

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

وزارة التعليم العالي و البحث العلمي

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

جامعة أبي بكر بلقايد - تلمسان

Université Aboubakr Belkaïd – Tlemcen –



THESE

Présentée pour l'obtention du **grade de DOCTORAT 3^{ème} Cycle**

En : Télécommunications

Spécialité : Communications et réseaux sans fils

Par : TALEB Sarra

Sujet

Simulations de systèmes d'antennes pour imagerie micro-ondes

Soutenue publiquement, le 19/10/2016, devant le jury composé de :

M ^r BENDIMERAD Fethi Tarik	Professeur	Univ. Tlemcen	Président
M ^r MERIAH Sidi Mohammed	Professeur	Univ. Tlemcen	Directeur de thèse
M ^r MERAD Lotfi	MCA	EPST de Tlemcen	Co- Directeur de thèse
M ^r BENTOUTOU Youcef	Directeur de Recherche	CDS d'Oran	Examineur 1
M ^r HADJ ABDERAHMANE Lahcene	Directeur de Recherche	CDS d'Oran	Examineur 2
M ^r CHIKH-BLED Mohammed El Kebir	Professeur	Univ. Tlemcen	Examineur 3

Remerciements

Ce travail de thèse a été réalisé au sein du laboratoire de recherche de Télécommunications Tlemcen (LTT) de la Faculté de technologie, Université de Tlemcen.

Je souhaite remercier en premier lieu mon directeur de thèse, Monsieur **Sidi Mohammed MERIAH**, Professeur à l'Université de Tlemcen et Directeur du laboratoire LTT, pour m'avoir accueilli au sein de son équipe. Je lui suis également reconnaissante pour le temps conséquent qu'il m'a accordé, ses qualités pédagogiques et scientifiques et sa sympathie. Ses conseils et remarques constructifs étaient très bénéfiques pour mon travail. Son soutien et ses encouragements permanents ainsi que sa disponibilité jusqu'à l'achèvement de ce travail m'ont été très favorables.

J'adresse de chaleureux remerciements à mon Co-directeur de thèse, Monsieur **Lotfi MERAD**, Maître de conférences classe (A) à l'EPST de Tlemcen, pour son attention de tout instant sur mes travaux, pour ses conseils avisés et son écoute qui ont été prépondérants pour la bonne réussite de cette thèse.

Je remercie profondément, Monsieur **Fethi Tarik BENDIMERAD**, Professeur à l'université de Tlemcen, pour m'avoir fait l'honneur de présider le jury de cette thèse.

Mes vifs remerciements s'adressent également à mes examinateurs, Messieurs **Youcef BENTOUTOU** et **Lahcene HADJ ABDERAHMANE**, Directeurs de recherche au CDS d'Oran et Monsieur **Mohammed El Kebir CHIKH-BLED**, Professeur à l'université de Tlemcen, d'avoir accepté de juger ce travail.

J'ai une mention très spéciale à Monsieur **Sidi Mohammed CHOUITI** pour m'avoir accordée une partie de son temps.

Mes dernières pensées se tournent vers ma famille, mes amis, mes collègues, les membres du laboratoire LTT et surtout mes chers parents, je leur dois en grande partie l'aboutissement de ce travail.

Résumé

Les recherches dans le domaine de l'imagerie micro-ondes ont pris une ampleur considérable durant les dernières décennies, en raison de leurs diverses applications dans de nombreux domaines tels que la médecine, la biologie, la géophysique, la sécurité, etc... . En effet, les systèmes à base d'imagerie micro-ondes sont capables de détecter et de localiser des objets enfouis. C'est dans ce contexte que nous avons axé notre étude.

Le présent travail consiste dans un premier temps, à proposer différentes topologies à base d'antennes ULB (Ultra Large Bande) pour concevoir les systèmes d'imagerie micro-ondes dans le but de les utiliser pour la vision à travers le mur et la détection du cancer du sein. Dans ce contexte d'étude, nous avons développé et simulé différents types d'antennes ULB capables d'être exploitées dans le domaine temporel.

Dans un deuxième temps, nous avons fait appel à deux algorithmes de détection et de localisation à savoir : confocale et DASI (Delay and Sum Integration) pour la détection d'objets enfouis. Les résultats de simulations, que soit pour la vision à travers le mur ou encore pour la détection du cancer du sein, sont très encourageants et montrent le bien-fondé de ces deux algorithmes.

Mots clés : Antenne Ultra Large Bande (ULB), topologie, système RADAR, imagerie micro-ondes, vision à travers le mur, cancer du sein.

Abstract

The Research in the field of microwave imaging has grown considerably in recent decades, due to their various applications in many fields such as medicine, biology, geophysics, security, etc... Indeed, the microwave imaging based systems are capable of detecting and locating buried objects. It is in this context that we have focused our study.

This present work consist is the first time, to propose different topologies based UWB antennas (Ultra Wide Band) to design microwave imaging systems in order to use them for the vision through the wall and breast cancer detection. In this context of study, we have developed and simulated different types of UWB antennas able of being exploited in the time domain.

Secondly, we used two algorithms for detection and localization namely confocal and DASI (Delay and Sum Integration) for the detection of buried objects. The simulation results for the vision through the wall or to the breast cancer detection are very encouraging and demonstrate the validity of these two algorithms.

Keywords: Ultra Wide Band antenna (UWB), topology, RADAR system, microwave imaging, vision through the wall, breast cancer.

عرفت البحوث في مجال التصوير بالموجات الدقيقة تطور ملحوظ في العقود الأخيرة، نظرا لإمكانية تطبيقها في العديد من المجالات مثل الطب، البيولوجيا، الجيوفيزياء والأمن،... الخ. في الواقع، نظم التصوير ذات الموجات الدقيقة تملك القدرة على كشف وتحديد مواقع الأجسام الغير ظاهرة. لذلك ركزنا دراستنا في هذا السياق.

يتمحور هذا العمل كخطوة أولى على اقتراح طبولوجيات مختلفة على أسس الهوائيات ذات النطاق الفائق العرض (ULB)، لتصميم أنظمة التصوير ذات الموجات الدقيقة، بغرض استخدامها للرؤية عبر الجدار والكشف عن سرطان الثدي. في هذا السياق من الدراسة، قمنا بتطوير ومحاكاة أنواع مختلفة من الهوائيات ULB قابلة للاستغلال في المجال الزمني.

في خطوة ثانية، قمنا باستعمال خوارزميتين للكشف وتحديد الأشياء، بما في ذلك خوارزمية (confocale) وخوارزمية (DASI) للكشف عن الأجسام الغير ظاهرة. نتائج المحاكاة، سواء كان من أجل الرؤية عبر الجدار أو الكشف عن سرطان الثدي، تشير أنها نتائج جد مشجعة وتبرهن على صحة هذه الخوارزميتين.

الكلمات المفتاحية: الهوائيات ذات النطاق الفائق العرض (ULB)، طبولوجيا، نظام الرادار، التصوير بالموجات الدقيقة، الرؤية عبر الجدار، سرطان الثدي.

Table des matières

Remerciements	i
Resume	ii
Abstract	iii
ملخص	iv
Table des matières	v
Liste des figures	x
Liste des tableaux	xv
Liste des abreviations	xvi
Introduction Générale.....	1

CHAPITRE I : TECHNOLOGIE ULTRA LARGE BANDE (ULB)

I.1	Introduction	6
I.2	Généralités sur la technologie Ultra Large Bande.....	6
I.2.1	Historique	6
I.2.2	Définition	7
I.2.3	Comparaison entre les systèmes ULB et les systèmes à bande étroite	8
I.2.4	Spécificités des signaux ULB	8
I.2.5	Caractéristiques principales de l'Ultra Large Bande	9
I.2.5.1	Communications protégées.....	9
I.2.5.2	Capacité de la technologie ULB	10
I.2.5.3	Simplicité relative des systèmes ULB	10
I.2.6	Intérêt des systèmes ULB.....	10
I.3	Différents types d'applications de l'Ultra Large Bande	11
I.3.1	Applications liées aux communications	11
I.3.1.1	Applications sans fils WLAN.....	11
I.3.1.2	Communications en bande basse	12
I.3.2	Applications liées au radar	12
I.3.2.1	Radars à pénétration du sol (Ground Penetrating radar GPR).....	12
I.3.2.2	Système d'imagerie radar à travers les murs	13
I.3.2.3	Dispositifs de surveillance radar.....	13
I.3.2.4	Dispositifs d'imagerie radar médicale.....	13
I.3.2.5	Radars véhiculaires	13
I.4	Différents types d'antennes ULB	13
I.4.1	Antennes indépendantes de la fréquence	14
I.4.1.1	Antennes spirales	14

I.4.1.2	Antennes log-périodiques	16
I.4.2	Antennes omnidirectionnelles (élémentaires)	18
I.4.2.1	Antennes biconiques et leurs dérivées	18
I.4.2.2	Antenne papillon.....	19
I.4.2.3	Les dipôles et les monopoles électriques ultra large bande	20
I.4.3	Antennes directives	22
I.4.3.1	Cornet	22
I.4.3.2	Antennes à transition progressive (Vivaldi)	23
I.5	Antennes imprimées	23
I.5.1	Structure d'une antenne imprimée	23
I.6	Caractéristiques des antennes imprimées	24
I.6.1	Caractéristiques de rayonnement.....	24
I.6.1.1	Diagramme de rayonnement.....	24
I.6.1.2	Polarisation	25
I.6.1.3	Gain	25
I.6.1.4	Directivité	26
I.6.1.5	Résistance de rayonnement	26
I.6.2	Caractéristiques électriques	26
I.6.2.1	Impédance d'entrée.....	26
I.6.2.2	Adaptation d'une antenne	27
I.6.2.3	Le coefficient de réflexion S_{11}	27
I.6.2.4	Le rendement	28
I.6.2.5	La bande passante	28
I.6.3	Le substrat	28
I.7	Avantages et inconvénients des antennes imprimées.....	29
I.7.1	Avantages	29
I.7.2	Inconvénients	30
I.8	Conclusion.....	30
RÉFÉRENCES CHAPITRE I.....		32

CHAPITRE II : ETUDE FREQUENTIELLE ET TEMPORELLE DE NOUVELLES STRUCTURES D'ANTENNES ULTRA LARGE BANDE

II.1	Introduction	35
II.2	Antenne monopôle.....	36
II.2.1	Conception de l'antenne.....	36
II.2.2	Résultats de simulation.....	37
II.2.2.1	Coefficient de réflexion, S_{11}	37

II.2.2.2	Rapport d'ondes stationnaires (ROS).....	38
II.2.2.3	Variation du gain	38
II.2.2.4	Diagramme de rayonnement.....	39
II.3	Antenne semi-circulaire à fente semi-circulaire	40
II.3.1	Géométrie de l'antenne	40
II.3.2	Résultats de simulation.....	41
II.3.2.1	Coefficient de réflexion, S_{11}	41
II.3.2.2	Rapport d'ondes stationnaires (ROS).....	43
II.3.2.3	Variation du gain	43
II.3.2.4	Diagrammes de rayonnements	44
II.4	Antenne microruban en forme demi-ellipse	45
II.4.1	Conception de l'antenne	45
II.4.2	Interprétations des résultats	46
II.4.2.1	Coefficient de réflexion, S_{11}	46
II.4.2.2	Rapport d'ondes stationnaires (ROS).....	47
II.4.2.3	Variation du gain	48
II.4.2.4	Diagrammes de rayonnements.....	48
II.5	Antenne microruban en forme de fourchette	49
II.5.1	Géométrie de l'antenne	49
II.5.2	Résultats de simulation.....	50
II.5.2.1	Coefficient de réflexion, S_{11}	50
II.5.2.2	Variation du gain	52
II.5.2.3	Diagrammes de rayonnements.....	52
II.6	Antenne vivaldi antipodale a fentes rectangulaires	53
II.6.1	Conception de l'antenne	53
II.6.2	Résultats de simulation.....	55
II.6.2.1	Coefficient de réflexion, S_{11}	55
II.6.2.2	Variation du gain	56
II.6.2.3	Diagrammes de rayonnements.....	56
II.7	Antenne vivaldi antipodale	57
II.7.1	Conception de l'antenne	57
II.7.2	Résultats de simulation.....	58
II.7.2.1	Coefficient de réflexion, S_{11}	58
II.7.2.2	Rapport d'ondes stationnaires (ROS).....	59
II.7.2.3	Variation du gain	59
II.7.2.4	Diagrammes de rayonnements.....	59
II.8	Caractérisation temporelle des antennes étudiées	60

II.8.1	Qu'est-ce qu'une antenne « idéale » en ULB ?	61
II.8.2	Génération d'une impulsion de type FCC	61
II.8.3	Impulsions rayonnées dans différentes directions	62
II.8.3.1	Interprétations des résultats	63
II.9	Récapitulatif des caractéristiques fréquentielles et temporelles des antennes ultra large bande proposées	70
II.10	Conclusion	70
	RÉFÉRENCES CHAPITRE II	72

CHAPITRE III : SYSTEMES D'IMAGERIE MICRO-ONDES

III.1	Introduction	74
III.2	Systèmes d'imagerie du corps humain	75
III.2.1	Les rayons X - Mammographie	75
III.2.1.1	Avantages	76
III.2.1.2	Inconvénients	76
III.2.2	L'échographie	77
III.2.2.1	Avantages	78
III.2.2.2	Inconvénients	78
III.2.3	Imagerie par résonance magnétique	78
III.2.3.1	Avantages	79
III.2.3.2	Inconvénients	79
III.3	Imagerie Micro-ondes	80
III.3.1	Micro-ondes	80
III.3.2	Imagerie Micro-ondes	81
III.4	Imagerie micro-ondes pour la détection du cancer du sein	83
III.4.1	Imagerie micro-ondes passive	83
III.4.2	Imagerie micro-ondes hybride	84
III.4.3	Imagerie micro-ondes active	84
III.4.3.1	Tomographie micro-ondes	85
III.4.3.2	Radar ULB pour imagerie micro-ondes	86
III.4.3.3	Systèmes et techniques Radar ULB pour imagerie micro-onde	88
III.4.3.4	Applications des radars ULB	91
III.5	Conclusion	91
	RÉFÉRENCES CHAPITRE III	93

CHAPITRE IV : CONFIGURATION DE SYSTEMES D'ANTENNES POUR L'IMAGERIE MICRO-ONDES	
IV.1	Introduction.....96
IV.2	Système d'imagerie micro-ondes pour la détection d'objets à travers les murs.....97
IV.2.1	Modèle du mur99
IV.2.2	Choix des antennes.....99
IV.2.3	Résultats de simulations100
IV.3	Imagerie micro-ondes pour la détection du cancer du sein.....105
IV.3.1	Modèle du sein106
IV.3.2	Choix des antennes.....108
IV.3.3	Résultats de simulations110
IV.3.3.1	Cas d'une seule tumeur110
IV.3.3.2	Cas de plusieurs tumeurs112
IV.4	Conclusion115
RÉFÉRENCES CHAPITRE IV116	
Conclusion Générale117	
Annexe A.....120	
Annexe B.....126	

Liste des figures

Chapitre I :

Figure I.1 :	Chronogramme de l'évolution des communications UWB	7
Figure I.2 :	Comparaison en temporel et fréquentiel d'un signal à bande étroite et d'un signal ULB.....	8
Figure I.3 :	Exemples de formes d'ondes ULB.....	9
Figure I.4 :	Comparaison entre les différents standards sans fils à faible portée.....	11
Figure I.5 :	Système de communications sans fils, à haut débit.....	12
Figure I.6 :	Système DRACO.....	12
Figure I.7 :	Système ORION.....	12
Figure I.8 :	Antenne spirale logarithmique.....	14
Figure I.9 :	Antenne spirale conique (Vues de coté et dessus).....	15
Figure I.10 :	Géométrie de l'antenne spirale d'Archimède.....	16
Figure I.11:	Antenne log-périodique circulaire.....	17
Figure I.12 :	Antenne log-périodique de forme trapézoïdale.....	17
Figure I.13 :	Antenne dipôle log-périodique.....	18
Figure I.14 :	Antenne biconique.....	18
Figure I.15 :	Exemple de réalisation d'une antenne discône.....	19
Figure I.16 :	Exemple de réalisation d'une antenne papillon.....	19
Figure I.17:	Exemple de réalisation pratique d'un monopole circulaire.....	20
Figure I.18 :	Illustration d'un monopole triangulaire.....	21
Figure I.19 :	Illustration d'un monopole trapezoïdal.....	21
Figure I.20 :	Illustration d'un monopôle papillon.....	22
Figure I.21 :	À gauche : antenne cornet classique À droite : cornet ridgé.....	22
Figure I.22 :	Différents profils d'antennes TSA.....	23
Figure I.23 :	Structure de base d'une antenne imprimée.....	24
Figure I.24 :	Principales formes d'élément rayonnant.....	24
Figure I.25 :	Tracé du diagramme et caractérisation des lobes et leurs largeurs.....	25
Figure I.26 :	Différents types de polarisation d'une onde électromagnétique.....	25

Chapitre II :

Figure II.1 :	La courbe Bézier, P_n : points de la courbe, P_{vn} : points virtuels de la courbe.....	36
Figure II.2 :	Géométrie de l'antenne monopôle proposée: (a) face supérieure, (b) face inférieure	37
Figure II.3 :	Variation du paramètre S_{11} en fonction de la fréquence.....	38
Figure II.4 :	Rapport d'onde stationnaire de l'antenne en fonction de la fréquence (VSWR).....	38
Figure II.5 :	Variation du gain de l'antenne en fonction de la fréquence.....	39
Figure II.6 :	Diagrammes de rayonnement au plan E et H (a) 2 GHz, (b) 4 GHz, (c) 6 GHz, et (d) 10 GHz.....	39
Figure II.7 :	Géométrie de l'antenne ULB proposée: (a) face supérieure, (b) face inférieure	40

Figure II.8 :	<i>Variation du paramètre S_{11} en fonction de la fréquence pour différentes longueur (lf).....</i>	41
Figure II.9 :	<i>Variation du paramètre S_{11} en fonction de la fréquence pour différentes largeur (wf).....</i>	42
Figure II.10 :	<i>Variation du paramètre S_{11} en fonction de la fréquence pour différents rayon (wp)</i>	42
Figure II.11:	<i>Variation du paramètre S_{11} en fonction de la fréquence de notre antenne proposée et l'antenne circulaire.....</i>	42
Figure II.12 :	<i>Variation du paramètre S_{11} en fonction de la fréquence</i>	43
Figure II.13 :	<i>Rapport d'onde stationnaire de l'antenne en fonction de la fréquence (VSWR).....</i>	43
Figure II.14 :	<i>Variation du gain de l'antenne sur toute la bande passante</i>	44
Figure II.15 :	<i>Diagrammes de rayonnement en 3D: (a) 4 GHz, (b) 6 GHz, (c) 8 GHz, (d) 10 GHz</i>	44
Figure II.16 :	<i>Géométrie de l'antenne ULB proposée</i>	45
Figure II.17:	<i>Coefficient de réflexion en fonction de la fréquence pour différentes valeur de (r).....</i>	46
Figure II.18 :	<i>Coefficient de réflexion pour différentes longueurs (lg).....</i>	46
Figure II.19 :	<i>Coefficient de réflexion pour différentes longueurs (lp).....</i>	47
Figure II.20 :	<i>Coefficient de réflexion en fonction de la fréquence($r=4$, $lg=13$, $lp=13.5mm$).....</i>	47
Figure II.21 :	<i>Rapport d'onde stationnaire de l'antenne en fonction de la fréquence (VSWR).....</i>	47
Figure II.22 :	<i>Variation du gain de l'antenne sur toute la bande passante</i>	48
Figure II.23 :	<i>Diagrammes de rayonnement en 2D: (a) 4 GHz, (b) 6 GHz, (c) 8 GHz, (d) 10 GHz</i>	49
Figure II.24 :	<i>Géométrie de l'antenne ULB proposée: (a) face supérieure, (b) face inférieure</i>	49
Figure II.25 :	<i>Coefficient de réflexion pour différentes longueurs (hp).....</i>	50
Figure II.26 :	<i>Coefficient de réflexion en fonction de la fréquence pour un plan de masse sans et avec encoche</i>	51
Figure II.27 :	<i>Coefficient de réflexion en fonction de la fréquence de notre antenne ULB et une autre antenne carré sans fente</i>	51
Figure II.28 :	<i>Coefficient de réflexion en fonction de la fréquence.....</i>	52
Figure II.29 :	<i>Variation du gain de l'antenne.....</i>	52
Figure II.30 :	<i>Diagrammes de rayonnement en 2D: (a) plan d'azimut à 6 GHz, (b) plan d'azimut à 8 GHz, (c) plan d'élévation à 6 GHz, (d) plan d'élévation à 8 GHz.....</i>	53
Figure II.31 :	<i>Géométrie de l'antenne vivaldi antipodal proposée: (a) conçue, (b) réalisée.....</i>	54
Figure II.32 :	<i>Coefficient de réflexion en fonction de la fréquence, avec et sans plan de masse partiel.....</i>	55
Figure II.33 :	<i>Coefficient de réflexion simulé et mesuré en fonction de la fréquence.....</i>	55
Figure II.34 :	<i>Phase simulée du coefficient de réflexion S_{11} en fonction de la fréquence de l'antenne vivaldi antipode proposée.....</i>	56
Figure II.35 :	<i>Variation du gain de l'antenne.....</i>	56
Figure II.36 :	<i>Diagrammes de rayonnement en 3D: (a) 4 GHz, (b) 6 GHz, (c) 8 GHz, (d) 10 GHz, (e) 20 GHz, (f) 30GHz.....</i>	57
Figure II.37 :	<i>Géométrie d'antenne Vivaldi antipodale.....</i>	58
Figure II.38 :	<i>Variation du paramètre S_{11} en fonction de la fréquence.....</i>	58
Figure II.39 :	<i>Rapport d'onde stationnaire de l'antenne en fonction de la fréquence (VSWR).....</i>	59
Figure II.40 :	<i>Variation du gain de l'antenne en fonction de la fréquence.....</i>	59

Figure II.41 :	<i>Diagramme de rayonnement en 3D de l'antenne vivaldi antipodale : (a) 4 GHz, (b) 6 GHz, (c) 8 GHz et (d) 10 GHz</i>	60
Figure II.42 :	<i>Forme d'impulsion de la cinquième dérivée de l'impulsion gaussienne.....</i>	62
Figure II.43 :	<i>Représentation temporelle du spectre de la cinquième dérivée de l'impulsion gaussienne comparé au masque FCC.....</i>	62
Figure II.44 :	<i>(a) Impulsions rayonnées par l'antenne monopole dans le plan azimut $\phi = 0$ deg, (b) Le retard du groupe: (E-plane).....</i>	64
Figure II.45 :	<i>(a) Impulsions rayonnées par l'antenne monopole dans le plan élévation $\theta = 90$ deg, (b) Le retard du groupe: (H-plane).....</i>	64
Figure II.46 :	<i>((a) Impulsions rayonnées par l'antenne semi-circulaire dans le plan azimut $\phi = 0$ deg, (b) Le retard du groupe: (E-plane).....</i>	65
Figure II.47 :	<i>(a) Impulsions rayonnées par l'antenne semi-circulaire dans le plan élévation $\theta = 90$ deg, (b) Le retard du groupe: (H-plane).....</i>	65
Figure II.48 :	<i>(a) Impulsions rayonnées par l'antenne microruban en forme demi-ellipse dans le plan azimut $\phi = 0$ deg, (b) Le retard du groupe: (E-plane).....</i>	66
Figure II.49 :	<i>(a) Impulsions rayonnées par l'antenne microruban en forme demi-ellipse dans le plan élévation $\theta = 90$ deg, (b) Le retard du groupe: (H-plane).....</i>	66
Figure II.50 :	<i>(a) Impulsions rayonnées par l'antenne microruban en forme de fourchette dans le plan azimut $\phi = 0$ deg, (b) Le retard du groupe: (E-plane).....</i>	67
Figure II.51 :	<i>(a) Impulsions rayonnées par l'antenne microruban en forme de fourchette dans le plan élévation $\theta = 90$ deg, (b) Le retard du groupe: (H-plane).....</i>	67
Figure II.52 :	<i>(a) Impulsions rayonnées par l'antenne vivaldi antipodale a fentes rectangulaires dans le plan azimut $\phi = 0$ deg, (b) Le retard du groupe: (E-plane).....</i>	68
Figure II.53 :	<i>(a) Impulsions rayonnées par l'antenne vivaldi antipodale a fentes rectangulaires dans le plan élévation $\theta = 90$ deg, (b) Le retard du groupe: (H-plane).....</i>	68
Figure II.54 :	<i>(a) Impulsions rayonnées par l'antenne vivaldi antipodale dans le plan azimut $\phi = 0$ deg, (b) Le retard du groupe: (E-plane).....</i>	69
Figure II.55 :	<i>(a) Impulsions rayonnées par l'antenne vivaldi antipodale dans le plan élévation $\theta = 90$ deg, (b) Le retard du groupe: (H-plane).....</i>	69

Chapitre III :

Figure III.1 :	<i>Radiographie de la main de la femme de Röntgen.....</i>	75
Figure III.2 :	<i>Unité d'imagerie : rayon X – Mammographie.....</i>	75
Figure III.3 :	<i>Système d'imagerie : échographie.....</i>	77
Figure III.4 :	<i>Système d'imagerie par résonance magnétique.....</i>	79
Figure III.5 :	<i>Spectre électromagnétique.....</i>	80
Figure III.6 :	<i>Système radar basé sur l'imagerie micro-ondes (a) monostatique (b) bistatique.....</i>	82
Figure III.7 :	<i>Imagerie micro-ondes passive.....</i>	84
Figure III.8 :	<i>Imagerie micro-ondes hybride.....</i>	84
Figure III.9 :	<i>Imagerie micro-ondes active.....</i>	85
Figure III.10 :	<i>Tomographie micro-ondes.....</i>	86
Figure III.11:	<i>Radar en configuration monostatique.....</i>	87

Figure III.12 :	<i>Radars en configuration bistatique.....</i>	87
Figure III.13 :	<i>Radars en configuration multistatique.....</i>	88
Figure III.14 :	<i>Radars en configuration MIMO.....</i>	88
Figure III.15 :	<i>Système MIST.....</i>	89
Figure III.16 :	<i>Système TSAR.....</i>	89
Figure III.17 :	<i>Configuration planaire.....</i>	90
Figure III.18 :	<i>Configuration cylindrique.....</i>	90

Chapitre IV :

Figure IV.1 :	<i>Quelques applications de la détection à travers les milieux opaques : (a) localisation de personnes ensevelies, (b) localisation des survivants d'un incendie, (c) localisation des personnes cachées derrière un mur....</i>	97
Figure IV.2 :	<i>Phénomènes rencontrés lors de la propagation à travers les murs.....</i>	98
Figure IV.3 :	<i>Modèle du mur avec la cible sous le logiciel CST.....</i>	99
Figure IV.4 :	<i>Structure de l'antenne ULB choisie: (a) face supérieure, (b) face inférieure.....</i>	100
Figure IV.5 :	<i>Configuration planaire du système d'imagerie ULB.....</i>	101
Figure IV.6 :	<i>Résultat obtenu en deux dimensions : (a) détection de la cible de forme rectangulaire, (b) détection de la cible en forme de « T ».....</i>	101
Figure IV.7 :	<i>Structure de l'antenne ULB choisie: (a) face supérieure, (b) face inférieure.....</i>	102
Figure IV.8 :	<i>Schéma du dispositif dans lequel le superstrat est positionné parallèlement à la nouvelle antenne microruban.....</i>	102
Figure IV.9 :	<i>Variation du gain de l'antenne pour différente distance (d).....</i>	102
Figure IV.10 :	<i>Coefficient de réflexion en fonction de la fréquence pour différente distance (d).....</i>	103
Figure IV.11 :	<i>Variation du gain de l'antenne avec et sans superstrat.....</i>	103
Figure IV.12 :	<i>Diagramme de rayonnement en 3D de l'antenne microruban: (a) sans superstrat à 6 GHz, (b) avec superstrat à 6 GHz, (c) sans superstrat à 8 GHz, (d) avec superstrat à 8 GHz.....</i>	104
Figure IV.13 :	<i>(a) Configuration planaire du système d'imagerie ULB, (b) Résultat obtenu en deux dimensions (détection de la cible/position horizontal)...</i>	105
Figure IV.14 :	<i>(a) Configuration planaire du système d'imagerie ULB, (b) Résultat obtenu en deux dimensions (détection de la cible/position vertical).....</i>	105
Figure IV.15 :	<i>Modèle du sein avec tumeur sous le logiciel CST.....</i>	107
Figure IV.16 :	<i>Signal d'excitation.....</i>	108
Figure IV.17 :	<i>Structure de l'antenne ULB choisie: (a) face supérieure, (b) face inférieure.....</i>	108
Figure IV.18 :	<i>Antenne placée à proximité de la peau du sein.....</i>	109
Figure IV.19 :	<i>Densités de courant de la tumeur du sein pour différentes distances d: (a) d=5,5 mm, (b) d=15 mm et (c) d=25 mm.....</i>	109
Figure IV.20 :	<i>Topologie d'un réseau de six antennes monopoles utilisé pour la détection du cancer du sein: (a) modèle de simulation, (b) modèle mathématique.....</i>	110
Figure IV.21 :	<i>Résultats obtenus en 2D pour la détection d'une tumeur.....</i>	110
Figure IV.22 :	<i>Configuration circulaire pour la détection du cancer du sein : (a) modèle de simulation, (b) modèle mathématique.....</i>	111
Figure IV.23 :	<i>Résultats obtenus en 2D de détection de tumeurs : (a) 2 antennes, (b) 4 antennes, (c) 6 antennes, (d) 8 antennes.....</i>	112

Figure IV.24:	<i>Structure de l'antenne ULB choisie: (a) face supérieure, (b) face inférieure.....</i>	113
Figure IV.25:	<i>Topologie d'un réseau de douze antennes utilisées pour la détection du cancer du sein: (a) modèle de simulation, (b) modèle mathématique.....</i>	113
Figure IV.26:	<i>Résultats obtenus en 2D: (a) une tumeur de diamètre égal à 5mm, (b) deux tumeurs de diamètre égal à 5 mm.....</i>	114
Figure IV.27:	<i>Résultats obtenus en 2D pour la détection de trois tumeurs de différents diamètres : (A) 10 mm, (B) 5 mm, (C) 2 mm.....</i>	114

Liste des tableaux

Chapitre I :

Tableau I.1 :	<i>Gammes de fréquences pour les différents types de systèmes ULB.....</i>	11
----------------------	--	----

Chapitre II :

Tableau II.1 :	<i>Dimensions de l'antenne monopôle proposée.....</i>	37
Tableau II.2 :	<i>Dimensions de l'antenne proposée (semi-circulaire).....</i>	40
Tableau II.3 :	<i>Dimensions de l'antenne proposée (demi-ellipse).....</i>	45
Tableau II.4 :	<i>Dimensions de l'antenne proposée (en forme de fourchette).....</i>	50
Tableau II.5 :	<i>Dimensions de l'antenne proposée (vivaldi antipodale a fentes rectangulaires).....</i>	54
Tableau II.6 :	<i>Dimensions de l'antenne proposée vivaldi antipodale</i>	58
Tableau II.7 :	<i>Récapitulatif des caractéristiques des antennes ULB proposées.....</i>	70

Chapitre III :

Tableau III.1:	<i>Comparison des différentes techniques d'imagerie.....</i>	80
Tableau III.2:	<i>Diverses bandes du domaine des micro-ondes.....</i>	81

Chapitre IV :

Tableau IV.1 :	<i>Propriétés diélectriques du modèle du mur proposé.....</i>	99
Tableau IV.2 :	<i>Dimension des paramètres du modèle du sein.....</i>	107
Tableau IV.3 :	<i>Propriétés diélectriques du modèle du sein.....</i>	107

Liste des abréviations

2D : Deux dimensions

3D : Trois dimensions

AIF : les antennes indépendantes de la fréquence

BP : Bande Passante

CDMA : Code Division Multiple Access

CMI : Imagerie Micro-Ondes Confocale

CST MWS : Computer Simulation Technology, Microwaves Studio

DASI: Delay and Sum Integration

DSP : Densité Spectrale de Puissance

ECC : Electronic Communication Committee

FCC : Commission Fédérale de Communication

FMCW: Frequency Modulated Continuous Wave

GPR: Ground Penetrating Radar

IMA : Imagerie Micro-Ondes Active

IRM : Imagerie par Résonance Magnétique

IRX : Imagerie à rayons X

LTA: Location Tracking and Sensor

MIST: Microwave Imaging via Space-time

OST : Objet Sous Test

SFCW: Stepped Frequency Continuous Wave

TMO : Tomographie Micro-Ondes

TSAR : Tissue Sensing Adaptive Radar

TSA : Tapered Slot Antenna

ULB : Ultra Large Bande

WPR : Wall Probing Radar

INTRODUCTION GÉNÉRALE

Le domaine des télécommunications connaît une croissance considérable pratiquement partout dans le monde durant les dernières décennies avec l'avènement de l'informatique et de l'électronique embarquée. Les communications sans fil ont connu un progrès technologique au cours des dernières années, et ne cesse d'innover, grâce à la forte demande de la population et de l'industrie.

La technologie Ultra Large Bande (ULB) est une des technologies émergentes qui a mobilisé une grande attention des scientifiques et de l'industrie dans le monde entier après la réservation de la bande 3.1-10.6 GHz par la FCC (*Commission Fédéral des communications*), pour les applications ULB. C'est une technologie sans fil qui peut être exploitée à très faible densité de puissance pour la communication à des débits de données élevés sur de courtes distances. Les dispositifs ULB utilisent généralement des impulsions de très courte durée, de sorte qu'ils occupent de très grandes largeurs de bande d'émission. Récemment, les principaux acteurs des télécommunications, chercheurs, industriels, comités de normalisation et opérateurs, se sont intéressés à la technologie ultra large bande. Au départ utilisée par les militaires pour les radars à haute résolution, l'ULB ouvre aujourd'hui de nouveaux champs d'applications dans le domaine civil. Cette technologie possède de nombreux avantages, tels qu'une large bande passante, de très hauts débits et a le mérite de mieux performer en environnement bruyant. Grâce à ces avantages, la technologie ULB peut être intégrée à une grande variété d'applications notamment les systèmes micro-ondes, par exemple la détection du cancer du sein et la vision à travers les murs, ou encore dans les applications aéronautiques, aérospatiales, militaires, systèmes de communications mobiles et terrestres, de télédétection et de télémessures de plus en plus émergentes où le faible volume, le faible poids, le faible coût et les hautes performances sont les principales exigences. Pour répondre à ces besoins croissants de communication sans fils à haut débit, les futures générations d'équipements vont faire appel à des antennes de plus en plus performantes.

L'antenne joue un rôle critique dans tous les systèmes de communication, et plus précisément les systèmes ULB qui doivent respecter le niveau de transmission imposé par la FCC et qui est limitée à -41.3dBm/MHz .

Aujourd'hui les antennes sont omniprésentes dans notre vie quotidienne. Elles permettent d'émettre et de recevoir des ondes électromagnétiques et sont donc indispensables pour toutes communications sans fil. Pour toutes ces raisons, nous avons donc axé notre recherche sur les antennes ultra large bande qui permettent de transmettre de l'information sur la plage de fréquences [3.1-10.6 GHz]. Les principaux avantages de ce type d'antennes sont : faibles poids, faible coût de

réalisation, possibilité de mise en réseau. En outre, ce type d'antennes possède de nombreuses applications notamment en imagerie médicale, et en système radar.

L'objectif de cette thèse consiste à concevoir un système composé d'un réseau d'antennes ULB émettant des signaux très large bande utilisées dans les systèmes d'imagerie microondes à savoir : la vision à travers le mur, et la détection des tumeurs dans le sein. L'idée consiste à proposer différents types d'antennes ULB capables d'être exploitées dans le domaine temporel, et d'utiliser des algorithmes de détection et de localisation basés sur les techniques radars. La simulation des différents systèmes a été réalisée sous le logiciel CST MWS (Computer Simulation Technology- MicroWaves Studio) et l'environnement MATLAB. Pour atteindre cet objectif, le présent travail est scindé en quatre chapitres.

Le premier chapitre de cette thèse dresse un état de l'art sur la technologie ULB et les diverses structures d'antennes ULB existantes telles que, les antennes indépendantes de la fréquence, les antennes ULB élémentaires et les antennes à transition progressive. Ensuite, nous présentons une description générale des antennes imprimées, leurs propriétés, leurs caractéristiques de base, ainsi que leurs avantages et inconvénients.

Dans le second chapitre, on présentera la conception de nouvelles structures d'antennes ultra large bande qui sont destinées à être utilisées dans des applications en imagerie micro-ondes. Nous exploitons aussi certaines techniques d'élargissement de la bande passante développées dans la littérature afin de répondre à nos objectifs, suivie par une analyse fréquentielle et temporelle de ces antennes.

Le troisième chapitre sera consacré à la présentation de quelques systèmes d'imagerie du corps humain les plus couramment rencontrés, suivie par une discussion sur les méthodes de dépistage du cancer du sein tout en présentant leurs avantages et inconvénients. Enfin, la dernière partie de ce chapitre, sera consacrée aux techniques d'imagerie micro-ondes employées pour la détection du cancer du sein.

Le quatrième et dernier chapitre est dédié à la présentation des différentes topologies à base d'antennes ultra large bande utiles pour la détection de la tumeur au niveau du sein et les objets cachés derrière une cloison, en faisant appel à deux algorithmes de détection à savoir : l'algorithme Confocale et l'algorithme DASI (Delay and Sum Integration).

Nous clôturerons notre travail par une conclusion générale dans laquelle nous faisons un recensement de l'ensemble du travail effectué et nous exposons quelques perspectives susceptibles qui pourraient faire l'objet de futurs travaux.

CHAPITRE I

TECHNOLOGIE ULTRA LARGE BANDE (ULB)

I.1 Introduction

La technologie Ultra Large Bande, dite aussi à bande ultra-large, est une technologie en plein essor. Bien que connue depuis déjà de nombreuses années dans le domaine des radars, la FCC (organe de régulation américain) a autorisée son utilisation en février 2002 et a défini les règles d'exploitation du spectre de fréquence dans la bande entre 3.1 GHz et 10.6 GHz. Cette technologie est devenue l'un des principaux axes de développement et de recherche dans le domaine des communications sans fils. De nouveaux défis scientifiques et techniques étaient lancés en raison de l'aspect spécifique des systèmes ULB et de ses perspectives d'applications très prometteuses (débits dépassant les Gbit/s, l'intégration de nouveaux services, en plus de la transmission d'informations des fonctions de localisation et de détection).

Aujourd'hui partout dans le monde, des réglementations sont en cours de finalisation. Elles visent à assurer le fonctionnement des systèmes ULB et à protéger les opérateurs en place contre les interférences nuisibles. En parallèle à ces aspects réglementaires, des efforts concernent la normalisation (IEEE 802.15.3a et IEEE 802.15.4a, selon les applications) qui vise à assurer une certaine interopérabilité au niveau mondial. L'harmonisation est difficile car les affectations du spectre à un service donné sont très différentes d'un pays à l'autre. A cette difficulté s'ajoute la concurrence entre deux grands consortiums industriels (Wi Media et UWB Forum) qui proposent des technologies différentes [1].

L'objectif de ce chapitre est donc de présenter les principes, les applications et les différents types d'antennes de cette nouvelle technologie « ULB ». Nous présentons aussi une description des antennes imprimées « ULB », puis nous décrivons leurs principales caractéristiques radioélectriques, ainsi que leurs avantages et inconvénients.

I.2 Généralités sur la technologie Ultra Large Bande

I.2.1 Historique

Durant les 3 dernières décennies, et pour faire face à l'encombrement des bandes de fréquences utilisées pour la transmission d'informations, on a essentiellement cherché à réduire la largeur de bande nécessaire pour la transmission des informations avec un taux d'erreurs acceptable. Ce n'est que depuis une dizaine d'années que le concept de l'ultra large bande trouve un intérêt, suscité principalement par le développement des transmissions à courte distance. Si le terme "*ultra large bande*" est relativement récent, le concept lui-même est par contre bien plus ancien.

La grande majorité des techniques de transmission actuelles utilisent des modulations avec porteuses (Bluetooth, ...). Dès la fin du 19^{ème} siècle, Heinrich Hertz¹ avait eu l'idée d'utiliser des décharges électriques pour produire des ondes électromagnétiques. C'était la base de la technique ultra large bande. Dans les années 60, Ross et Bennett [3] étudient pour la première fois la propagation d'ondes électromagnétiques d'un point de vue temporel plutôt que d'un point de vue fréquentiel. Dans leur publication, apparaissent pour la première fois, des applications liées à cette nouvelle technique: les communications et les radars.

Durant les années 1970-1994, la majorité des travaux visent à améliorer certains sous-systèmes de cette nouvelle technique. A cette époque, on lui donne plusieurs noms: technologie "sans porteuse", ou en "bande de base" ou encore technologie "impulsionnelle". C'est en 1989 que le terme ultra large bande apparaît dans une publication du ministère de la défense aux Etats-Unis. Les travaux concernant cette technologie sont effectués, pour la plupart, dans le cadre de programmes confidentiels militaires américains.

