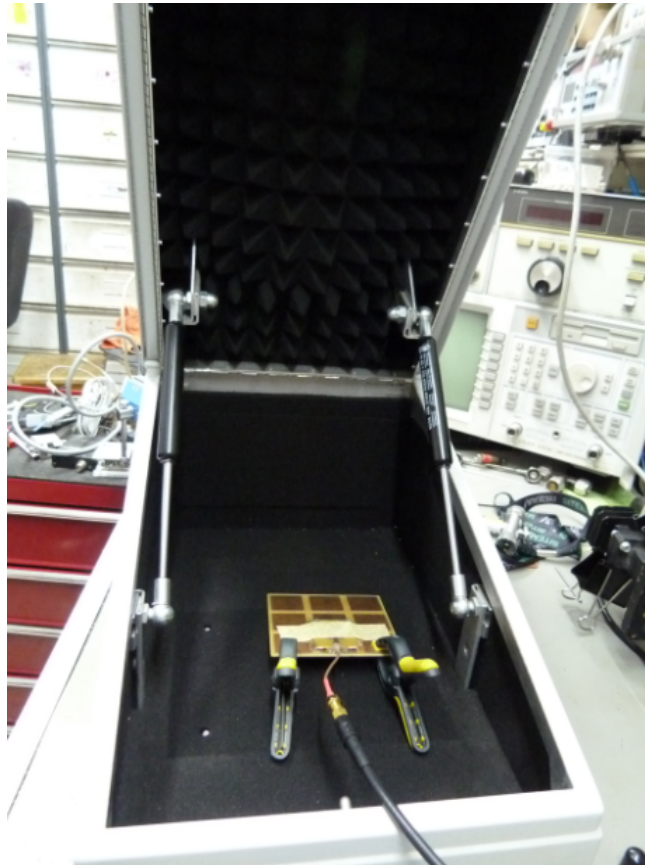


FIGURE 4.13 – mesure du coefficient de réflexion de la structure AMC 3x3 patch carré dans la chambre anéchoïque

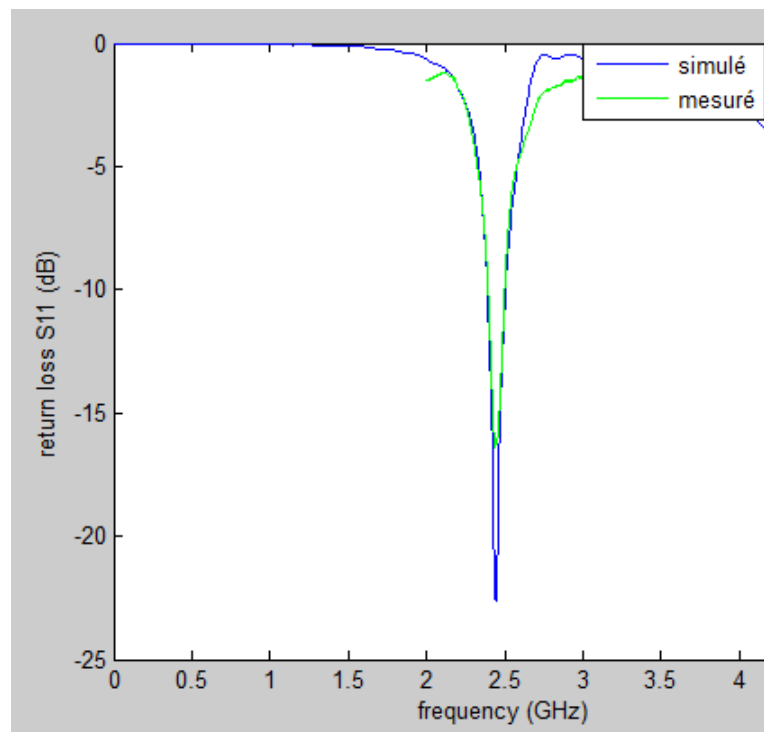


FIGURE 4.14 – coefficient de réflexion de la structure AMC 3x3 patch carré simulé et mesuré

le rapport avant arrière FBR

le rapport avant arrière est aussi mesuré dans la chambre anéchoïque de la même manière que précédemment, on trouve (figure 4.15) :

le $FBR = -24.87 - (-53.87) = 29$ dB ce qui est proche de la valeur simulé de 33.18 dBi, la différence $erreur(dBi) = 29 - 33.18 = 4.18$ dB revient à la non isolation totale de la chambre anéchoïque dont les bords sont métallisés et non fermée totalement de ce fait non isolé parfaitement des ondes du milieu extérieur et des différentes réflexions.

ce rapport varie entre 24dB et 37 dB le long de la bande passante du WBAN, ainsi cette structure empêche bien les ondes travaillant précisément sur cette bande de fréquence de rayonner en arrière du monopole.

On fixe le monopole à la structure 3*3 patch carré avec de la colle à pistolet (glue gun) dont la permittivité est proche de celle de l'air. On remarque cependant que les positions du centre du monopole relevés par rapport au centre de la structure AMC, sont : vertical = -22mm , horizontal= 0mm , h= 1.5 mm soit $h \simeq \lambda/50$ sont différentes des positions enregistrées lors de la simulation,

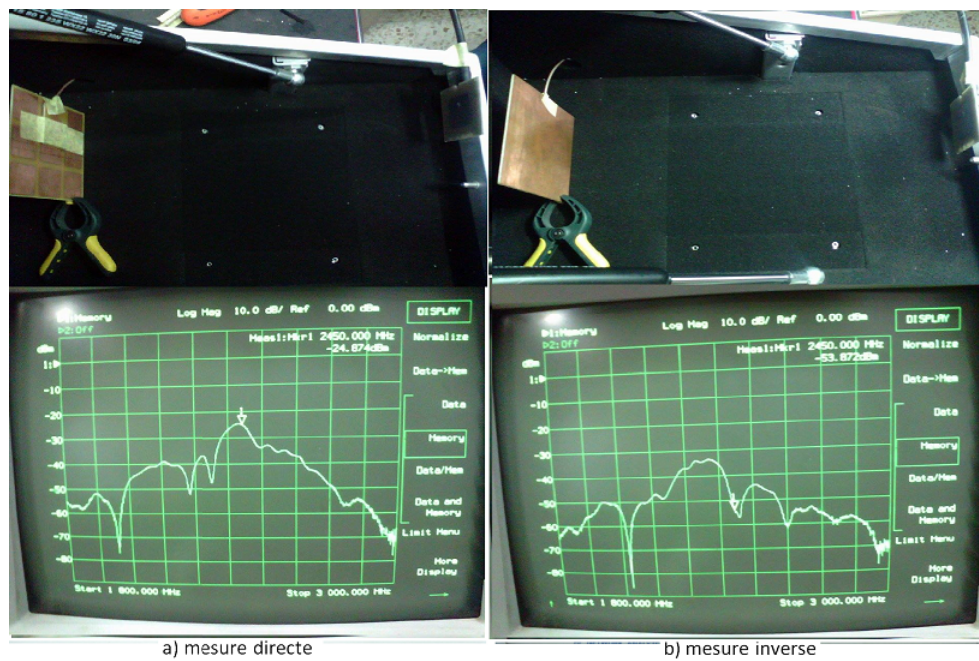


FIGURE 4.15 – Rapport avant arrière de la structure AMC 3x3 patch carré avec monopole

par rétro-simulation (figure 4.16), qui consiste à resimuler la structure AMC avec le monopole sans le câble coaxial aux nouvelles coordonnées donnent :