En 1994, la confidentialité des travaux liés à l'ultra large bande est levée: La recherche se développe de façon importante aussi bien dans l'industrie que dans les universités.

Enfin, en 2002, la FCC (*Commission Fédérale de Communication*), l'organisme de régulation des communications américain, réglemente l'ultra large bande [4]. Elle en donne une définition précise, et définit les niveaux de puissance maximale autorisés.

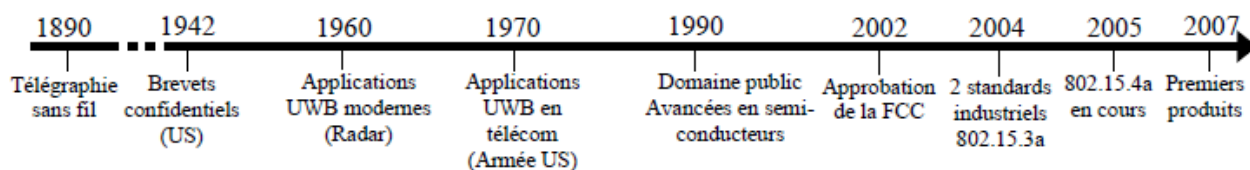


Figure I-1. Chronogramme de l'évolution des communications UWB [1]

I.2.2 Définition

La définition de l'ultra large bande donnée par la commission Américaine FCC en février 2002 est la suivante : « Un signal est dit ultra large bande, si :

- ❖ Sa bande passante est au minimum de 500 MHz à -10 dB

¹Heinrich Rudolf Hertz : (1857-1894) docteur en physique, a travaillé sur les ondes électromagnétiques. Il a inventé l'antenne hertzienne, toujours utilisée aujourd'hui [2].

- ❖ Sa bande passante relative est supérieure à 0.2

$$BP_{relative} = 2 \cdot \frac{f_h - f_l}{f_h + f_l} > 0.2 \quad (I.1)$$

Où f_h et f_l désignent respectivement les fréquences limites basse et haute du spectre du signal, prélevées à -10 dB ».

I.2.3 Comparaison entre les systèmes ULB et les systèmes à bande étroite

La technique ultra large bande (ULB) transmet et reçoit des formes d'onde basées sur des impulsions de très courtes durées (1ns) alors que les techniques conventionnelles envoient et reçoivent des formes d'onde sinusoïdales étalées dans le temps ayant de ce fait une densité spectrale de puissance beaucoup plus étroite que celle des signaux ULB.

La figure I.2 illustre l'équivalence d'une impulsion à bande étroite dans le domaine temporel à un signal de très large bande passante dans le domaine fréquentiel. En outre, elle montre l'équivalence d'un signal sinusoïdal dans le domaine temporel à une impulsion très étroite dans le domaine fréquentiel [5]. Le masque spectral de puissance de l'ULB est très faible (DSP maximale: -41.3 dBm/MHz) sur toute la bande de fréquences de l'ULB. Cette puissance très faible sur une très large bande passante permet à d'autres systèmes à bande étroite de cohabiter avec l'ultra large bande.

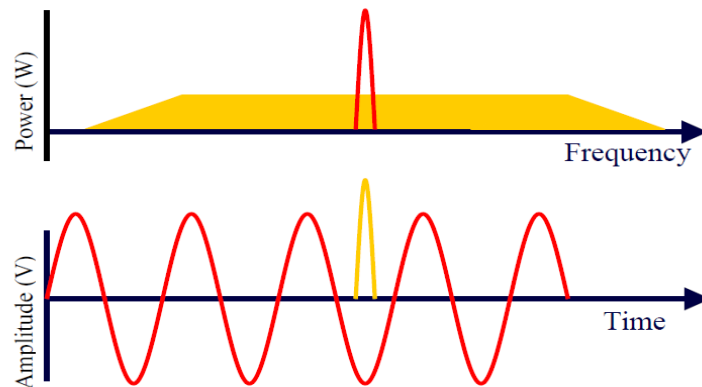


Figure I-2. Comparaison en temporel et fréquentiel d'un signal à bande étroite et d'un signal ULB

I.2.4 Spécificités des signaux ULB

Il existe plusieurs formes d'ondes permettant d'obtenir un signal ULB (figure I.3). Deux techniques peuvent être distinguées [6]:

- La technique temporelle :

- Les signaux émis sont des impulsions temporelles très courtes (de l'ordre de la nanoseconde) ;
- Les signaux émis sont des bruits aléatoires.

Avec cette technique, la mesure est réalisée dans le domaine temporel.

- La technique harmonique :

Les signaux sont des signaux sinusoïdaux dont la fréquence varie entre une fréquence minimale et une fréquence maximale de manière continue (Frequency Modulated Continuous Wave - FMCW) ou de manière discrète (Stepped Frequency Continuous Wave - SFCW). La mesure est réalisée dans le domaine fréquentiel, et nécessite de réaliser une transformée de Fourier inverse pour revenir dans le domaine temporel.

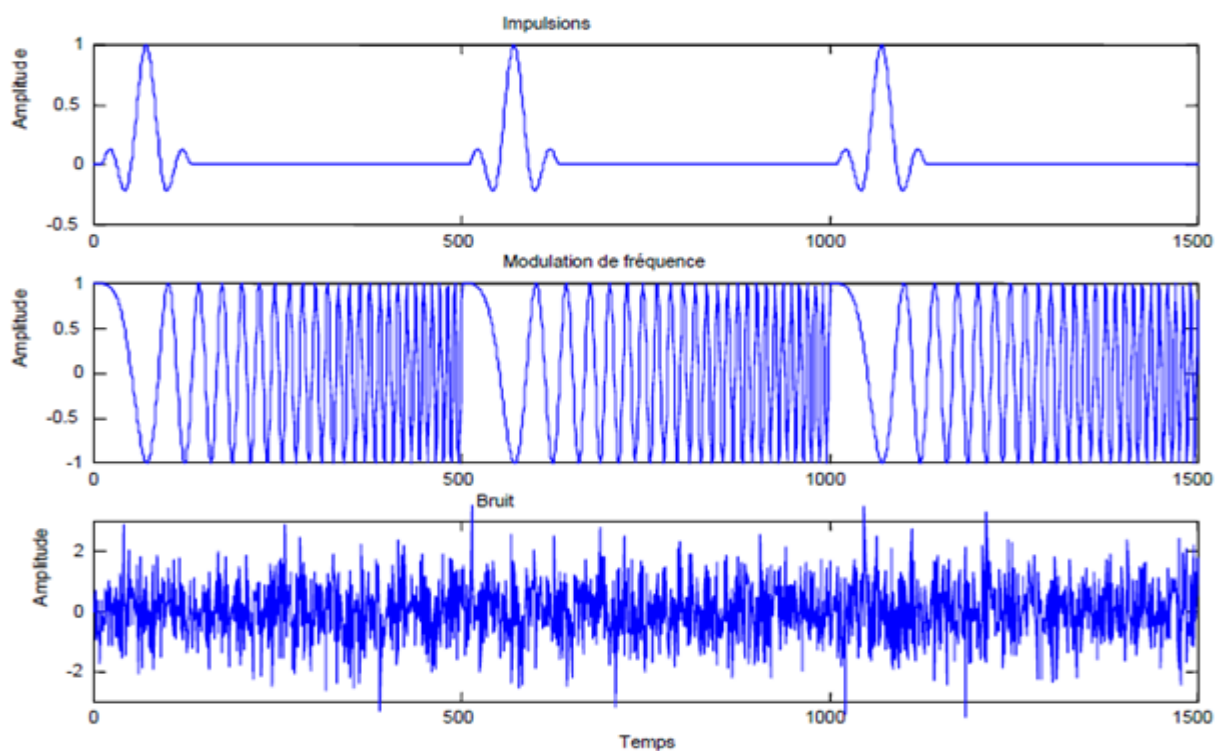


Figure I-3. Exemples de formes d'ondes ULB

I.2.5 Caractéristiques principales de l'Ultra Large Bande

La technologie à bande ultra-large (ULB) possède certaines caractéristiques intéressantes [7]:

I.2.5.1 Communications protégées

Les signaux ULB sont quasiment indétectables parce qu'ils peuvent être transmis avec un niveau de densité spectrale de puissance bien inférieure au bruit de fond des récepteurs classiques.

Cette caractéristique, particulière à l'ultra large bande, permet à cette dernière de coexister avec les systèmes de communications classiques.

I.2.5.2 Capacité de la technologie ULB

Le théorème de Shannon nous enseigne que la capacité d'un système est donnée par la formule suivante:

$$C=B. \log_2 (1+SNR) \quad (I.2)$$

Où B désigne la bande passante du système et le SNR représente le rapport signal sur bruit.

De cette formule, on déduit que la capacité d'un système croît linéairement avec la bande passante, mais croît seulement logarithmiquement avec le rapport signal sur bruit. Par conséquent, pour augmenter la capacité d'un système, la meilleure méthode consiste à augmenter sa bande passante; c'est ce qui est réalisé par la technique ULB.

I.2.5.3 Simplicité relative des systèmes ULB

Dans les systèmes de communications sans fils utilisant la technologie ULB, l'information en bande de base peut moduler directement les impulsions de courtes durées au lieu de moduler une onde sinusoïdale.

La technologie ULB présente quelques aspects négatifs : un des inconvénients lié à l'utilisation de cette nouvelle technique de communication repose sur le fait que les fréquences utilisées sont déjà employées par d'autres systèmes, ce qui rend possible l'existence d'interférences.

I.2.6 Intérêt des systèmes ULB

Il existe déjà plusieurs standards pour les communications sans fils à faible portée. La figure I.4 indique où se situent les systèmes ULB par rapport aux autres standards, en tenant compte de la portée du signal et du taux d'erreur binaire.

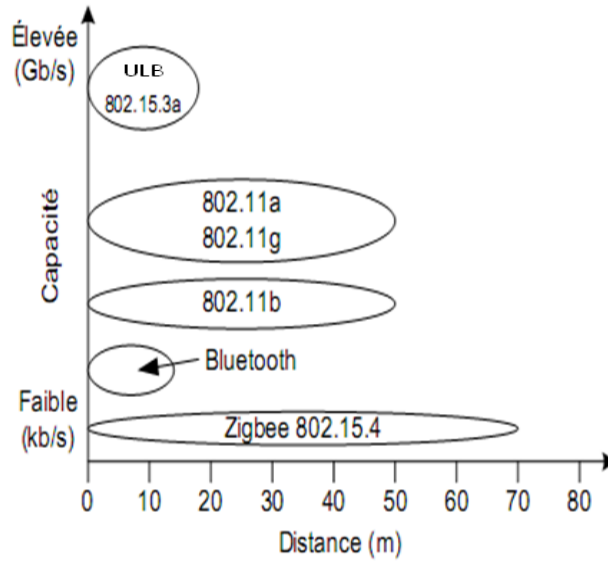


Figure I-4. Comparaison entre les différents standards sans fils à faible portée [8]

I.3 Différents types d'applications de l'Ultra Large Bande

En février 2002, la FCC a alloué plusieurs bandes de fréquences pour différentes applications, telles qu'on peut le voir dans le tableau I.1 :

<i>Applications</i>	<i>Gamme de fréquences (GHz)</i>
Systèmes de communication sans fil	3.1 - 10.6
Géoradar	3.1 - 10.6
Les systèmes d'imagerie à travers les murs	1.61 - 10.6
Les systèmes de surveillance	1.99 - 10.6
Les systèmes d'imagerie médicale	3.1 - 10.6
Systèmes radar de véhicule	22 - 29

Tableau I-1. Gammes de fréquences pour les différents types de systèmes ULB [9]

I.3.1 Applications liées aux communications

I.3.1.1 Applications sans fils WLAN

La première application de l'ultra large bande pour les communications sans fils à haut débit (supérieur à 10 Mbps) est liée aux loisirs domestiques (figure I.5) [10].

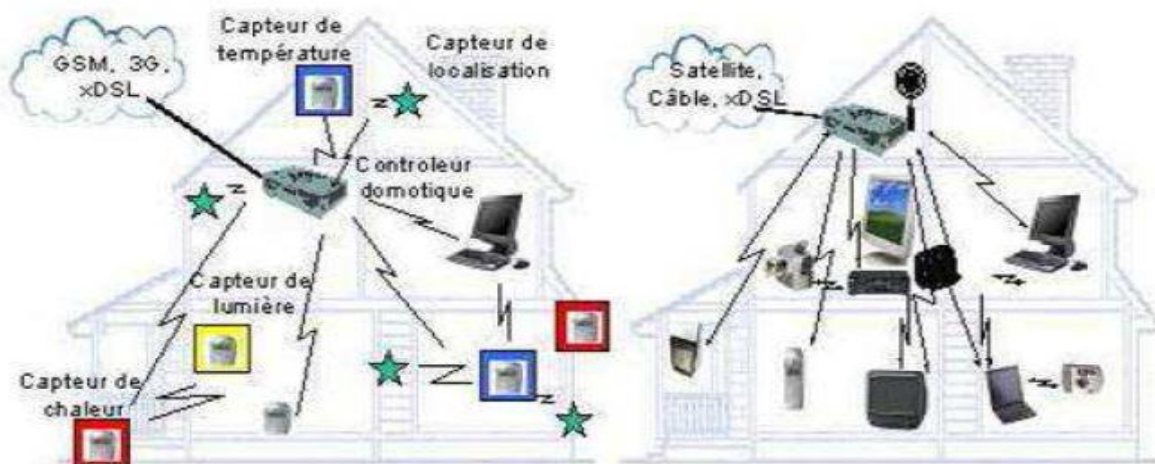


Figure I-5. Système de communications sans fils, à haut débit

I.3.1.2 Communications en bande basse

Il s'agit de communications entre plusieurs utilisateurs en utilisant la bande de fréquences [0.03 - 2 GHz] pour la transmission de données audio et vidéo en temps réel. Deux systèmes ont été commercialisés : DRACO², ORIAN³ (Figures I.6 et I.7) [7].

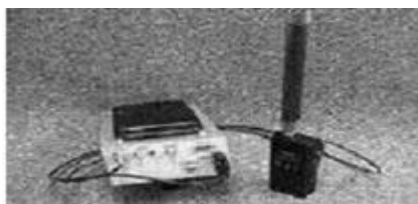


Figure I-6. Système DRACO

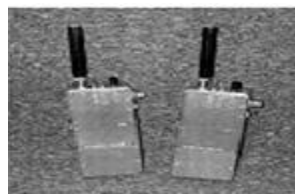


Figure I-7. Système ORION

I.3.2 Applications liées au radar

Une imagerie radar désigne une catégorie de capteurs de perturbation de champ utilisés pour obtenir des images d'objets masqués. Cette catégorie comprend les dispositifs radar à pénétration du sol, les dispositifs d'imagerie radar à travers les murs, les dispositifs d'imagerie radar médicale, les dispositifs de surveillance radar... [11].

I.3.2.1 Radars à pénétration du sol (Ground Penetrating radar GPR)

GPR pour la détection d'objets enfouis dans le sol. Les applications réalisées concernent principalement la détection de mines et le génie civil avec l'étude du sol [12]. On désigne un

²DRACO : C'est un système de communication mobile prévoyant un fonctionnement sans fil dans un environnement tactique. Sa distance d'opération est importante, pouvant s'étendre sur plusieurs kilomètres,

³ORION : Il peut fonctionner soit dans un environnement tactique (assez courte portée) soit dans un environnement stratégique.

capteur de perturbation de champ celui qui fonctionne en contact avec le sol ou à au plus 1 m du sol dans le but de détecter ou de cartographier des structures situées sous la surface [11].

I.3.2.2 Système d'imagerie radar à travers les murs

C'est un système d'imagerie servant à détecter la position ou le mouvement de personnes ou d'objets situés de l'autre côté d'un mur ou d'un plafond. La bande de ces systèmes doit être inférieure à 960 MHz ou comprise entre 1.99 et 10.6 GHz [13].

I.3.2.3 Dispositifs de surveillance radar

Un dispositif de surveillance radar désigne un capteur de perturbation de champ utilisé pour établir un champ radiofréquence stationnaire périmétrique permettant de détecter l'intrusion de personnes ou d'objets à des fins de sécurité [11].

I.3.2.4 Dispositifs d'imagerie radar médicale

Ce sont des systèmes qui permettent la détection de position et/ou de mouvement d'objets à l'intérieur du corps d'une personne ou d'un animal [13].

I.3.2.5 Radars véhiculaires

Ce sont les systèmes de Radar qui équipent les véhicules de transport terrestre. Ces appareils doivent émettre uniquement lorsque le véhicule est en fonctionnement, et dans la bande comprise entre 22 et 29 GHz. De plus la fréquence f_M doit être supérieure à 24.075 GHz [13].

Il existe d'autres applications des radars [12] :

- Des radars pour la sécurité des bâtiments et la détection d'objets dangereux.
- Des radars pour le sauvetage lors de catastrophes naturelles.
- Des radars FOPEN (Foliage Penetration Radar) pour la détection de cibles diverses cachées dans la végétation.

I.4 Différents types d'antennes ULB

Nous allons, dans ce qui suit, présenter différents types d'antennes ULB qui sont généralement utilisées dans les systèmes d'imagerie micro-ondes. Ces antennes sont classées selon certaines propriétés: leurs particularités géométriques ou une certaine spécificité du diagramme de rayonnement. Toutes ces antennes possèdent naturellement une large bande passante. On étudiera ces différents types d'antennes ULB d'un point de vue classique.

I.4.1 Antennes indépendantes de la fréquence

En 1954, Rumsey a proposé la théorie de l'antenne « équiangulaire », il donne quelques années plus tard, une théorie générale sur les antennes indépendantes de la fréquence (AIF). Les AIF sont des antennes dont la géométrie est définie uniquement par des angles. Les caractéristiques d'une antenne, impédance d'entrée, diagrammes de rayonnement, polarisation de l'onde sont déterminés par la forme et les dimensions de l'antenne rapportées à la longueur d'onde. Si par une transformation continue les dimensions relatives de l'antenne sont égales quelle que soit la longueur d'onde, ses propriétés sont conservées et sont donc indépendantes de la fréquence [10].

I.4.1.1 Antennes spirales

Il existe trois types de spirales: spirale logarithmique, spirale conique et la spirale d'Archimède.

- Antenne spirale logarithmique

L'antenne spirale logarithmique ou équiangulaire est indépendante de la fréquence car sa géométrie est définie uniquement par des angles (figure I.8). Son équation en coordonnées polaires est donnée par [15] :

$$\rho(\theta) = \rho_0 e^{(\alpha \theta)} \quad (I.3)$$

Avec ρ_0 le rayon vecteur à l'origine et α le coefficient réglant l'expansion de la spirale.

Les extrémités des deux brins rayonnants sont excitées en opposition de phase par l'intermédiaire d'un balun large bande. Les caractéristiques de rayonnement à grande distance se déduisent de la distribution du courant sur les brins rayonnants [14].



Figure I-8. Antenne spirale logarithmique [16]

- **Antenne spirale conique**

Cette antenne est la version à 3 dimensions de l'antenne spirale logarithmique (figure I.9). Le principe de fonctionnement équiangulaire est donc le même, et l'antenne est dimensionnée identiquement sur une très large bande de fréquences [16], le rayonnement de cette antenne est unidirectionnel, le maximum du champ étant orienté selon l'axe du cône.

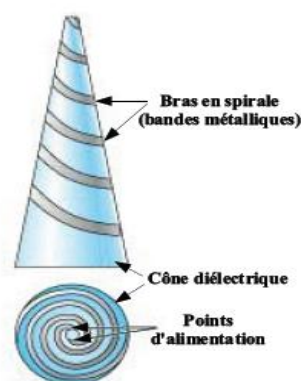


Figure I-9. Antenne spirale conique (Vues de coté et dessus) [16]

- **Antenne à spirale d'Archimède**

L'antenne spirale d'Archimède présente de très bonnes performances large bande (figure I.10). En effet, lorsque la géométrie de l'antenne est auto-complémentaire, la largeur des pistes est égale à l'espace entre les pistes. Les bornes haute et basse de cette plage de fréquence sont directement reliées à la géométrie de l'antenne. La limite basse est inversement proportionnelle au diamètre D de l'antenne tandis que la limite haute est inversement proportionnelle au petit diamètre d [17].

L'alimentation de cette antenne se fait en son centre par un signal symétrique, les deux bras de l'antenne sont alimentés en opposition de phase. En combinant une alimentation symétrique à une géométrie symétrique, on obtient une distribution du courant sur la surface de l'antenne qui est symétrique par rapport au centre de la spirale [17].

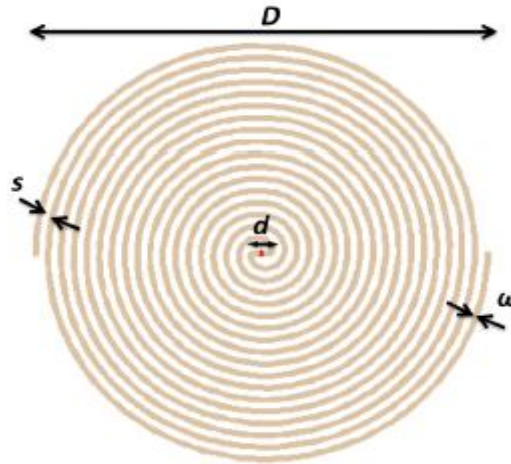


Figure I-10. Géométrie de l'antenne spirale d'Archimède [17]

I.4.1.2 Antennes log-périodiques

Les antennes log périodiques ont été introduites en 1959 par Duhamel et Isabell [15]. Elles sont constituées d'éléments rayonnants dont les dimensions sont liées par un facteur de proportionnalité τ . Ces éléments se répètent avec une période $\ln(\tau)$, d'où l'appellation d'antennes «log périodiques». Ces antennes sont considérées comme indépendantes de la fréquence car elles possèdent un phénomène de répétition dans leur structure [15]. Les formes à l'intérieur de son espace peuvent varier (dipôles, trapèzes, arcs de cercles, etc...) [16].

- Antenne log-périodique circulaire

Une antenne log-périodique circulaire (figure I.11) est définie par les paramètres suivants [15], [16] :

- ✓ Le paramètre $\tau = \frac{R_{n+1}}{R_n} = \frac{r_{n+1}}{r_n}$ définit la périodicité des caractéristiques de l'antenne.
Plus τ est proche de 1, plus l'antenne se rapprochera du comportement idéal d'une antenne indépendante de la fréquence.
- ✓ $\chi = \frac{r_n}{R_n}$ définit la largeur des dents.
- ✓ Les angles α et β définissent la longueur des dents.
- ✓ Et les rayons minimums et maximums (r_{\min} et r_{\max}) limitent les extrémités de la structure.

Le diagramme de rayonnement de cette antenne est bidirectionnel.

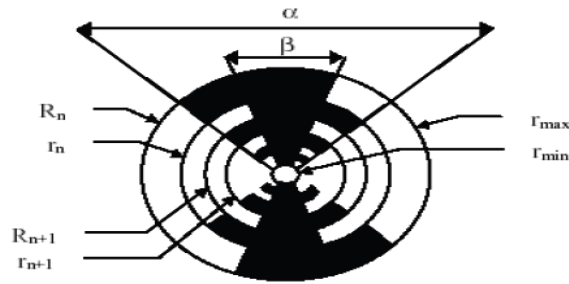


Figure I-11. Antenne log-périodique circulaire

- **Antenne log-périodique trapézoïdale**

L'antenne log périodique de forme trapézoïdale est un autre exemple d'antenne log périodique (figure I.12). Cette antenne se déduit aisément de la précédente [7] dont tous les bords (extrémités de l'antenne et forme des dents) présentent un profil plat plutôt qu'incurvé. Il s'agit donc d'une géométrie plus facile à fabriquer [16].

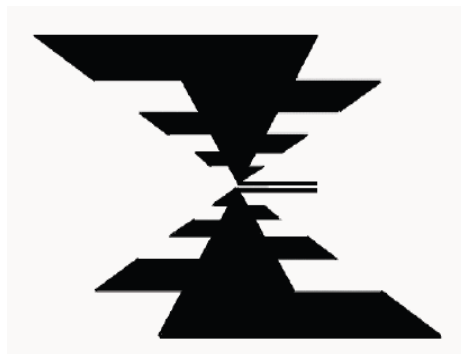


Figure I-12. Antenne log-périodique de forme trapézoïdale

- **Antenne dipôle log-périodique LPDA (log periodic dipole array)**

Les antennes dipôle log-périodiques sont constituées de plusieurs dipôles élémentaires montés en parallèle sur une armature à deux brins, de telle sorte que deux dipôles consécutifs soient en opposition de phase lorsque l'antenne est alimentée (figure I.13). Chaque brin rayonne indépendamment avec un maximum d'efficacité lorsque sa longueur correspond à la demi-longueur d'onde de la fréquence d'alimentation. Ainsi, la fréquence basse est déterminée par la dimension du plus grand brin et la fréquence haute par celle du plus petit [18].



Figure I-13. Antenne dipôle log-périodique [18]

I.4.2 Antennes omnidirectionnelles (élémentaires)

Une antenne omnidirectionnelle est une antenne qui a des propriétés non directionnelles dans un plan et un rayonnement plus directif dans le plan orthogonal au précédent. Certaines antennes peuvent être à la fois ultra large bande et omnidirectionnelles. Ces antennes sont à la base des monopôles et des dipôles qui ont été modifiés afin d'augmenter leur bande passante [15].

I.4.2.1 Antennes biconiques et leurs dérivées

- Antenne biconique

Les antennes biconiques ont été imaginées en 1943 par Schelkunoff [7]. L'antenne biconique est constituée de deux cônes opposés par leurs sommets. Ces cônes peuvent être faits d'une tôle roulée ou d'un jeu de tiges métalliques (figure I.14). L'injection de la puissance se fait au sommet des cônes. Le cône correspond à une demi-antenne biconique posée sur un plan de masse. Leur adaptation sur 50Ω s'obtient en jouant sur le demi-angle au sommet du cône [18].



Figure I-14. Antenne biconique [18]

- **Antenne discône**

Une des dérivées de l'antenne biconique infinie est l'antenne discône. Cette antenne est formée d'un cône et d'un plan de masse qui peut être circulaire ou rectangulaire remplaçant le second cône de l'antenne biconique (figure I.15), ce qui fait que la structure totale de l'antenne est constituée d'un disque et d'un cône (d'où son appellation). En comparaison avec l'antenne biconique, l'excitation du discône nécessite de nouveaux ajustements. La structure de l'antenne n'est évidemment plus symétrique, ce qui permet de l'alimenter directement par un câble coaxial dont la masse sera reliée au plan de masse circulaire et l'âme centrale au sommet du cône. Le rayonnement est omnidirectionnel dans le plan du disque (azimutal), et elle présente une directivité plus importante que l'antenne biconique [16].



Figure I-15. Exemple de réalisation d'une antenne discône [16]

I.4.2.2 Antenne papillon

De part ses bonnes caractéristiques en terme de bande passante, mais également de rayonnement, l'antenne biconique représente une bonne base pour concevoir de nouvelles antennes ULB. Le but principal de ces antennes est de conserver ses caractéristiques idéales, tout en étant plus légères, et en présentant une géométrie plus simple, moins couteuse à réaliser et surtout moins encombrante. Ainsi, l'antenne papillon est une version planaire de l'antenne biconique finie, qui peut être imprimée sur substrat. Il s'agit donc d'une structure symétrique (figure I.16) [16].

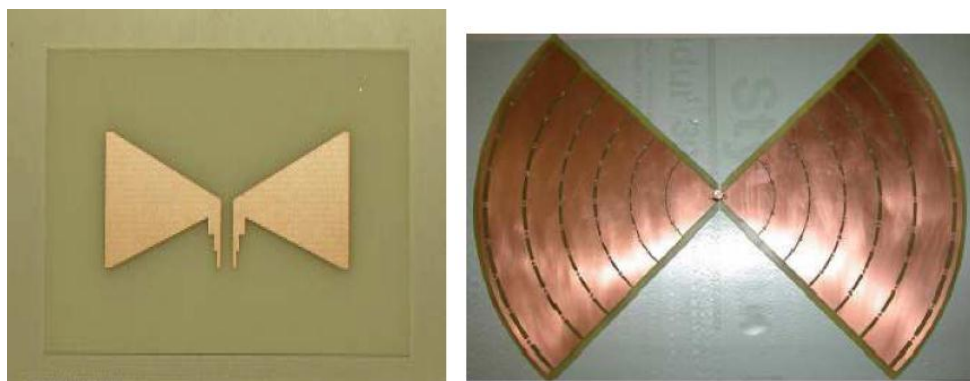


Figure I-16. Exemple de réalisation d'une antenne papillon [16,19]

L'antenne papillon présente de moins bonnes performances en terme de bande passante que l'antenne biconique, celle-ci étant limitée par la troncature de l'antenne, mais qui peut tout de même atteindre des valeurs supérieures à 100% [16]. En effet, l'antenne papillon est utilisée avec succès dans de nombreux systèmes radars et en particulier dans des radars GPR. La géométrie de départ est constituée de deux triangles symétriques par rapport au point d'alimentation. Cette géométrie d'antenne lui confère une adaptation d'impédance à 50Ω [19], un rayonnement de type dipôle, omnidirectionnel dans un des deux plans principaux et symétrique dans l'autre. Les gains obtenus sont généralement compris entre 0 et 3dB [16], l'encombrement et le coût sont limités [19].

La fabrication de ces types d'antennes s'effectue avec la technologie imprimée ou microruban. Les deux brins de l'antenne sont constitués d'une couche résistive à partir de laquelle elles acquièrent la propriété des antennes large bande [19].

I.4.2.3 Les dipôles et les monopoles électriques ultra large bande

Une autre catégorie d'antenne large bande est constituée par les monopoles plans ou dipôles. De nombreuses études ont été menées sur ce type d'antenne et différentes formes ont été conçues: carrée, circulaire ou elliptique. Toutes ces antennes présentent de nombreuses caractéristiques communes: une bande passante importante, une polarisation linéaire et un diagramme de rayonnement omnidirectionnel [7], [16].

Dans ces types d'antennes, les éléments rayonnants sont montés perpendiculairement au plan de masse [16], tels que :

- **Monopole circulaire ou elliptique**

C'est la première antenne large bande du type monopoles plans qui a été conçue et réalisée en 1992 par Honda [7] (figure I.17). A partir de la forme planaire circulaire, d'autres formes d'antennes ont émergé. Elles ont été conçues dans le but de réduire la taille de l'antenne et d'améliorer ses performances (augmentation de la bande passante, stabilisation du diagramme de rayonnement, ou rejection de fréquence particulière) [7].



Figure I-17. Exemple de réalisation pratique d'un monopole circulaire [7]

- **Le monopole triangulaire**

Le monopole triangulaire est la version planaire de l'antenne conique. Il est constitué d'un triangle plat rayonnant monté sur un plan de masse (figure I.18). Quelques variations autour du monopole triangulaires ont été étudiées et testées [16].

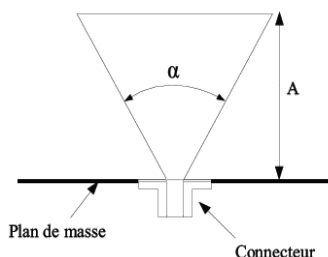


Figure I-18. Illustration d'un monopole triangulaire

- **Le monopole trapezoïdal**

Le monopole trapezoïdal est proposé comme étant une variation d'un monopole carré dont on fait varier les largeurs L_1 et L_2 de l'élément rayonnant (figure I.19). En effet, le monopole carré présente un caractère large bande assez limité, soit une bande passante de 66% seulement [16].

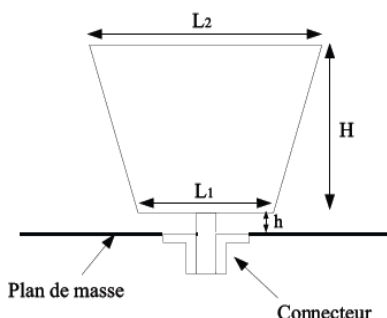


Figure I-19. Illustration d'un monopole trapezoïdal

- **Le monopôle papillon**

Le monopôle papillon est également une variation autour du monopôle carré afin d'en augmenter la bande passante. L'élément rayonnant est pincé à mi-hauteur ce qui diminue la largeur L_2 par rapport au côté du carré L_1 constant, dessinant alors la forme du papillon (figure I.20) [16].

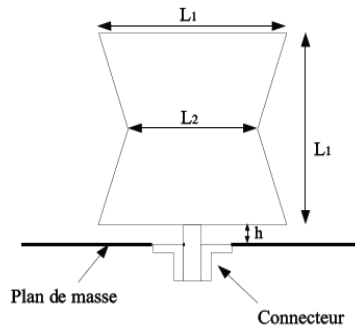


Figure I-20. Illustration d'un monopôle papillon

I.4.3 Antennes directives

Une antenne directive est une antenne qui rayonne ou reçoit les ondes électromagnétiques plus efficacement dans certaines directions de l'espace. On distingue généralement deux types d'antennes ultra large bande directives : les cornets, et les antennes à fente à transition progressive [15].

I.4.3.1 Cornet

Les cornets constituent une première catégorie d'antennes ultra large bande directives. Ces antennes sont constituées de guides d'ondes rectangulaires ou circulaires (intrinsèquement large bande) et d'une transition (adaptateur d'impédance) [7]. Sa forme permet de passer graduellement des dimensions du guide d'onde à l'espace libre [20].

Cette antenne se caractérise par une bonne directivité [20]. Ainsi, les antennes cornets se découpent en deux grandes familles : Les cornets à parois lisses et les cornets rainurés (figure I.21). [16].



Figure I-21. À gauche : antenne cornet classique À droite : cornet ridgé [20]

I.4.3.2 Antennes à transition progressive (Vivaldi)

Les antennes à fente à transition progressive TSA (Tapered Slot Antenna) ont été imaginées en 1974 par Lewis et Gibson [7]. Ce sont des antennes planes qui présentent une transition à partir d'une ligne de transmission. Cette ligne s'élargit suivant un certain profil permettant ainsi à la structure de passer progressivement de l'impédance caractéristique de la ligne à l'impédance caractéristique du vide. La transition de l'antenne peut avoir différents profils (figure I.22): Profil linéaire (antennes LTSA), profil constant (antennes CWSA), profil linéaire par morceau (BLTSA) ou profil exponentiel (ETSA : antenne vivaldi) [15]. On distingue deux types d'antennes vivaldi, les classiques (imprimées sur un seul plan) et les antennes vivaldi antipodales.

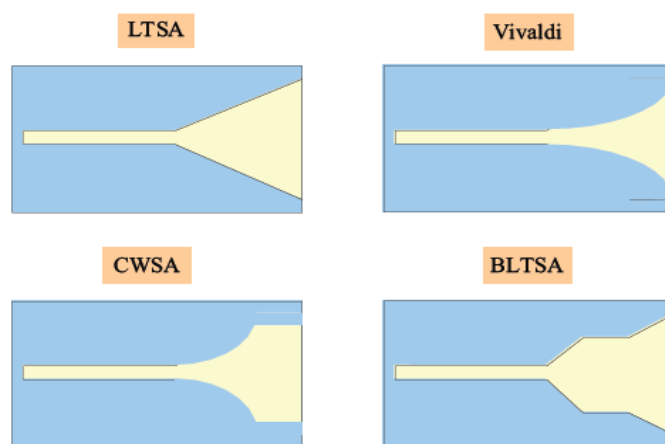


Figure I-22. Différents profils d'antennes TSA [16]

I.5 Antennes imprimées

Dans sa structure de base, une antenne imprimée est constituée d'une couche métallique d'épaisseur «t» très fine de forme arbitraire appelée **élément rayonnant** déposé sur un substrat diélectrique au-dessus d'un plan de masse à une hauteur «h».

La norme IEEE des définitions des termes pour les antennes, définit l'antenne est *un moyen de rayonnement ou de réception des ondes radio* [21]. En d'autres termes, en mode d'émission, l'antenne est un dispositif qui reçoit des signaux, les convertit en ondes électromagnétiques et les diffuse dans l'espace libre. En mode de réception, elle capte les ondes électromagnétiques incidentes et les reconvertissement en signaux.

I.5.1 Structure d'une antenne imprimée

La structure de base est présentée par la figure I.23 :

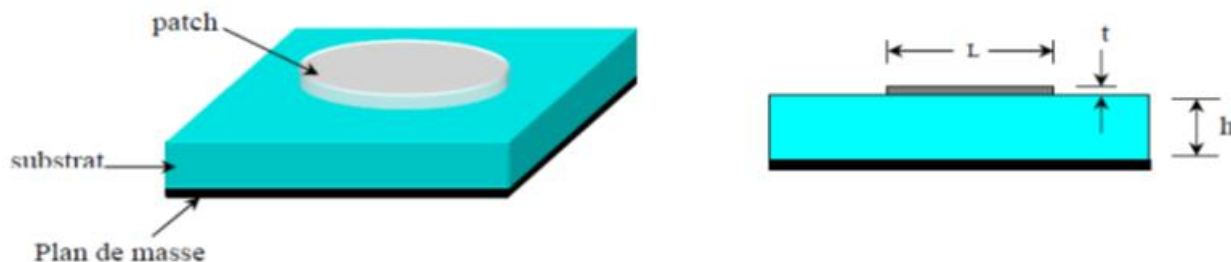


Figure I-23. Structure de base d'une antenne imprimée

La forme du patch peut être variée, elle a une influence sur les modes qui sont susceptibles de s'exciter dans l'antenne, et donc sur la nature du rayonnement. En pratique, on trouve essentiellement des rectangles, des disques, ou simplement des dipôles, et plus rarement des anneaux ou des triangles (figure I.24) [22-23].

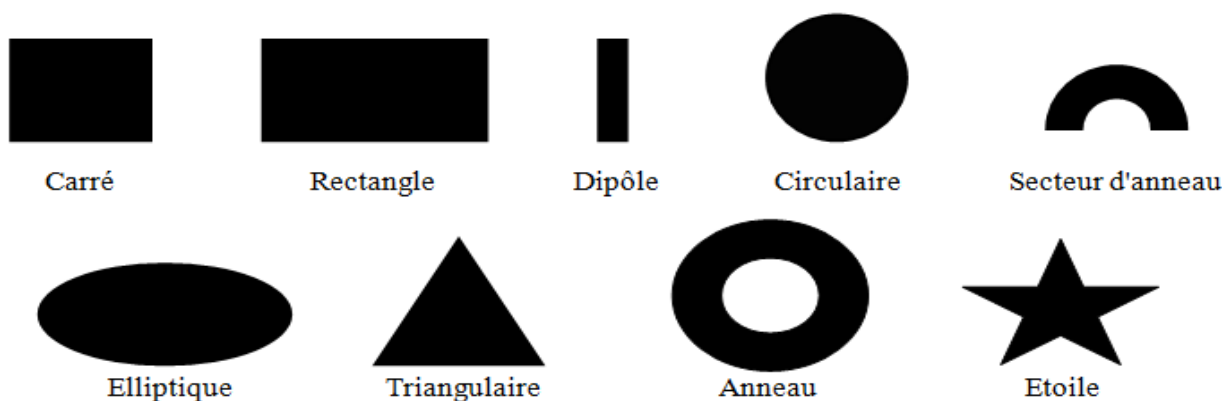


Figure I-24. Principales formes d'élément rayonnant

I.6 Caractéristiques des antennes imprimées

Différents paramètres permettent de décrire les caractéristiques et les performances des antennes. Il s'agit des caractéristiques de rayonnement, et caractéristiques électriques.

I.6.1 Caractéristiques de rayonnement

I.6.1.1 Diagramme de rayonnement

Le diagramme de rayonnement de l'antenne caractérise la variation de la puissance rayonnée à grande distance dans les différentes directions de l'espace. Ces diagrammes sont caractérisés par un lobe principal et des lobes secondaires (figure I.25) [21].

➤ Lobe principal

Dans le lobe principal, la quasi-totalité de la puissance est concentrée dans la direction du maximum de rayonnement.

➤ Lobes secondaires

Ce sont des lobes latéraux, caractérisés par leurs niveaux relatifs et éventuellement par leurs formes et leurs positions (figure I.25).

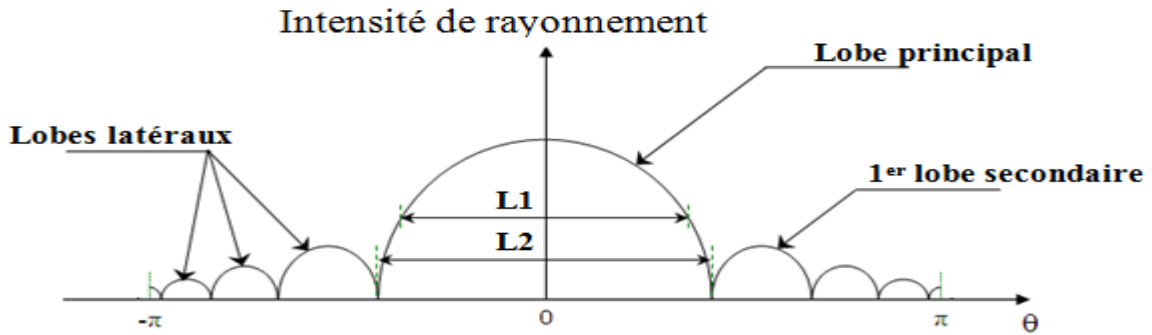


Figure I-25. Tracé du diagramme et caractérisation des lobes et leurs largeurs

I.6.1.2 Polarisation

La polarisation du champ électromagnétique rayonné par une antenne est donnée par la direction du champ électrique \vec{E} ou magnétique \vec{H} . Si le champ \vec{E} (ou \vec{H}) garde une direction constante dans le temps, on dit que l'on a une polarisation rectiligne (figure I.26.a). Si la direction varie avec le temps de telle sorte que si, en un point donné de l'espace, les positions successives de l'extrémité du vecteur représentatif du champ \vec{E} , décrivent un cercle ou une ellipse, on parle alors de polarisation circulaire ou elliptique (figures I.26 b et c) [19], [24].

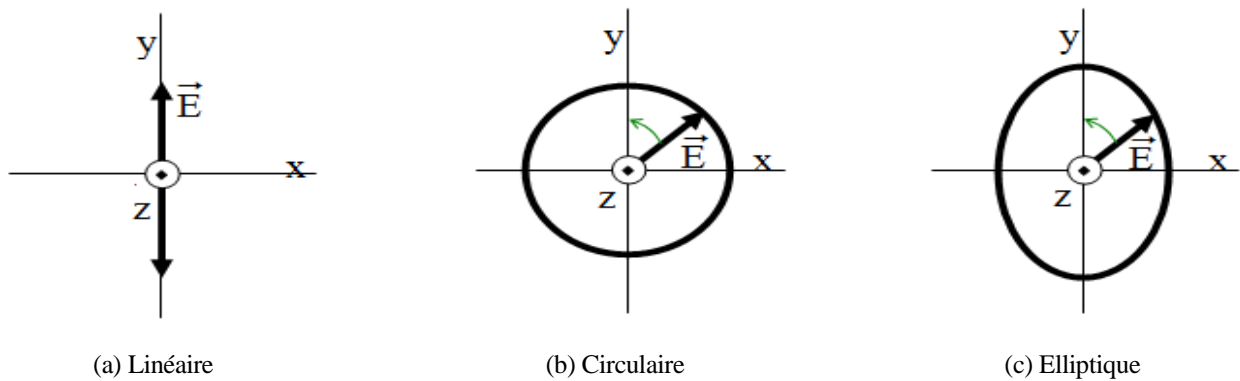


Figure I-26. Différents types de polarisation d'une onde électromagnétique

I.6.1.3 Gain

Le gain est une mesure qui tient compte de l'efficacité de l'antenne [21]. On s'intéresse particulièrement au gain maximum qui se résume par la formule suivante :

$$G = \frac{\text{Puissance rayonnée dans la direction du maximum}}{\text{Puissance rayonnée par une antenne isotropique}} \quad (\text{I.4})$$

Le gain, est généralement exprimé par sa valeur en décibels :

$$G_{\text{dB}} = 10 \cdot \text{Log}_{10}(G) \quad (\text{I.5})$$

I.6.1.4 Directivité

La directivité caractérise la concentration du rayonnement dans une direction donnée. Suivant ce critère, il est possible de distinguer les antennes peu directives des antennes directives.

La directivité d'une antenne est définie comme étant le quotient de l'intensité de rayonnement dans une direction donnée de l'antenne par l'intensité de rayonnement moyenne sur toutes les directions de l'espace [21].

$$D_{\text{max}}(\theta, \varphi) = \frac{4 \cdot \pi \cdot \text{l'intensité du maximum de rayonnement}}{\text{Puissance totale rayonnée}} \quad (\text{I.6})$$

$$D_{\text{dB}} = 10 \cdot \text{Log}_{10}(D_{\text{max}}(\theta, \varphi)) \quad (\text{I.7})$$

I.6.1.5 Résistance de rayonnement

Il s'agit de la perte de puissance liée à l'onde électromagnétique rayonnée par l'antenne. Une grande résistance de rayonnement indique une forte capacité à convertir l'énergie électrique incidente en énergie électromagnétique. Soit P_{rad} la puissance active rayonnée par l'antenne et I_{in} le courant en un point Q de cette antenne, en effet la résistance de rayonnement en ce point s'exprime par [25] :

$$R_{\text{rad}} = \frac{2 \cdot P_{\text{rad}}}{I_{\text{in}}^2} \quad (\text{I.8})$$

I.6.2 Caractéristiques électriques

I.6.2.1 Impédance d'entrée

L'impédance d'entrée est nécessaire pour adapter l'antenne au générateur qui l'alimente ou, en réception, pour assurer un transfert maximal de puissance active entre l'alimentation et l'antenne

L'impédance d'entrée dépend de plusieurs paramètres, tels que la constante diélectrique, l'épaisseur et la largeur du substrat, ainsi que de la position du point d'alimentation [25].

I.6.2.2 Adaptation d'une antenne

Considérons une antenne d'impédance d'entrée Z_e reliée à une ligne de transmission d'impédance caractéristique Z_c (en général, $Z_c = 50 \Omega$).

L'adaptation permet d'annuler le coefficient de réflexion Γ ou S_{11} en entrée de l'antenne. Le coefficient de réflexion Γ de cette antenne à la réception est alors donné par la relation suivante [25-26]:

$$\Gamma = \frac{Z_e - Z_c}{Z_e + Z_c} \quad (\text{I.9})$$

L'adaptation de l'antenne à sa ligne d'alimentation est obtenue lorsque $Z_e = Z_c$. Dans ce cas, il n'y a pas de perte de puissance. Ainsi à l'émission, la puissance fournie par l'émetteur est la même que celle délivrée à l'antenne. A la réception, la puissance captée par l'antenne est égale à la puissance fournie au récepteur. Si l'adaptation n'est pas assurée, une partie de la puissance est renvoyée vers la source.

L'adaptation d'une antenne peut être aussi caractérisée par le Rapport d'Ondes Stationnaires (R.O.S.) plus le ROS est élevé, moins bonne est l'adaptation. L'expression de celui-ci est la suivante [27] :

$$\text{R. O. S} = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \quad (\text{I.10})$$

Dans la pratique, l'adaptation est délicate par rapport à la géométrie de l'antenne, donc soit on cherchera à concevoir l'antenne de telle manière à ce qu'elle présente une impédance égale à Z_c à la fréquence de travail, soit on disposera en entrée de l'antenne un circuit de transformation d'impédance qui modifiera l'impédance d'entrée de l'antenne vue depuis la source et assurera l'adaptation d'impédance [25].

I.6.2.3 Le coefficient de réflexion S_{11}

Dans un système électrique caractérisé par les paramètres S, lorsque le coefficient S_{11} connaît une forte atténuation à une fréquence donnée appelée fréquence de résonance, il y a un maximum de transfert de puissance entre le générateur et la charge. On peut aussi déterminer le Rapport d'Onde Stationnaire (ROS) en fonction du coefficient de réflexion S_{11} [7] :

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

Et inversement :

$$S_{11} = \frac{|\text{ROS}| - 1}{|\text{ROS}| + 1} \quad (\text{I.12})$$

I.6.2.4 Le rendement

Le rendement relie le gain et la directivité de l'antenne, par un coefficient, telles que [25-27] :

$$G(\theta, \varphi) = \rho \cdot D(\theta, \varphi) \quad (\text{I.13})$$

Le rendement ρ d'une antenne est appelé rendement ou efficacité de l'antenne. C'est un paramètre qui exprime les pertes entre la puissance totale réellement fournie à l'antenne et la puissance totale rayonnée.

I.6.2.5 La bande passante

La bande passante d'une antenne imprimée est définie comme étant la gamme de fréquences sur laquelle l'élément rayonnant est adapté à son système d'alimentation, en d'autres termes elle correspond à la bande de fréquence où l'antenne fonctionne de manière satisfaisante [28]. La bande passante BP est donnée par [27] :

$$BP = \frac{f_h - f_b}{f_r} \quad (\text{I.14})$$

f_b : Fréquence basse, f_h : Fréquence haute, f_r : Fréquence de résonance de la plaque.

I.6.3 Le substrat

Le substrat diélectrique joue deux rôles : électriquement, c'est une partie intégrante de lignes de transmission, des circuits, et des antennes et mécaniquement : C'est le support de la structure. Un substrat diélectrique influe directement sur les performances de l'antenne.

Le matériau du substrat est caractérisé par sa permittivité relative ϵ_r , sa hauteur h et son facteur de pertes $\tan \delta$ et doit répondre à certaines exigences, en particulier [29]:

- la stabilité en température (pour soudure) et aux conditions atmosphériques,
- de faibles pertes diélectriques ($\tan \delta \leq 3 \cdot 10^{-3}$) pour une meilleure efficacité,
- une résistance aux produits chimiques,

Les matériaux diélectriques employés pour les structures imprimées se sont largement développés ces dernières années et peuvent être regroupés en plusieurs familles [30] :

- Les matériaux céramiques ;
- Les matériaux semi-conducteurs ;

- Les matériaux ferromagnétiques⁴ ;
- Les matériaux synthétiques ;
- Les matériaux photoniques ;
- Les matériaux composites ;
- Les matériaux T.M.M (Thermos et Microwave Material) ;
- Les matériaux RO3000⁵.

I.7 Avantages et inconvénients des antennes imprimées

I.7.1 Avantages

Actuellement, les antennes imprimées deviennent de plus en plus présentes en raison de la grande variété de ses formes géométriques qu'elles peuvent prendre et les rendent applicables aux différentes situations d'intégration. Ce type d'antennes présente plusieurs avantages par rapport à des antennes classiques, tels que [31-32] :

- Faible poids,
- Simple,
- Une épaisseur et un encombrement minimes,
- La possibilité de la réalisation en grande série et à faible coût,
- La faculté de se conformer à des surfaces courbes (ailes d'avion, missile,...),
- La possibilité de générer la polarisation circulaire,
- Leur profil est fin d'où une possibilité de mise en réseau,
- Une grande robustesse lorsqu'elles sont montées sur des surfaces rigides,
- Intégration des éléments actifs associés,
- Capable s'opérer en mode multifréquence.

⁴Les matériaux ferromagnétiques : Ce sont des matériaux anisotropes à forte permittivité relative (de 9 à 16) et à faibles pertes diélectriques.

⁵Les matériaux RO3000 : Ces matériaux sont de permittivité relative stable en température et en fréquence, et peuvent être utilisés à haute fréquence (> 30 GHz).

I.7.2 Inconvénients

Cependant, elles présentent les inconvénients suivants :

- Faible efficacité,
- Faible puissance admissible,
- Impureté de la polarisation,
- Rayonnement parasite de l'alimentation et des ondes de surface,
- Un gain restreint,
- Une forte influence de la qualité du substrat diélectrique utilisé sur les performances de l'antenne,
- Bande relativement étroite.

I.8 Conclusion

L'ULB (UWB) est connue comme une nouvelle technologie de communication sans fil qui est en cours d'élaboration et qui permettrait d'atteindre des débits jamais atteints, dépassant le Gbit/s, c'est une technique de transmission radio. De plus, elle offre la perspective de nouveaux services comme l'intégration de fonctions de localisation en plus de celles de transmission. L'ULB doit son nom aux caractéristiques spectrales des signaux qu'elle utilise, signaux à spectres de bande ultra large, d'où l'acronyme ULB.

A l'origine, les signaux ULB sont des signaux constitués de suites d'impulsions très étroites avec des rapports cycliques très faibles. Ces signaux présentent la caractéristique de transporter l'information sans utiliser de porteuse contrairement aux techniques classiques qui utilisent une à plusieurs porteuses.

Les principales caractéristiques de l'ULB justifient l'engouement actuel du monde des télécommunications pour cette technologie. Cependant, cette technologie impose des défis à relever par exemple au niveau de la conception d'antennes.

Ainsi, ce chapitre a fait l'objet de généralités sur les antennes Ultra Large Bande (ULB) et leurs applications. Ce type d'antennes représente une nouvelle génération qui accaparé un large

usage dans le domaine des télécommunications. Par ailleurs, nous avons décrit la technologie des antennes imprimées en faisant le point sur ce qu'elles offrent comme avantages et inconvénients.

Nous nous intéressons au prochain chapitre à la présentation de quelques structures d'antennes ULB proposées, auxquelles on a appliqué certaines techniques d'élargissement de la bande passante. Toutes les simulations ont été réalisées sous l'environnement CST Microwave Studio.

REFERENCES CHAPITRE I :

- [1] Y. Duroc, «Contribution au développement de modèles orientés système pour les antennes des communications ultra large bande», thèse de Doctorat, Grenoble, Avril 2007.
- [2] <http://www.futura-sciences.com/magazines/matiere/infos/personnalites/d/physique-heinrich-hertz-1087/> (consulté le 30/05/2016 à 21:21)
- [3] L. Bennett, and G.F. Ross, «Time domain electromagnetics and its applications», Proceedings of the IEEE, vol. 66, issue. 3, pp. 299-318, March 1978.
- [4] FCC 1st Report and Order on Ultra-Wideband Technology, February 2002.
- [5] J. Powell, «Antenna design for ultra wide band radio», Master of science in electrical engineering, Massachusetts Institute of Technology, May 2004.
- [6] X. Zhao, «Détection et localisation de cibles derrière un mur avec un système radar ULB», thèse de Doctorat, université de La Rochelle, Novembre 2012.
- [7] L. Babour, «Etude et conception d'antennes ultra large bande miniaturisées en impulsionnelle», thèse de Doctorat, Grenoble, Mai 2009.
- [8] M. Thériault, «Etude des performances d'un système DS-CDMA avec récepteur RAKE dans le contexte UWB», mémoire pour l'obtention du grade de maître des sciences, université Laval, Québec, Octobre 2005.
- [9] Z.N. Chen, «Antennas for portable devices», Institute for Infocomm Research, Singapore, John Wiley & Sons, Ltd, England, 2007.
- [10] P.K. Pietrzy, «Ultra wideband radio: an introduction to the breakthrough wireless technology», Proceedings national conference on radio communication, radio and television, June 2003.
- [11] M. Dupuis, «Dispositifs utilisant la technologie à bande ultra-large (UWB)», CNR-220, 1er édition, Industrie Canada, Mars 2009.
- [12] J. Christophe, «Conception et réalisation d'un radar ultra large bande impulsionnel optoélectronique DIOT», thèse de Doctorat, université de Limoges, Septembre 2006.
- [13] S. Dubouloz, «Développement d'architectures avancées pour communications ultra large bande (UWB) dans des applications bas débit», thèse de Doctorat, l'Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications, Paris, Juin 2008.
- [14] L. Schreider, «Antennes à très large bande passante et de très faible épaisseur – Application à l'intégration d'antennes dans des structures de porteurs dans la bande 100MHz-1GHz», thèse de Doctorat, Ecole nationale Supérieure des Télécommunications, Paris, Avril 2006.
- [15] V. Callec, «Systèmes antennaires reconfigurables pour l'observation spatiale», thèse de Doctorat, INSA Rennes, Novembre 2013.
- [16] N. Fortino, «Conception et caractérisation d'antennes imprimées pour systèmes ultra large bande impulsionnelle», thèse de Doctorat, Nice-Sophia Antipolis, Février 2006.
- [17] K. Louertani, «Conception d'antennes spirales large bande à alimentation coplanaire pour des applications radar sur dirigeable», thèse de Doctorat, université Pierre et Marie Curie, Paris, Avril 2013.
- [18] B. Cadilhon, «Etude et réalisation d'un ensemble autonome d'émission d'ondes électromagnétiques de fortes puissances», thèse de Doctorat, université de Pau et des pays de l'Adour, Juillet 2008.
- [19] R. Perez, «Contribution à l'analyse théorique et expérimentale de radargrammes GPR. Performances des antennes : apports d'une configuration multistatique», thèse de Doctorat, Limoges, Octobre 2005.
- [20] A. Hamadi, «Analyse et prédiction comportementales du radar GPR Planimétrique de la mission spatiale exomars», thèse de Doctorat, Limoges, Novembre 2010.
- [21] C.A. Balanis, «Antenna theory, analysis and design», John Wiley & Sons, Second Edition 2005.
- [22] C.A. Balanis, «Antenna theory: analysis and design», John Wiley & Sons, Third Edition, 2005.
- [23] P. Vaudon, «Les antennes imprimées», Master recherche télécommunications hautes fréquences et optiques, IRCOM, université de Limoges, pp. 1-24.
- [24] A. Kamil, «Conception d'une antenne patch ultra-large bande (3.1 GHz-10.6 GHz)», mémoire pour l'obtention du grade du maître des sciences, université du Québec, 2011.
- [25] A. Boyer, «antennes», support de cours, Institut national des sciences appliquées de Toulouse, Octobre 2011.
- [26] P.F. Combes, «Micro-ondes», Dunod, Paris, France, 1996.
- [27] J.L. Volakis, «Antenna engineering handbook», Fourth edition, 2007.
- [28] A.S. Rashid and S. Khatun, «Design of microstrip antenna for WLAN», Journal of Applied Sciences, vol. 5, issue. 1, pp. 47-51, 2005.

- [29] D. Bidou, «Contribution à l'étude d'antennes fort gain, applications dans le domaine millimétrique», thèse de Doctorat, université de Limoges, Mai 2003.
- [30] A. Boufrioua, «Contribution à l'étude des antennes a patch résistif et parfaitement conducteur tenant compte d'une source d'excitation et des nouvelles formes asymptotiques de courant», thèse de Doctorat, université Mentouri, Constantine, Novembre 2006.
- [31] A. Kaushal, and S. Tyagi, «Micro strip patch antenna its types, merits demerits and its applications», International Journal of Engineering Sciences & Research Technology, 4(7), pp. 619- 622, July 2015.
- [32] I. Singh, and Dr. V.S. Tripathi, «Micro strip patch antenna and its applications: a survey», Int. J. Comp. Tech. Appl, IJCTA, vol. 2 (5), pp. 1595-1599, Sept-Oct 2011.

CHAPITRE II

*ETUDE FRÉQUENTIELLE ET TEMPORELLE DE
NOUVELLES STRUCTURES D'ANTENNES
ULTRA LARGE BANDE*

II.1 Introduction

Il est évident que la large bande passante est la caractéristique principale qui distingue une antenne ULB des antennes usuelles. Il s'agit d'une bande relative instantanée supérieure à 0.2 selon la définition de la FCC.

Dès l'origine, l'antenne est l'élément qui est utilisé pour diffuser les ondes électromagnétiques par rayonnement. Elle joue deux rôles réciproques : l'émission et la réception. Dans une chaîne de communication, elle est toujours le premier élément d'une chaîne de réception ou le dernier élément d'une chaîne d'émission. Il y a plusieurs techniques pour réaliser les antennes, chacune d'elles possède ses propres caractéristiques et sert à une application bien déterminée.

Le concept d'antennes imprimées est apparu dans les années 1950, mais il faudra attendre les années 1970 pour voir apparaître les premières réalisations qui seront essentiellement réservées à des applications militaires, et les années 1990 pour un véritable passage au stade industriel. L'emploi de ces antennes est quasiment généralisé dans tous les systèmes de communication mobile.

Deux atouts majeurs vont entraîner un développement très important de ce type d'antenne: leur faible coût de réalisation, et leur capacité d'intégration. Elles sont aujourd'hui implantées dans de nombreux dispositifs électroniques et constituent le type d'antenne privilégié aux fréquences microondes dans les systèmes de communication intégrés modernes [1].

Dans ce chapitre, nous présentons la conception de nouvelles structures d'antennes ultra large bande qui sont destinées à être utilisées dans des applications en imagerie micro-ondes. Nous exploitons aussi certaines techniques d'élargissement de la bande passante afin de réaliser notre objectif, suivie par une analyse fréquentielle et temporelle de ces antennes. Les structures ainsi dimensionnées sont conçues en utilisant le logiciel CST MWS software (Computer Simulation Technology, Microwaves Studio) [2]. Ces nouvelles structures proposées possèdent à la fois un caractère ultra large bande et un très faible encombrement.

II.2 Antenne monopôle

II.2.1 Conception de l'antenne

Nous proposons ici une antenne monopôle pour des applications ultra large bande en s'inspirant des travaux de M. John et M. J. Ammann [3]. Le contour de l'élément rayonnant est tracé par une courbe de Bézier quadratique. Cette courbe est définie par huit points (P_0, P_7), le point P_0 est fixé au $(0,0)$, c'est le point où l'antenne est alimentée par une ligne microruban de 50Ω . Les points (P_1, P_3) sont définis par leurs coordonnées x et y , le point P_4 est fixé à $x = 0$ et positionner le long de l'axe y , les points (P_5, P_7) sont les dérivés des points (P_1, P_3). Un point «virtuel» P_{vn} est placé au milieu de chaque ligne entre deux points. La courbe de Bézier quadratique est générée à partir de chaque paire adjacente de points «virtuels» avec le point réel entre eux. La figure II.1 montre la courbe avec les positions des points.

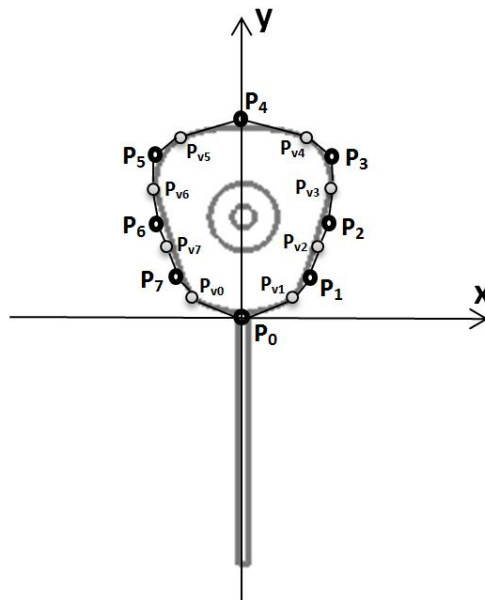


Figure II-1. La courbe Bézier, P_n : points de la courbe, P_{vn} : points virtuels de la courbe

L'antenne monopôle proposée est alimentée par une ligne micro ruban. Néanmoins, l'antenne microruban présente certains inconvénients : un gain faible et une bande passante étroite. Nous exploitons différentes techniques d'élargissement de la bande passante développées dans la littérature [4-9].

La structure proposée de notre patch est réalisée sur un substrat ayant une permittivité diélectrique ($\epsilon_r = 3.34$) et une épaisseur ($h = 0.794$ mm). Un tore est inséré dans l'élément rayonnant, R (grand rayon) = 6 mm et r (petit rayon) = 2 mm. Un plan de masse partiel, ayant une fente

rectangulaire (5.83 mm x 1 mm), est imprimé sur la surface inférieure du substrat, telle que mentionnée sur la figure II.2:

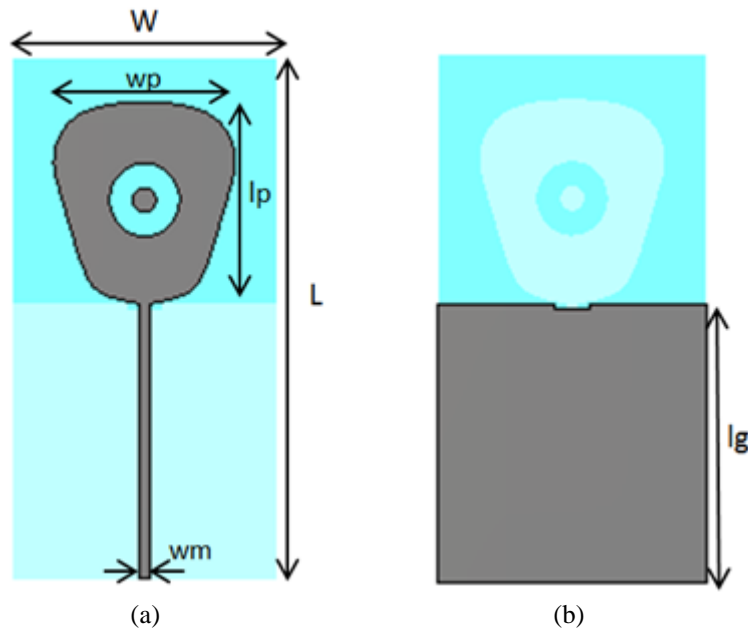


Figure II-2. Géométrie de l'antenne monopôle proposée : (a) face supérieure, (b) face inférieure

Le tableau suivant définit les différentes dimensions de la structure :

Paramètres		
Variable	Dimension	Unité
W	45	mm
L	85	mm
wm	1.83	mm
lg	45	mm
wp	33.2	mm
lp	33	mm

Tableau II-1. Dimensions de l'antenne monopôle proposée

II.2.2 Résultats de simulation

Dans ce qui suit, nous allons présenter les résultats de simulation de l'antenne proposée d'un point de vue coefficient de réflexion, gain et diagramme de rayonnement et ceci dans le but de montrer les performances de ce type d'antennes ULB.

II.2.2.1 Coefficient de réflexion, S_{11}

La figure II-3 représente la variation du coefficient de réflexion S_{11} en fonction de la fréquence de notre antenne. Par conséquent, il est important que le coefficient de réflexion S_{11} soit

inférieure à -10 dB sur la bande de fréquence (3.1 à 10.6 GHz), d'après la figure II.3, la bande passante avec la présence de fente et de tore, s'étale de 1.416 à 9.367 GHz, équivalent à 147,47%.

$$BP\% = 2 \cdot \frac{f_h - f_l}{f_h + f_l} \times 100 \quad (II.1)$$

BP: Bande passante fractionnelle;
f_h: fréquence supérieure de la bande de fréquences;
f_l: fréquence inférieure de la bande de fréquences.

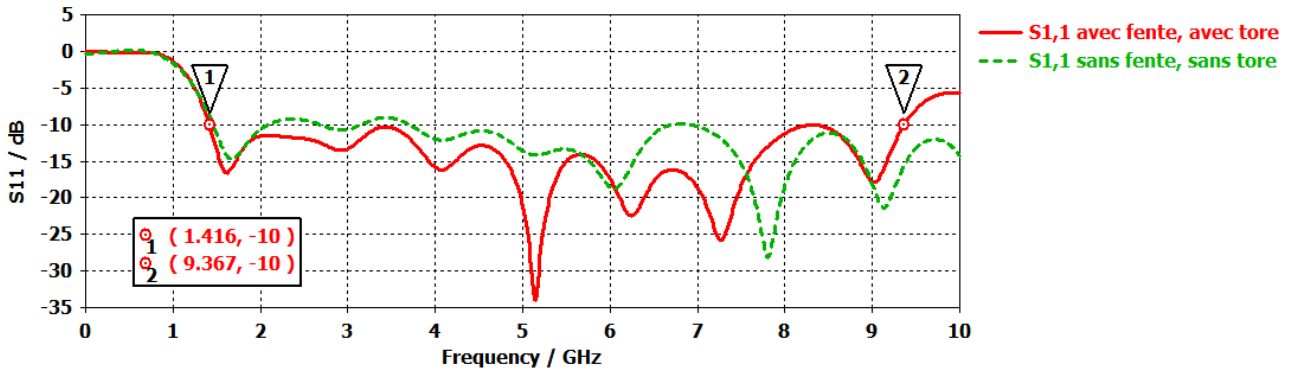


Figure II-3. Variation du paramètre *S*₁₁ en fonction de la fréquence

II.2.2.2 Rapport d'ondes stationnaires (ROS)

La figure II.4 illustre le rapport d'onde stationnaire de l'antenne en fonction de la fréquence. D'après les résultats simulés, la valeur du ROS varie de 1 à 2 dans toute la gamme de fréquences désirées, ce qui implique que l'antenne est bien adaptée.

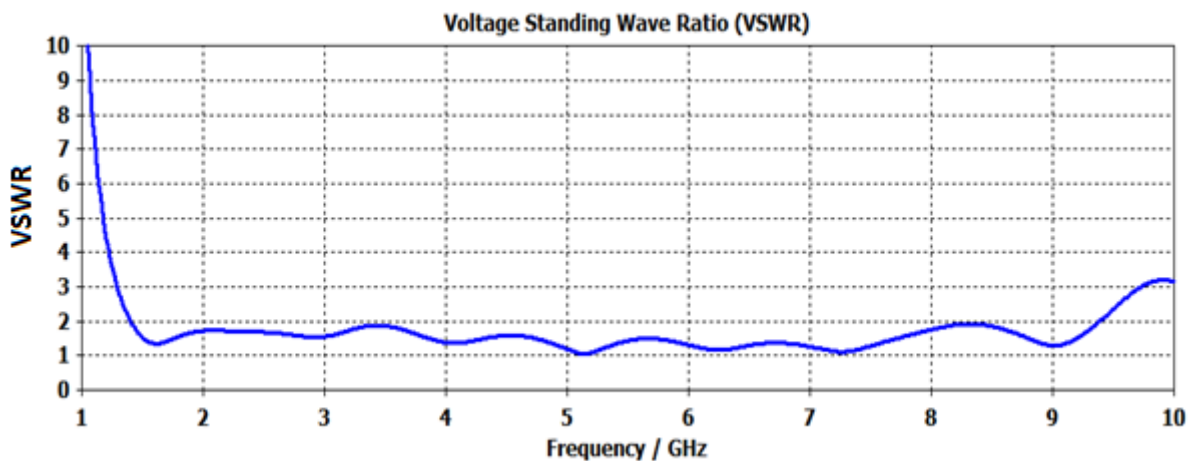


Figure II-4. Rapport d'onde stationnaire de l'antenne en fonction de la fréquence (VSWR)

II.2.2.3 Variation du gain

La figure II.5 illustre la variation du gain de l'antenne pour les fréquences comprises entre 1 et 10 GHz. Ici l'antenne offre un gain maximum de 5,66 dB à 8.4 GHz et un gain minimum de 1,94 dB à 1.2 GHz.

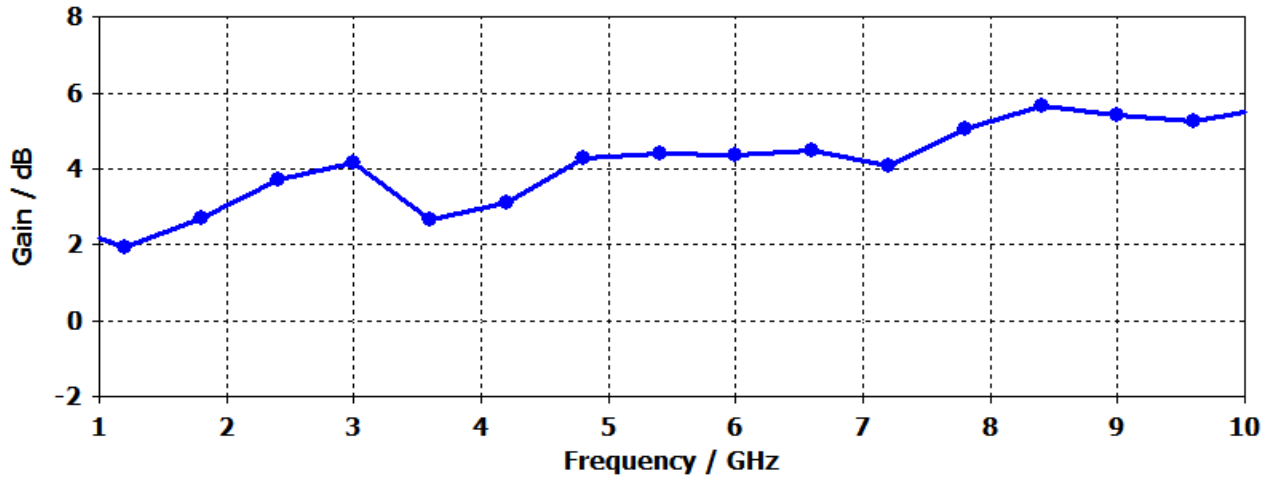


Figure II-5. Variation du gain de l'antenne en fonction de la fréquence

II.2.2.4 Diagramme de rayonnement

La figure II.6 illustre les diagrammes de rayonnement de l'antenne au niveau du plan E et H respectivement, et cela pour les différentes fréquences 2, 4, 6 et 10 GHz. Au niveau du plan E, notre antenne se comporte comme un dipôle. Au niveau du plan H, nous remarquons un rayonnement omnidirectionnel sur toute la bande de fréquence. Son gain maximum est de 3.06, 2.77, 4.37 et 5.5 dB pour les fréquences 2, 4, 6, et 10 GHz respectivement. Le rayonnement est relativement stable sur toute la bande de fréquence convoitée.

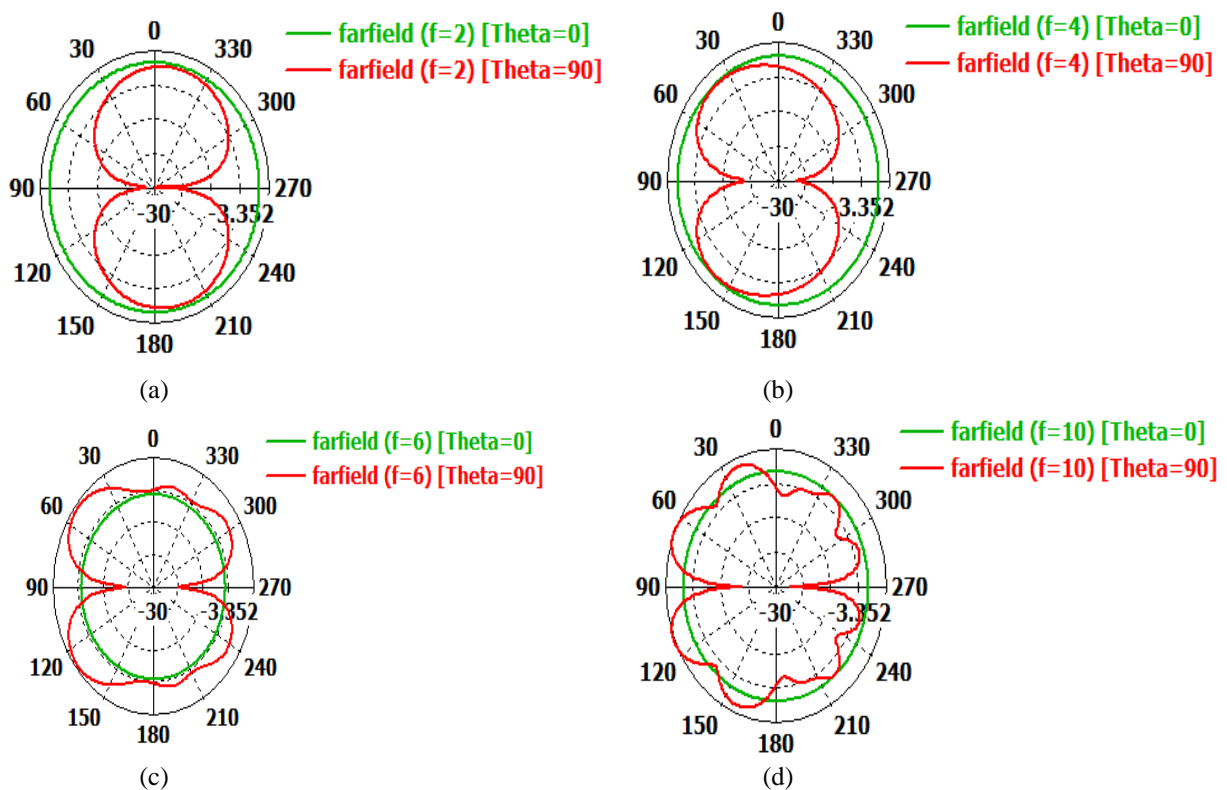


Figure II-6. Diagrammes de rayonnement au plan E et H (a) 2 GHz, (b) 4 GHz, (c) 6 GHz, et (d) 10 GHz

II.3 Antenne semi-circulaire à fente semi-circulaire

II.3.1 Géométrie de l'antenne

L'antenne proposée se compose d'un patch en forme semi-circulaire, et d'un plan de masse partiel. L'antenne est basée sur des expériences et des simulations qui sont effectuées afin d'avoir des dimensions légères et est mise en œuvre avec succès dans [10-11]. Dans cette conception, on a obtenu une gamme de fréquences de 3,13 à 11.44 GHz. Le patch est réalisé sur un substrat de permittivité diélectrique $\epsilon_r = 3.34$, et d'épaisseur $h = 0.794$ mm. Un demi-cercle a été inséré sur l'élément rayonnant de rayon 2 mm, assurant sa miniaturisation. Ce dernier est alimenté par ligne micro ruban afin de l'adapter à une alimentation à 50 Ohm. La longueur de la ligne d'alimentation, a été optimisée afin d'obtenir une meilleure adaptation. Un plan de masse partiel, ayant une fente semi-circulaire, est imprimé sur la surface inférieure du substrat, tel que schématisé par la figure II.7:

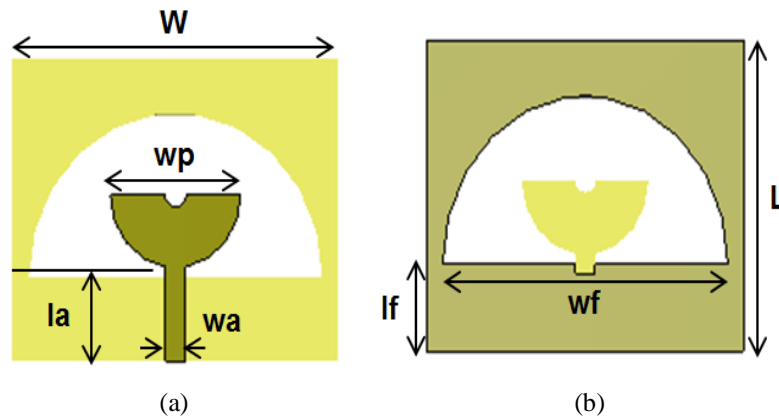


Figure II-7. Géométrie de l'antenne ULB proposée: (a) face supérieure, (b) face inférieure

Les différentes dimensions de la structure sont données dans le tableau II.2:

Paramètres		
Variable	Dimension	Unité
W	30	Mm
L	25	Mm
wp	12	Mm
wa	1.83	Mm
la	8.25	Mm
wf	27	Mm
lf	7	Mm

Tableau II-2. Dimensions de l'antenne proposée (semi-circulaire)

II.3.2 Résultats de simulation

II.3.2.1 Coefficient de réflexion, S_{11}

Dans cette partie, nous allons présenter une étude paramétrique dans le but de visualiser l'influence de la variation des paramètres géométriques de l'antenne sur le coefficient de réflexion, concernant à la fois l'élément rayonnant et le plan de masse. L'étude a été menée sur la modification du paramètre géométrique l_f de notre structure, le meilleur résultat est obtenu pour une longueur $l_f = 7$ mm, (figure II.8). Il s'agit à présent de varier la largeur w_f de 23 mm à 31 mm. Le meilleur résultat est décelé pour une valeur de 27 mm comme indiqué sur la figure II.9. Nous avons par la suite varié le rayon w_p , le meilleur résultat est obtenu pour $w_p = 12$ mm (figure II.10). Nous comparons ce résultat au cas d'une même antenne ayant un élément rayonnant de forme semi-circulaire et l'autre de forme circulaire dans le but de montrer l'influence de ces paramètres sur le comportement de la structure d'un point de vue coefficient de réflexion. D'après les résultats obtenus par la figure II.11, on remarque que l'antenne semi-circulaire nous a permis d'accroître considérablement la bande de fréquence et d'obtenir une structure ULB. La figure II.12 illustre le coefficient de réflexion simulé de l'antenne proposée, on constate que la bande passante s'étale de 3.13 à 11.44 GHz. Nous remarquons aussi une première résonance à 3.51 GHz avec un niveau de S_{11} de -18.95 dB, et une seconde résonance à 9.68 GHz avec un niveau de -36.75 dB, équivalent à 114.23%.