$S_{11} = -10.29dB$ à la fréquence $f_r = 2.44GHz$ et un $FBR = 5.067 - (-13.19) = 18.257dB$ ceci montre bien que la position spécifique du monopole sur la structure AMC lors des

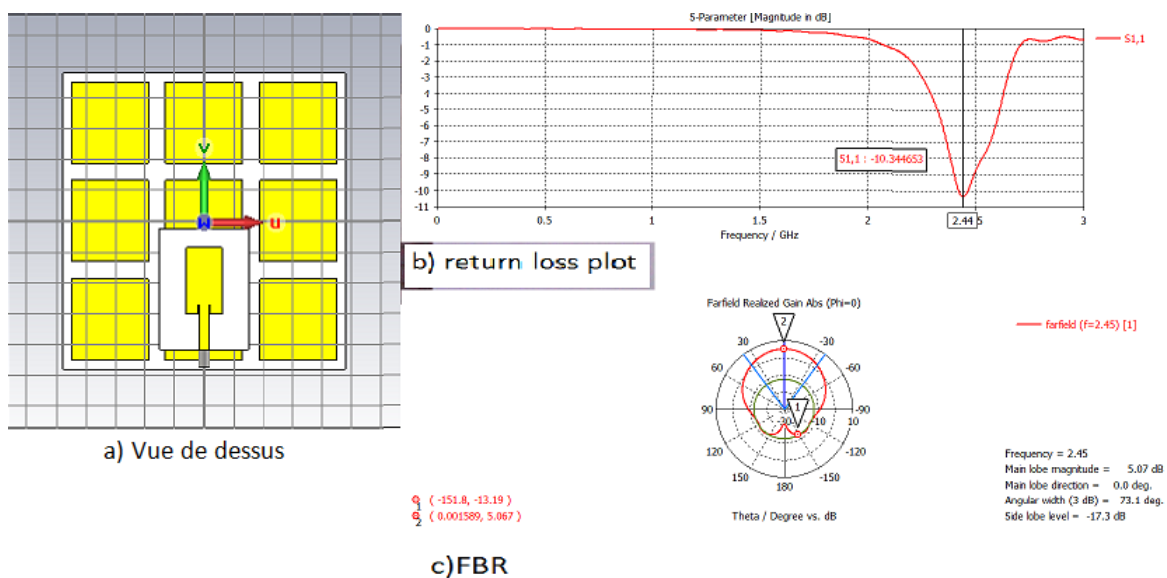


FIGURE 4.16 – Rétrosimulation (a)Vue de dessus de la structure rétro-simulée, (b)Coefficient de reflexion, (c)FBR

mesures est essentiellement due à la qualité des matériaux utilisés, le câble coaxial légèrement blindé dont le rayonnement est pris en compte, tous ceci fait que la valeur optimale du FBR est mesurée pour cette nouvelle disposition.

sans oublier les conditions de mesures due au volume étroit de la chambre anéchoïque dont la superposition des ondes rayonnées assure des sommations constructives ou destructives par endroits, la non fermeture totale de la chambre anéchoïque lors des mesures du FBR, et aussi les rebords métalliques de la chambre anéchoïque qui réfléchissent les ondes activement...

4.6 la structure 3x3 I shape

On refait la même procédure pour la structure AMC 3x3 I shape afin de comparer ses caractéristiques à celle de la première structure.

On explicitera la réalisation de la structure AMC de type 3x3 Ishape, et son montage à l'arrière du monopole, on comparera ainsi la valeur du S_{11} mesurée à celle simulée, ainsi que le rapport avant arrière FBR,

Structure AMC 3x3 I shape

les dimensions de la structure AMC 3X3 patch carré (figure 4.17), est de $96\text{mm} \simeq 1.28\lambda$, les dimensions du motif I shape est de $L1 = 7.24\text{ mm}$, $L2 = 6.4\text{ mm}$, $W1 = 9.75\text{ mm}$, $W2 = 16.2\text{ mm}$ et les inclusions sont de $g1 = 3.5\text{ mm}$ et $g2 = 12\text{ mm}$, le plan de masse de la structure AMC est totalement cuivrée.

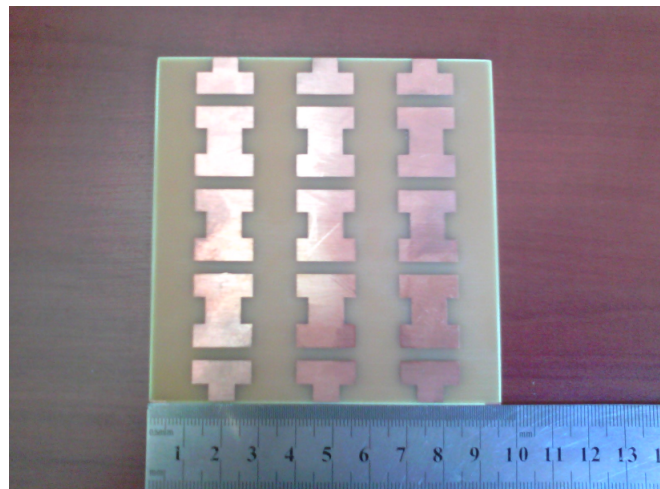


FIGURE 4.17 – Structure AMC 3x3 I shape

Antenne monopole sur structure AMC 3x3 I shape

Après optimisation de la position du monopole et de sa hauteur sur la structure AMC afin d'avoir un meilleur rapport avant arrière et une adaptation satisfaisante, on obtient la structure ci dessous (figure 4.18)