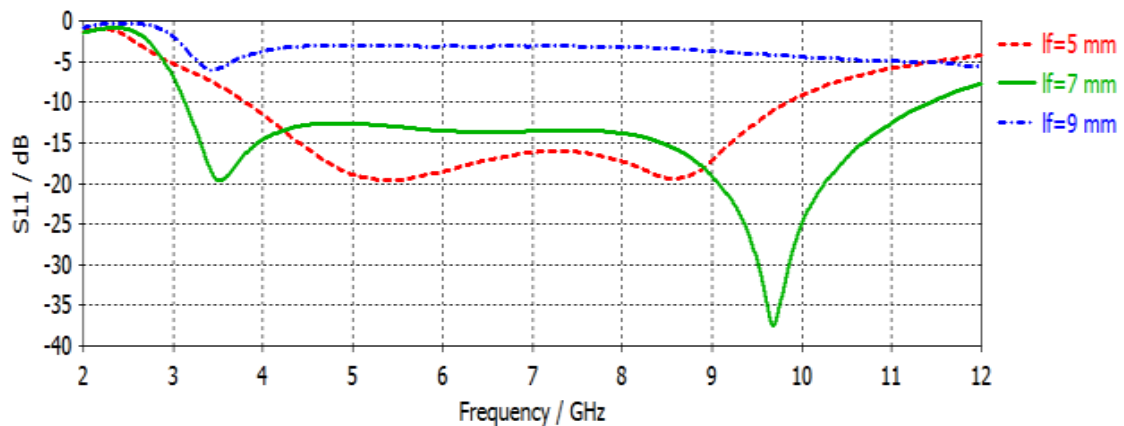


Figure II-8. Variation du paramètre S_{11} en fonction de la fréquence pour différentes longueur (l_f)

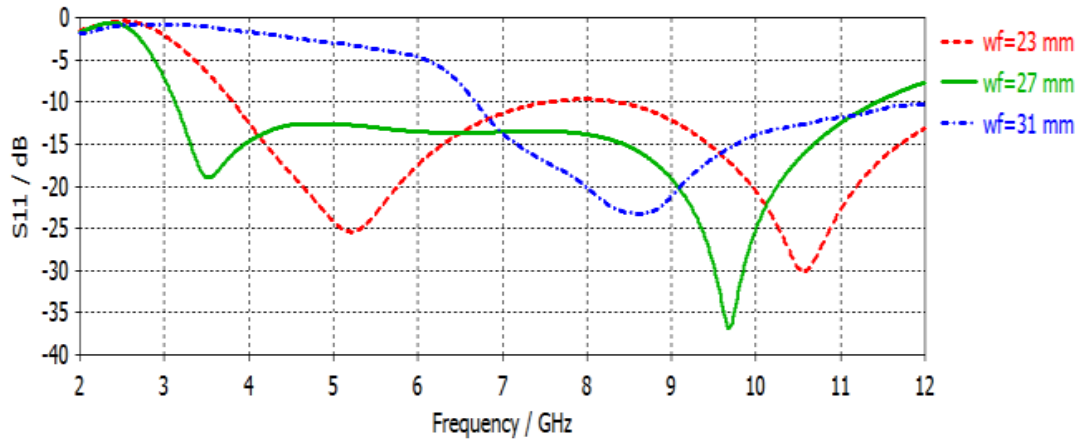


Figure II-9. Variation du paramètre S_{11} en fonction de la fréquence pour différentes largeur (w_f)

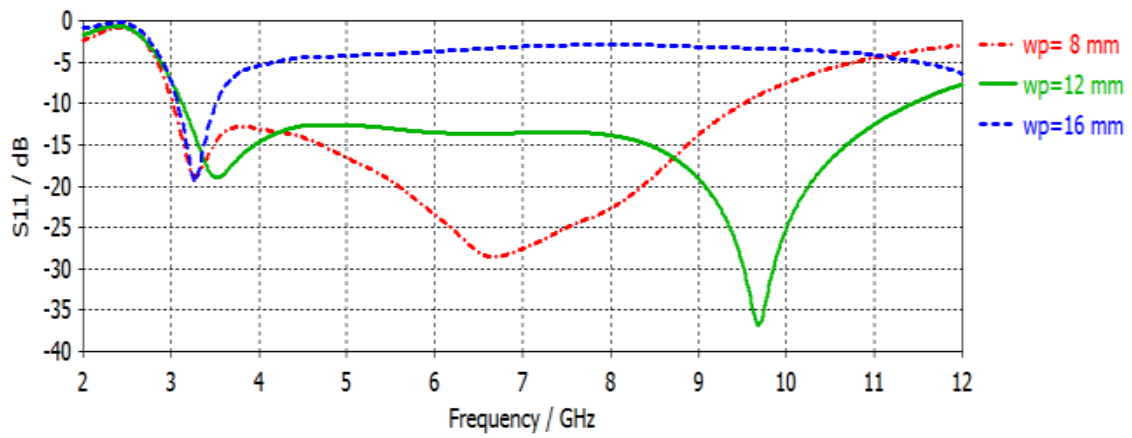


Figure II-10. Variation du paramètre S_{11} en fonction de la fréquence pour différents rayon (w_p)

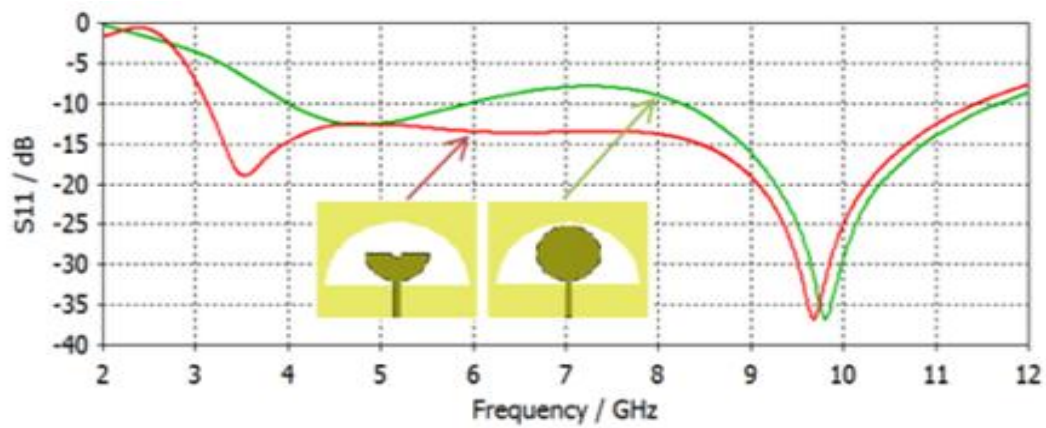


Figure II-11. Variation du paramètre S_{11} en fonction de la fréquence de notre antenne proposée et l'antenne circulaire

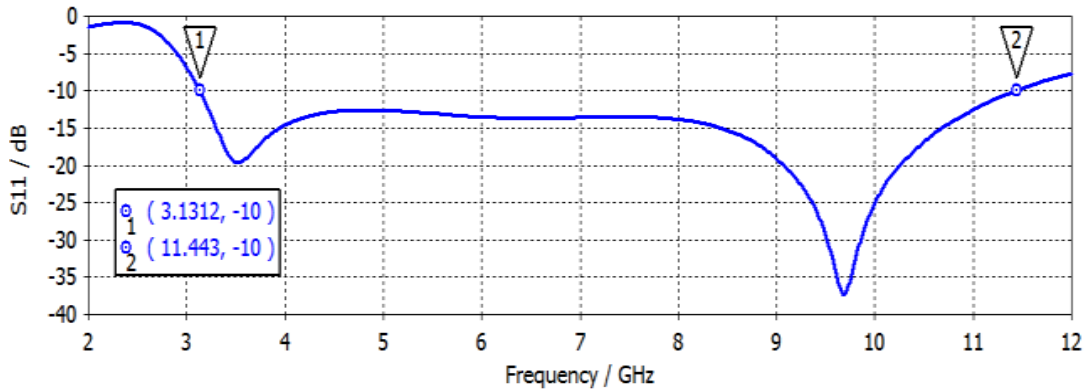


Figure II-12. Variation du paramètre S_{11} en fonction de la fréquence

II.3.2.2 Rapport d'ondes stationnaires (ROS)

La figure II.13 illustre le rapport d'ondes stationnaire de l'antenne en fonction de la fréquence. D'après les résultats simulés, la valeur du ROS varie de 1 à 2 dans toute la gamme de fréquence désirée, ce qui implique que l'antenne est bien adaptée.

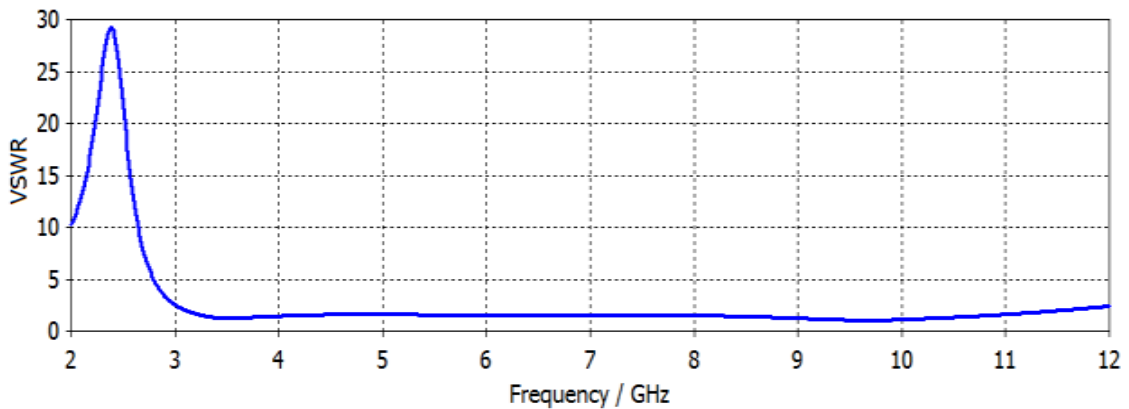


Figure II-13. Rapport d'onde stationnaire de l'antenne en fonction de la fréquence (VSWR)

II.3.2.3 Variation du gain

La Figure II.14 illustre la variation du gain de l'antenne en fonction de la fréquence entre 3 et 12 GHz. Cette antenne présente la particularité d'avoir un gain croissant avec la fréquence sur la bande de fréquence désirée. Ici l'antenne offre un gain maximum de 6.4 dB à 10.5 GHz.

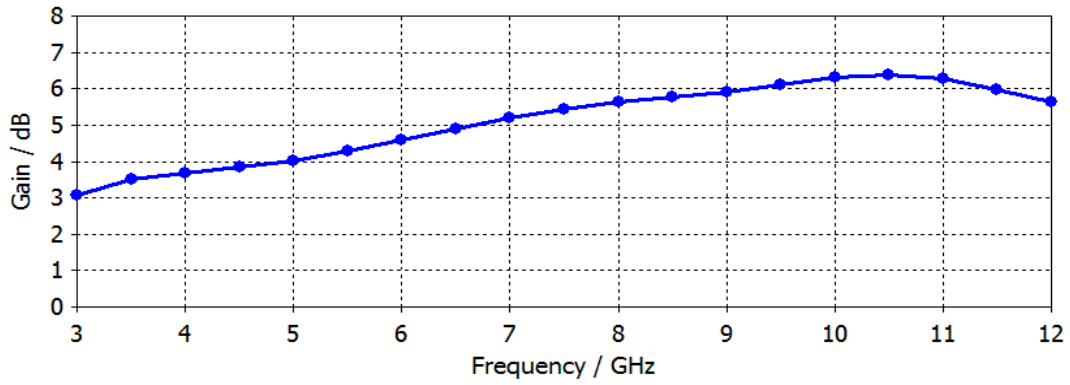


Figure II-14. Variation du gain de l'antenne sur toute la bande passante

II.3.2.4 Diagrammes de rayonnements

La figure II.15 illustre les diagrammes de rayonnement de l'antenne en 3D aux fréquences 4, 6, 8 et 10 GHz. Nous remarquons que notre antenne possède un rayonnement bidirectionnel sur toute la bande de fréquence. Son gain maximum est de 3.67, 4.61, 5.64 et 6.33 dB pour les fréquences 4, 6, 8 et 10 GHz respectivement. Le rayonnement est stable sur toute la bande de fréquence convoitée.

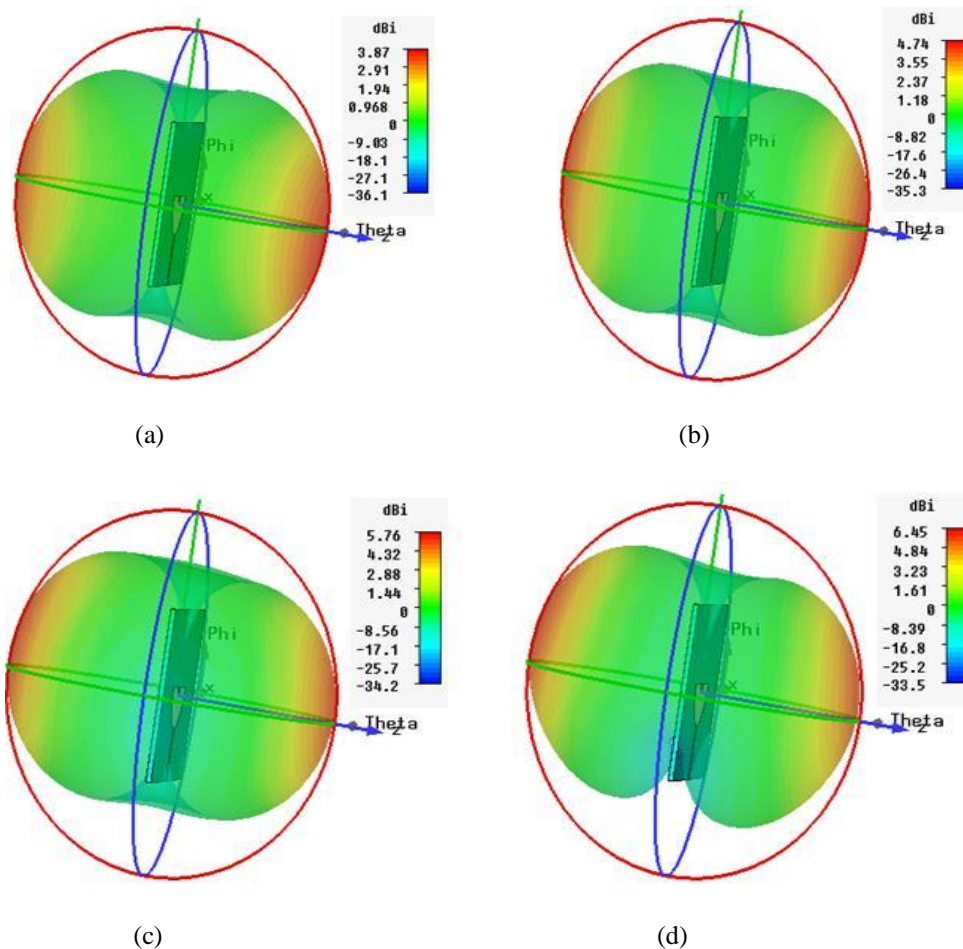


Figure II-15. Diagrammes de rayonnement en 3D: (a) 4 GHz; (b) 6 GHz; (c) 8 GHz; (d) 10 GHz

II.4 Antenne microruban en forme demi-ellipse

II.4.1 Conception de l'antenne

Ici, nous proposons une antenne microruban en forme demi-ellipse pour des applications ultra large bande (ULB), inspirée des travaux de A.M. Abbosh, et al [12]. Le patch est réalisé sur un substrat (permittivité diélectrique $\epsilon_r = 3.34$, épaisseur $h = 0.794$ mm), ayant une longueur $L = 30$ mm et une largeur $W = 28$ mm, alimentée par une ligne microruban à 50 Ohm, comme le montre la figure II.16 :

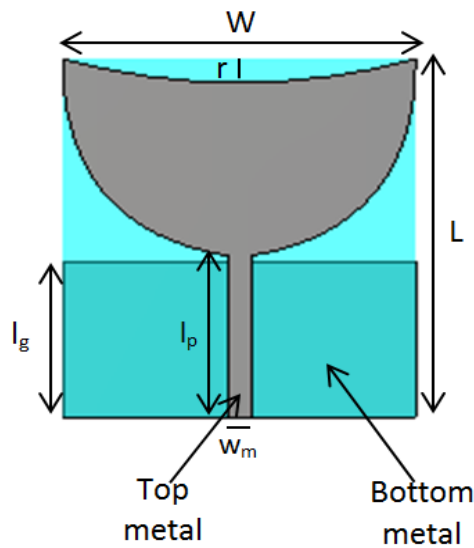


Figure II-16. Géométrie de l'antenne ULB proposée

Les différentes dimensions de la structure sont illustrées dans le tableau II-3.

Paramètres		
Variable	Dimension	Unité
W	28	mm
L	30	mm
w _m	1.83	mm
l _g	13	mm
l _p	13.5	mm
r	4	mm

Tableau II-3. Dimensions de l'antenne proposée (demi-ellipse)

II.4.2 Interprétations des résultats

II.4.2.1 Coefficient de réflexion, S_{11}

Dans cette partie, nous allons présenter une étude paramétrique dans le but de visualiser l'influence de la variation des paramètres de l'antenne sur le coefficient de réflexion. L'étude a été menée sur la variation du paramètre géométrique (r) de notre structure, le meilleur résultat est obtenu pour une longueur ($r = 4$ mm), comme l'indique la figure II.17. En outre, on va varier les longueurs (l_g) et (l_p) de notre antenne, le meilleur résultat est obtenu pour les longueurs ($l_g=13$ mm), et ($l_p=13.5$ mm), comme indiqué sur les figures II.18 et II.19.

La figure II.20 représente l'évolution du coefficient S_{11} de l'antenne ULB proposée, on constate que la bande passante s'étale de 3.27 à 10.31 GHz, équivalent à 103.68 %.

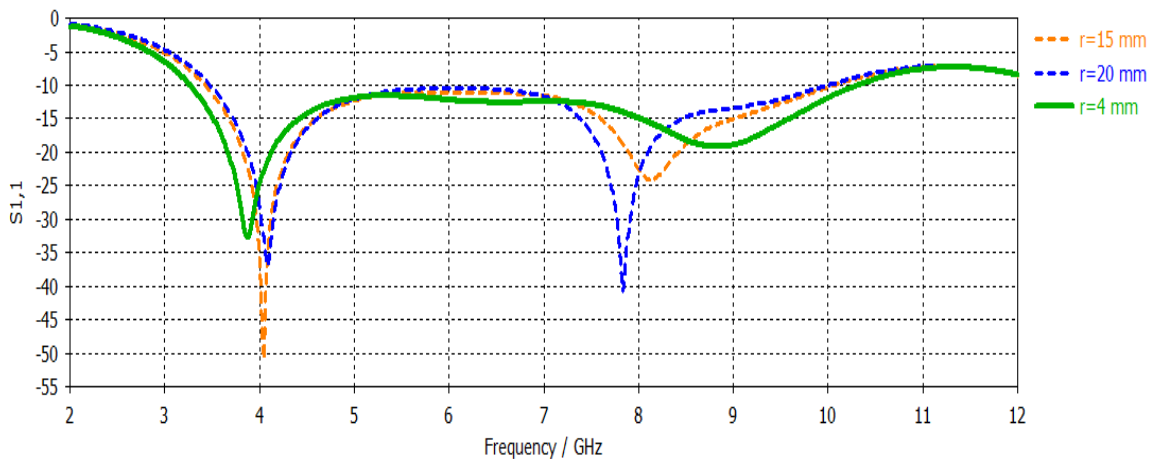


Figure II-17. Coefficient de réflexion en fonction de la fréquence pour différentes valeur de (r)

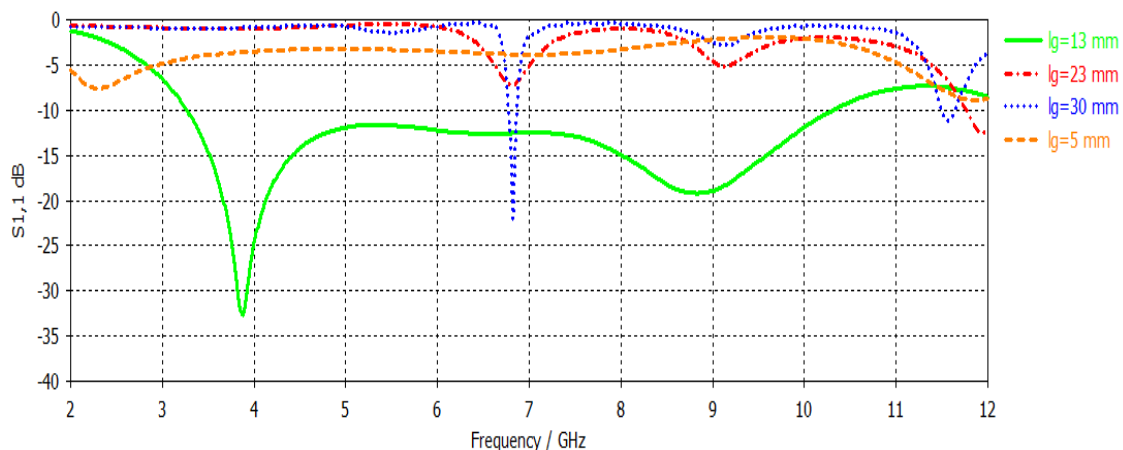


Figure II-18. Coefficient de réflexion pour différentes longueurs (l_g)

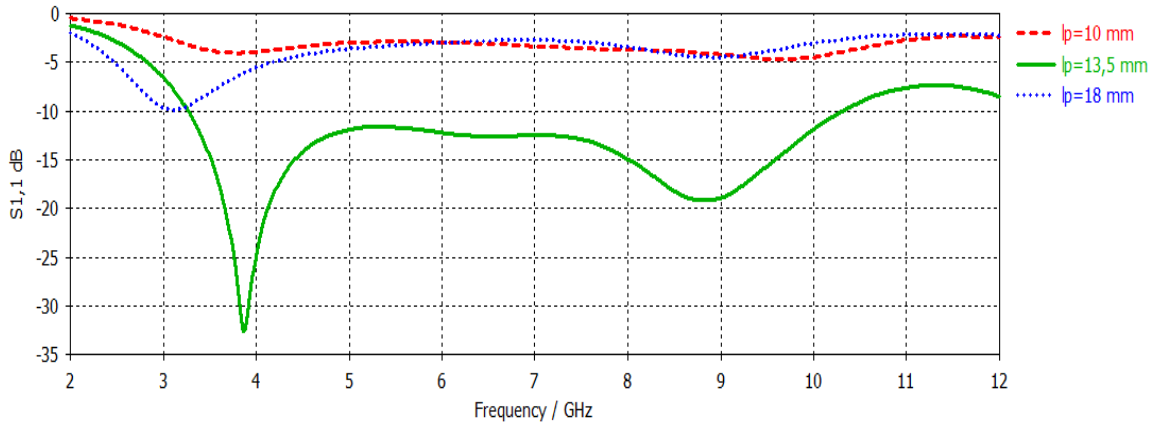


Figure II-19. Coefficient de réflexion pour différentes longueurs (l_p)

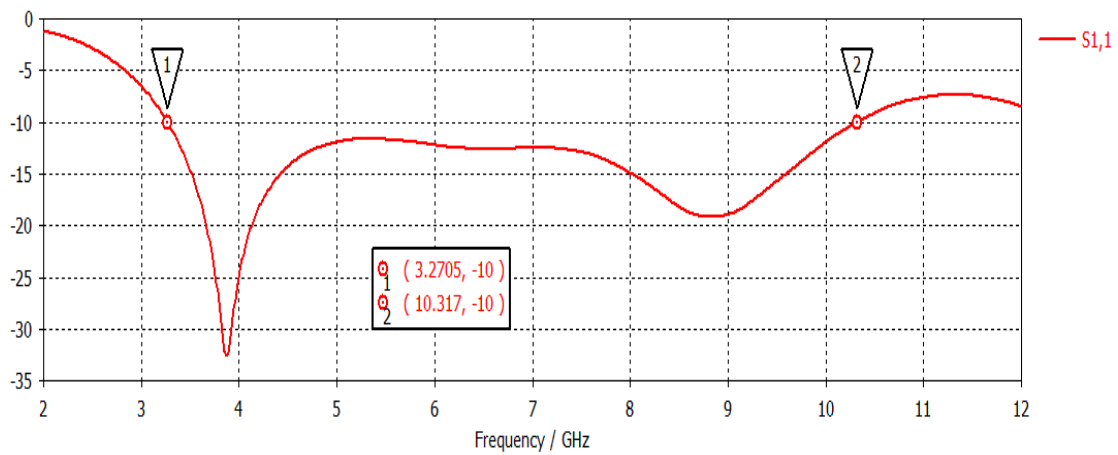


Figure II-20. Coefficient de réflexion en fonction de la fréquence ($r=4$, $l_g=13$, $l_p=13.5$ mm)

II.4.2.2 Rapport d'ondes stationnaires (ROS)

La figure II.21 illustre le rapport d'ondes stationnaire de l'antenne en fonction de la fréquence. D'après les résultats simulés, la valeur du ROS varie de 1 à 2 dans toute la gamme de fréquence désirée, ce qui implique que l'antenne est bien adaptée.

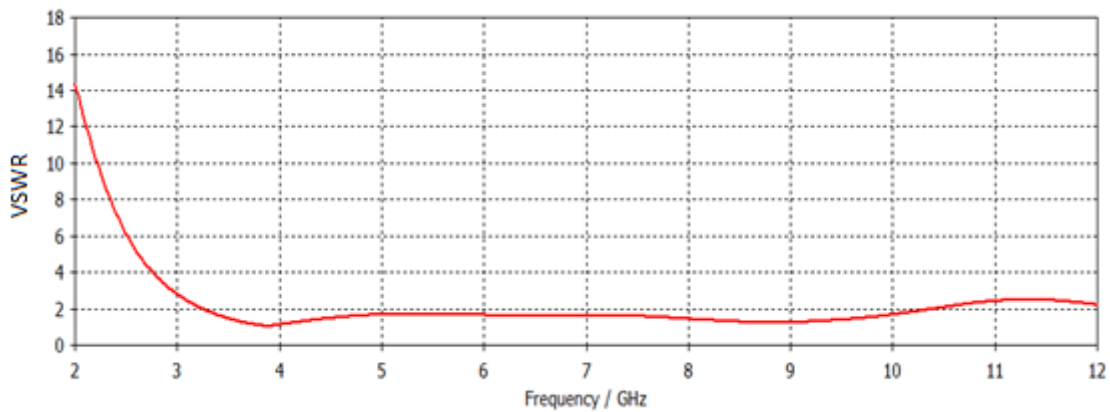


Figure II-21. Rapport d'onde stationnaire de l'antenne en fonction de la fréquence (VSWR)

II.4.2.3 Variation du gain

La figure II.22 illustre la variation du gain de l'antenne en fonction de la fréquence entre 2 et 12 GHz, ici l'antenne offre un gain maximum de 6.07 dB à 11.4 GHz, et un gain minimum de 1.25 dB à 2 GHz.

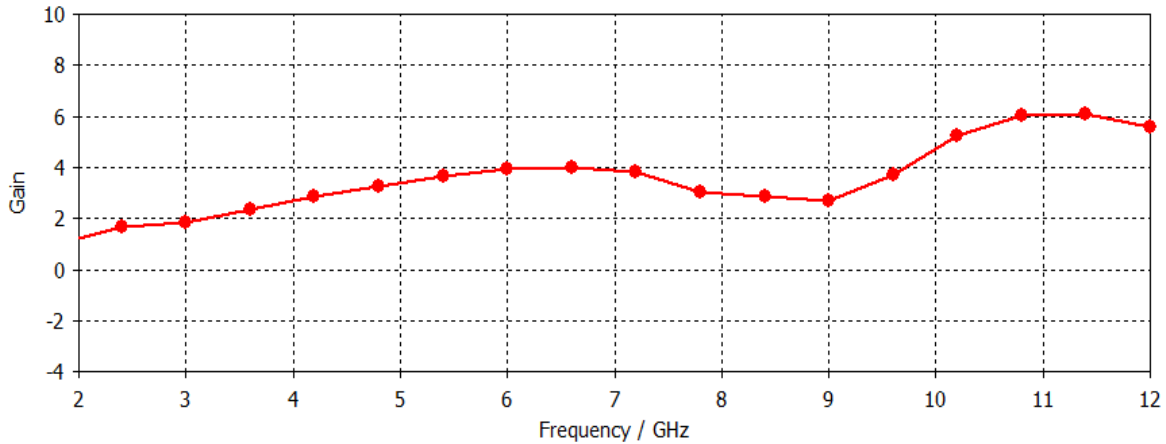
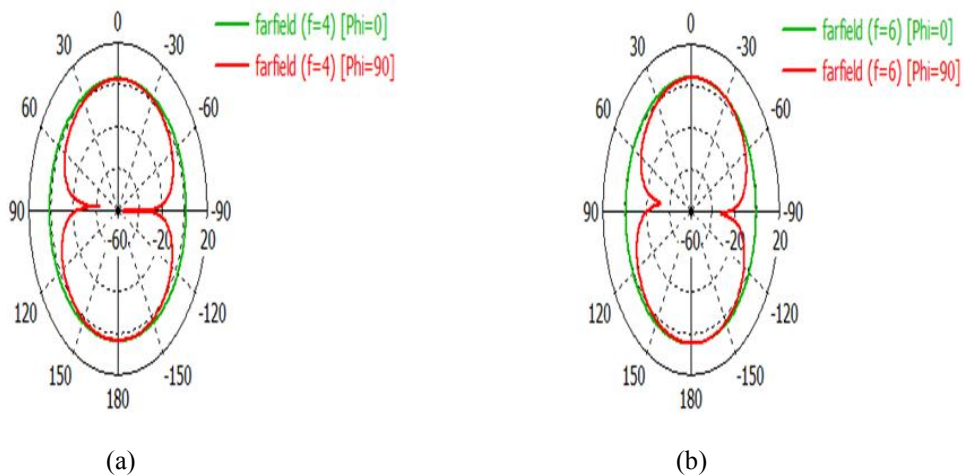


Figure II-22. Variation du gain de l'antenne sur toute la bande passante

II.4.2.4 Diagrammes de rayonnements

La figure II-23 représente les diagrammes de rayonnement de l'antenne pour les fréquences 4, 6, 8 et 10 GHz au niveau du plan E et du plan H. Au niveau du plan E, l'antenne se comporte comme un dipôle. Au niveau du plan H, nous remarquons un rayonnement omnidirectionnel sur toute la bande de fréquence. Son gain maximum est de 2.72, 3.92, 2.78 et 4.81 dB pour les fréquences 4, 6, 8 et 10 GHz respectivement. Les diagrammes de rayonnement sont relativement stables tout au long de la bande de fréquences désirée.



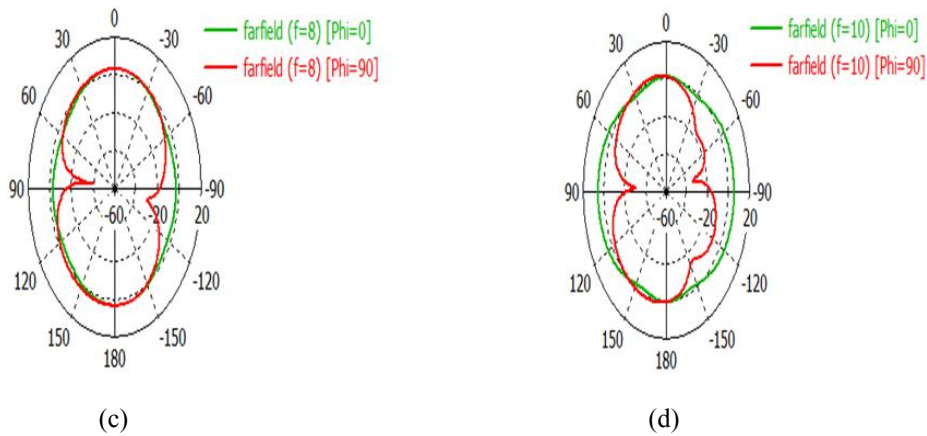


Figure II-23. Diagrammes de rayonnement en 2D: (a) 4 GHz, (b) 6 GHz, (c) 8 GHz, (d) 10 GHz

II.5 Antenne microruban en forme de fourchette

II.5.1 Géométrie de l'antenne

Ici, nous proposons une nouvelle antenne microruban pour des applications ultra large bande [13]. L'antenne proposée se compose d'un patch en forme de fourchette, et un plan de masse partielle semi-circulaire. Le patch est réalisé sur un substrat ayant une permittivité diélectrique $\epsilon_r = 3.34$ et une épaisseur $h = 0,794$ mm. Ce dernier est alimenté par une ligne micro ruban afin de l'adapter à une alimentation à 50 Ohm. Une marche d'escalier a été ajoutée entre l'alimentation et l'antenne, ce qui permet une meilleure adaptation et l'apparition de nouvelles résonances z ($0,74 \times 1\text{mm}^2$).

Une fente rectangulaire est insérée sur l'élément rayonnant ($2 \times 0,5 \text{ mm}^2$) assurant sa miniaturisation. La longueur de la ligne d'alimentation (l_a) a été optimisée pour obtenir une meilleure adaptation. Un plan de masse partiel, semi-circulaire, auquel on a inséré une encoche, est imprimé sur la surface inférieur du substrat, comme le montre la figure II.24 :

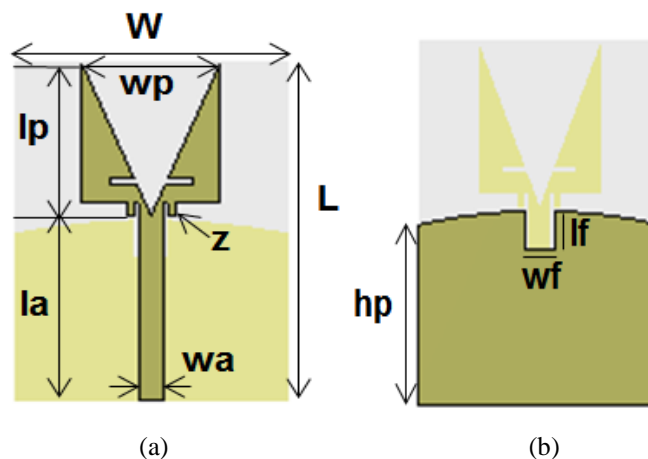


Figure II-24. Géométrie de l'antenne ULB proposée: (a) face supérieure, (b) face inférieure

Les différentes dimensions de la structure sont illustrées dans le tableau II-4.

Paramètres		
Variable	Dimension	Unité
W	20	mm
L	27	mm
wp	10	mm
lp	12	mm
wa	1.8	mm
la	14.7	mm
z	0.74 ×1	mm ²
hp	13.2	mm
wf	2.4	mm
lf	3	mm

Tableau II-4. Dimensions de l'antenne proposée (en forme de fourchette)

II.5.2 Résultats de simulation

II.5.2.1 Coefficient de réflexion, S₁₁

Dans cette partie, nous allons présenter une étude paramétrique dans le but de visualiser l'influence de la variation des paramètres de l'antenne sur le coefficient de réflexion, concernant à la fois l'élément rayonnant et le plan de masse. L'étude a été menée sur la variation du paramètre géométrique (hp) de notre structure, le meilleur résultat est obtenu pour une longueur (hp=13.2mm), comme l'indique la figure II.25.

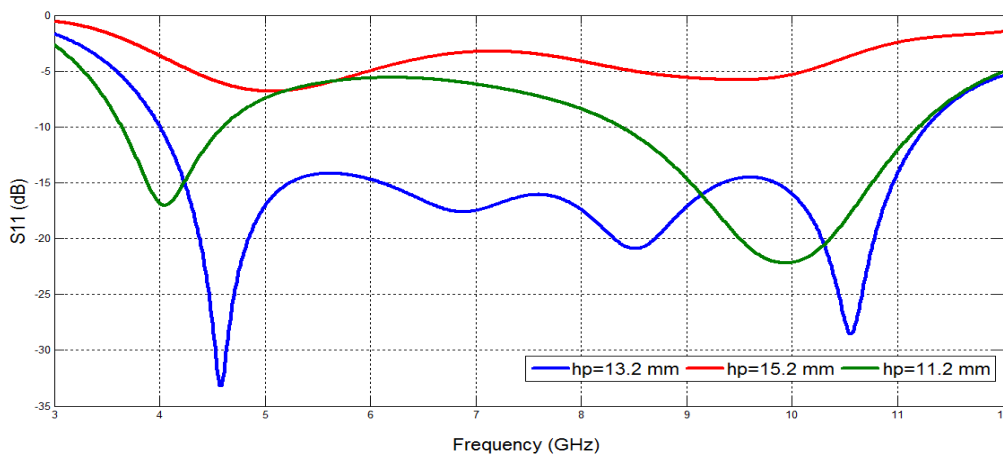


Figure II-25. Coefficient de réflexion pour différentes longueurs (hp)

Dans ce qui suit, nous comparons ce résultat au cas d'une même antenne ayant un plan de masse partiel sans encoche et avec encoche. Nous voulons par la présente étude montrer l'influence de ces paramètres sur le comportement de la structure. D'après les résultats obtenus par la figure

II.26, on voit que la présence de l'encoche nous a permis d'élargir considérablement la bande en fréquences et d'obtenir une structure ULB.

La figure II.27 montre une comparaison entre les deux antennes: notre antenne ULB proposée et une antenne carré microruban sans fente. A partir des résultats obtenus, nous constatons que les fentes, les marches d'escalier et les fentes insérées sur l'élément rayonnant et le plan de masse influent sur l'adaptation de l'antenne.

La figure II.28 représente l'évolution du coefficient S_{11} de l'antenne ULB proposée, on constate que la bande passante s'étale de 4 à 11,27 GHz, équivalent à 95.22%.

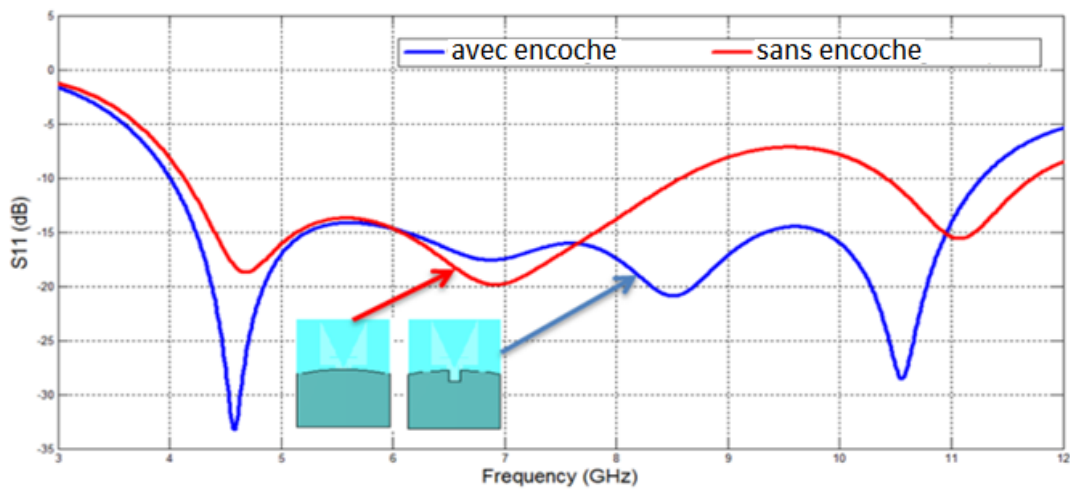


Figure II-26. Coefficient de réflexion en fonction de la fréquence pour un plan de masse sans et avec encoche

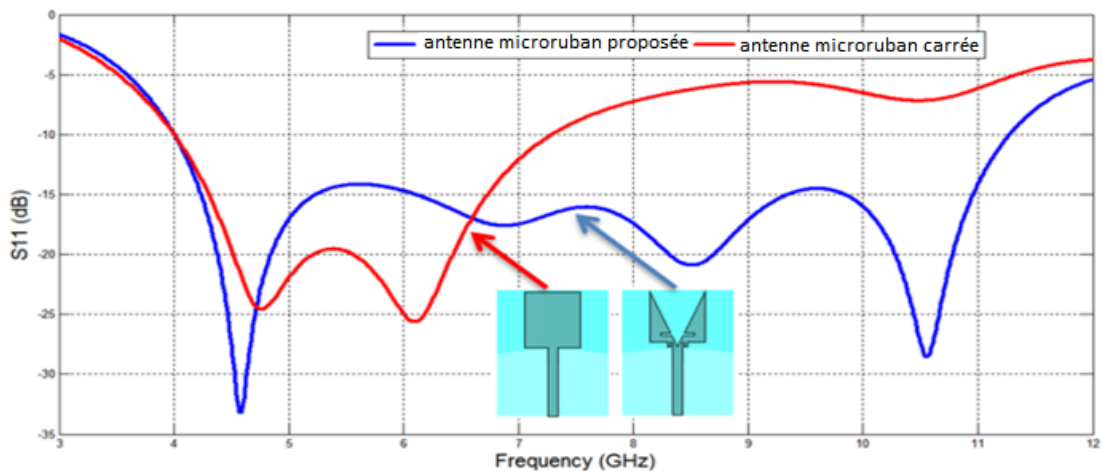


Figure II-27. Coefficient de réflexion en fonction de la fréquence de notre antenne ULB et une autre antenne carré sans fente

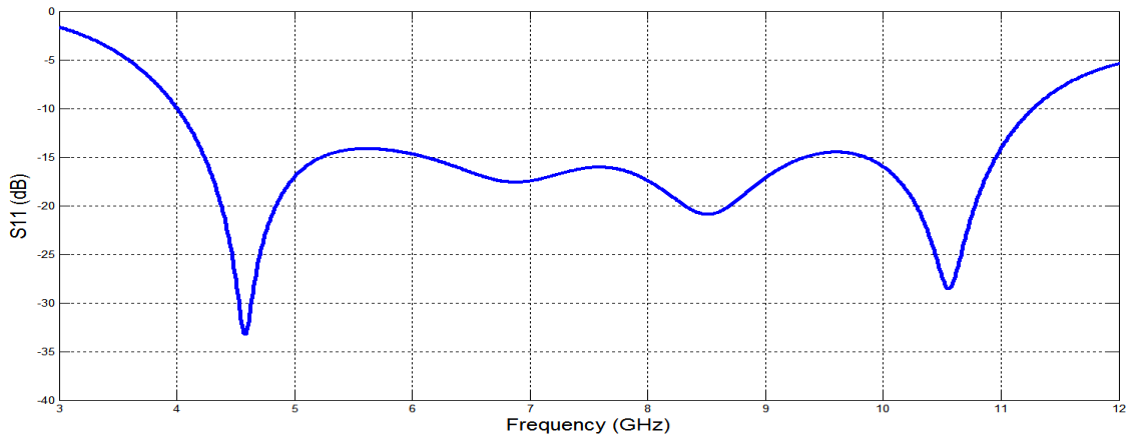


Figure II-28. Coefficient de réflexion en fonction de la fréquence

II.5.2.2 Variation du gain

La figure II.29 illustre la variation du gain de l'antenne en fonction de la fréquence entre 3 et 10 GHz, ici l'antenne offre un gain maximum de 4,49 dB à 8 GHz, et nous remarquons aussi que le gain augmente avec la fréquence jusqu'à atteindre le gain maximum de cette antenne.

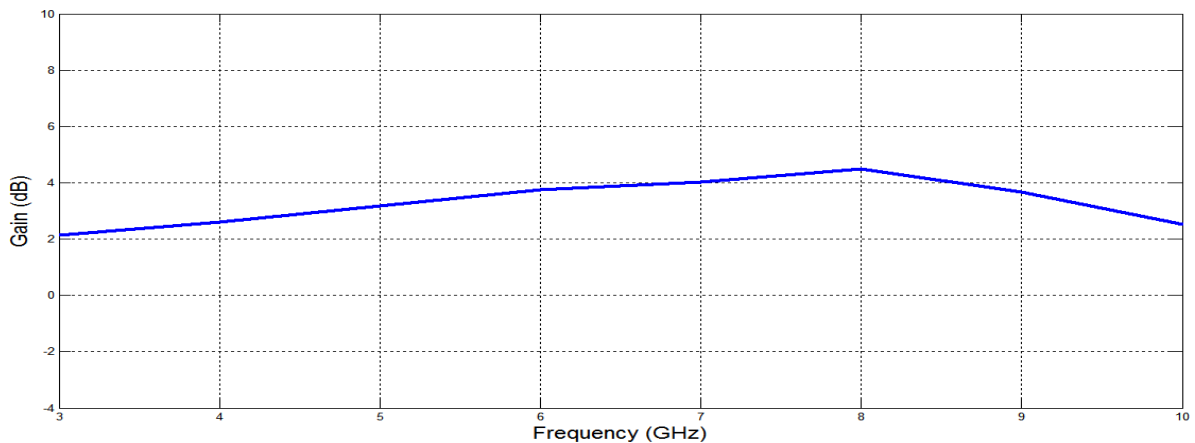


Figure II-29. Variation du gain de l'antenne

II.5.2.3 Diagrammes de rayonnements

La figure II.30 représente les diagrammes de rayonnement de l'antenne au niveau du plan d'azimut et du plan d'élévation. Au niveau du plan d'azimut, l'antenne se comporte comme un dipôle. Au niveau du plan d'élévation, nous remarquons un rayonnement omnidirectionnel sur toute la bande de fréquence. Son gain maximum est de 3,76 et 4,49 dB pour les fréquences 6 et 8 GHz respectivement. Les diagrammes de rayonnement sont stables tout au long de la bande de fréquences désirée.

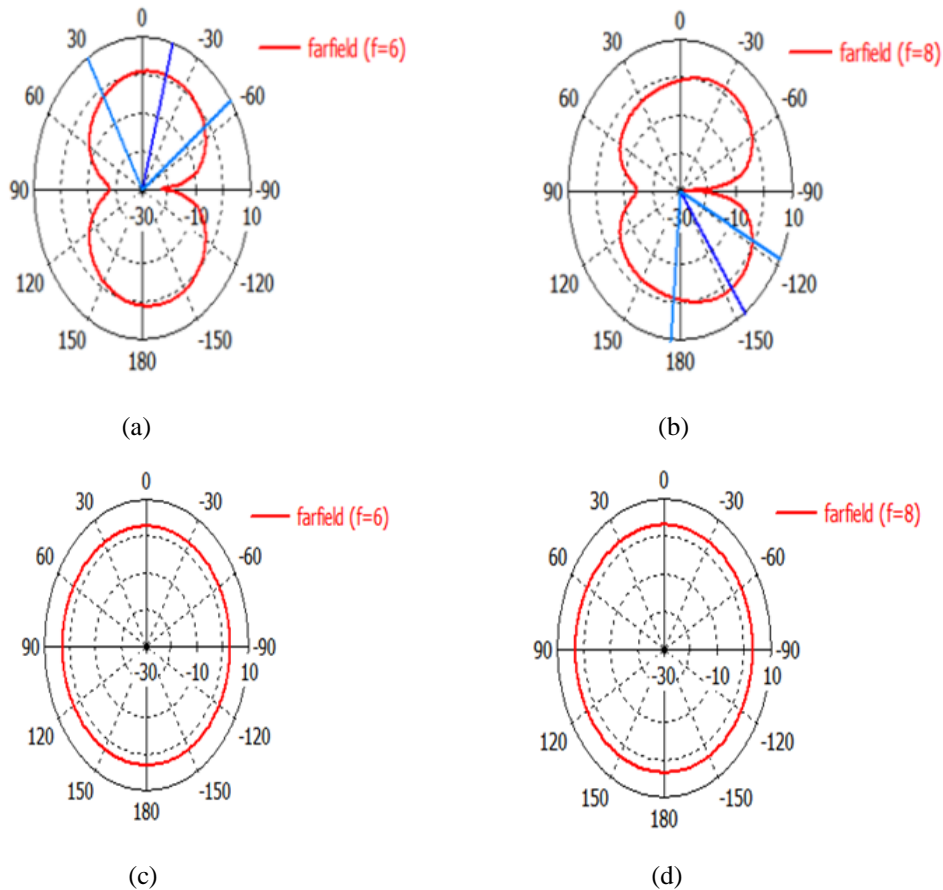


Figure II-30. Diagrammes de rayonnement en 2D: (a) plan d'azimut à 6 GHz, (b) plan d'azimut à 8 GHz, (c) plan d'élévation à 6 GHz, (d) plan d'élévation à 8 GHz

II.6 Antenne vivaldi antipodale a fentes rectangulaires

II.6.1 Conception de l'antenne

Dans ce cas, on propose une antenne de type vivaldi antipodale miniature avec plan masse partiel sous forme d'un peigne pour des applications ultra large bande [14]. La conception d'une antenne vivaldi antipodale implique une transition progressive d'une ligne de transmission micro-ruban à une ligne de transmission à fente qui s'évase pour former l'élément rayonnant. La conception de l'antenne est basée sur des expériences et des simulations qui sont effectuées afin d'avoir des dimensions réduites et est mise en œuvre avec succès dans [15-16]. L'antenne proposée est conçue sur un substrat diélectrique (permittivité diélectrique $\epsilon_r = 3.38$, épaisseur $h = 1.524$ mm) avec métallisation à deux faces effilée présentant une courbure elliptique. Deux plans de masses partiels sont imprimés sur la surface inférieure du substrat, auxquels on a inséré sept fentes rectangulaires sous forme de dents ($0,5 \times 10$ mm²), et un autre plan de masse partiel elliptique a été ajouté à la ligne d'alimentation, afin d'élargir la bande passante. Ce dernier est alimenté par ligne micro ruban afin de l'adapter à une alimentation à 50 Ohm, suivie par une bande équilibrée qui

assure la transition. Cette dernière sert à alimenter les ailettes des formes exponentielles. Ces ailettes sont disposées de telle façon à créer une forme évasée. La structure du rayonnement de l'antenne est formée à partir de l'intersection des quarts de deux ellipses. Les grands rayons (r_1 et r_2) et les rayons secondaires (r_{s1} et r_{s2}) des deux ellipses sont choisis selon les équations suivantes [15]:

$$r_1 = \frac{w}{2} + \frac{w_m}{2} \quad (\text{II.2})$$

$$r_2 = \frac{w}{2} - \frac{w_m}{2} \quad (\text{II.3})$$

$$r_{s1} = l \quad (\text{II.4})$$

Cette antenne a été réalisée au niveau du laboratoire LTT, et mesurée avec un analyseur de réseau, au niveau de l'université de Sidi Belabbes. La figure II.31 présente la géométrie de l'antenne vivaldi antipodal proposée.

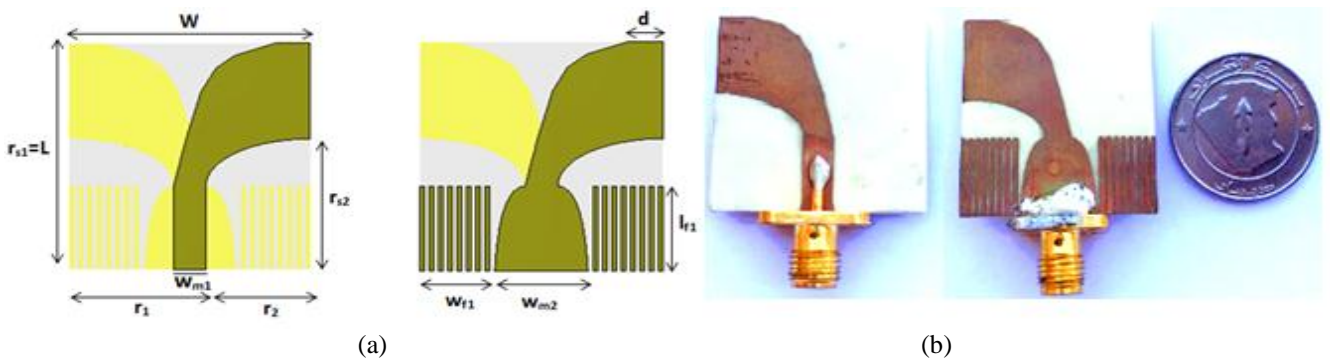


Figure II-31. Géométrie de l'antenne vivaldi antipodal proposée: (a) conçue, (b) réalisée

Le tableau II.5 illustre les différentes dimensions de la structure :

Paramètres		
Variable	Dimension	Unité
W	26	mm
L	27	mm
w_{m1}	3.5	mm
d	3.78	mm
r_1	14.735	mm
r_2	11.265	mm
r_{s1}	27	mm
r_{s2}	14.85	mm
w_{f1}	7.5	mm
l_{f1}	10	mm
w_{m2}	10	mm

Tableau II-5. Dimensions de l'antenne proposée (vivaldi antipodale a fentes rectangulaires)

II.6.2 Résultats de simulation

II.6.2.1 Coefficient de réflexion, S_{11}

La figure II.32 illustre le coefficient de réflexion de l'antenne, nous remarquons que la présence du plan de masse partiel discontinu et le plan de masse partiel elliptique, nous ont permis d'élargir considérablement la bande de fréquence et d'obtenir une structure ULB. La figure II.33, présente aussi le coefficient de réflexion simulé et mesuré en fonction de la fréquence, on constate que la bande passante s'étale de 3,57 à 30 GHz et plus, équivalent à 157,46%. Le comportement de la phase du coefficient de réflexion S_{11} en fonction de la fréquence est représenté sur la figure II.34. On peut noter que la phase semble être linéaire sur toute la gamme de fréquences ULB.

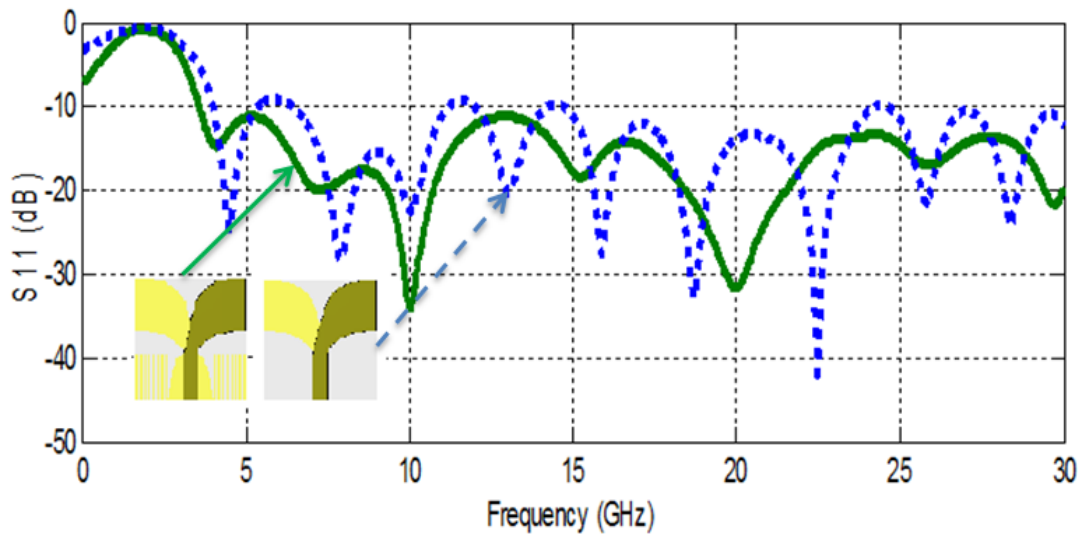


Figure II-32. Coefficient de réflexion en fonction de la fréquence, avec et sans plan de masse partiel
 - - - - - Sans plan de masse partiel discontinu et elliptique
 ——— Avec plan de masse partiel discontinu et elliptique

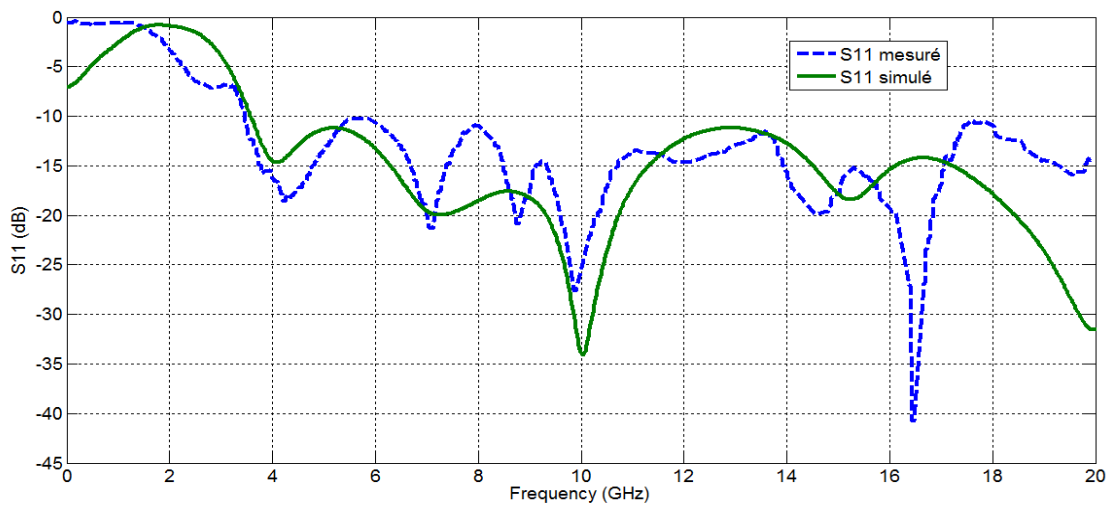


Figure II-33. Coefficient de réflexion simulé et mesuré en fonction de la fréquence

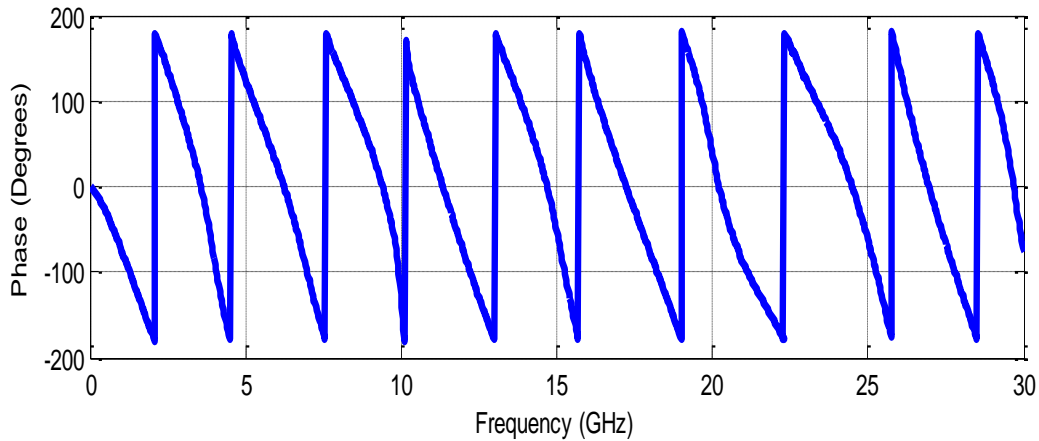


Figure II-34. Phase simulée du coefficient de réflexion S_{11} en fonction de la fréquence de l'antenne vivaldi antipode proposée

II.6.2.2 Variation du gain

La figure II.35 représente le gain de l'antenne pour les fréquences comprises entre 3 et 30GHz. Selon les résultats simulés, on remarque que le gain augmente avec la fréquence, jusqu'à atteindre le gain maximum de 6,34 dB à 30 GHz.

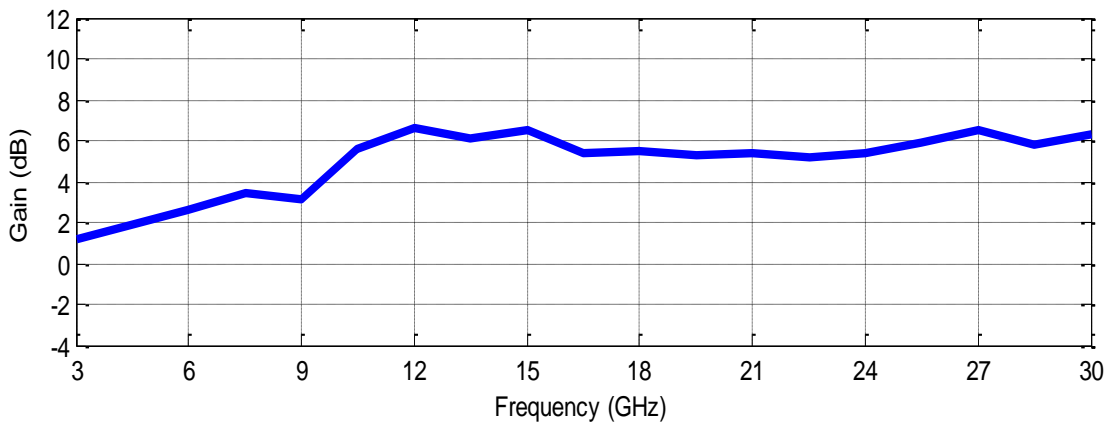


Figure II-35. Variation du gain de l'antenne

II.6.2.3 Diagrammes de rayonnements

La figure II.36 représente les diagrammes de rayonnements de l'antenne en 3D pour les fréquences 4, 6, 8, 10, 20 et 30 GHz. Dans les deux plans, nous remarquons un rayonnement unidirectionnel. Le gain maximal est de 1.5, 2.62, 3.06, 5.1, 5.37 et 6.34 dB pour les fréquences 4, 6, 8, 10, 20 et 30 GHz, respectivement. Les diagrammes de rayonnement sont relativement stables tout au long de la bande de fréquences désirées.

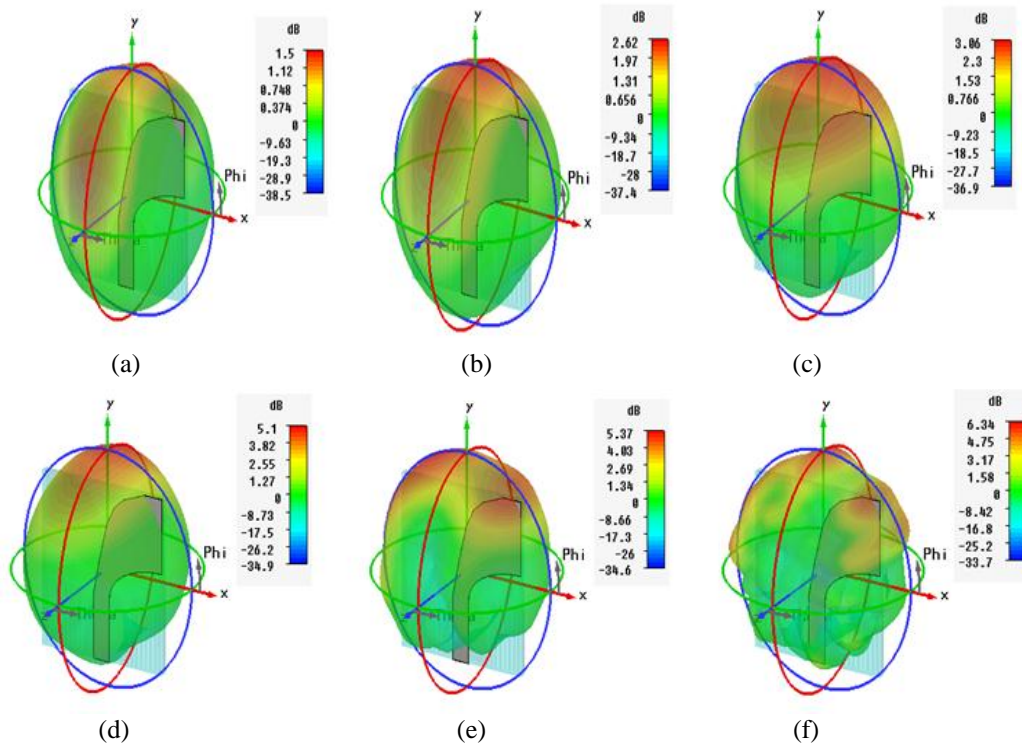


Figure II-36. Diagrammes de rayonnement en 3D: (a) 4 GHz, (b) 6 GHz, (c) 8 GHz, (d) 10 GHz, (e) 20 GHz, et (f) 30GHz

II.7 Antenne vivaldi antipodale

II.7.1 Conception de l'antenne

La conception d'une antenne vivaldi antipodale implique une transition progressive d'une ligne de transmission micro-ruban à une ligne de transmission à fente qui s'évase pour former l'élément rayonnant. Nous nous sommes inspirés des travaux de l'article de F. Jolani et al. [16]. L'antenne vivaldi antipodale proposée est de dimensions $30 \times 30 \text{ mm}^2$ est conçue sur un substrat diélectrique de type FR-4 (permittivité diélectrique $\epsilon_r = 4.4$, épaisseur $h = 1.6 \text{ mm}$) avec métallisation à deux faces effilée présentant une courbure elliptique. Ce dernier est alimenté par ligne micro ruban afin de l'adapter à une alimentation à 50 Ohm , Un plan de masse partiel est imprimé sur la surface inférieure du substrat, tel que schématisée dans la figure II.37.

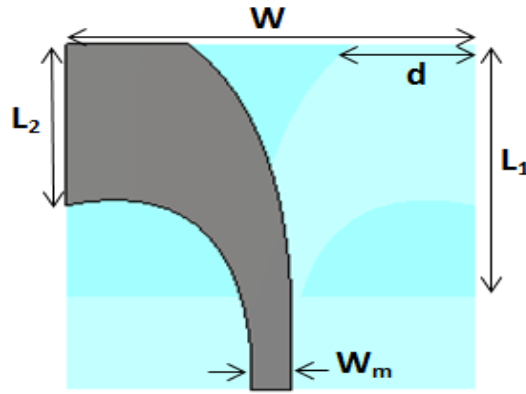


Figure II-37. Géométrie d'antenne vivaldi antipodale

Le tableau II.6 définit les différentes dimensions de la structure une fois l'étude paramétrique achevée:

Paramètres		
Variable	Dimension	Unité
W	30	mm
L ₁	22	mm
W _m	3.045	mm
d	9	mm
L ₂	14	mm

Tableau II-6. Dimensions de l'antenne proposée (vivaldi antipodale)

II.7.2 Résultats de simulation

II.7.2.1 Coefficient de réflexion, S₁₁

La figure II.38 illustre le coefficient de réflexion de l'antenne, on constate que la bande passante s'étale de 3.41 à 16 GHz, équivalent à 129.73 %.

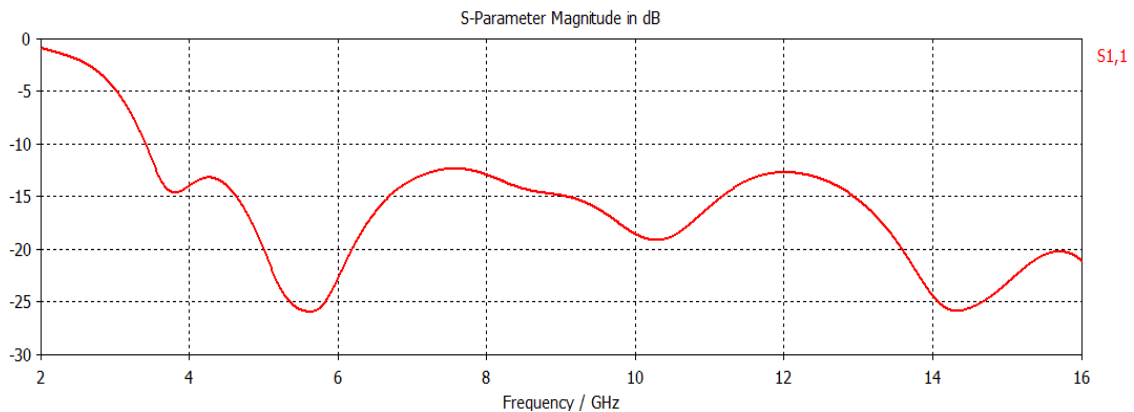


Figure II-38. Variation du paramètre S₁₁ en fonction de la fréquence

II.7.2.2 Rapport d'ondes stationnaires (ROS)

La figure II.39 illustre le rapport d'onde stationnaire (ROS) de l'antenne en fonction de la fréquence. D'après les résultats simulés, la valeur du ROS varie de 1 à 2 dans toute la gamme de fréquence désirée, ce qui implique que l'antenne est bien adaptée à la ligne de transmission.

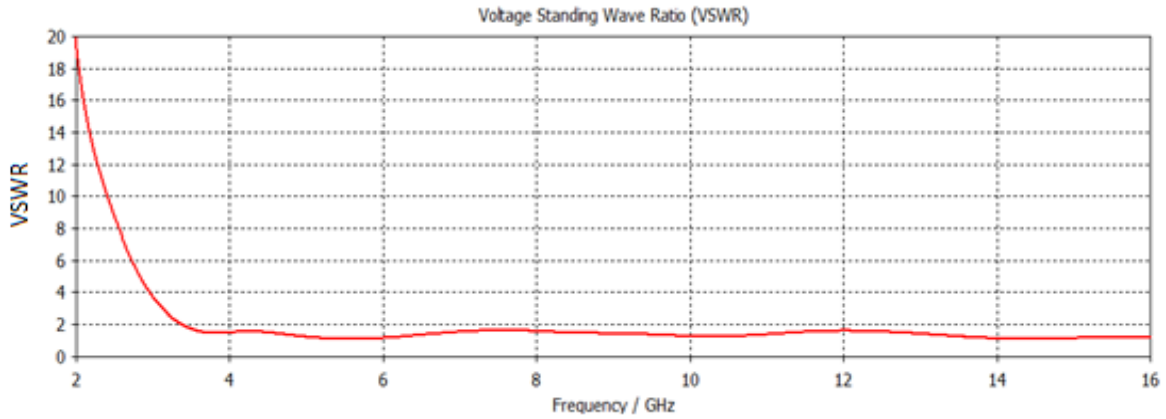


Figure II-39. Rapport d'onde stationnaire de l'antenne en fonction de la fréquence (VSWR)

II.7.2.3 Variation du gain

La figure II.40 illustre la variation du gain de l'antenne en fonction de la fréquence. Selon les résultats simulés, on remarque que le gain augmente progressivement avec la fréquence, jusqu'à atteindre le gain maximum de 5.7 dB à 14.5 GHz.

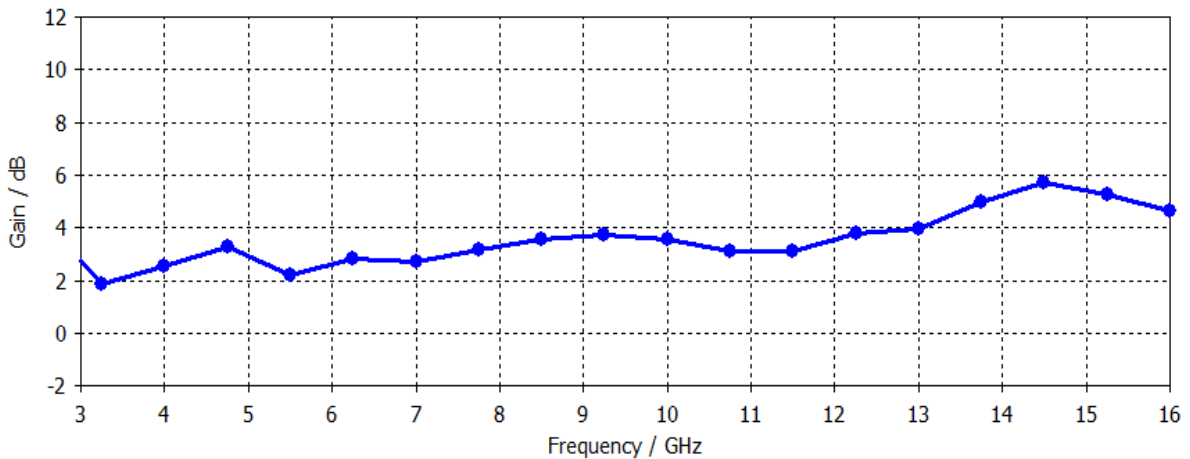


Figure II-40. Variation du gain de l'antenne en fonction de la fréquence

II.7.2.4 Diagrammes de rayonnements

D'après la figure II.41, nous constatons que le rayonnement de l'antenne est directif, Le gain maximal est de 3.52, 2.69, 3.43, 3.58 dB pour les fréquences 4, 6, 8, 10 GHz, respectivement.

Les diagrammes de rayonnement sont unidirectionnel, relativement stables tout au long de la bande de fréquences désirée.

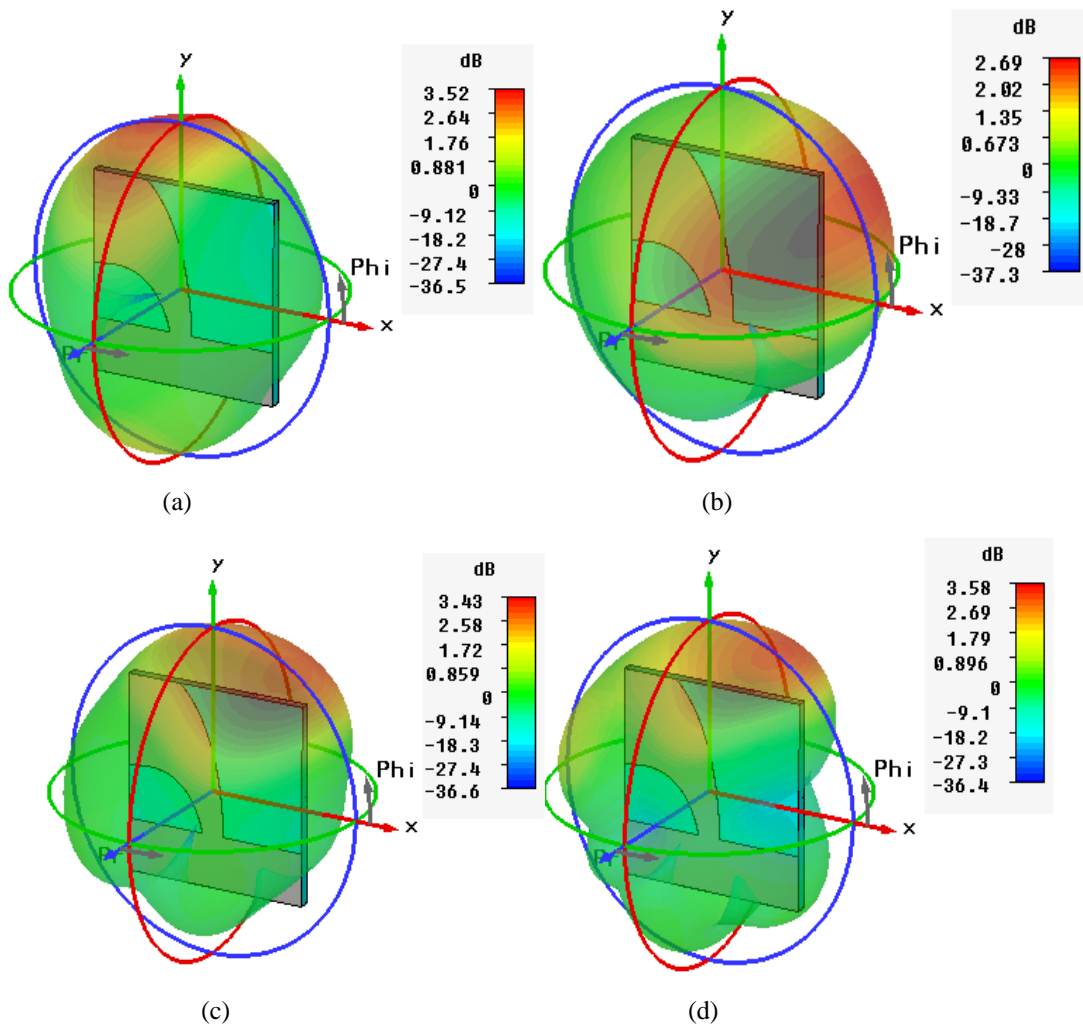


Figure II-41. Diagramme de rayonnement en 3D de l'antenne vivaldi antipodale : (a) 4 GHz, (b) 6 GHz, (c) 8 GHz et (d) 10 GHz

II.8 Caractérisation temporelle des antennes étudiées

Le but des mesures impulsionnelles est de pouvoir identifier le comportement temporel de l'antenne qui fonctionne dans la bande passante de 3.1 à 10.6 GHz, pour cela le meilleur moyen de vérifier leur bon fonctionnement est de leur appliquer une impulsion dont le spectre couvre cette gamme de fréquences. Une impulsion dont le gabarit en fréquence est proche de celui proposé par la FCC a donc été générée [17]. Il est donc important que l'antenne transmet ces impulsions avec le minimum de distorsion. Les antennes doivent être non dispersives (centre de phase fixe) ce qui assure que chaque composante fréquentielle est rayonnée avec la bonne phase relative. Autrement dit, le temps de groupe doit être constant [17-18-19].

II.8.1 Qu'est-ce qu'une antenne « idéale » en ULB ?

Il est souvent intéressant de pouvoir se comparer à une situation idéale. Cependant la définition d'antennes ULB idéale n'est pas unique. On en propose ci-dessous 2 possibilités [20] :

- Antenne sans distorsion à l'émission : cette antenne se comporte comme un Dirac temporel à l'émission, c'est-à-dire un pur déphaseur à phase variant linéairement avec la fréquence. Une telle antenne est un intégrateur, la puissance reçue décroît comme alors $1/f^2$ et le gain effectif G_{eff} est indépendant de la fréquence. Une antenne quasi ponctuelle ou une antenne « indépendante de la fréquence » peut être un bon modèle de cette idéalité.

- Antenne sans distorsion à la réception : cette antenne se comporte comme un Dirac temporel à la réception (puissance reçue indépendante de f). En conséquence elle est un pur dérivateur, et le gain G_{eff} augmente avec f : le diagramme d'antenne dépend alors de la fréquence. Une antenne à ouverture peut être un bon modèle de cette idéalité.

II.8.2 Génération d'une impulsion de type FCC

Il a été montré en [21] qu'une impulsion optimale correspondant au masque FCC pouvait être obtenue en utilisant la dérivée cinquième ordre de l'impulsion gaussienne, plus aisée à générer en pratique. Son spectre d'amplitude est le suivant :

$$|Y(f)| = A (2\pi f)^5 \exp \left\{ -\frac{((2\pi f\sigma)^2)}{2} \right\} \quad (\text{II.5})$$

Où A est une constante choisie pour répondre aux limites fixées par la FCC.

La forme d'onde d'impulsion normalisée est représentée sur la figure II.42. Afin de couvrir la bonne bande de fréquence, la valeur de σ a été fixée à 50.788 ps. La forme temporelle de l'impulsion générée à l'aide du logiciel Matlab, ainsi que son spectre comparé au masque FCC sont présentés dans les figures II.42 et II.43. On peut noter que la concordance avec la réglementation est bonne en hautes et basses fréquences. Cette nouvelle impulsion satisfait aux limites d'émission FCC pour les systèmes ULB. En particulier, la cinquième dérivée de l'impulsion gaussienne répond aux exigences réglementaires.

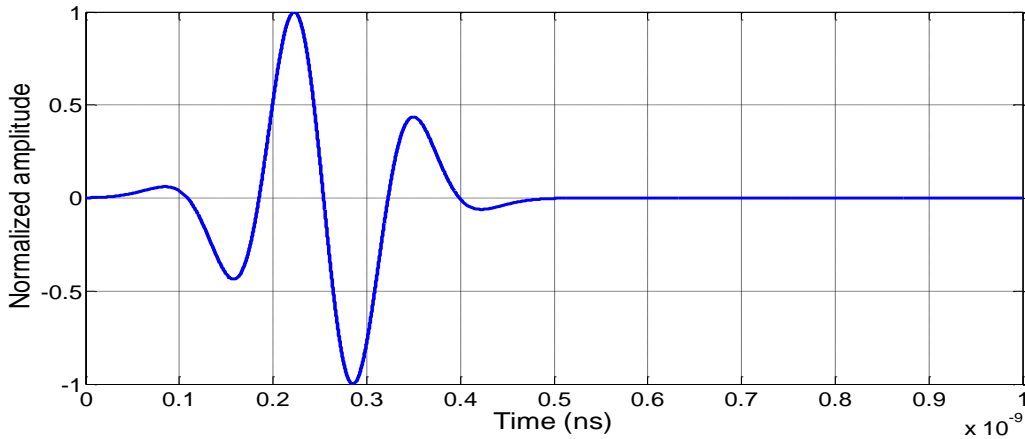


Figure II-42. Forme d'impulsion de la cinquième dérivée de l'impulsion gaussienne

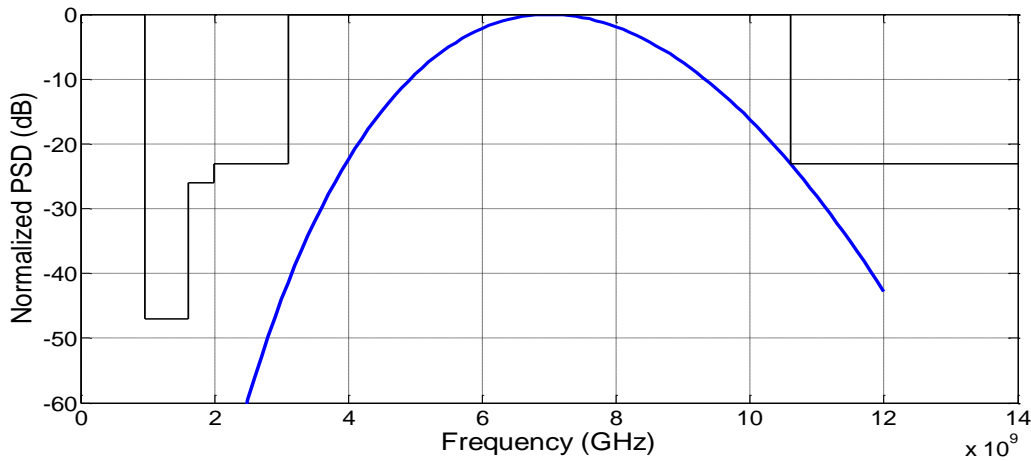


Figure II-43. Représentation fréquentielle du spectre de la cinquième dérivée de l'impulsion gaussienne comparé au masque FCC

II.8.3 Impulsions rayonnées dans différentes directions

L'étude fréquentielle nous a permis de concevoir des antennes ULB opérant dans la bande de fréquence (3.1-10.6 GHz)). Les caractéristiques classiques (adaptation, diagrammes de rayonnement et gain) sont des grandeurs qui doivent être constants sur toute leur bande de fonctionnement, cependant la grande largeur de bande occupée rend la réalisation plus difficile. Nous allons passer au domaine temporel afin d'étudier les distorsions apportées par ces antennes sur le signal émis. On va donc appliquer la cinquième dérivée de l'impulsion gaussienne représentée sur la figure II.42, sur les différentes antennes ainsi conçues afin de vérifier leurs comportements temporels dans différentes directions et dans les deux plans azimut et élévation. Il est donc important que l'antenne transmet ces impulsions avec le minimum de distorsion. En termes de diagramme de rayonnement, il devient nécessaire d'étudier la phase du champ rayonné en fonction de la fréquence. Les antennes doivent être non dispersives (centre de phase fixe) ce qui assure que chaque composante fréquentielle est rayonnée avec la bonne phase relative. Autrement dit, le temps

de groupe doit être constant, ou dit d'une manière identique, la phase du champ rayonné de l'antenne émettrice ou réceptrice doit varier linéairement en fonction de la fréquence. Cette linéarité de la phase permet de ne pas introduire de distorsion et donc de préserver la forme de l'impulsion rayonnée [18].

II.8.3.1 Interprétations des résultats

Les formes des impulsions rayonnées par ces antennes ultra large bande proposées dans le plan $\phi = 0$ deg (azimut) et $\theta = 90$ deg (élévation) sont présentées dans les figures II.44 (a), II.45 (a), II.46 (a), II.47 (a), II.48 (a), II.49 (a), II.50 (a), II.51 (a), II.52 (a), II.53 (a), II.54 (a), et II.55 (a) respectivement. En ce qui concerne ces antennes ULB, les impulsions rayonnées fluctuent peu quand ϕ et θ varie, mais présentent peu d'oscillations parasites, le maximum de ces impulsions restent stable, Ceci dénote une très bonne omnidirectionnalité des antennes conçues.