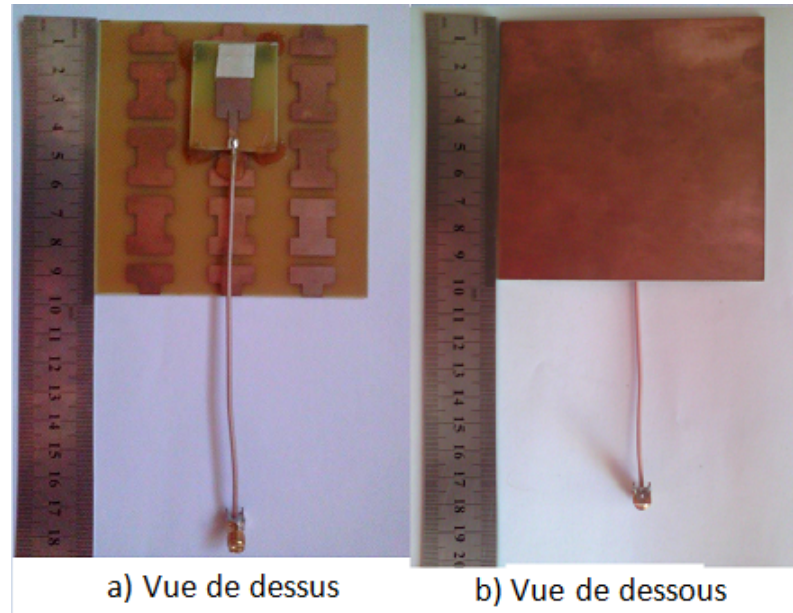


FIGURE 4.18 – Structure AMC 3x3 Ishape avec monopole (a)Vue de dessus, (b)Vue de dessous

mesure du coefficient de réflexion S_{11}

la mesure du coefficient de réflexion S_{11} mesurées dans le vide simulé par la chambre anéchoïque (figure 4.19) donne (figure 4.20)

l'erreur commise :

$$erreur(\%) = \frac{|2.4645 - 2.47| \times 100}{2.4645} = 0.22\%$$

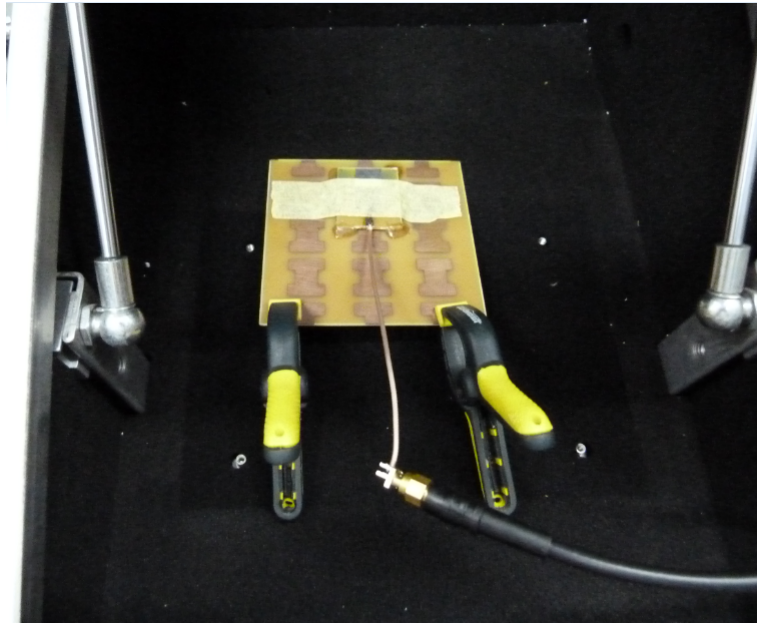


FIGURE 4.19 – mesure du coefficient de réflexion de la structure AMC 3x3 I shape dans la chambre anéchoïque

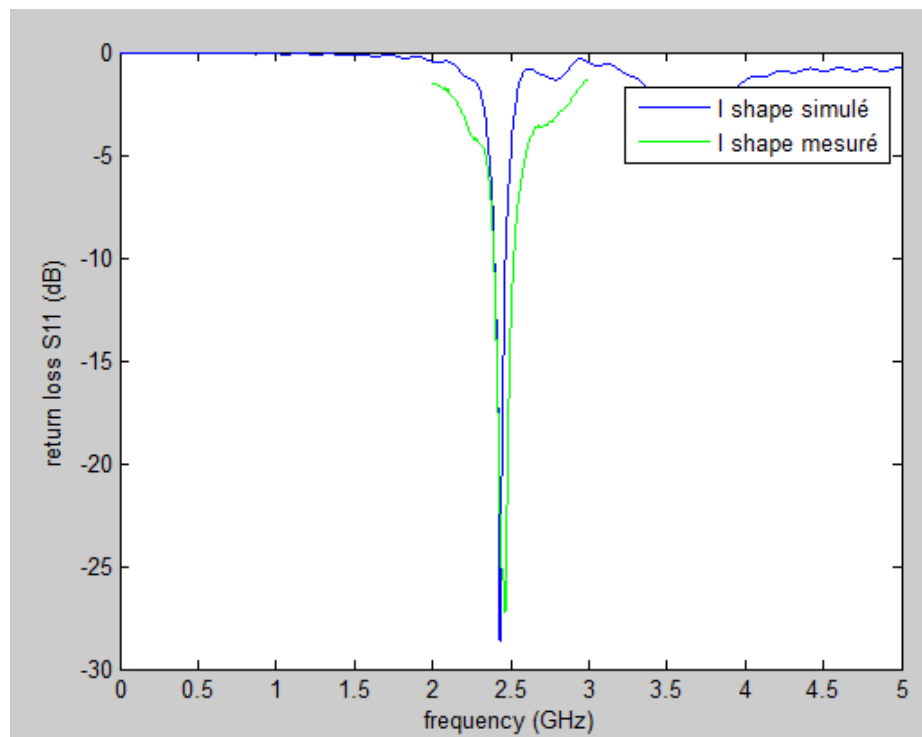


FIGURE 4.20 – coefficient de réflexion de la structure AMC 3x3 I shape simulé et mesuré

le rapport avant arrière FBR

le rapport avant arrière est aussi mesuré dans la chambre anéchoïque de la même manière que précédemment, on trouve (figure 4.21) :

le $FBR = -25.708 - (-59.474) = 33.766 \text{ dB}$ ce qui est proche de la valeur simulé de 25.91 dBi, la différence $erreur(dB) = 33.766 - 25.91 = 7.856dB$ revient aux mêmes raisons que pour la structure 3x3 patchs carré que sont la non isolation totale de la chambre anéchoïque dont les bords sont métallisés et non fermée totalement de ce fait non isolé parfaitement des ondes du milieu extérieur et des différentes réflexions.

ce rapport varie entre 23dB et 45 dB le long de la bande passante du WBAN, ainsi cette structure empêche bien les ondes travaillant précisément sur cette bande de fréquence de rayonner en arrière du monopole.

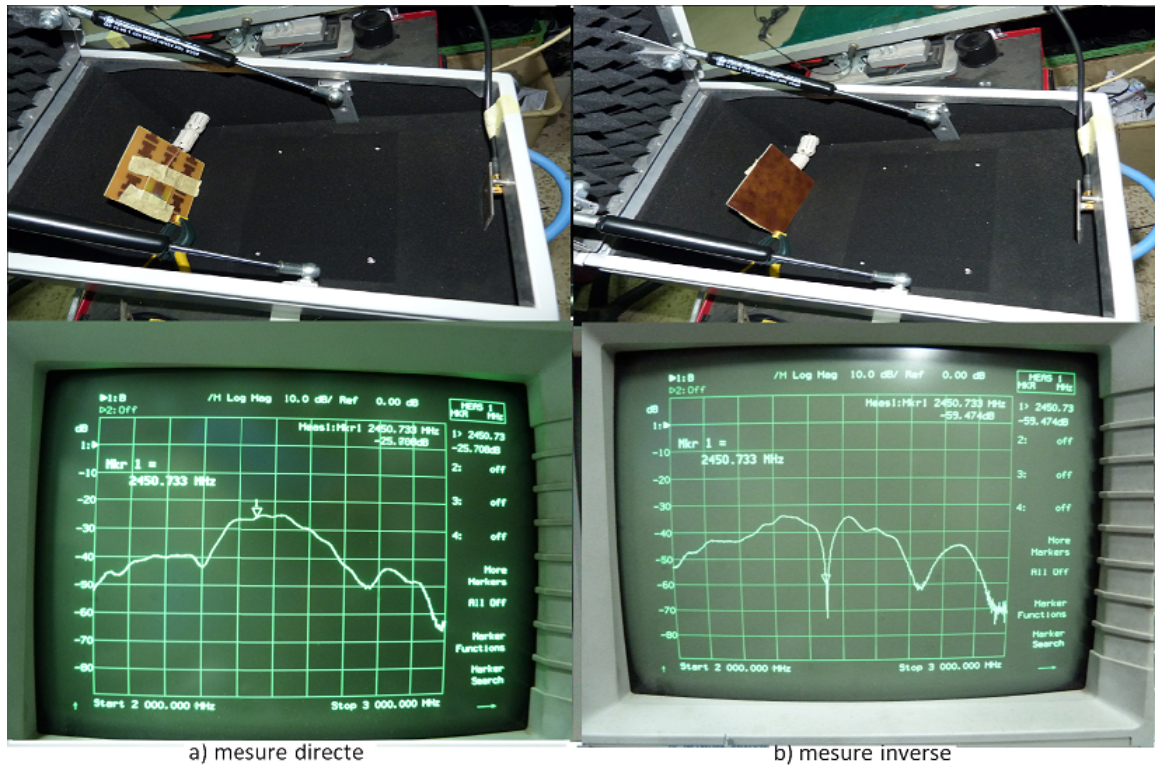


FIGURE 4.21 – Rapport avant arrière de la structure AMC 3x3 I shape avec monopole

On fixe le monopole à la structure 3*3 I shape avec de la colle à pistolet (glue gun) dont la permittivité est proche de celle de l'air. On remarque cependant que les positions du centre du monopole relevés par rapport au centre de la structure AMC, sont : vertical = 19.5mm , horizontal= 0mm , h= 1.3 mm soit $h \simeq \lambda/47.6$ sont différentes des positions enregistrées lors de la simulation, la longueur du patch aussi diffère tel que : $Ml=27 \text{ mm}$

par rétro-simulation (figure 4.22), qui consiste à resimuler la structure AMC avec le monopole sans le câble coaxial aux nouvelles coordonnées donnent :

une mauvaise adaptation du système $S_{11} = -7.40dB$ à la fréquence $f_r = 2.39GHz$ et un rapport avant arrière inférieur $FBR = 4.372 - (-18.74) = 23.112dB$

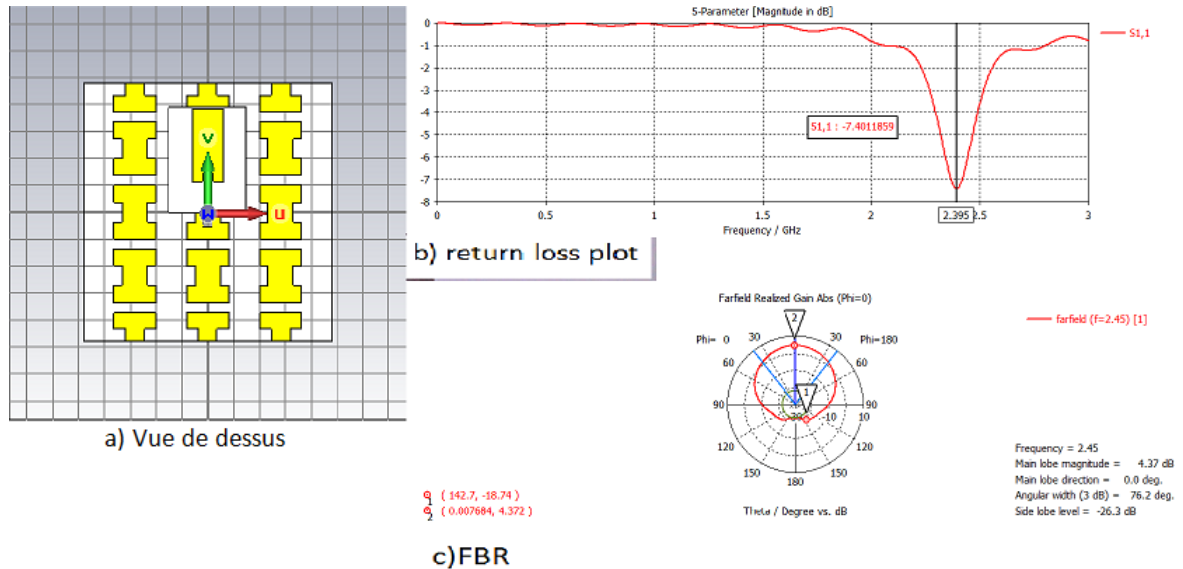


FIGURE 4.22 – Rétrosimulation de la structure I shape (a) Vue de dessus de la structure rétro-simulée, (b) coefficient de réflexion, (c) FBR

ceci montre bien que la position spécifique du monopole sur la structure AMC lors des mesures est essentiellement due à la qualité des matériaux utilisés, le câble coaxial légèrement blindé dont le rayonnement est pris en compte, et dont la longueur a shifté le système vers les hautes fréquences d'où l'augmentation de la longueur du patch pr baisser la fréquence vers la bande WBAN, tous ceci fait que la valeur optimale du FBR est mesurée pour cette nouvelle disposition.

sans oublier les conditions de mesures due au volume étroit de la chambre anéchoïque dont la superposition des ondes rayonnés assure des sommations constructives ou destructives par endroits, la non fermeture totale de la chambre anéchoïque lors des mesures du FBR, et aussi les rebords métalliques de la chambre anéchoïque qui réfléchissent les ondes activement...