Les formes des impulsions ne dépendent quasiment pas de l'angle ϕ , ce qui démontre un comportement peu dispersif: peu d'oscillations parasites. On remarque que ces antennes ont un comportement nettement plus stable (impulsions rayonnées quasiment identiques).

Pour que l'antenne distorde le moins possible l'impulsion d'origine, il faut que la phase de sa fonction de transfert varie linéairement avec la fréquence (temps de groupe constant). Les figures II.44 (b), II.45 (b), II.46 (b), II.47 (b), II.48 (b), II.49 (b), II.50 (b), II.51 (b), II.52 (b), II.53 (b), II.54 (b), et II.55 (b) représentent la comparaison des différents temps (retard) du groupe des antennes étudiées dans le plan E et H pour différentes valeurs d'angles ϕ et θ .

On remarque que pour le plan E et H, les temps de groupes sont également relativement stables et varie entre [0.5-1] ns, ce qui implique que ces antennes distordent le moins possible l'impulsion d'origine.

Les temps de groupe des antennes ne varient guère en fonction des angles ϕ et θ . Les retards de groupe calculés en élévation et en azimut indiquent que les antennes proposées possèdent un comportement peu dispersif, et semblent donc présenter les meilleures performances dans un grand nombre de directions.

• *Antenne monopôle*

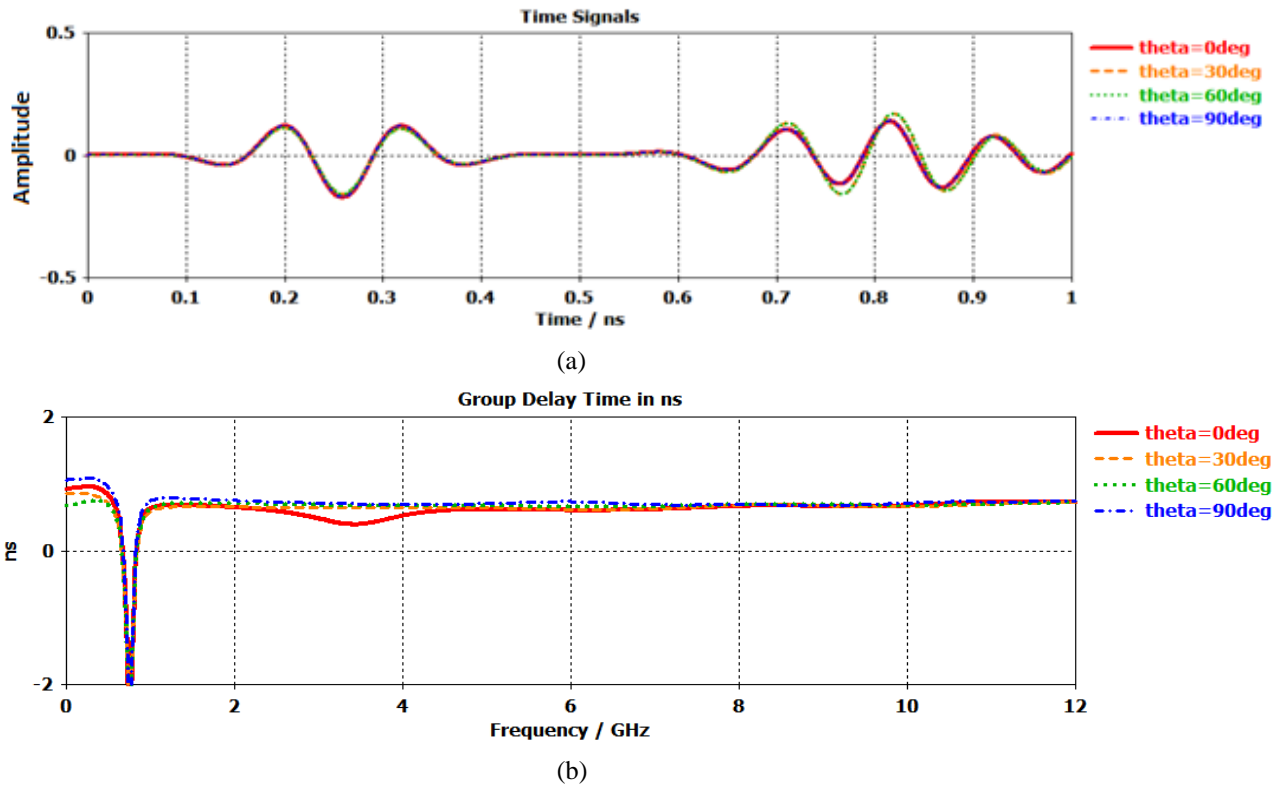


Figure II-44. (a) Impulsions rayonnées par l'antenne monopole dans le plan azimut $\phi = 0$ deg
 (b) Retard du groupe: (E-plane)

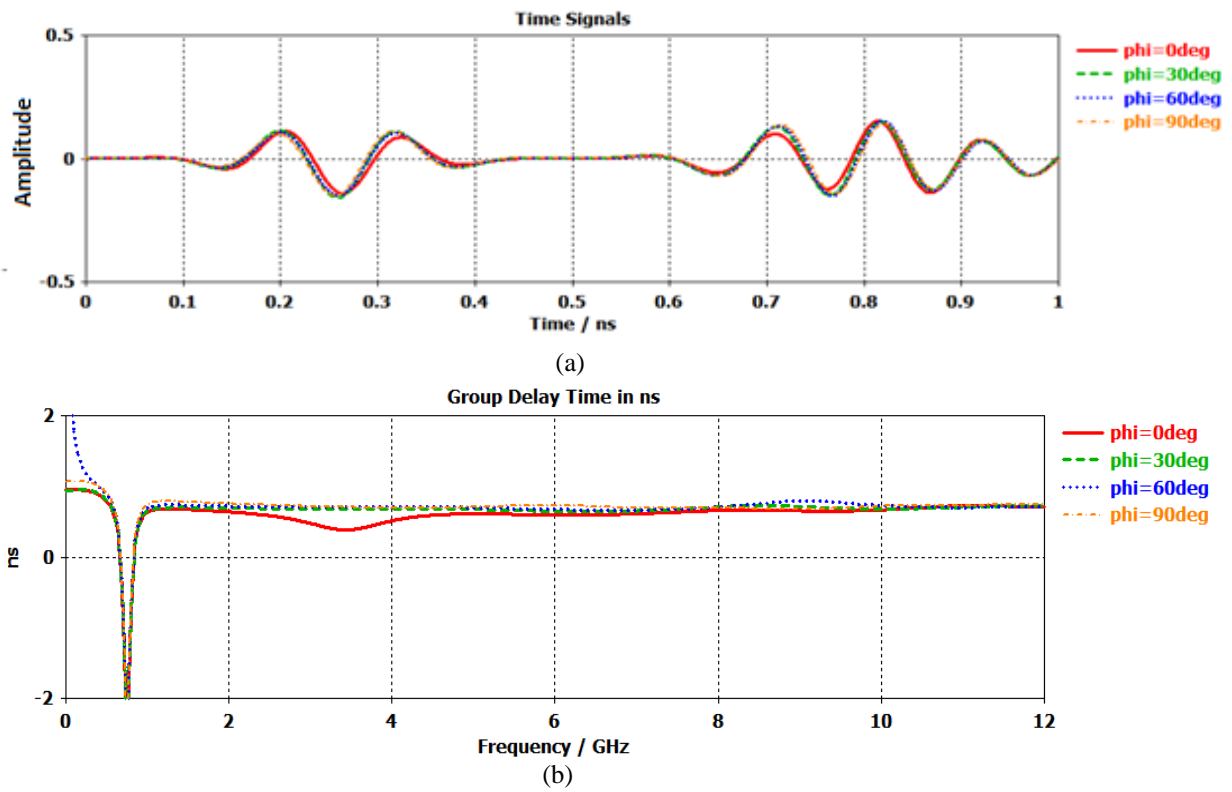


Figure II-45. (a) Impulsions rayonnées par l'antenne monopole dans le plan élévation $\theta = 90$ deg
 (b) Retard du groupe: (H-plane)

• *Antenne semi-circulaire à fente semi-circulaire*

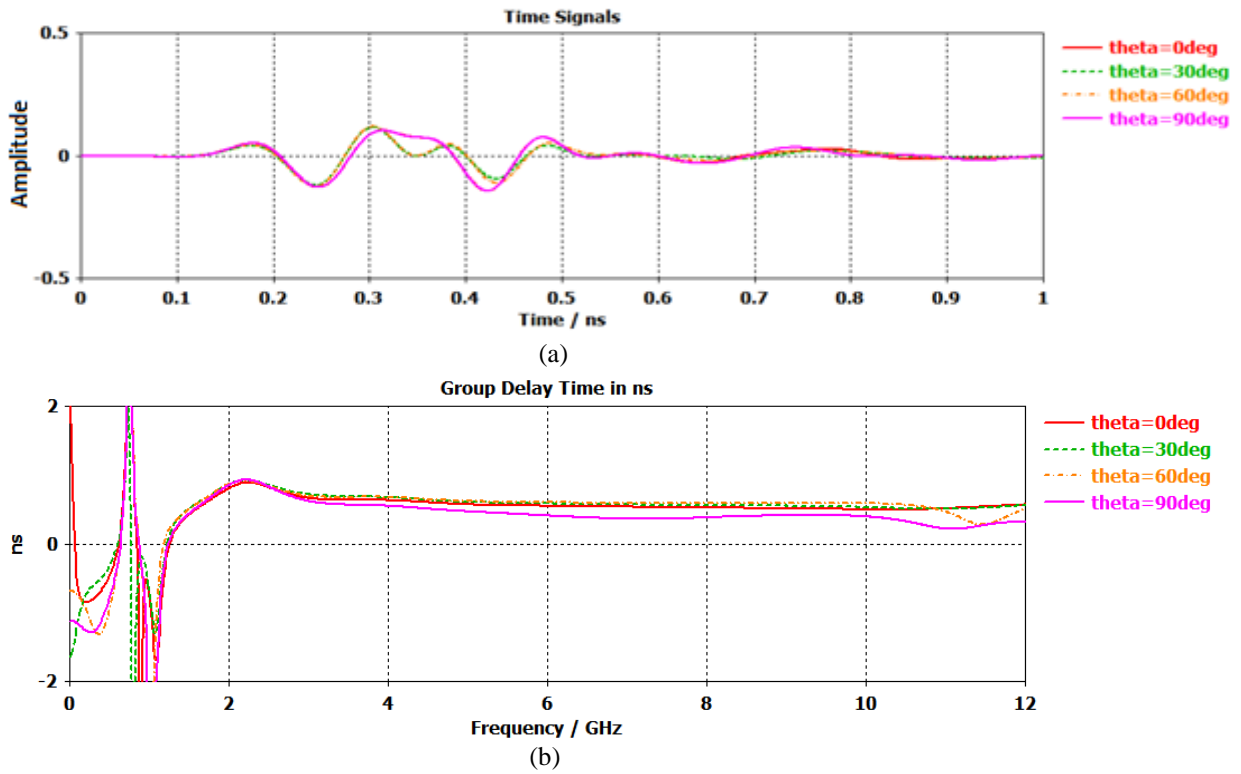


Figure II-46. (a) Impulsions rayonnées par l'antenne semi-circulaire dans le plan azimut $\phi = 0$ deg
(b) Retard du groupe: (E-plane)

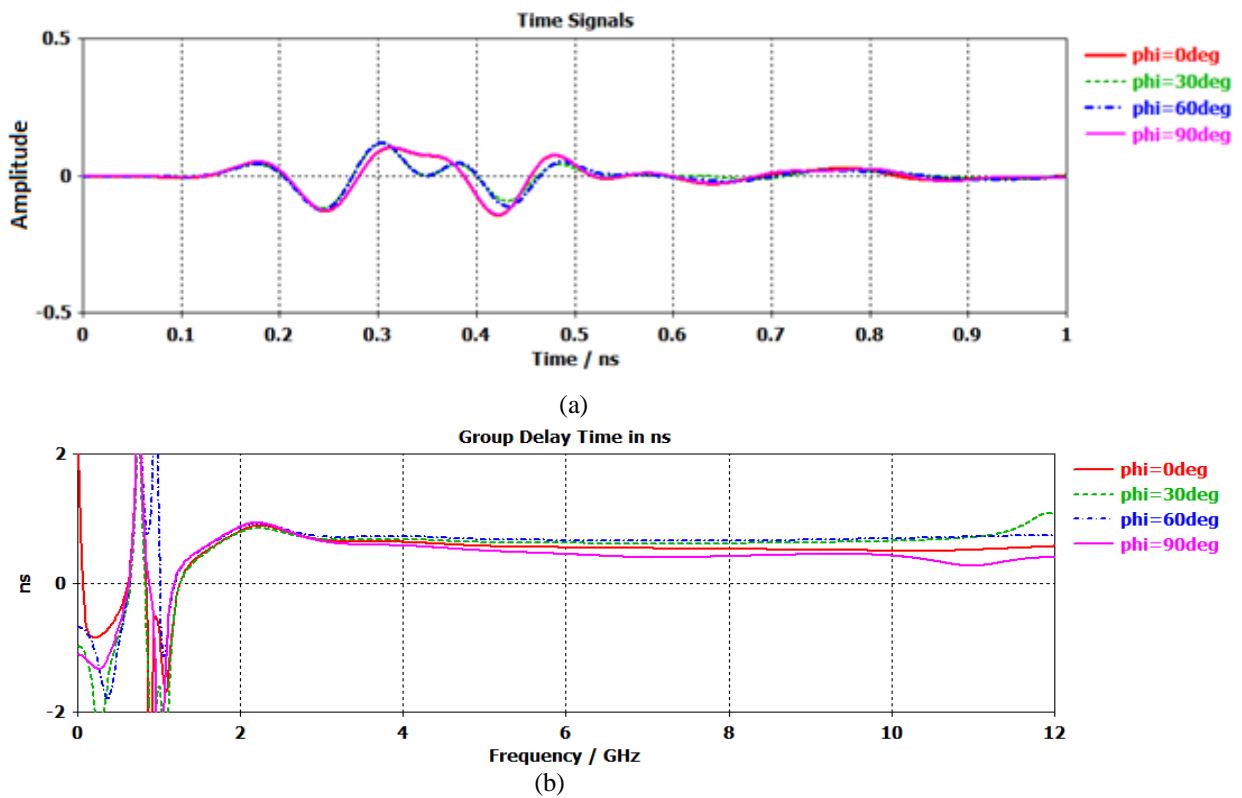


Figure II-47. (a) Impulsions rayonnées par l'antenne semi-circulaire dans le plan élévation $\theta = 90$ deg
(b) Retard du groupe: (H-plane)

- *Antenne microruban en forme demi-ellipse*

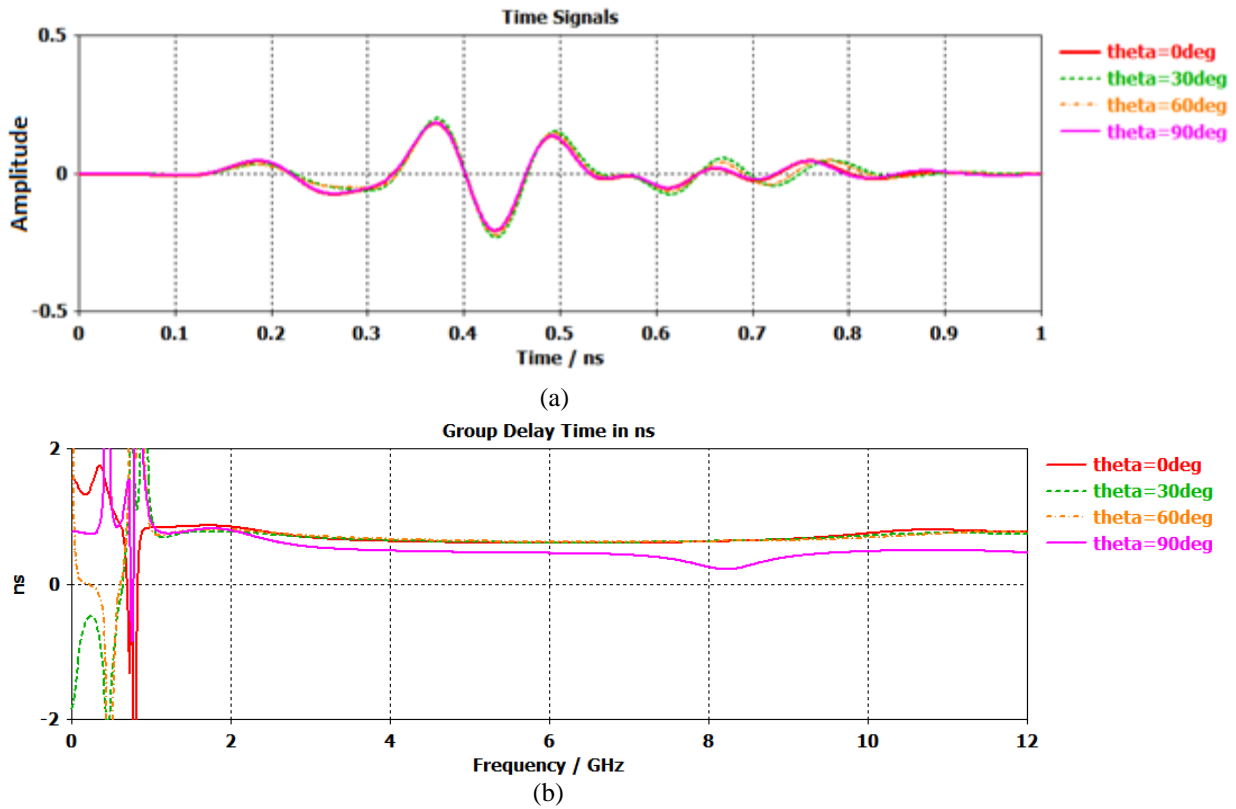


Figure II-48. (a) Impulsions rayonnées par l'antenne microruban en forme demi-ellipse dans le plan azimut $\phi = 0^\circ$, (b) Retard du groupe: (E-plane)

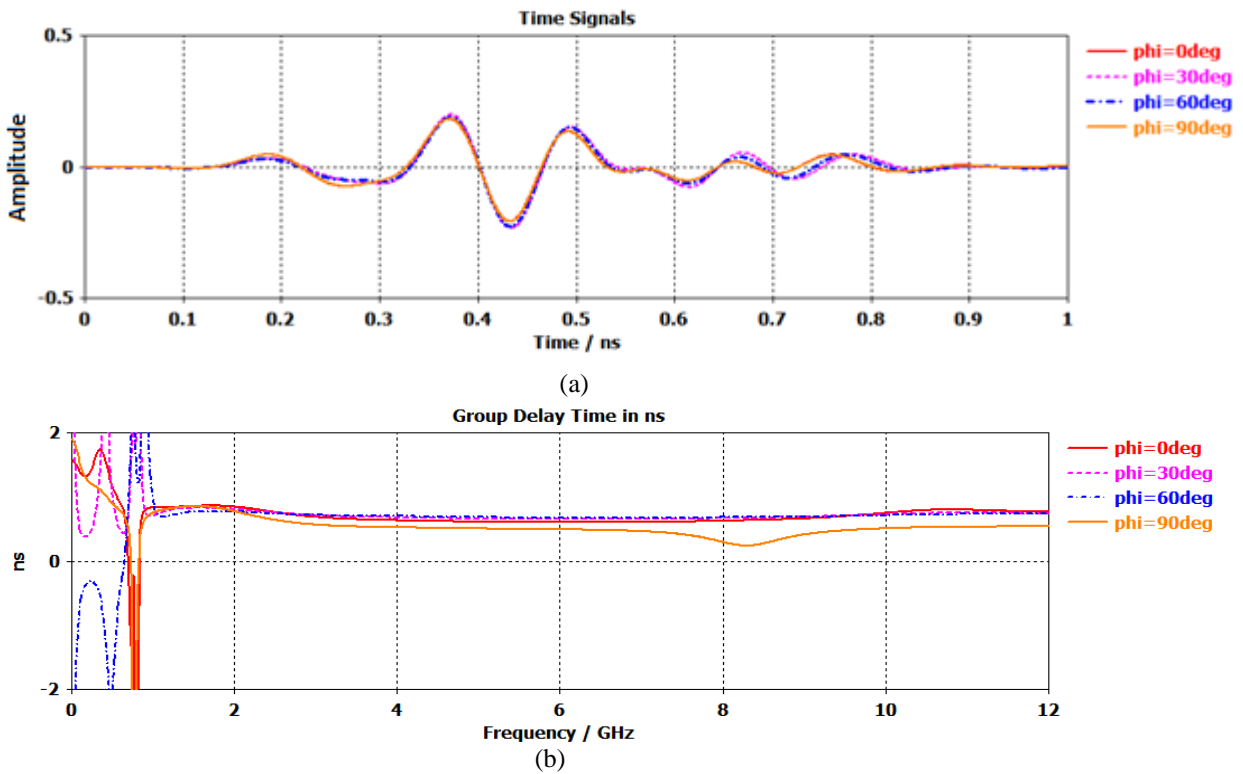


Figure II-49. (a) Impulsions rayonnées par l'antenne microruban en forme demi-ellipse dans le plan élévation $\theta = 90^\circ$, (b) Retard du groupe: (H-plane)

- *Antenne microruban en forme de fourchette*

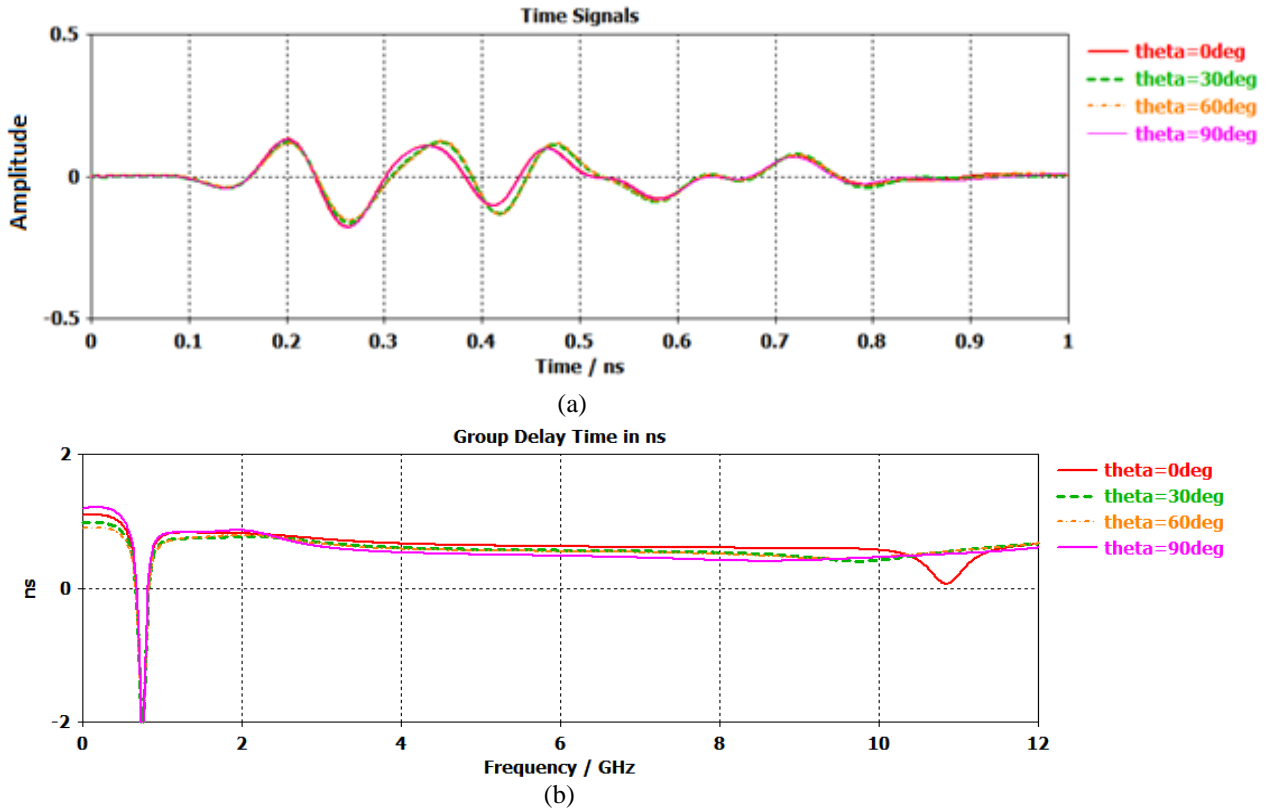


Figure II-50. (a) Impulsions rayonnées par l'antenne microruban en forme de fourchette dans le plan azimut $\phi = 0^\circ$, (b) Retard du groupe: (E-plane)

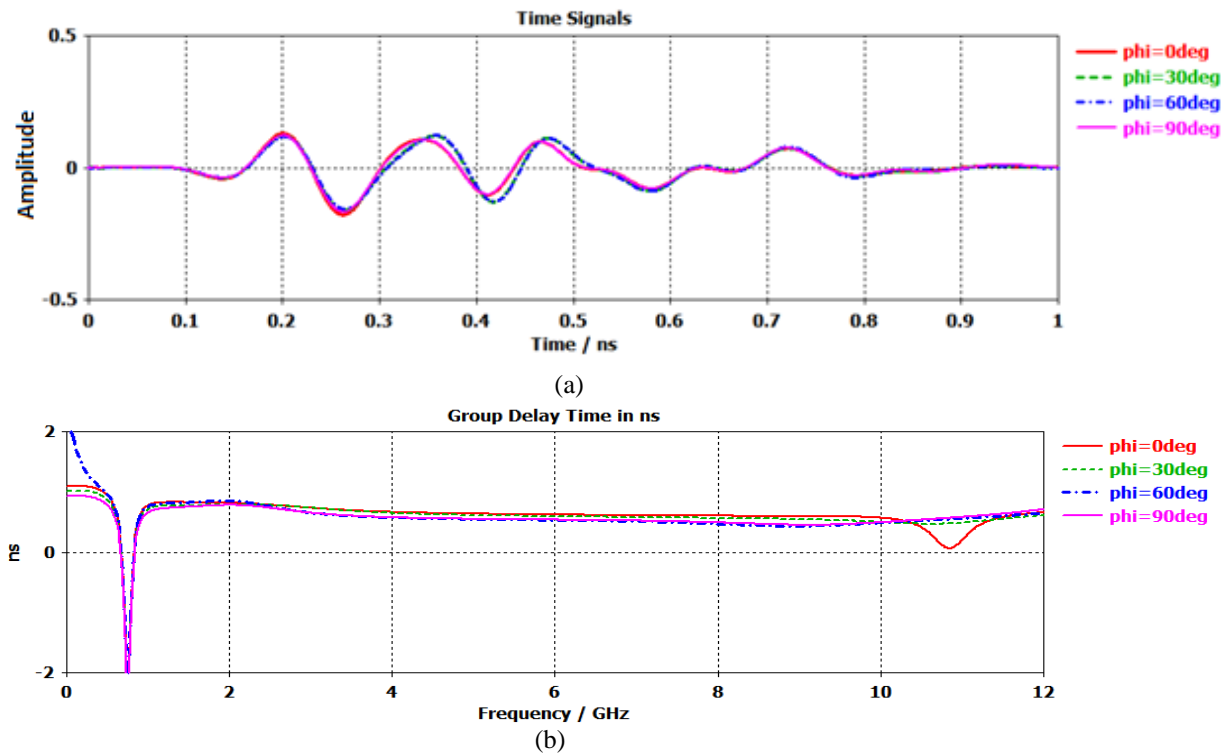


Figure II-51. (a) Impulsions rayonnées par l'antenne microruban en forme de fourchette dans le plan élévation $\theta = 90^\circ$, (b) Retard du groupe: (H-plane)

- *Antenne vivaldi antipodale a fentes rectangulaires*

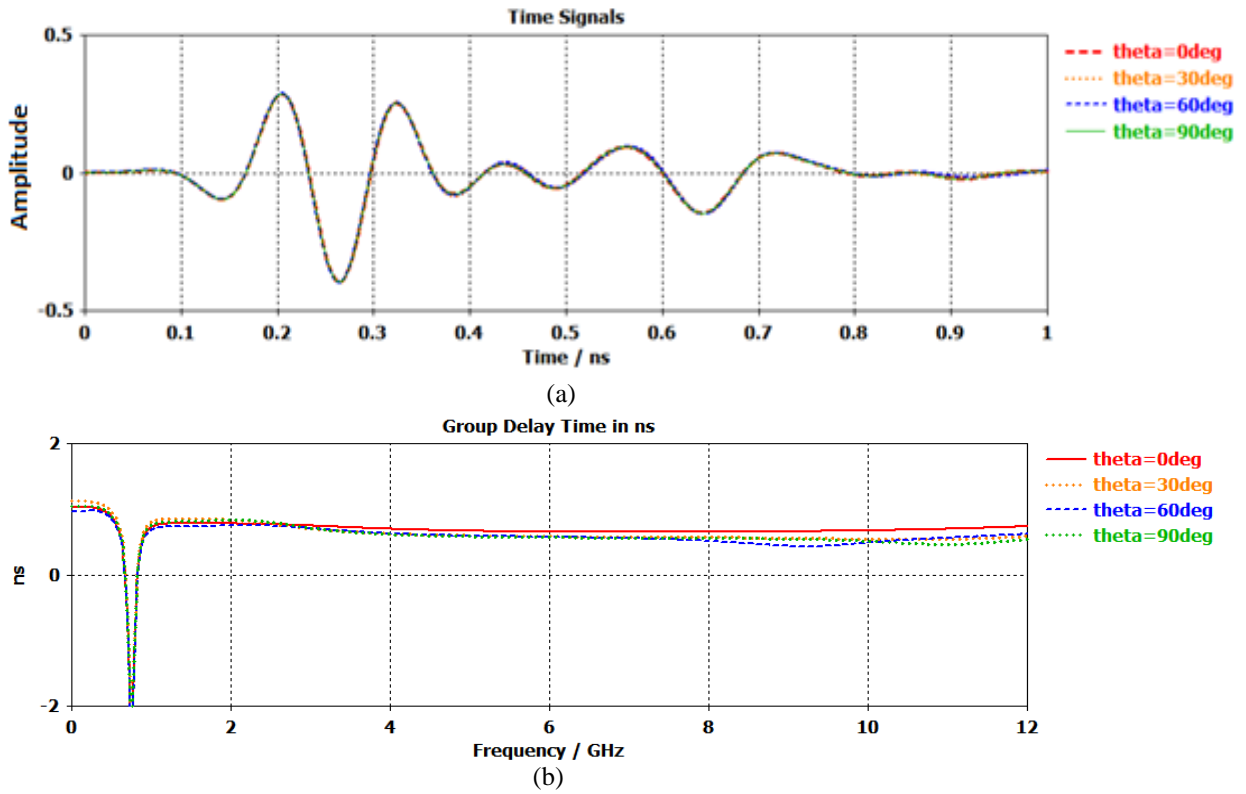


Figure II-52. (a) Impulsions rayonnées par l'antenne vivaldi antipodale a fentes rectangulaires dans le plan azimut $\phi = 0 \text{ deg}$, (b) Retard du groupe: (E-plane)

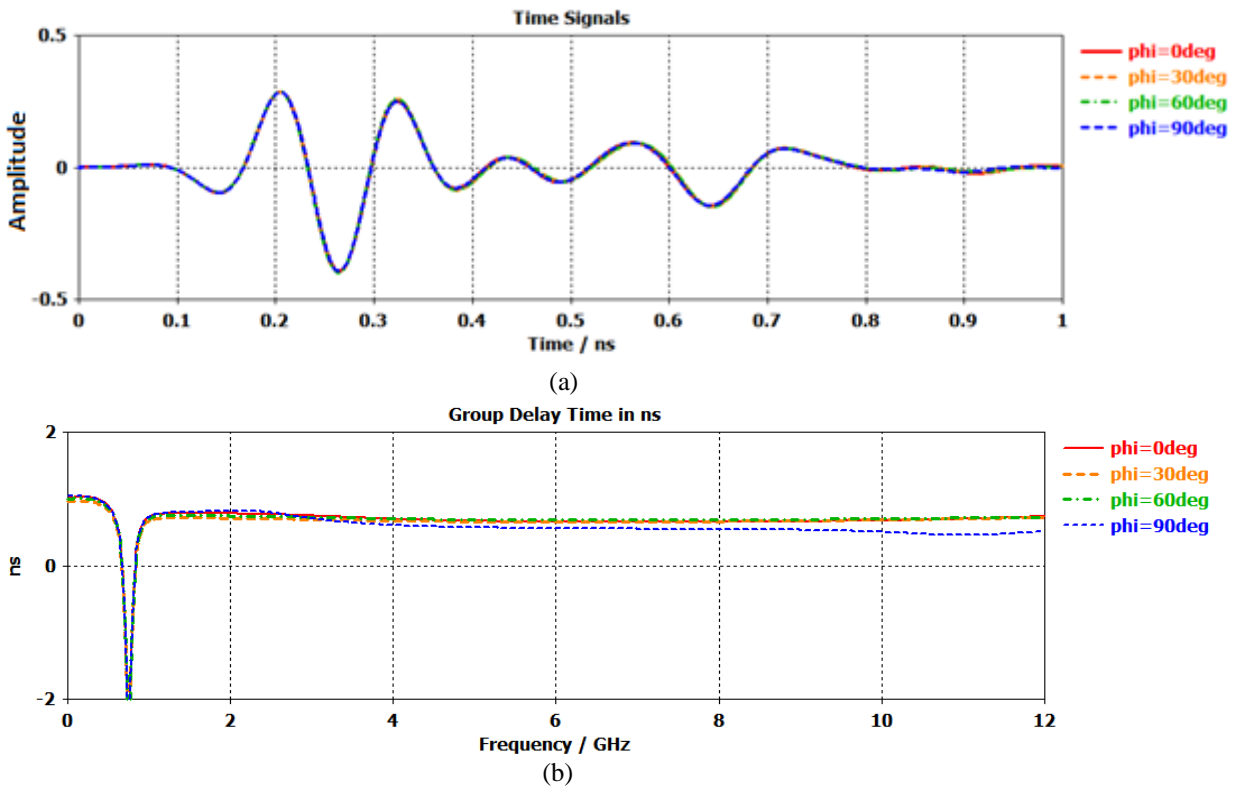


Figure II-53. (a) Impulsions rayonnées par l'antenne vivaldi antipodale a fentes rectangulaires dans le plan élévation $\theta = 90 \text{ deg}$, (b) Retard du groupe: (H-plane)

• *Antenne vivaldi antipodale*

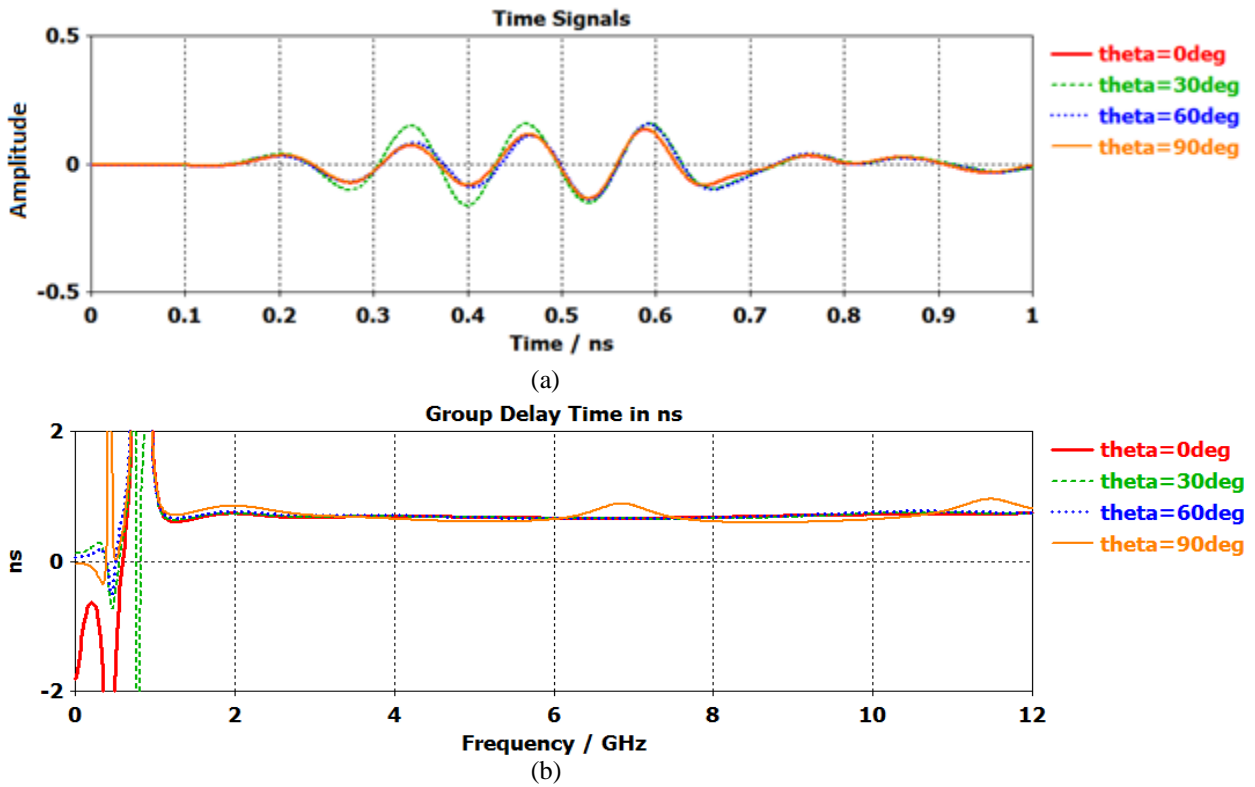


Figure II-54. (a) Impulsions rayonnées par l'antenne vivaldi antipodale dans le plan azimut $\phi = 0$ deg, (b) Retard du groupe: (E-plane)

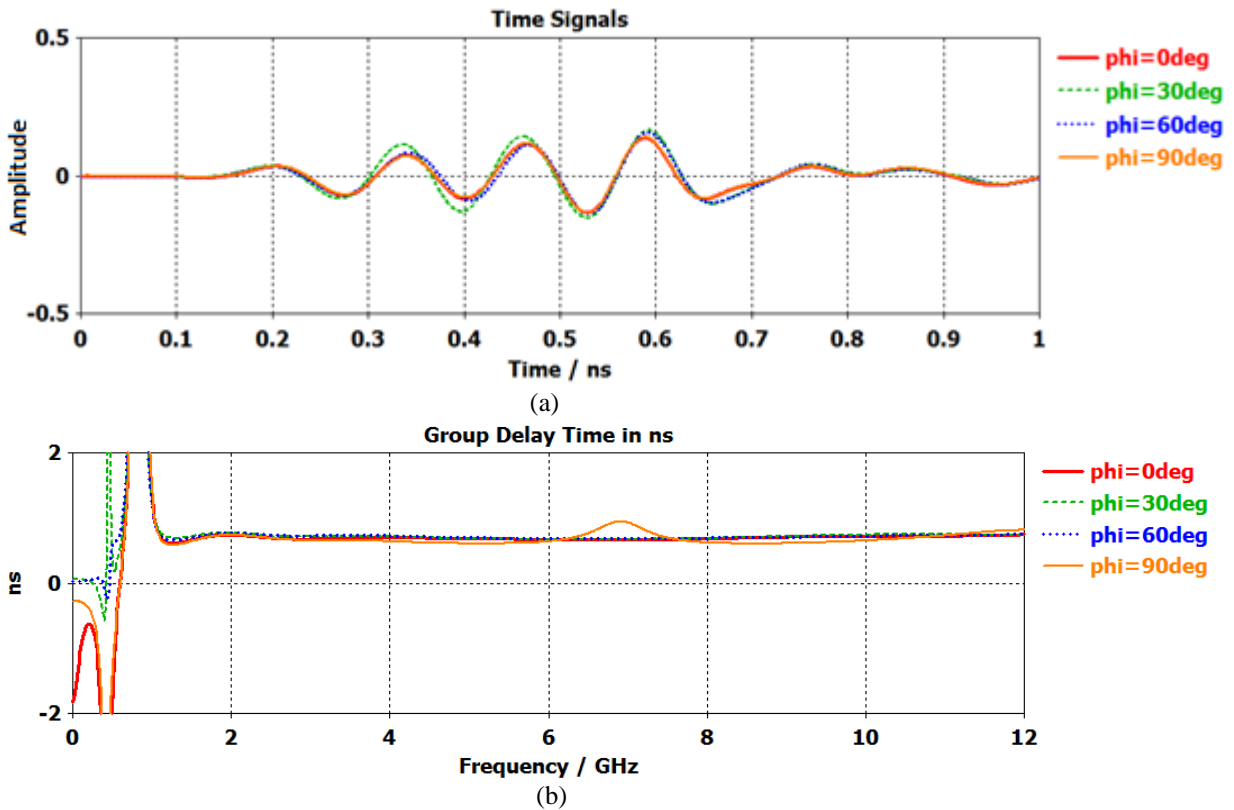


Figure II-55. (a) Impulsions rayonnées par l'antenne vivaldi antipodale dans le plan élévation $\theta = 90$ deg, (b) Retard du groupe: (H-plane)

II.9 Récapitulatif des caractéristiques fréquentielles et temporelles des antennes ultra large bande proposées

Nous présentons dans le tableau II.7 un état récapitulatif des caractéristiques fréquentielles et temporelles des antennes ULB proposées. Les performances de ces antennes sont regroupées en termes de dimensions, adaptation, gain, diagramme de rayonnement, dispersion et retard du groupe. On remarque que les antennes proposées sont adaptées sur de très larges bandes passantes, et sont tout à fait appropriées à leurs intégrations dans un système d'imagerie micro-ondes.