4.7 Immunité des structures CMA face aux changements des matériaux des vêtements

Dans cette section, on étudiera l'immunité des 2 structures AMC (3x3 patch carré et 3x3 I shape) face aux changements des différents matériaux de textiles et on comparera par

rapport au monopole seul.

cette immunité s'exprime sur :

- l'invariance de la fréquence de travail de l'antenne, quelque soit la nature du textile (conducteur, isolant, corps humain).
- un rapport avant arrière FBR satisfaisant pour une intégration aux différents textiles sur un phantom.

4.7.1 l'antenne monopole 2.45GHz

On étudie l'influence de différents matériaux sur les caractéristiques du monopole, respectivement dans le vide, à proximité du corps humain, à proximité d'un conducteur sur le corps et à proximité d'un isolant type bois sur le corps.(figure 4.23)

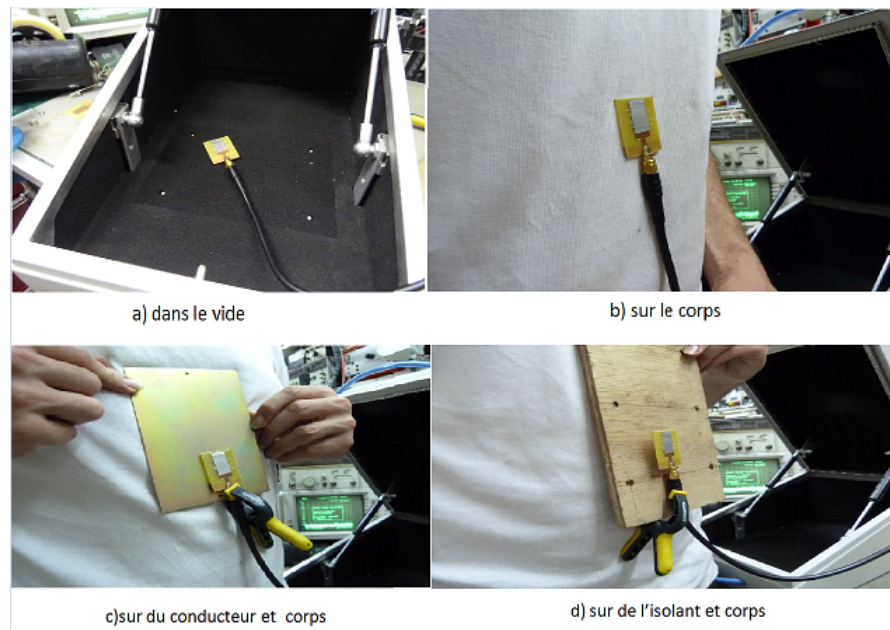


FIGURE 4.23 – Influence de différents matériaux sur le monopole

en termes de coefficient de réflexion et de fréquence de travail

d'après la (figure 4.24), on note bien que les caractéristiques de l'antenne : adaptation, rayonnement... sont altéré et détérioré en présence des différents matériaux en sa proximité, donc le monopole n'est pas immunisé contre le changement de la nature des matériaux qui l'entoure.

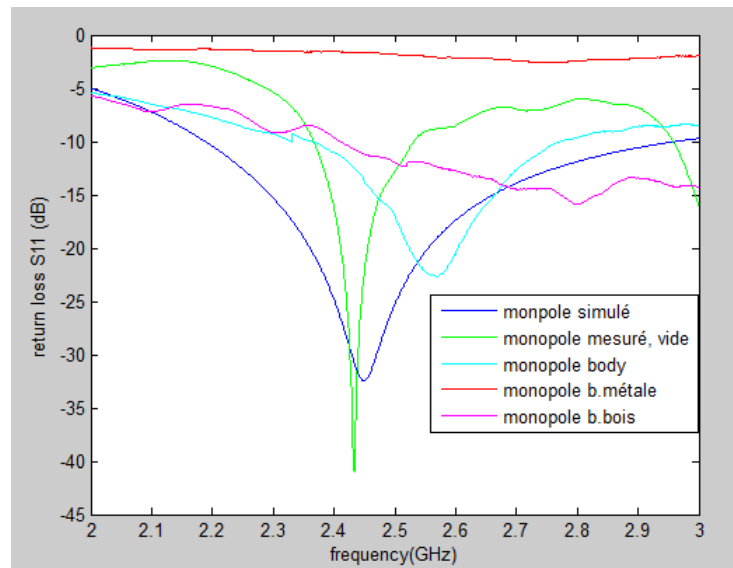


FIGURE 4.24 – coefficient de réflexion du monopole sur différents matériaux.

4.7.2 l'antenne 3x3 patch carré

On compare la fréquence de résonance de l'antenne et son adaptation suivant que l'antenne rayonne respectivement dans le vide, sur le corps, sur du métal et corps, sur un isolant type bois et corps.(figure 4.25)

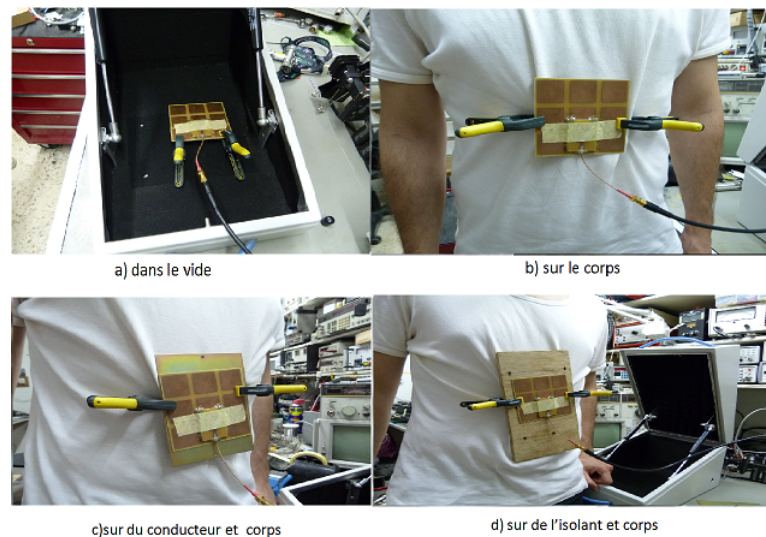


FIGURE 4.25 – Influence de différent matériaux sur la structure AMC 3x3 patch carré

en termes de coefficient de réflexion et de fréquence de travail

On remarque bien d'après la (figure 4.26) que quelque soit la nature du matériaux à l'arrière de la structure (AMC 3x3 patch carré)(conducteur ou bien isolant) la fréquence reste inchangée et avec une très bonne adaptation du système.

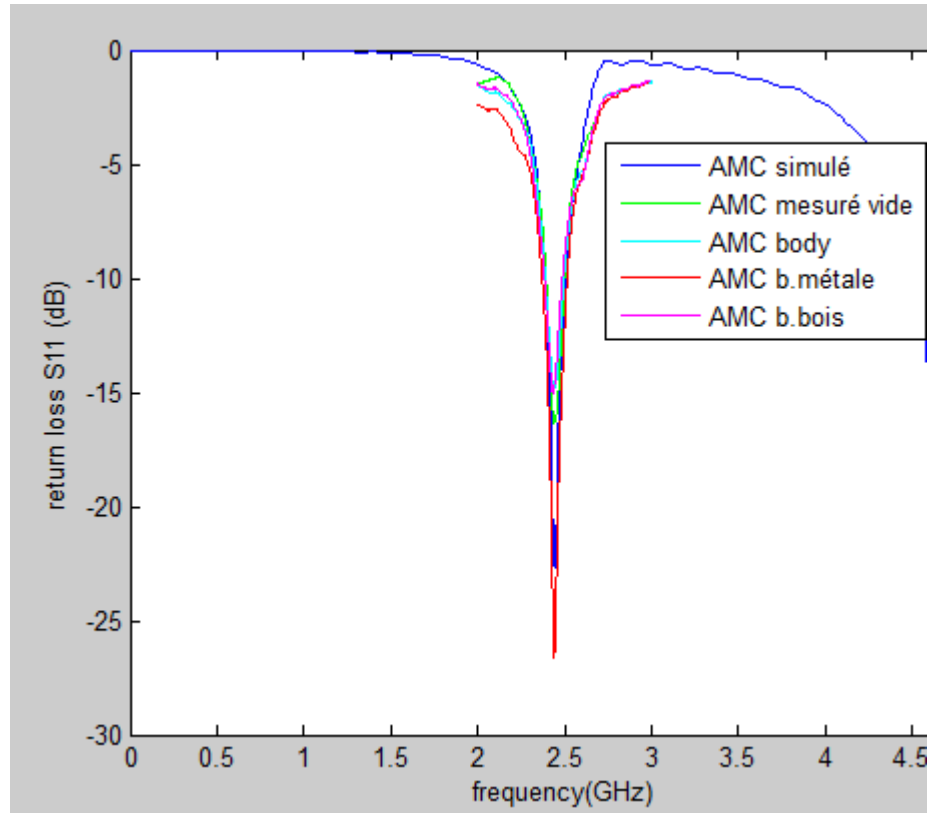


FIGURE 4.26 – coefficient de réflexion de la structure AMC 3x3 patch carré suivant différents matériaux

4.7.3 l'antenne 3x3 I shape

On compare la fréquence de résonance de l'antenne et son adaptation suivant que l'antenne rayonne respectivement dans le vide, sur le corps, sur du métal et corps, sur un isolant type bois et corps.(figure 4.27)

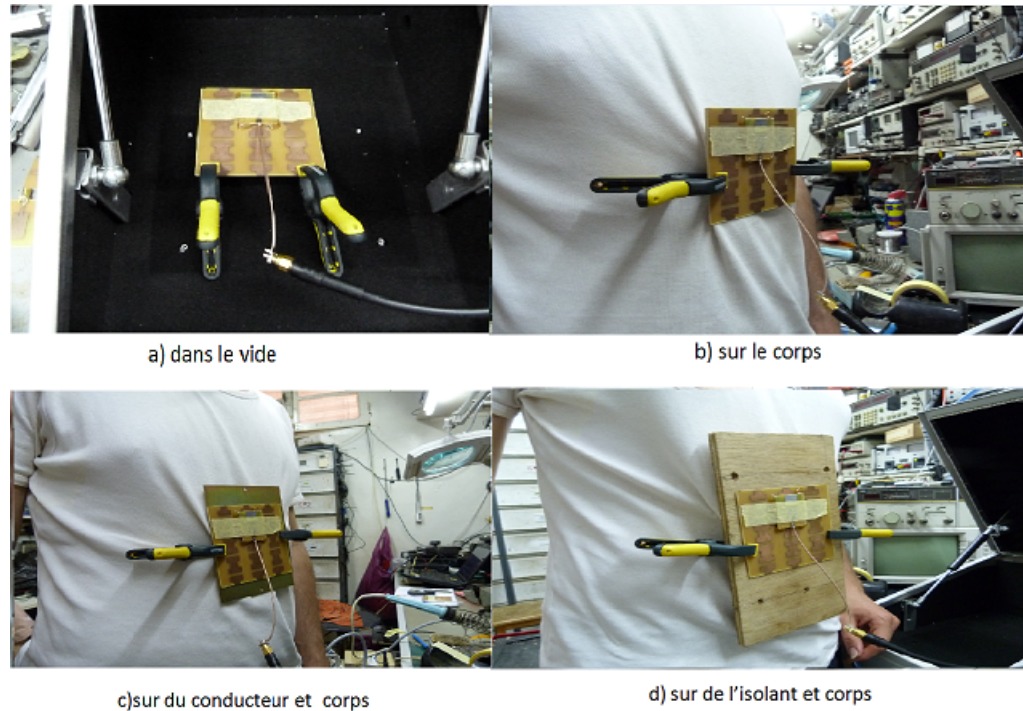


FIGURE 4.27 – Influence de différent matériaux sur la structure AMC 3x3 I shape

en termes de coefficient de réflexion et de fréquence de travail

On remarque bien d'après la (figure 4.28) que quelque soit la nature du matériaux à l'arrière de la structure (AMC 3x3 patch carré)(conducteur ou bien isolant) la fréquence reste inchangée et avec une très bonne adaptation du système.