	Dimensions (mm ²)	Bande passante (GHz)	Gain/Max (dB)	Diagramme	Dispersive	Retard du groupe
<i>Antenne monopôle</i>	45×85	1.416 à 9.367	5.66	omnidirectionnel	non	stable
<i>Antenne semi-circulaire à fente semi-circulaire</i>	30×25	3.13 à 11.44	6.4	bidirectionnel	non	stable
<i>Antenne microruban en forme demi-ellipse</i>	28×30	3.27 à 10.31	6.07	omnidirectionnel	non	stable
<i>Antenne microruban en forme de fourchette</i>	20×27	4 à 11,27	4.49	omnidirectionnel	non	stable
<i>Antenne vivaldi antipodale a fentes rectangulaires</i>	26×27	3,57 à 30	6.34	unidirectionnel	non	stable
<i>Antenne vivaldi antipodale</i>	30×30	3.41 à 16	5.7	unidirectionnel	non	stable

Tableau II-7. Récapitulatif des caractéristiques des antennes ULB proposées

II.10 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons conçu des antennes imprimées ultra large bande pour des applications en imagerie micro-onde opérant dans la bande de fréquence désirée [3.1-10.6] GHz. Ce travail nous a permis de voir les performances de ces antennes qui répondent aux exigences souhaitées en termes d'adaptation, rapport d'ondes stationnaires, rayonnement, gain et de mettre en évidence leurs caractéristiques temporelles, afin de vérifier de quelle manière ces antennes déforment les impulsions qui leur seront appliquées, et ainsi d'étudier leur dispersion. En effet, ces caractérisations peuvent s'avérer importantes pour des systèmes pour lesquels le débit dépend de la

durée des impulsions reçues, et l'information est parfois contenue dans la forme même des signaux. En particulier, nous avons vérifié que la cinquième dérivée de l'impulsion Gaussienne répond aux exigences réglementaires.

Le travail effectué nous a permis de mettre en application les performances de ces antennes qui sont un type très avantageux, pratique et adaptable pour les systèmes d'imagerie micro-ondes.

Dans le prochain chapitre, nous allons présenter quelques systèmes d'imagerie micro-ondes du corps humain les plus couramment rencontrés.

REFERENCES CHAPITRE II :

- [1] P. Vaudon, «Les antennes imprimées», Master recherche télécommunications hautes fréquences et optiques, IRCOM, université de Limoges, pp. 1-24.
- [2] CST–Computer Simulation Technology, www.cst.com (consulté le 20/05/2016 à 21:00)
- [3] M. John and M.J. Ammann, «Spline-based geometry for printed monopole antennas», *Electronics Letters*, vol.43, pp. 317-319, March 15, 2007.
- [4] C.P. Lee and C.K. Chakrabarty, «Ultra wideband microstrip diamond slotted patch antenna with enhanced bandwidth», *Int J. Communications, Network and System Sciences*, pp. 468-474, 2011.
- [5] N. Prombutr, P. Kirawanich, and P. Akkaraekthalin, «Bandwidth enhancement of UWB microstrip antenna with a modified ground plane», *International Journal of Microwave Science and Technology*, vol. 2009, pp. 7, 2009.
- [6] A. Godard, «Conception et réalisation d'un radar ultra large bande impulsif agile (300MHz - 3GHz)», Thèse de Doctorat, Université de Limoges, Octobre 2009.
- [7] A.C. Lepage, «Analyse et optimisation d'antennes tridimensionnelles : applications à la conception d'antennes compactes intégrées dans un système de communication ultra-large bande», thèse de Doctorat, l'Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications de Paris, Juin 2005.
- [8] T. Huynh, and K.F. Lee, «Single-layer single-patch wide band microstrip antenna», *Electronics Letters*, vol. 31, no. 16, pp.1313-1312, 1995.
- [9] R. Khalilpour, J. Nourinia, and C. Ghobadi, «An optimized monopole microstrip patch antenna with gradual steps for ultra wide band applications», *PIERS Proceedings*, Xi'an, China, March 22-26, 2010.
- [10] W. Yazhou, «UWB pulse radar for human imaging and doppler detection applications», thèse de Doctorat, university of Tennessee, 2012.
- [11] S. Taleb, L. Merad, and S.M. Meriah, «Design of microstrip antenna with rectangular slot for ultra wide band microwave imaging», *Proc. Intl. Télécommunications et les TIC Conf*, pp. 54-57, Mai 2015.
- [12] A.M. Abbosh, M.E. Bialkowski, W. Chang Khor, «Design of an UWB planar monopole antenna for use in a circular cylindrical microwave imaging system», *International Conference on Microwaves, Radar & Wireless Communications*, pp. 947 – 950, 2006.
- [13] S. Taleb, L. Merad, S.M. Meriah, S.M. Chouiti, and X. Raimundo, «Design and study of a new UWB microstrip antenna for microwave imaging», *Telecommunications and Radio Engineering*, Begell House, vol. 74, issue 18, pp. 1605-1618, 2015.
- [14] S. Taleb, L. Merad and S.M Meriah, «New compact UWB antipodal vivaldi antenna with wide band with for medical microwave imaging», *International Journal of Microwave and Optical Technology*, vol.11, no.1, January 2016. pp. 15-22, January 2016.
- [15] A.M. Abbosh, «Directive antenna for ultra wide band medical imaging systems», *International Journal of Antennas and Propagation*, vol. 2008, pp. 6, 2008.
- [16] F. Jolani, G. Dadashzadeh, M. Naser-Moghadasi and A. Dadgarpour, «Design and optimization of compact balanced antipodal vivaldi antenna», *PIERS C*, vol. 9, pp. 183–192, 2009.
- [17] N. Fortino, «Conception et caractérisation d'antennes imprimées pour systèmes ultra large bande impulsif», thèse de Doctorat, Nice-Sophia Antipolis, Février 2006.
- [18] L. Babour, «Etude et conception d'antennes ultra large bande miniaturisées en impulsif», thèse de Doctorat, Grenoble, Mai 2009.
- [19] D.H. Kwon, «Effect of antenna gain and group delay variations on pulse-preserving capabilities of ultra wide band antennas», *IEEE Trans, Antennas Propag*, vol. 54, pp. 2208-2215, 2006.
- [20] A. Sibille¹, C. Roblin¹, S. Bories¹, A.C. Lepage² et X. Begau², «Conception et caractérisation d'antennes ULB pour communications multimédia haut débit», *ENSTA/UEI¹, ENST/COMELEC²*, no. 4, pp. 2-9, Avril 2004. (www.ensta-paristech.fr/~roblin/papers/REE_ULB_04.pdf consulté le 20/05/2016 à 21:11)
- [21] H. Sheng, P. Orlik, A.M. Haimovich, L.J. Cimini, Jr and J. Zhang, «On the spectral and power requirements for ultra-wideband transmission», *IEEE International Conference on Communications (ICC)*, pp. 738-742, Decembre 2003.

CHAPITRE III

SYSTÈMES D'IMAGERIE MICRO-ONDES

III.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous allons nous intéresser aux systèmes d'imagerie micro-ondes destinés pour la détection des objets enfouis et plus particulièrement le cancer du sein. Ce dernier est l'un des types les plus répandus du cancer dans le monde. Actuellement les méthodes cliniques de diagnostic utilisées, telles que la mammographie, l'échographie et l'imagerie par résonance magnétique, sont limitées par des problèmes de coût et de fiabilité [1]. Ces limitations ont motivé les chercheurs à développer une méthode de diagnostic plus efficace, à faible coût, facile à utiliser et moins risquée. L'ultra large bande pour l'imagerie micro-ondes est une nouvelle technologie de détection du cancer du sein, introduite récemment comme technique complémentaire pour la détection du cancer du sein, elle exploite le contraste significatif des propriétés diélectriques entre les tissus mammaires normaux et les tissus mammaires avec tumeurs [2].

L'imagerie micro-ondes est utilisée essentiellement au travers de trois approches : passive, hybride et active. Avec les méthodes passives on vise à mesurer, à l'aide d'un radiomètre, l'augmentation de la température des tumeurs par rapport aux tissus normaux, tandis que l'approche hybride détecte, à l'aide de transducteurs ultrasonores, les ondes de pression émises par les tumeurs. Enfin, l'imagerie micro-onde active, à laquelle nous nous intéressons ici, cherche à construire une image de l'organe sous test à partir de la mesure du champ diffracté résultant de son interaction avec une onde incidente, cette image étant, en fait, une cartographie des paramètres électromagnétique (permittivité diélectrique et conductivité) de l'organe [3].

Deux types d'imagerie micro-ondes active ont été proposés pour exploiter le contraste diélectrique : la tomographie à micro-ondes et les techniques radars ULB. Dans les deux approches, les signaux émis seront diffusés par l'objet, et le champ diffracté ou réfléchi est mesuré par les récepteurs.

Ce chapitre est organisé comme suit. Tout d'abord, on présente quelques systèmes d'imagerie du corps humain les plus couramment rencontrés, suivie par une discussion sur les méthodes de dépistage du cancer du sein tout en présentant leurs avantages et inconvénients. Enfin, la dernière partie de ce chapitre, sera consacrée aux techniques d'imagerie micro-ondes employées pour la détection du cancer du sein.

III.2 Systèmes d'imagerie du corps humain

Il existe à l'heure actuelle un certain nombre de techniques d'imagerie du corps humain couramment employées comme outils diagnostiques dans le domaine médical. Plusieurs techniques peuvent également apporter des informations complémentaires sur un même organe. Ainsi, en sénologie, le médecin peut avoir recours à une mammographie, c'est à dire à un examen aux rayons X, et à une échographie pour formuler son diagnostic [4]. Nous allons rapidement présenter les différentes techniques existantes, et préciser leurs avantages et inconvénients.

III.2.1 Les rayons X - Mammographie

La mammographie est une technique d'imagerie par rayons X¹ (IRX) utilisée pour la détection précoce du cancer du sein et d'autres maladies du sein. Elle est utilisée à la fois comme outil de diagnostic et de dépistage [5]. Les rayons X permettent de déceler des grosseurs anormales ou des anomalies de la structure mammaire avant qu'elles ne puissent être identifiées par quelques autres méthodes [6].



Figure III-1. Radiographie de la main de la femme de Röntgen [7]

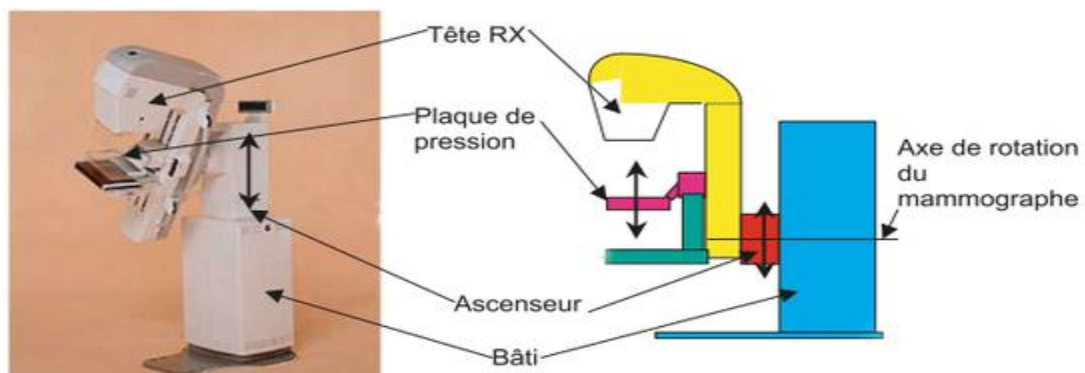


Figure III-2. Unité d'imagerie : rayon X - Mammographie [8]

¹Les rayons X : constituent un rayonnement de courte longueur d'onde, entre (5 pm à 10 nm), découvert en 1895 par l'Allemand W.C. Röntgen (Prix Nobel 1901) [4].

Au cours d'une mammographie (figure III.2), le sein du patient est placé sur une plaque de support plat et comprimé avec une plaque parallèle. Un appareil à rayons X produit une petite décharge de rayons X qui traversent la poitrine vers un détecteur situé sur le côté opposé. Le détecteur peut être une plaque de film photographique, qui capte l'image de rayons X sur le film, ou un détecteur qui transmet des signaux électriques à un ordinateur pour former une image numérique. Les images produites sont appelées des mammographies. Sur une mammographie film, les zones de faible densité, tels que les tissus graisseux, apparaissent translucides (par exemple similaire à l'arrière-plan noir), alors que les zones de tissu dense, apparaissent plus blanches sur un fond noir. Dans une mammographie standard, à la fois le haut et la vue latérale sont prises de chaque sein, bien que des vues supplémentaires puissent être prises si le médecin est préoccupé [5].

III.2.1.1 Avantages

- Bonne sensibilité.
- Résolution de haute qualité.
- Le temps pour former une image est court [9].

III.2.1.2 Inconvénients

- À haute dose, les rayons X sont nocifs pour la santé [10].
- Pas assez de sensibilité pour les patients ayant des tissus denses (épais) du sein.
- Difficile d'analyser les contrastes de mammographie vu que l'apparence physique du sein de chaque patient n'est pas le même.
- Le sein est comprimé entre les plaques qui sont douloureuse pour le patient [9].

Pour certains types de seins, les mammographies peuvent être difficiles à interpréter. En effet, il existe une grande variation de la densité du tissu mammaire. Les seins denses sont plus difficiles à imager, et plus difficile à diagnostiquer. Pour de nombreux cas difficiles, la mammographie aux rayons X peut ne pas être suffisamment sensible et précise dans la détection du cancer. Des techniques d'imagerie supplémentaires, comme l'échographie ou l'imagerie par résonance magnétique (IRM) peuvent également être utilisées pour augmenter la sensibilité de l'examen [5].

III.2.2 L'échographie

L'échographie est une technique d'imagerie médicale qui utilise des ultrasons². Ce nom désigne à la fois l'acte médical et l'image qui en résulte. Cet examen indolore est couramment pratiqué en médecine pour visualiser différents organes [11].

L'échographie est un son avec une fréquence au-dessus de la gamme audible qui varie de 20 Hz à 20 kHz. Le son est produit par un transducteur qui agit d'abord comme un haut-parleur, il envoie une impulsion acoustique dans une direction donnée. Le transducteur agit ensuite comme un microphone afin d'enregistrer les échos acoustiques générées par le tissu le long du trajet de l'impulsion émise. Ces échos portent donc des informations sur les propriétés acoustiques du tissu le long du trajet [12].

Cette technique consiste à envoyer des ondes ultrasonores dans le corps (figure III.3). Ces ondes de pression se réfléchissent lorsqu'elles rencontrent des obstacles. C'est à partir de ces échos que l'image est réalisée. Grâce aux progrès de l'informatique et du traitement du signal, cette onde mécanique qui déforme (très) légèrement les tissus traversés donne désormais de précieux renseignements sur l'élasticité des organes traversés, on réalise alors une élastographie [10]. La sonde contient des cristaux qui émettent et reçoivent les ultra-sons grâce à l'effet piézoélectrique³ [11].



Figure III-3. Système d'imagerie : échographie [13]

²*Ultrasons*: Les ultrasons sont des ondes mécaniques. Ce qui les caractérise par rapport aux autres phénomènes acoustiques, ce sont leurs fréquences, supérieures à celle audibles naturellement par l'oreille. Les ultrasons sont utilisés surtout en domaine médical pour les échographies, les traitements esthétiques, et pour soulager la douleur [14].

³*Piézoélectrique*: On appelle piézoélectricité, la propriété que possèdent certains matériaux (cristaux, céramiques, polymères ou composites) à pouvoir transformer une énergie électrique en une énergie mécanique [15].

III.2.2.1 Avantages

- Elle permet de faire des images animées en temps réel [10].
- Outil de dépistage sécuritaire parce qu'il n'y a pas de rayonnement nocif.
- La détection et l'examen pour les jeunes femmes ayant des seins denses et les femmes ayant les implants mammaires sont applicables.
- le contraste et la résolution de l'image est élevée, ce qui donne une grande distinction entre les tissus normaux et les zones suspectes [9].

III.2.2.2 Inconvénients

- L'os arrête les ultrasons et cache à l'image ce qui se trouve derrière [10].
- Les performances du système dépendent des compétences des techniciens et l'expertise de l'opérateur.
- Certaines masses solides ne peuvent pas être distinguées.
- Les lésions situées en profondeur peuvent à peine être détectées [9].

III.2.3 Imagerie par résonance magnétique

Alors que la radiographie utilise des rayons X, l'échographie des ultrasons, le principe de fonctionnement de l'IRM est basé sur un tout autre phénomène physique qui exploite les propriétés magnétiques des atomes⁴ [16].

L'élément principal d'un scanner IRM est un aimant puissant qui produit le champ magnétique permanent. Il est constitué d'un bobinage d'axe horizontal autour d'un tunnel où le patient prend place. Le courant électrique qui la parcourt peut être très intense car il ne subit pas de résistance et subsiste tant que la bobine est refroidie. Cette technologie permet d'atteindre des champs magnétiques très élevés, de 1,5 ou 3 Tesla (T) dans le matériel hospitalier et jusqu'à 10 T et plus dans les appareils expérimentaux [17]. Un ordinateur reconstitue les images obtenues, l'analyse des résultats permettant d'obtenir des images de qualité en 2D ou après reconstruction informatique, en 3D. Le patient doit rester immobile dans cet appareil (figure III.4) [18].

L'imagerie par résonance magnétique (IRM), permet d'étudier les organes du corps de manière très précise ainsi que les diagnostics [18].

⁴Un atome : est la plus petite partie indivisible d'un corps simple [17].

III.2.3.1 Avantages

- Les patients ayant des seins denses peuvent être examinés à l'aide de l'IRM de manière efficace.
- Les images peuvent être capturées à partir des orientations différentes.
- Capacité de détecter les petites tumeurs.
- les cancers multifocaux peuvent être détectés.
- Utile pour déterminer si le cancer atteint la paroi thoracique.
- Les implants mammaires et les ruptures peuvent être détectés [9].

III.2.3.2 Inconvénients

- Les tissus contenant peu d'eau comme l'os ou les poumons sont moins visibles [10].
- Extrêmement cher.
- Immobile et fixe.
- Une injection pour le test est nécessaire.
- Les calcifications ne peuvent pas être détectées.
- Le patient sent une crainte d'être dans un espace étroit (claustrophobie).
- Plus de temps, par rapport à la technique des rayons X et l'échographie [9].



Figure III-4. Système d'imagerie par résonance magnétique [19]

Récemment, d'autres alternatives ont été proposées pour l'imagerie humaine à savoir : radar micro-ondes à bande étroite, radar ULB, les rayons X, l'infrarouge, etc. La comparaison des différentes technologies d'imagerie est répertoriée dans le tableau III.1, en termes de résolution, pénétration de paroi et capacité de suivi le mouvement.

	Radars à bande étroite	Ultrason	Infrarouge	Rayon X	Radars ULB
Résolution	médiocre	bonne	bonne	bonne	bonne
pénétration de paroi	bonne	marginal	bonne	bonne	bonne
Mouvement localisation	oui	oui	non	non	oui

Tableau III-1. Comparaison des différentes techniques d'imagerie

Les chercheurs se sont concentrés sur le développement de radars micro-ondes ultra large bande pour ses nombreux avantages, tels que la détection de haute précision de la cible, bonne pénétration, etc. [20].

III.3 Imagerie Micro-ondes

III.3.1 Micro-ondes

Une onde électromagnétique est composée d'un champ électrique et d'un champ magnétique sinusoïdaux. Les micro-ondes se situent dans les fréquences allant de 300 MHz à 300 GHz ce qui correspond à des longueurs d'onde d'1 m à 1 mm. Dans le spectre, elles se situent dans les hyperfréquences, entre les ondes radios (10^8 Hz) et l'infrarouge (10^{12} Hz) (figure III.5).

Elles ont de nombreuses applications, par exemple le téléphone portable, le radar, le four à micro-ondes, les satellites, etc... [21].

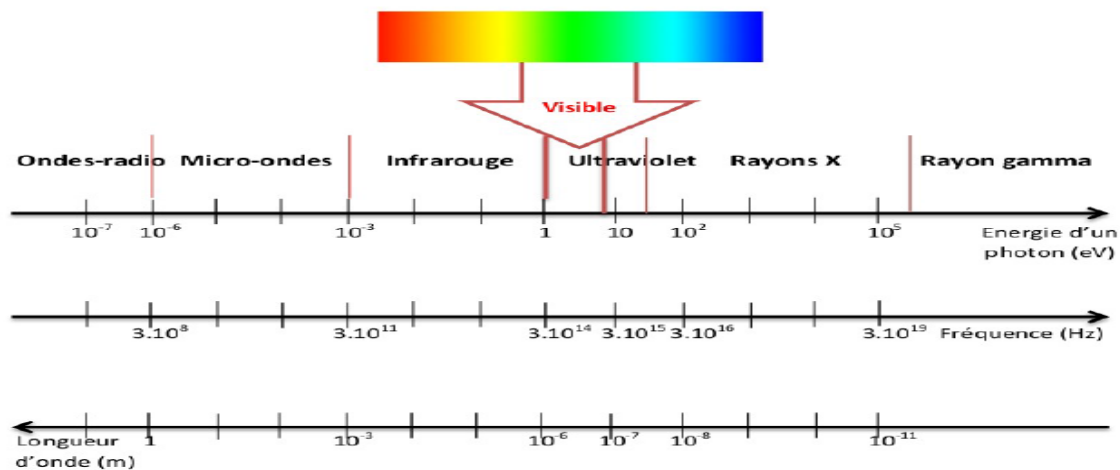


Figure III-5. Spectre électromagnétique

Traditionnellement, le domaine des micro-ondes est divisé en sous-bandes, telles que le mode de production et spécifique propriété du rayonnement. La division de bandes électromagnétiques est désignée dans le tableau III.2 [22].

Désignation	Gamme de fréquences en gigahertz
<i>HF</i>	0.003 - 0.030
<i>VHF</i>	0.030 - 0.300
<i>UHF</i>	0.300 - 1.0
<i>L bande</i>	1.0 - 2.0
<i>S bande</i>	2.0-4.0
<i>C bande</i>	4.0-8.0
<i>X bande</i>	8.0-12.0
<i>Ku bande</i>	12.0-18.0
<i>K bande</i>	18.0 - 27.0
<i>Ka bande</i>	27.0-40.0
<i>Millimètre</i>	40.0-300.0
<i>submillimétrique</i>	> 300.0

Tableau III-2. Diverses bandes du domaine des micro-ondes

III.3.2 Imagerie Micro-ondes

À l'heure actuelle, la technique la plus couramment utilisée pour la détection du cancer du sein est la mammographie aux rayons X. Cependant, cette technique présente plusieurs inconvénients. Récemment, des chercheurs ont proposé la technique d'imagerie micro-ondes en tant qu'un scanner à faible coût pour le dépistage et la détection du cancer du sein au stade précoce et dans la plage de fréquences non ionisantes en utilisant des antennes ultra large bande opérant dans la bande de fréquence [3.1-10.6 GHz].

L'avantage de cette technique est qu'elle fonctionne sur une large gamme de fréquences, moins de risques pour la santé et moins coûteuse, et par conséquent, elle est considérée comme une technique d'imagerie alternative pour la détection du cancer du sein dans l'avenir [9].

L'imagerie micro-onde a suscité un intérêt considérable au cours de la dernière décennie en vue d'applications dans différents domaines [3]. La possibilité d'utiliser les micro-ondes pour la détection des tumeurs du sein est basée sur le concept de tissu dépendant de la diffusion et l'absorption des micro-ondes dans le sein, et exploiter le contraste entre les propriétés diélectriques des tissus mammaires malignes et normaux [23]. Cependant, lorsque les patients sont exposés aux micro-ondes, le sein avec tumeur présente des propriétés électriques qui sont différentes de celui des tissus sains [24].

Les tissus normaux d'un sein présentent une faible permittivité relative et de conductivité au niveau des bandes de fréquences micro-ondes, tandis que les lésions qui contiennent plus d'eau et de sang sont caractérisées par une forte permittivité relative et de conductivité au niveau des fréquences micro-ondes, par conséquent, ils provoquent une rétrodiffusion significative. Sur cette hypothèse, les systèmes d'imagerie micro-ondes sont conçus pour détecter la présence d'un petit objet à l'intérieur d'un sein provoquant une rétrodiffusion considérablement plus grande que le milieu alentour [23].

Les techniques de micro-ondes impliquent la propagation des niveaux très bas d'énergie micro-ondes à travers le tissu du sein (1000 fois moins d'un téléphone portable). La base pour la détection et la localisation des tumeurs correspond à la différence entre les propriétés électriques des tissus normaux et malignes du sein une fois que les signaux micro-ondes seront diffusés. Ces signaux peuvent être captés par un ensemble d'antennes micro-ondes et analysés à l'aide d'un ordinateur.

Le système radar pour imagerie micro-ondes (figure III.6) utilise la génération et la réception des courtes impulsions pour divers emplacements de l'antenne, ou encore par un réseau d'antennes. Les signaux traités pour divers emplacements d'une antenne ou d'un réseau d'antennes sont combinés pour former une image en deux ou en trois dimensions montrant l'emplacement de la cible. La configuration représentée sur la figure III.6 (a), est basée sur le principe du radar monostatique. Dans cette configuration, la même antenne est utilisée pour l'émission et la réception d'un signal micro-ondes. La configuration représentée sur la figure III.6 (b) utilise deux antennes, qui sont décalées d'une certaine distance. Dans ce cas, le système d'imagerie micro-ondes est basé sur le principe du radar bistatique [23].

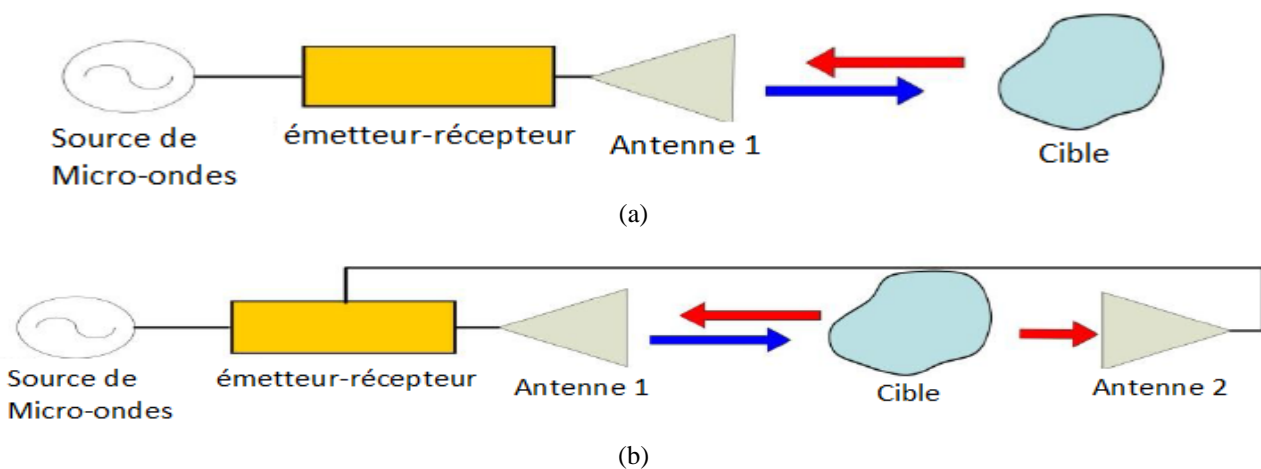


Figure III-6. Système radar basé sur l'imagerie micro-ondes (a) monostatique (b) bistatique

L'imagerie micro-ondes est une nouvelle technique qui utilise la différence des tissus cancéreux et des tissus non cancéreux. Et est utilisée pour des applications non-médicales comme géoradar, détection des mines terrestres et la détection des armes, dans le génie civil, etc... [25].

Les ondes électromagnétiques ont été largement utilisées dans des applications médicales. La détection du cancer du sein au stade précoce est une des grandes exploitations des micro-ondes pour des applications médicales [26-27].

L'imagerie micro-ondes est une méthode d'imagerie non-invasive basée sur les ondes actives. Tout d'abord, l'imagerie micro-ondes utilise le phénomène de diffusion des signaux micro-ondes du corps biologique. D'autre part, dans l'imagerie micro-ondes, on n'a pas besoin d'insérer un dispositif d'imagerie à l'intérieur du corps par l'intermédiaire d'une intervention chirurgicale puisque le signal micro-ondes peut pénétrer dans le corps [28].

Le rayonnement micro-ondes comprend une fraction du spectre des ondes électromagnétiques avec des fréquences allant de 1 GHz à 30 GHz. Ces ondes peuvent pénétrer dans le corps et on peut récupérer les informations structurelles et fonctionnelles des tissus via les signaux dispersés [28].

Un autre avantage de l'imagerie micro-ondes est le faible coût par rapport aux scanner et l'IRM, de même les composants d'un système micro-ondes sont de plus en plus petit, moins cher et plus puissant [28].

L'intérêt de l'amélioration de cette technologie ne cesse de croître en raison de son faible coût et son rendement élevé par rapport aux méthodes d'imagerie actuelles [25]. La motivation pour développer une technique d'imagerie micro-ondes pour la détection du cancer du sein est basée sur le contraste sensible des propriétés diélectriques des tissus mammaires normaux et malins à des fréquences micro-ondes [22].

III.4 Imagerie micro-ondes pour la détection du cancer du sein

Les techniques d'imagerie micro-onde pour la détection du cancer du sein sont classées en trois catégories à savoir: passive, hybride et active [9], [22], [25].

III.4.1 Imagerie micro-ondes passive

La technique d'imagerie micro-onde passive (figure III.7) est basée sur une différenciation entre les tissus malins et les tissus sains [25]. Le principe de fonctionnement d'imagerie micro-ondes passive consiste à mesurer le contraste des températures d'un tissu cancéreux et un tissu normal. Cette différence de température des tissus cancéreux a été rapportée par plusieurs chercheurs où il a été conclu que les tissus cancéreux sont plus actifs et produisent plus de chaleur

[9]. Cette méthode incorpore un radiomètre pour mesurer la température du sein afin de détecter la présence d'un tissu cancéreux [22].

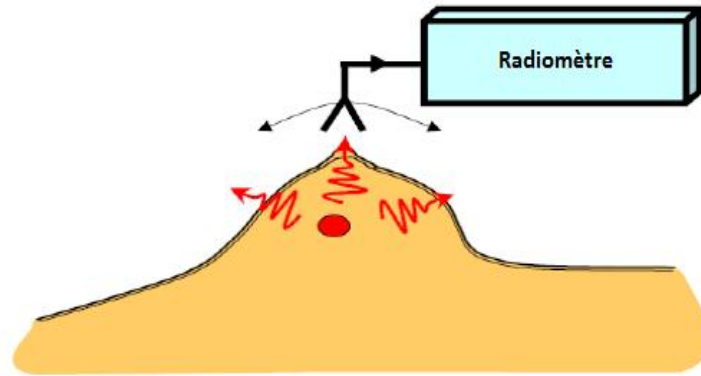


Figure III-7. Imagerie micro-ondes passive [29]

III.4.2 Imagerie micro-ondes hybride

Dans ce cas, le signal micro-ondes est envoyé directement sur la poitrine pour chauffer rapidement des zones sélectionnées d'un sein et pour déterminer la présence d'une tumeur (figure III.8) [9]. Les tissus mammaires avec tumeur ont une conductivité supérieure à celle d'un tissu mammaire normal, et absorbe plus d'énergie micro-onde ce qui produit des ondes de pression plus fortes, ces ondes seront détectées en utilisant des transducteurs ultrasons et seront transformées en image pour indiquer la tumeur [25].

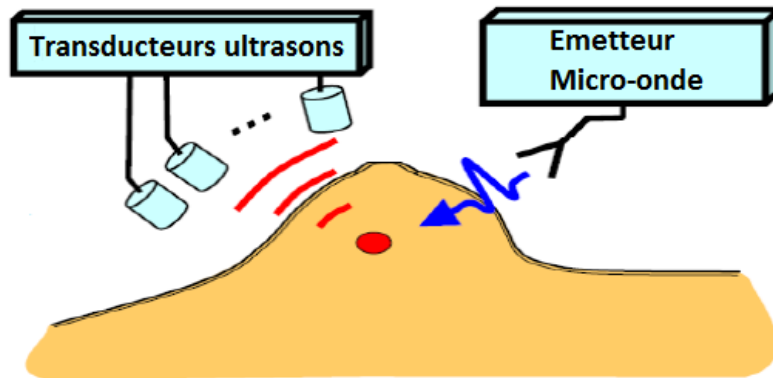


Figure III-8. Imagerie micro-ondes hybride [9]

III.4.3 Imagerie micro-ondes active

La technique d'imagerie micro-ondes active (IMA) (figure III.9), est la technique la plus exploitée. Son principe de fonctionnement consiste à générer un signal microondes, qui sera diffusé par la tumeur, le signal réfléchi est mesuré par les récepteurs. Elle consiste à une différence des

propriétés diélectriques entre les tissus mammaires normaux et malins qui modifient la réponse du signal réfléchi [25].

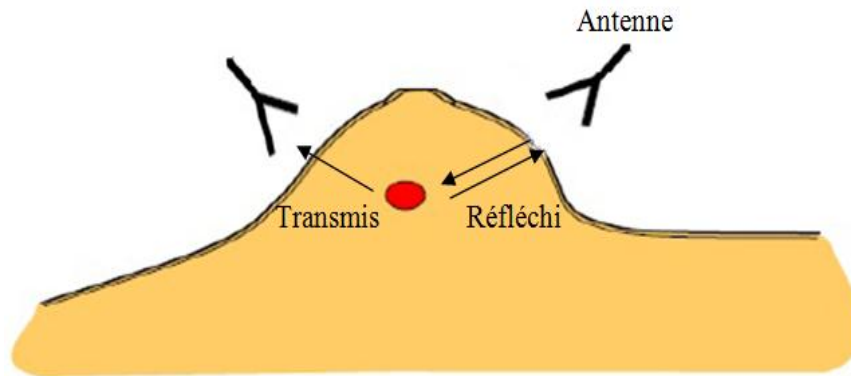


Figure III-9. Imagerie micro-ondes active [9]

À l'heure actuelle, La technique micro-ondes active est subdivisée en deux catégories : tomographie micro-ondes, imagerie micro-ondes radar ULB [9], [22], [25].

III.4.3.1 Tomographie micro-ondes

En tomographie micro-ondes (TMO), un seul émetteur rayonne dans la poitrine et un certain nombre d'antennes sont placées autour de la poitrine pour recevoir toute onde diffusée. La procédure est répétée pour différentes positions de l'émetteur, afin de couvrir toute la poitrine [25]. Les signaux recueillis seront ensuite utilisés pour déterminer le niveau de permittivité à l'intérieur du sein. L'existence de tumeurs réduit l'intensité du signal diffusé, ce qui traduit l'augmentation de la permittivité et de la conductivité sur les images [9].

Son principe de fonctionnement est que le patient est allongé sur une table d'examen, le sein est entouré par une cuve, (figure III.10). Un réseau d'antennes est configuré dans cette cuve et est immergé dans un liquide de couplage, afin de réduire le bruit et les multi-reflets. Ce réseau d'antennes est constitué de plusieurs antennes pour émettre et recevoir des signaux micro-ondes. Ces signaux sont utilisés pour mesurer les propriétés électriques telles que la permittivité et la conductivité. L'augmentation des propriétés électriques peuvent être utilisées pour déterminer la position de la tumeur. Le réseau d'antennes tourne verticalement pour balayer tout le sein. A chaque position, une antenne est utilisée comme antenne de transmission pour transmettre l'onde et les autres antennes sont utilisées comme antennes de réception pour recevoir l'onde de dispersion. Ces signaux reçus sont traités par des fonctions non linéaires [1].

La tomographie reconstitue toutes les propriétés électriques du sein, tandis que l'imagerie radar se concentre uniquement sur l'imagerie de la tumeur plutôt que l'ensemble du sein [1].

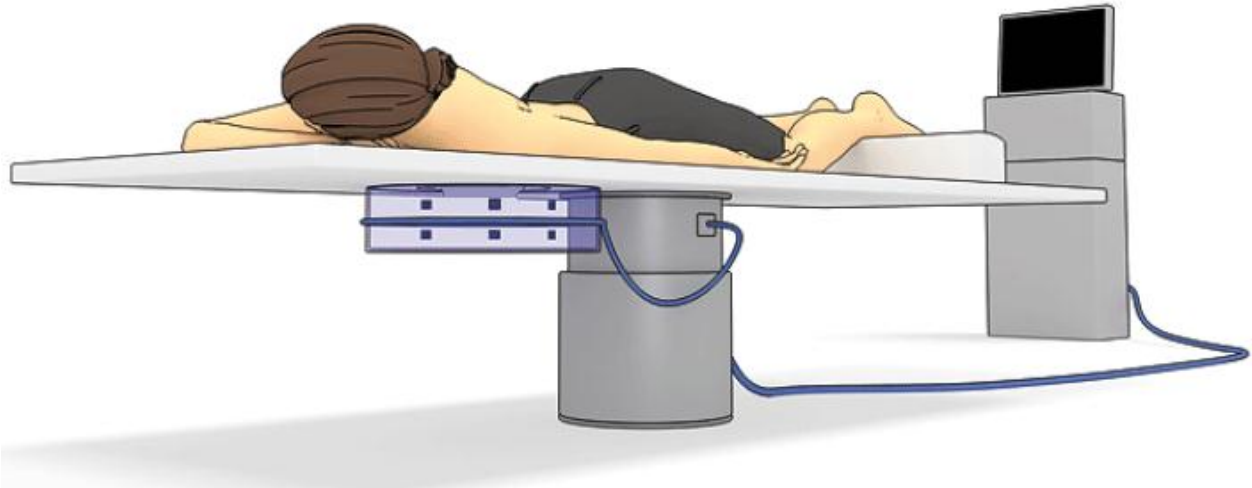


Figure III-10. Tomographie micro-ondes [1]

III.4.3.2 Radar ULB pour imagerie micro-ondes

Le radar (terme issu de l'expression anglophone Radio Detection And Ranging qui peut se traduire par « détection et estimation de la distance par ondes radio » ou plus simplement « radiorepérage»). Le radar est un appareil qui émet et reçoit des ondes électromagnétiques, il est surtout utilisé pour localiser des objets dans l'espace en termes de distance et de direction. Les appareils de ce type n'indiquent pas seulement la présence et la distance d'un objet éloigné, nommé cible, mais déterminent également sa taille, sa forme ainsi que sa vitesse et sa trajectoire [30].

Dans le cas du cancer du sein, l'antenne ULB transmet un signal de courte durée pulsé dans la poitrine et reçoit toute onde rétrodiffusée à partir de la même antenne. Ce processus sera répété pour différents emplacements afin de couvrir le tour de la poitrine. Une grande partie de l'énergie est réfléchi par la présence de la tumeur, ce qui peut affecter significativement la réponse à prédire l'emplacement de la tumeur [25].

Cette méthode d'imagerie radar vise à se concentrer sur la détermination de la position d'un objet (tumeur) en créant des images en utilisant des signaux rétrodiffusés, elle se concentre uniquement sur l'imagerie de la tumeur plutôt que l'ensemble du sein. Par conséquent, le traitement des signaux reçus dans l'imagerie radar micro-ondes est beaucoup plus facile pour le cas de la tomographie micro-ondes.

Il existe différentes configurations de systèmes Radar, telles que :

- **Configuration monostatique**

Cette option paraît la plus simple et la plus économique, avec une seule antenne qui sert à la fois pour l'émission et la réception des champs électromagnétiques (figure III.11). Le déplacement

mécanique de l'antenne doit être assuré par une table automatique et par conséquent son usage pour des applications en temps réel est très rare [31].

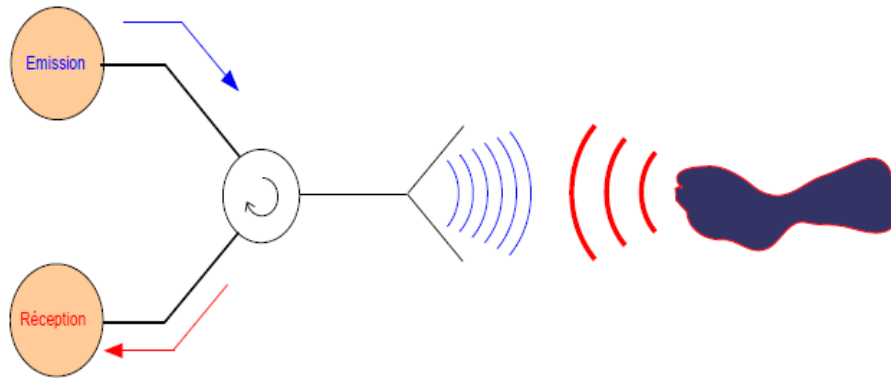


Figure III-11. Radar en configuration monostatique

- **Configuration bistatique**

La configuration bistatique utilise une antenne pour l'émission et une autre antenne pour la réception. Les antennes sont suffisamment espacées l'une de l'autre, écartement supérieur à $\lambda_{\max}/2$ (figure III.12) [31].