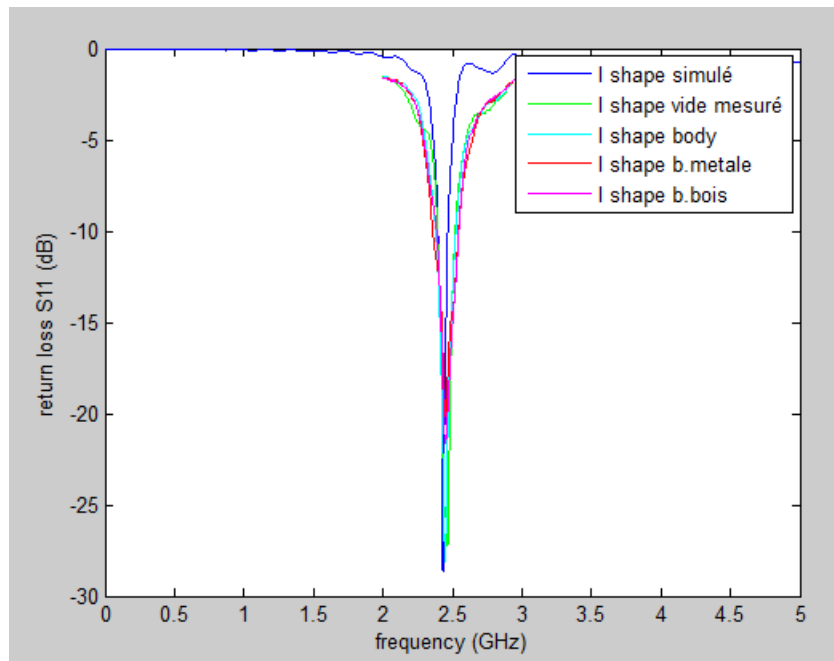


FIGURE 4.28 – coefficient de réflexion de la structure AMC 3x3 I shape suivant différents matériaux

4.8 Conclusion

Dans ce chapitre de validation expérimentale, on a pu réaliser les 2 antennes sur leur structures respectives (AMC 3x3 PATCH carré et AMC 3x3 I shape), les mesures faites en termes de coefficient de réflexion S_{11} (adaptation) et de rapport avant arrière (FBR), étaient en très bon accord avec la simulation par CST Studio suite, elle présente aussi une très bonne immunité en étant à proximité de différents matériaux aussi bien isolants que conducteurs en comparaison du monopole dont les caractéristiques se trouvent détériorés à proximité de respectivement le corps humain, le conducteur et l'isolant.

Conclusion générale et Perspectives

Dans ce projet de mémoire de fin d'étude, on a essayé de respecter notre cahier des charges qui était l'étude, la conception et la réalisation d'antennes corporelles Off Body qui devaient être intégrés aux vêtements de la manière la plus discrète possible, ces dernières étant légère et à faible profile.

Pour arriver à créer des structures à faibles profiles, on a mis à profits les propriétés des métamatériaux type conducteur magnétique artificiel CMA qui imitent parfaitement le comportement des conducteur magnétique parfait (CMP), ces derniers n'existant pas dans la nature.

On a ainsi réalisé 2 structures de types CMA à 2 motifs périodiques différents afin de juger de la meilleure géométrie qui conférerait les meilleures caractéristiques à l'antenne en terme d'adaptation et de rapport avant arrière, une immunité contre l'influence des différents matériaux de textiles sur lesquels reposerait l'antenne et estompant leur couplage avec le corps humain, tout en protégeant ce dernier des rayonnement électromagnétiques néfastes.

La suite de ce projet sera présenté dans le cadre du master, sera la minimisation de la taille de ces structures AMC de près de 30 % passant de $1.28\lambda = 96mm$ à $0.92\lambda = 69mm$

Pour les perspectives d'intégration finale aux textiles, on espérerait implémenter ces antennes rigides sur du textile comme le felt pour remplacer le diélectrique époxy et le zelt (electrotextile) pour remplacer le cuivre, afin d'obtenir des antennes encore plus légère et surtout flexible qui pourrait épouser la forme du corps, tout en ajoutant un revêtement hydrophobe.

Annexe

Annexe A

Paramètres S

Les paramètres S (de l'anglais Scattering parameters), coefficients de diffraction ou de répartition sont utilisés en hyperfréquences, en électricité ou en électronique pour décrire le comportement électrique de réseaux électriques linéaires en fonction des signaux d'entrée.

ils sont définis en termes de charges adaptées ou non adaptées et pas en termes de circuits ouverts ou de courts-circuits. De plus, les quantités sont mesurées en termes de puissance. De nombreuses propriétés électriques peuvent être exprimées en utilisant les paramètres S, comme le gain, les pertes en réflexion, le taux d'ondes stationnaires (TOS) ou le coefficient de réflexion.

Ces paramètres dépendent de la fréquence de mesure et peuvent être mesurés grâce à des analyseurs de réseaux (un instrument de mesure destiné à caractériser un réseau de circuits tels que selfs, condensateurs, résistances, transistors et permet de tracer l'abaque de Smith).

Les paramètres S sont généralement représentés sous forme matricielle et leurs manipulations obéissent aux lois de l'algèbre linéaire.

A.1 Matrice S

On modélise un dispositif hyperfréquence par un ensemble de 'ports'. Chaque port correspond à une ligne de transmission ou l'équivalent d'une ligne de transmission d'un mode propagatif d'un guide d'onde. Le terme de 'port' a été introduit par **H. A. Wheeler** dans les années 1950. Lorsque plusieurs modes se propagent dans une ligne, on définit alors autant de ports que de modes propagatifs.

Les paramètres S relient les ondes incidentes avec les ondes réfléchies par les ports du dispositif. Ainsi, un dispositif hyperfréquence est décrit complètement comme il est « vu » au niveau de ses ports.

les paramètres S peuvent être calculés en utilisant des techniques analytiques d'analyse des réseaux ou bien mesurés avec analyseur de réseau. Une fois déterminés, ces paramètres

S peuvent être mis sous forme matricielle. Par exemple, pour un dispositif hyperfréquence à N ports :

$$\begin{pmatrix} b_1 \\ \vdots \\ b_N \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{11} & \cdots & S_{1N} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ S_{N1} & \cdots & S_{NN} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_{11} \\ \vdots \\ a_{N1} \end{pmatrix} \quad (\text{A.1})$$

Un élément spécifique de la matrice S peut être déterminé par :

$$S_{ij} = \frac{b_i}{a_j} \Big|_{a_k \neq 0 \text{ pour } k \neq j} \quad (\text{A.2})$$

C'est-à-dire qu'un élément S_{ij} de la matrice est déterminé en induisant une onde incidente a_j^+ sur le port j et en mesurant l'onde réfléchie b_i^- sur le port i. Toutes les autres ondes incidentes sont égales à 0, c'est-à-dire que tous les ports doivent être terminés avec une charge adaptée pour éviter les réflexions.

Les paramètres a_i et b_i représentent des tensions complexes normalisées incidentes et réfléchies et sont parfois appelés les ondes de puissances. Elles peuvent être exprimées en fonction des tensions et intensités mesurées sur le $i^{\text{ème}}$ port, par les relations suivantes :

$$a_i = \frac{V_i + Z_i I_i}{2\sqrt{|\Re[Z_i]|}} \quad (\text{A.3})$$

$$b_i = \frac{V_i - Z_i^* I_i}{2\sqrt{|\Re[Z_i]|}} \quad (\text{A.4})$$

où l'exposant * représente le complexe conjugué Z_i correspond à une impédance de référence choisie de façon arbitraire. Généralement, on admet que l'impédance de référence est la même pour tous les ports du réseau (par exemple l'impédance caractéristique de la ligne, Z_0 , qui est positive et réelle) et on utilise alors les relations :

$$a_i = \frac{V_i + Z_0 I_i}{2\sqrt{Z_0}} \quad (\text{A.5})$$

$$b_i = \frac{V_i - Z_0^* I_i}{2\sqrt{Z_0}} \quad (\text{A.6})$$

Remarques :

- S_{ii} correspond au coefficient de réflexion mesuré sur le port i lorsque tous les autres ports sont terminés par des charges adaptées.
- S_{ij} correspond au coefficient de transmission entre le port i et le port j lorsque tous les autres ports sont terminés par des charges adaptées.

- Le signe - (moins) dans les relations exprimant les ondes réfléchies b_i provient de la convention de signe utilisée pour le courant. Le courant provenant de la sortie "rentre" dans le réseau : il est donc du signe opposé au courant "entrant" dans le réseau.

A.1.1 Exemple : matrice S d'un quadripôle

L'utilisation la plus fréquente des paramètres S concerne les quadripôles, comme par exemple des amplificateurs. Dans cette situation, les relations entre les ondes incidentes, réfléchies et transmises sont décrites par la relation :

$$\begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_1 \\ a_2 \end{pmatrix} \quad (\text{A.7})$$

soit :

$$\begin{cases} b_1 = S_{11}a_1 + S_{12}a_2 \\ b_2 = S_{21}a_1 + S_{22}a_2 \end{cases}$$

Les ondes a et b sont mesurées à partir des tensions incidentes V_i et réfléchies V_r sur chaque port par :

$$a_1 = \frac{V_{i1}}{2\sqrt{Z_0}} = \frac{V_1 + Z_0 I_1}{2\sqrt{Z_0}}, a_2 = \frac{V_{i2}}{2\sqrt{Z_0}} = \frac{V_2 + Z_0 I_2}{2\sqrt{Z_0}} \quad (\text{A.8})$$

$$b_1 = \frac{V_{r1}}{2\sqrt{Z_0}} = \frac{V_1 - Z_0 I_1}{2\sqrt{Z_0}}, b_2 = \frac{V_{r2}}{2\sqrt{Z_0}} = \frac{V_2 - Z_0 I_2}{2\sqrt{Z_0}} \quad (\text{A.9})$$



FIGURE A.1 – Quadripole

Où Z_0 correspond à l'impédance caractéristique des lignes. Les paramètres S représentent alors physiquement :

- S_{11} : coefficient de réflexion à l'entrée lorsque la sortie est adaptée ;
- S_{12} : coefficient de transmission inverse lorsque l'entrée est adaptée ;
- S_{21} : coefficient de transmission direct lorsque la sortie est adaptée ;
- S_{22} : coefficient de réflexion à la sortie lorsque l'entrée est adaptée.

Bibliographie

- [1] AKSAS Rabia. *Antennes : théories et applications, chapitre 1, généralités sur les antennes*. Paris : Ellipses, 2013.
- [2] BALANIS Constantine, A. *ANTENNA THEORY : ANALYSIS AND DESIGN, chapter 11, Fractal Antennas, pp 641*. WILEY-INTERSCIENCE, 2005.
- [3] AKSAS Rabia. *Antennes : théories et applications, chapitre 2, Caractéristiques générales des antennes, pp 29*. Paris : Ellipses, 2013.
- [4] G.A. Deschamps. *Microstrip microwave atennas, 3 rd USAF – Symposium on Antennas*. 1953.
- [5] R. E. Munson. *Conformal Microstrip Antennas and Microstrip Phased Arrays, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol 22, N 1, pp 74-78*. January 1974.
- [6] <http://www-lemm.univ-lille1.fr/physique/hyper/electro/hyper/apprendre/ch10/mr3.htm>.
- [7] <http://f5zv.pagesperso-orange.fr/RADIO/RM/RM07/RM07d/RM07d07.htm>.
- [8] W.F Richards Y. T. LO, D. Solomon. *Theory and experiment on microstrip antenna,IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol AP 27, N 2, pp 137-145*. March 1979.
- [9] Kai Fong Lee and Wei Chen. *advances in Microstrip and printed Antennas“ , John Wiley Sons, pp 223-271*. 1997.
- [10] AKSAS Rabia. *Antennes : théories et applications, chapitre 9, antennes microruban, pp 394*. Paris : Ellipses, 2013.
- [11] P.F.Combes. *Micro-ondes Vol 2 circuits passifs, propagation, antennes, cours et exercices chap 15, pp 299-323*. DUNOD.
- [12] Mohammed. TRABLSI. *théorie des lignes de transmission en régime harmonique, chapitre 3*.
- [13] <http://www.letourdespromos.com/vetements/histoire-vetements/>.
- [14] Ieee standard for local and metropolitan area networks - part 15.6 : Wireless body area network. février 2012.
- [15] Dirk Manteuffel Markus Grimm. *Antennas and Propagation for On-, Off and In-Body Communications*. 2013.
- [16] N.E.Evans W.G.Scanlon. Numerical analysis of bodyworn uhf antenna systems vol.13. *IEE Electronics and Communication Engineering*, pages PP.53–64, 2001.
- [17] Member IEEE Gareth A. Conway, William G .Scanlon and IEEE D.Linton, Senior Member. low-profile microstrip patch antenna for over-body surface communication at 2.45 ghz. *IEE Electronics and Communication Engineering*.

- [18] Saadi Boudjit. L'indépendance des patients grâce aux réseaux mobiles. *Laboratoire de Traitement et de Transport de l'Information*.
- [19] Douglas H. Werner Zhi Hao Jiang. Robust low-profile metasurface-enabled wearable antennas for off-body communications. *Department of Electrical Engineering, The Pennsylvania State University, University Park, PA, USA*.
- [20] High-impedance electromagnetic surfaces with a forbidden frequency band. *IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES*, pages VOL. 47, NO. 11, NOVEMBER 1999.
- [21] Linot Fabrice. *Apport des Surfaces à Haute Impédance à la conception d'antennes réseaux compactes et d'antennes réseaux à très large bande passante*. PhD thesis, ParisTech, 2011.
- [22] R.J. Langley S. Zhu. Dual-band wearable antennas over ebg substrate. *IEEE Transactions on Antenna and Propagation*, March 2009.