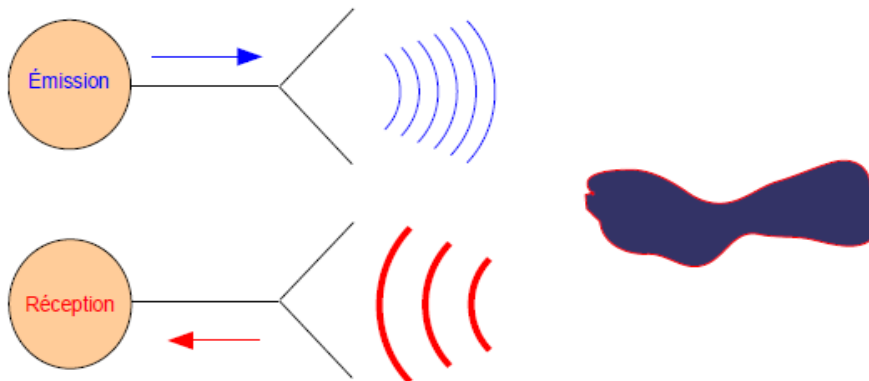


Figure III-12. Radar en configuration bistatique

- **Configuration multistatique**

Dans cette configuration, une antenne est utilisée pour l'émission, et plusieurs autres antennes pour la réception (figure III.13). L'avantage de cette architecture est la rapidité d'acquisition. La technique est coûteuse mais assure des résultats précis [31].

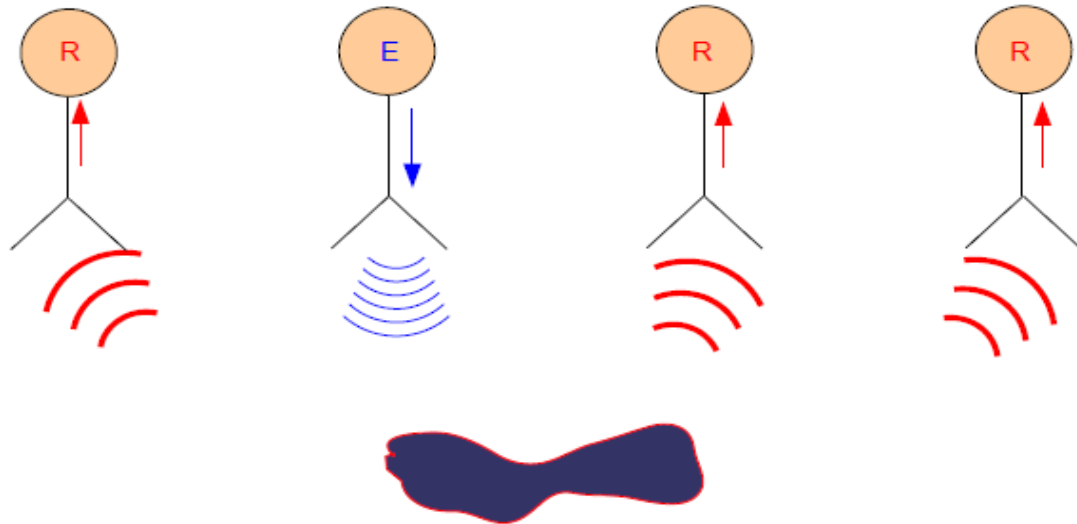


Figure III-13. Radar en configuration multistatique

- Configuration MIMO

La structure du radar MIMO (Multiple Input Multiple Output), est constituée de N émetteurs et de K récepteurs, à la différence de radar en configuration multistatique, les N émetteurs émettent simultanément, ce qui complexifie la réception et le traitement du signal associé, car on ne peut plus distinguer de quel émetteur provient le signal. Pour ce faire, chaque émetteur émet un code particulier ce qui permet, côté récepteur de différencier les signaux issus de chacun des émetteurs (technique de type CDMA). Une configuration de radar MIMO est illustrée sur la figure III.14 [32]:

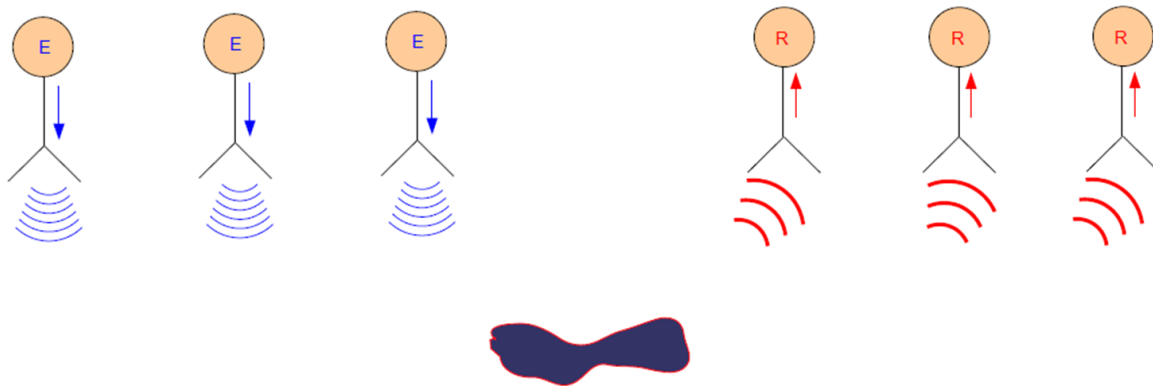


Figure III-14. Radar en configuration MIMO

III.4.3.3 Systèmes et techniques Radar ULB pour imagerie micro-onde

Il existe plusieurs systèmes et techniques radar ULB qui ont été développés. Dans ce qui suit, nous allons présenter quelques une les plus couramment utilisés à savoir : MIST (Microwave Imaging via Space-time) et TSAR (Tissue Sensing Adaptive Radar) et confocale [25], [33].

- **Système MIST**

MIST (Microwave Imaging via Space-time) a été introduit par Hagness et al. à l'Université du Wisconsin [2]. Dans ce système (figure III.15), le patient est allongé en position aplatie, où le réseau d'antennes est placé sur la surface de la poitrine [9], [25]. Cette méthode cherche à identifier la présence et l'emplacement des lésions malignes dans la poitrine [2].

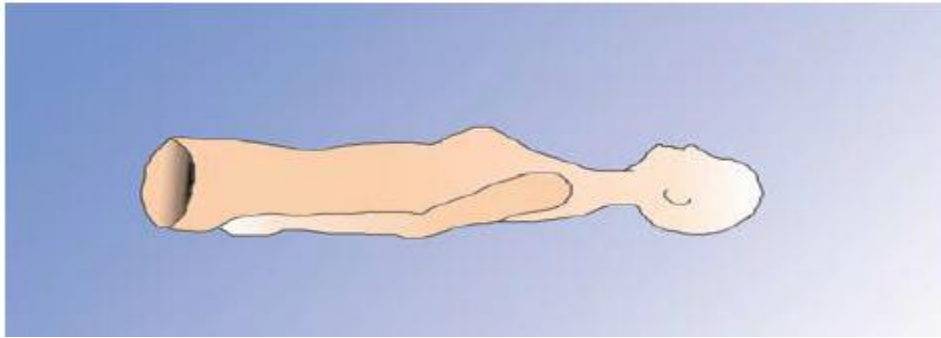


Figure III-15. Système MIST [9]

- **Système TSAR**

TSAR (Tissue Sensing Adaptive Radar) a été développé à l'université de Calgary et Victoria. Dans ce cas, le patient est allongé sur son ventre dans la table d'examen, où le sein est immergé dans une cuve contenant un liquide de calibrage. Les antennes ultra large bande sont placées de telle façon à balayer toute la poitrine (figure III.16). Le but d'utiliser le liquide de calibrage afin de réduire les parasites pour avoir de meilleurs résultats [9], [25], [34].

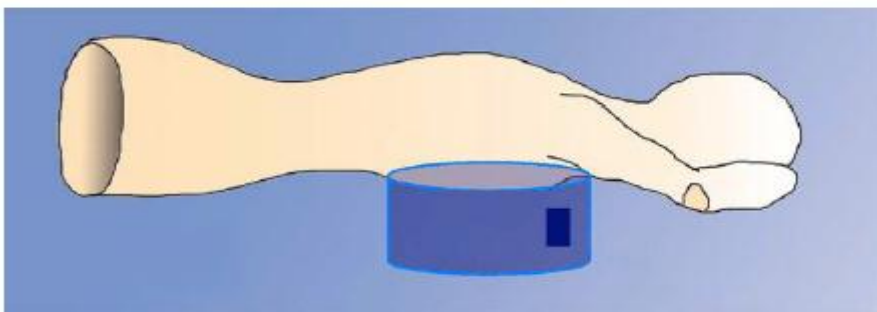


Figure III-16. Système TSAR [9]

- **Technique micro-ondes confocale**

Le concept de l'utilisation de la technique micro-ondes confocale (CMI) pour la détection du cancer du sein a été introduit pour la première fois par Hagness et al. [35-36], et Fear et al. [37]. Dans ce cas, l'imagerie micro-ondes confocale (CMI) se concentre sur les signaux rétrodiffusés pour former des images [9]. En imagerie confocale, l'objet sous test (OST) est éclairé par une série

d'impulsions larges-bandes. L'image est reconstruite en comparant le temps de parcours des signaux entre différentes paires d'émetteurs et de récepteurs. Cette approche a comme principal avantage d'être basée sur des algorithmes de reconstruction simples et rapides [38].

Les algorithmes d'imagerie Confocale sont appliqués dans les systèmes ULB dans ces dernières années. Un système CMI planaire est illustré sur la figure III.17, et un système CMI cylindrique est illustré sur la figure III.18 [30], [37].

De plus, l'excitation étant large-bande, une résolution relativement élevée est envisageable. Par contre, l'imagerie confocale ne permet pas une reconstruction quantitative des paramètres électriques de l'OST, l'objectif est plutôt de déterminer la position et la taille des éventuelles inhomogénéités [38]. Cette approche a le potentiel de détecter des tumeurs de taille millimétrique [9].

Pour créer ainsi une image à une position donnée dans le sein, les signaux reçus doivent être traités par l'algorithme d'imagerie micro-ondes confocale qui fera l'objet du chapitre 4.

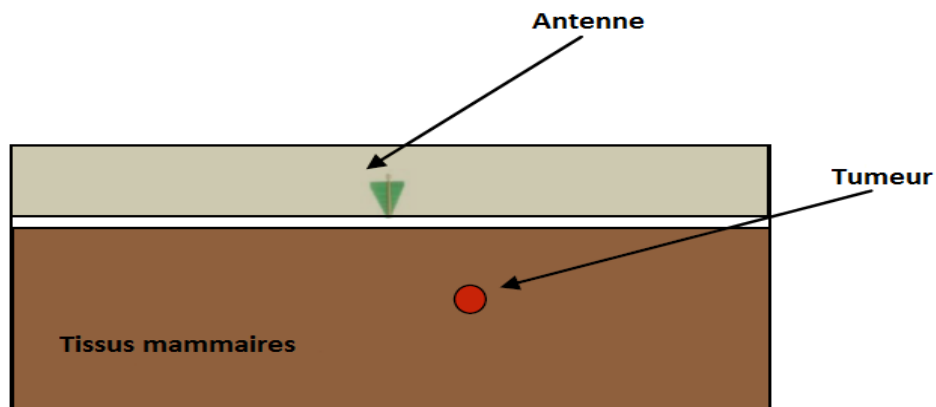


Figure III-17. Configuration planaire [9]

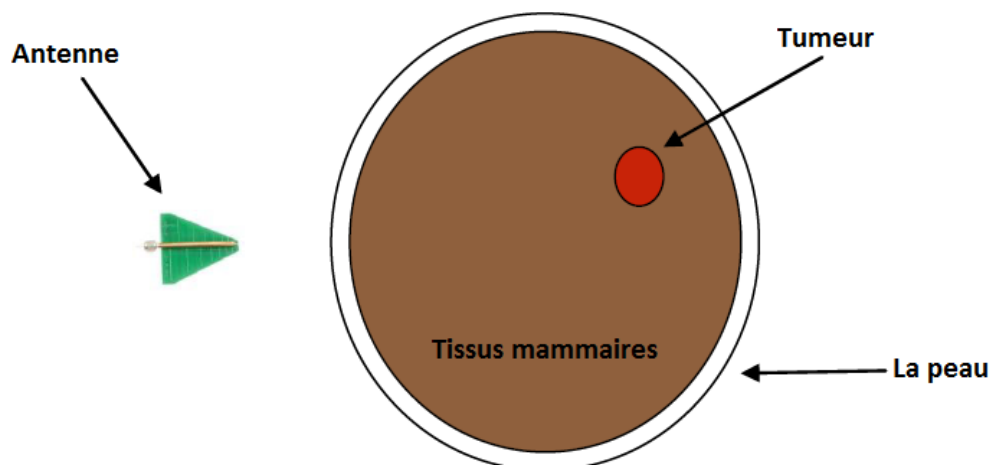


Figure III-18. Configuration cylindrique [9]

III.4.3.4 Applications des radars ULB

L'arrivée de la technologie ULB a permis le développement de radars compacts et relativement bon marché. Le radar ULB a donc été utilisé dans un grand nombre d'applications :

➤ **Radar ULB anti-collision**

Ces systèmes sont placés dans les pare-chocs et sur les côtés du véhicule, ils avertissent le conducteur d'éventuels impacts avec d'autres obstacles.

➤ **Radar ULB de surveillance locale**

Ces systèmes peuvent également servir comme système d'alarme autour d'une maison ou aux abords d'une piscine.

➤ **Systèmes ULB de discrimination et de caractérisation de l'objet**

Ils sont développés afin de distinguer et d'identifier clairement les différents types de matériaux.

➤ **L'imagerie radar ULB pour la vision à travers les murs et système d'analyse de matériaux du bâtiment**

Les radars ULB permettent de voir à travers les murs ou au travers d'autres obstacles, ils sont réservés aux forces de police ou aux forces armées afin de déterminer par exemple le nombre d'ennemis ou de preneurs d'otages retranchés dans une maison.

➤ **Radar ULB dans le secteur médical**

Dans le secteur médical, on peut distinguer deux applications principales. Tout d'abord les systèmes dits de surveillance, placés au plafond d'une chambre d'hôpital, ils permettent de suivre les rythmes cardiaques ou respiratoires de plusieurs patients en même temps. Ils peuvent également servir pour donner l'alarme rapidement dans le cas du syndrome de mort subite chez les nouveaux nés. Et l'autre grande catégorie d'applications médicales concerne les systèmes d'imagerie médicale [32].

III.5 Conclusion

Les méthodes de dépistage actuellement utilisées provoquent des risques pour la santé cela a conduit de nombreux chercheurs à avoir recours à d'autres techniques de dépistage telles que l'imagerie micro-ondes moins risquée pour la santé, permettant de détecter une tumeur à un stade précoce.

Dans ce chapitre, nous avons essayé d'énumérer un état de l'art sur l'imagerie micro-ondes tout en présentant les différents systèmes d'imagerie micro-ondes dans le but de localiser et de détecter des tumeurs du cancer du sein. L'imagerie micro-ondes est une technique prometteuse dans le domaine médicale plus particulièrement pour la détection du cancer du sein.

Dans le cadre du chapitre suivant, nous allons nous intéresser aux systèmes radar destinés à la détection d'objets à travers les murs et le cas de la détection du cancer du sein, en utilisant les antennes ULB présentées dans le deuxième chapitre de cette thèse. Une étude sur la répartition spatiale de ces antennes autour du sein pour reconstruire des images en 2D fera l'objet d'une étude plus détaillée.

REFERENCES CHAPITRE III :

- [1] H. Zhang, «Microwave imaging for ultra-wideband antenna based cancer detection», thèse de Doctorat, university of Edinburgh, July 2014.
- [2] E.J. Bond, X. Li, S.C. Hagness, and B. D. Van Veen, «Microwave imaging via space-time beamforming for early detection of breast cancer», IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 51, no. 8, pp. 1690-1705, August 2003.
- [3] L. Gharsalli, «Approches bayésiennes en tomographie micro-ondes : applications à l'imagerie du cancer du sein», thèse de Doctorat, université Paris-Sud, Avril 2015.
- [4] J. Selb, «Source virtuelle acousto-optique pour l'imagerie des milieux diffusants», thèse de Doctorat, université Paris XI, Novembre 2002.
- [5] National Institute of Biomedical Imaging and Bioengineering, July 2013, www.nibib.nih.gov (consulté le 11/05/2016 à 23:25)
- [6] C. Kessler, «Développement et mise en place au BIPM d'un système international de comparaison et d'étalonnage pour la dosimétrie en mammographie», thèse de Doctorat, école doctorale technologique et professionnelle, Paris Cédex 03, Avril 2013.
- [7] <http://tpenuc.e-monsite.com/pages/i-le-nucleaire-une-histoire-ancienne-oujours-d-actualite/1-histoire-du-nucleaire.html> (consulté le 11/05/2016 à 18:00)
- [8] https://www.google.com/search?client=ubuntu&channel=fs&biw=1366&bih=634&tbm=isch&q=mammographie+appareil&revid=1435723317&sa=X&ved=0ahUKEwiozL_D6pjMAhVIOBoKHW6rApEQ1QIIJQ&dpr=1#imgrc=ML2S5WVEp-lh9M%3A (consulté le 11/05/2016 à 23:20)
- [9] Z. Abdul-Sattar, «Experimental analysis on effectiveness of confocal algorithm for radar based breast cancer detection», MSc by Research, Durham E-Theses, Durham University, United Kingdom, February 2012.
- [10] www.cnrs.fr/imagerie-biomedicale/ (consulté le 11/05/2016 à 23:10)
- [11] IMED : Imagerie médicale Saint Nazaire, Montoir de Bretagne, Pontchateau, <http://www.ouest-radiologie.com/echographie/> (consulté le 31/05/2016 à 00:23)
- [12] J. E. Wilhjelm, A. Illum, M. Kristensson and O. T. Andersen, «Medical diagnostic ultrasound- physical principles and imaging», Biomedical Engineering, DTU Elektro Technical, university of Denmark, October 2013.
- [13] K. Mueller, «Introduction to medical imaging ultrasound imaging», Computer science, Stony Brook university.
- [14] http://www.platiumed.com/index.php?option=com_content&view=article&id=59:ultrasuoni&catid=31:generale&Itemid=41&lang=fr (consulté le 11/05/2016 à 23:05)
- [15] F. Kahoul, «Elaboration et caractérisation de céramiques PZT dopé et détermination de la frontière morphotropique (FMP)», thèse de Doctorat, université Mohamed Khider, Biskra, Mai 2013.
- [16] <http://www.rim-radiologie.fr/irm.php> (consulté le 11/05/2016 à 23:25)
- [17] D. Royer, «Imagerie par résonance magnétique et sclerose en plaques», Docteur ès-sciences physiques Ancien ingénieur au Commissariat à l'Energie Atomique, pp. 1-17, www.arsep.org (consulté le 31/05/2016 à 00:30)
- [18] «IRM-imagerie par résonance magnétique», issu de Journal des Femmes, Santé médecine, Janvier 2016.
- [19] https://www.google.dz/search?q=IRM&biw=1366&bih=634&tbm=isch&tbo=u&source=univ&sa=X&ved=0ahUK_EwjQlbrG-J_MAhWH0RQKHTWIBgcQsAQIJA#imgrc=QYryuk99Ku_XoM%3A (consulté le 11/05/2016 à 23:18)
- [20] Y. Wang, «UWB pulse radar for human imaging and doppler detection applications», thèse de Doctorat, university of Tennessee, 2012.
- [21] M. Heistercamp, R. Maes, L. Mehaudens, and S. Robert, «Les Micro-ondes», cours, université de Bruxelles, 2002.
- [22] G. Bindu, «Development of active microwave imaging techniques for applications in mammography», thèse de Doctorat, Cochin university of science and technology kochi, Janvier 2007.
- [23] Y.M. Abbosh, «Breast cancer diagnosis using microwave and hybrid imaging methods», International Journal of Computer Science & Engineering Survey (IJCSES), vol. 5, no. 3, pp. 41-48, June 2014.
- [24] G. Bindu, A. Lonappan, V. Thomas, C. K. Aanandan, and K. T. Mathew, «Active microwave imaging for breast cancer detection», Progress In Electromagnetics Research, PIER 58, pp. 149-169, 2006
- [25] A. Shahid, «Ultra wide band antenna design for microwave imaging applications», thèse de Doctorat, university of Bradford, 2012.
- [26] Y. Zhao, W. Shao, G. Wang, «UWB microwave imaging for early breast cancer detection: effect of two synthetic antenna array configurations», IEEE International Conference on Systems, Man and Cybernetics, vol. 5, pp. 4468-4473, 2004.

- [27] R.K. Amineh, M. Ravan, A. Trehan, and N. K. Nikolova, «Near-field microwave imaging based on aperture raster scanning with TEM horn antennas», *IEEE Transactions On Antennas And Propagation*, vol. 59, no. 3, pp. 928-940, March 2011.
- [28] Q. Fang, «Computational methods for microwave medical imaging», thèse de Doctorat, Thayer School of Engineering Dartmouth College Hanover, New Hampshire, December 2004.
- [29] V. Zhurbenko, «Challenges in the design of microwave imaging systems for breast cancer detection», *Advances in Electrical and Computer Engineering*, vol. 11, no. 1, pp. 91-96, 2011.
- [30] J. C. Diot, «Conception et réalisation d'un radar Ultra Large Bande impulsif optoélectronique», thèse de Doctorat, l'université de Limoges, Septembre 2006.
- [31] V. Chatelée, «Développement d'un système d'imagerie microonde multistatique ultra large bande. Application à la détection d'objets en régime temporel et fréquentiel», thèse de Doctorat, université de Nice-Sophia Antipolis, Décembre 2006.
- [32] X. Zhao, «Détection et localisation de cibles derrière un mur avec un système radar ULB», thèse de Doctorat, université de la Rochelle, Novembre 2012.
- [33] M.C. Lin and V. Nieuwstadt, «Microwave measurement system for breast cancer imaging: an experimental prototype towards time-domain inverse scattering», thèse de Doctorat, university of Michigan, 2011.
- [34] J.M. Sill and E.C. Fear, «Tissue sensing adaptive radar for breast cancer detection—experiment a investigation of simple tumor models», *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 53, no.11, pp. 3312-3319, November 2005.
- [35] S.K. Davis, X. Li, E. J. Bond, S. C. Hagness, B. D. Van Veen, «Frequency-domain penalized least-squares beamformer design for early detection of breast cancer via microwave imaging», *Sensor Array and Multichannel Signal Processing Workshop Proceedings*, pp. 120–124, August 2002.
- [36] X. Li, E. J. Bond, B. D. Van Veen, and S. C. Hagness, «An overview of ultra wide band microwave imaging via space-time beamforming for early-stage breast cancer detection», *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 47, no.1, pp. 19-34, February 2005.
- [37] E.C. Fear and M.A. Stuchly, «Microwave detection of breast cancer», *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 48, no.11, pp. 1854-1863, November 2000.
- [38] P.A. Barriere, «Développement d'algorithmes d'inversion rapides et propositions relatives à la configuration du montage de mesures dans un contexte de tomographie micro-ondes appliquée a la détection du cancer du sein», thèse de Doctorat, L'école Polytechnique De Montréal, Décembre 2008.

CHAPITRE IV

CONFIGURATION DE SYSTÈMES D'ANTENNES POUR L'IMAGERIE MICRO-ONDES

IV.1 Introduction

Conscient de ses limites, l'homme ne cesse de tenter de les surpasser pour améliorer ses conditions de vie. Le transport, la télécommunication, la médecine et bien d'autres encore, ont connu des évolutions extraordinaires pour arriver à leur stade actuel. La vision a elle aussi connue un essor de même envergure. Voir plus loin, plus grand, plus vite ; la technique offre aujourd'hui des possibilités vertigineuses pour dépasser les faibles capacités de nos yeux, faisant ainsi reculer les limites du visible. Curieux, l'homme a toujours cherché à connaître l'inconnu.

Voir à travers un mur (ou autre matière opaque) pour découvrir ce qui est caché derrière a représenté un fantasme qui semblait échapper à la réalité, laissant l'homme matérialiser ce désir dans les films de science-fiction ou les créations artistiques [1].

Récemment, la technologie ultra large bande est largement utilisée dans diverses applications telles que les systèmes d'imagerie micro-ondes qui est récemment devenu l'un des plus favorables méthodes pour la détection et de la localisation. Le système radar Ultra Large Bande (ULB) actuellement développé permet la détection des cibles à travers les murs. Pour ce type d'applications, on utilise des antennes ULB. La bande de fréquences qui a été allouée à la technologie ULB pour les communications civiles est comprise entre 3.1 à 10.6 GHz avec une densité de puissance d'émission inférieure à -42 dBm / MHz.

L'imagerie micro-ondes est explorée aussi comme une modalité d'imagerie pour la détection précoce du cancer du sein. Lorsqu'il est exposé à des ondes électromagnétiques, la tumeur du sein présente des propriétés électriques qui sont sensiblement différentes de celles des tissus mammaires sains.

Ce chapitre est consacré aux différents modèles de simulation (modèle du sein et de la cloison) développés pour l'imagerie micro-ondes. Différents topologies à base d'antennes ULB utiles pour la détection de la tumeur au niveau du sein et les objets enfouis derrière une cloison seront présentés et enfin, nous introduisons deux algorithmes de détection à savoir : confocale et DASI (Delay and Sum Integration). Les résultats de simulations sont esquissés sous formes d'images en deux dimensions.

IV.2 Système d'imagerie micro-ondes pour la détection d'objets à travers les murs

La vision (détection) à travers les murs, et plus généralement à travers les milieux diélectriques opaques, constitue un enjeu stratégique majeur pour les applications militaires, de sécurité, biomédicales, etc. La figure IV.1 représente des exemples concrets de ces applications [1].



Figure IV-1. Quelques applications de la détection à travers les milieux opaques : (a) localisation de personnes ensevelies, (b) localisation des survivants d'un incendie, (c) localisation des personnes cachées derrière un mur

La capacité d'imager des cibles à travers les murs de bâtiments pour détecter, localiser et connaître les personnes par leur comportement est d'une importance significative dans les opérations de sécurité civile et d'antiterrorisme. Il y a eu beaucoup de travaux sur ce sujet durant ces dernières années. Des considérations similaires à celles des GPR (Ground Penetrating Radar) s'appliquent.

Les radars à travers les murs utilisent a priori des bandes de fréquence réservées aux télécommunications ou autres applications de radiofréquence. En effet, de façon à pénétrer à l'intérieur des bâtiments, les ondes radar sont susceptibles d'utiliser plus ou moins les mêmes fréquences que d'autres systèmes de télécommunications sans fil. Le système développé devra donc, pour des applications civiles, respecter la réglementation en vigueur sur l'attribution des fréquences. Il existe principalement deux réglementations [2].

- **Règlementation du FCC**

Selon le rapport de La FCC (Federal Communications Commission) pour les systèmes de vision à travers les murs, les fréquences opérationnelles doivent être inférieures à 960 MHz, ou comprises entre 1,99 GHz et 10,6 GHz.

- **Règlementation de l'ECC**

L'ECC (Electronic Communication Committee), Lors de sa conférence d'avril 2011, l'ECC a finalisé le travail par rapport aux limites des applications spécifiques de l'ULB :

- ✓ application de suivi de localisation pour les services d'urgence (Location Tracking Application for Emergency Services (LAES)).
- ✓ application de suivi de localisation type 2 (Location Tracking Applications type 2 (LT2)) dans les bandes de fréquences 3,4 - 4,8 GHz et 6 - 8,5 GHz pour le suivi des personnes et d'objets pour les applications industrielles.
- ✓ application de suivi de localisation et de capteurs pour l'automobile et l'environnement des transports, (Location tracking and sensor Applications for automotive and transportation environments (LTA)) dans les bandes de fréquences 3,1 - 4,8 GHz et 6 - 8,5 GHz.

Cette décision concerne les dispositifs GPR et WPR (Wall Probing Radar) ultra large bande. Les applications d'imagerie visées sont celles destinées à :

- ✓ détecter ou obtenir des images d'objets se trouvant dans le sol ou dans un mur ;
- ✓ déterminer les caractéristiques physiques d'un sol ou d'un mur.

La figure IV.2 résume les phénomènes importants rencontrés lors de la propagation des ondes électromagnétiques dans un milieu diélectrique (mur). Le signal transmis est réfléchi par les objets présents dans la scène et atteint les récepteurs [1].

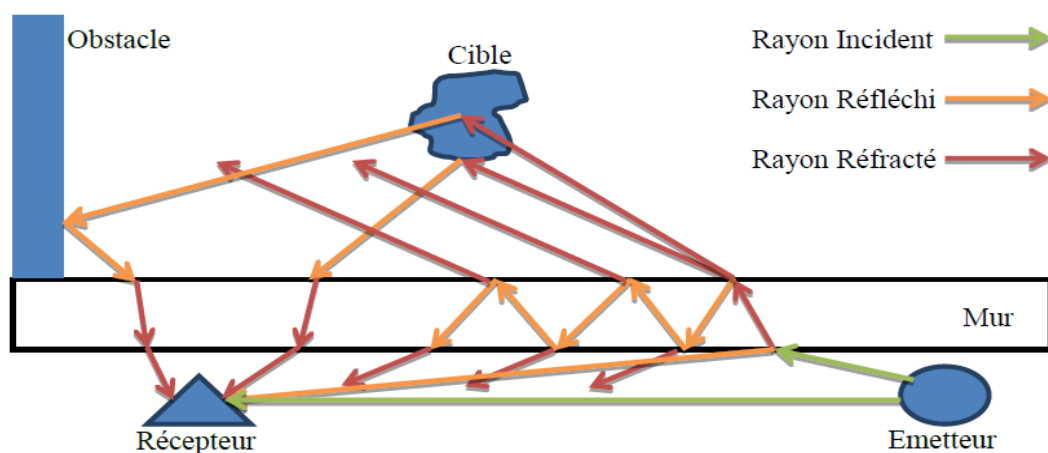


Figure IV-2. Phénomènes rencontrés lors de la propagation à travers les murs

Dans ce qui suit, nous allons présenter trois topologie à base d'antennes imprimées ULB développées dans le cadre de cette thèse. Pour se faire, une étude sur le choix des antennes est entrepris et leurs dispositions ainsi que l'algorithme de détection utilisé.

IV.2.1 Modèle du mur

La détection d'obstacles présente un challenge important qui justifie le développement d'imagerie radar. Dans cette section, nous présentons notre mise en œuvre de cette technique, pour cela nous nous sommes intéressé à la détection des objets cachés derrière une cloison, en utilisant des antennes ultra large bande, destinée aux applications en imagerie micro-ondes. Les propriétés diélectriques de la paroi (cloison) et de la barre rectangulaire (cible) du modèle proposé (figure IV.3) sont présentées dans le tableau IV.1.

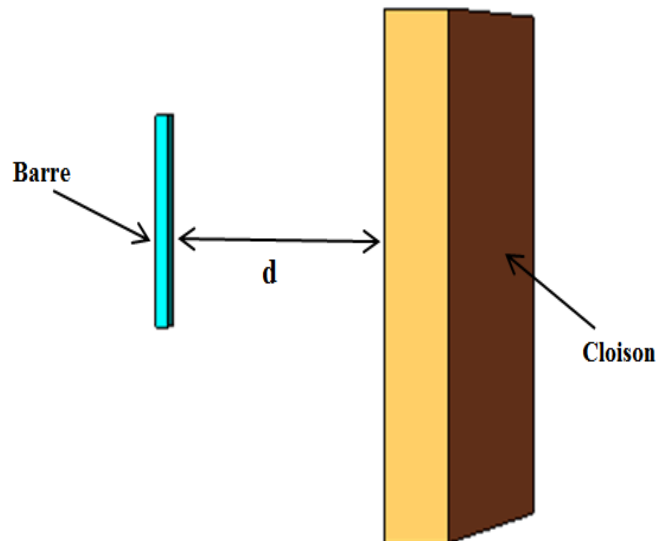


Figure IV-3. Modèle du mur avec la cible sous le logiciel CST

Matériel	Conductivité δ	Permittivité ϵ_r
<i>Cloison</i>	0.042	5.5
<i>Barre</i>	4	50

Tableau IV-1. Propriétés diélectriques du modèle du mur proposé

IV.2.2 Choix des antennes

Dans notre première application, notre choix s'est porté sur l'antenne semi-circulaire à fente semi-circulaire présentée au chapitre II (figure IV.4) vu qu'elle présente une large bande passante qui s'étale de 3.13 à 11.44 GHz.

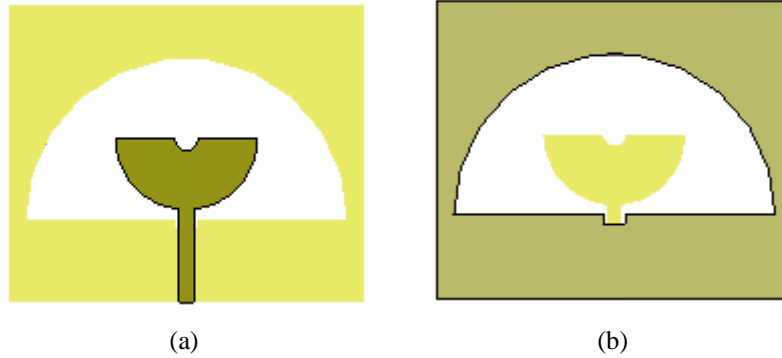


Figure IV-4. Structure de l'antenne ULB choisie: (a) face supérieure, (b) face inférieure

IV.2.3 Résultats de simulations

L'objectif est de proposer différentes configurations ou topologies d'antennes ULB pour les systèmes de détection d'objets à travers les murs. Comme première application, nous nous sommes intéressés à la détection d'une barre rectangulaire et une autre barre en forme de «T» cachées derrière une cloison en béton armé.

Sur la figure IV.5, on représente une topologie planaire composée de 9 antennes émettrices-réceptrices, formant ainsi une matrice de 9 positions (3×3) avec un pas du réseau de centre en centre des deux antennes adjacentes égale à 30 mm selon l'axe des x et à 34 mm selon l'axe des y. La distance qui sépare les antennes et la cloison est égale à 8 mm, et la distance (d) entre la cible et la cloison est égale à 55 mm.

L'application de l'algorithme confocale (Annexe B) permet de reconstruire l'image du modèle proposé. Les résultats de simulation sont esquissés sur la figure IV.6.a, et la figure IV.6.b, on constate que les cibles rectangulaire et en forme de «T» ont été bien détectées et localisées avec l'apparition de quelques bruits qui entourent la barre et qui sont dus essentiellement à l'effet de couplage entre les antennes, et à l'impulsion utilisée.

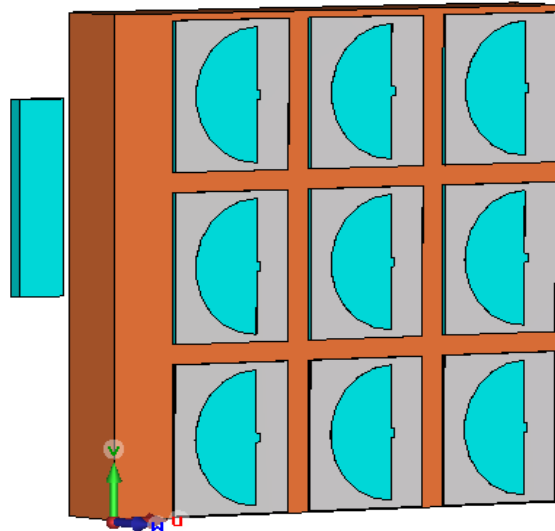


Figure IV-5. Configuration planaire du système d'imagerie ULB

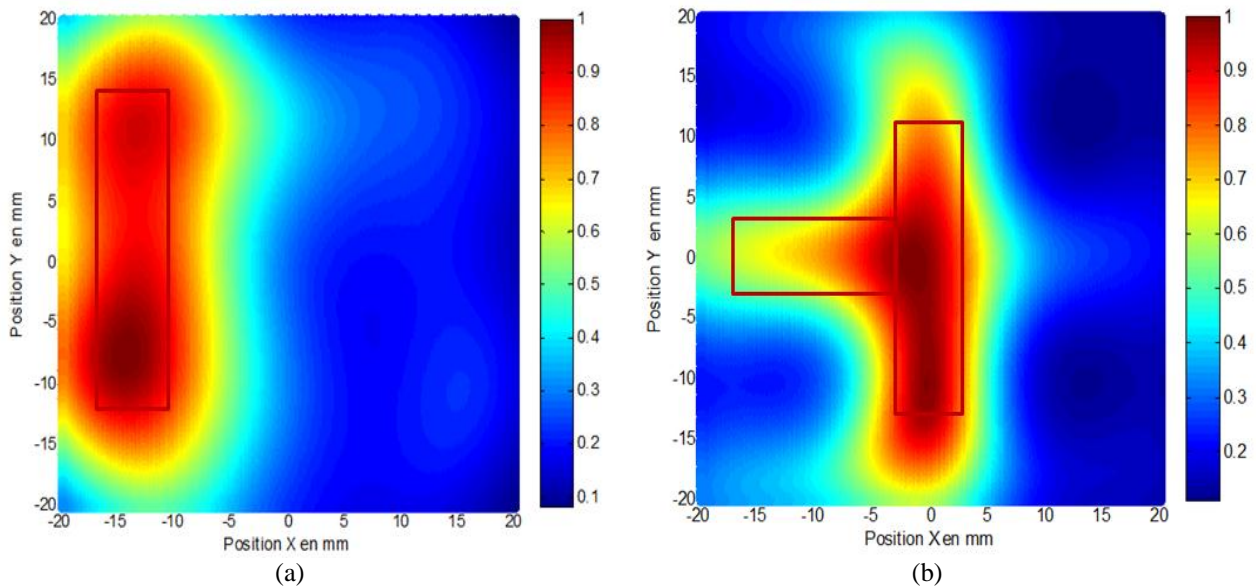


Figure IV-6. Résultat obtenu en deux dimensions : (a) détection de la cible de forme rectangulaire, (b) détection de la cible en forme de « T »

Par ailleurs, et dans le but de tester les performances de l'algorithme confocale utilisé sur cette topologie, nous avons utilisé une autre antenne microruban ULB en forme de fourchette présentée au chapitre II (figure IV.7) avec l'application d'un superstrat dans l'environnement de cette antenne pour augmenter ses performances (figure IV.8). Le superstrat utilisé est une couche diélectrique de forte permittivité ou de forte perméabilité, permettant d'améliorer le gain et la directivité de l'antenne. Pour notre application, nous avons choisi un diélectrique disponible dans le commerce à savoir : l'Arlon AR^R 1000 ayant une permittivité égale à 10 et une épaisseur de 1.27mm [3-4].

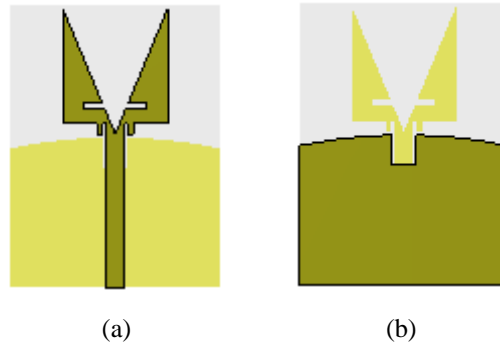


Figure IV-7. Structure de l'antenne ULB choisie: (a) face supérieure, (b) face inférieure

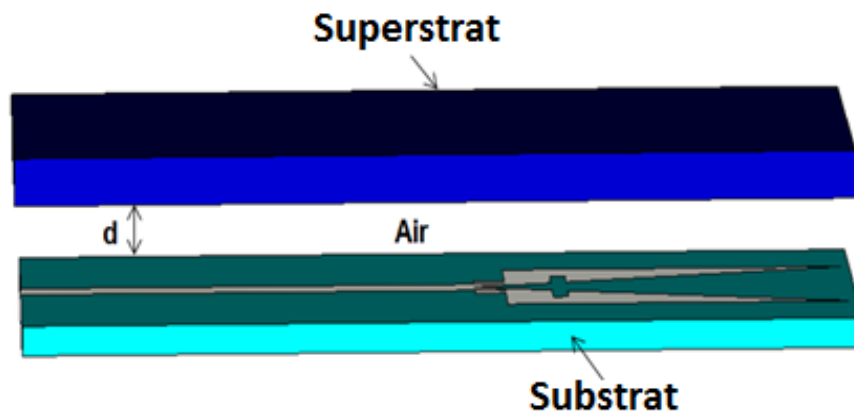


Figure IV-8. Schéma du dispositif dans lequel le superstrat est positionné parallèlement à la nouvelle antenne microruban

Une étude paramétrique concernant la distance (d) entre l'antenne et le superstrat a été faite afin d'avoir la distance optimale qui permet d'obtenir un maximum de gain et un rayonnement plus directif (figures IV.9 et IV.10). On constate qu'une distance $d = 4$ mm réponds exactement à nos exigences.

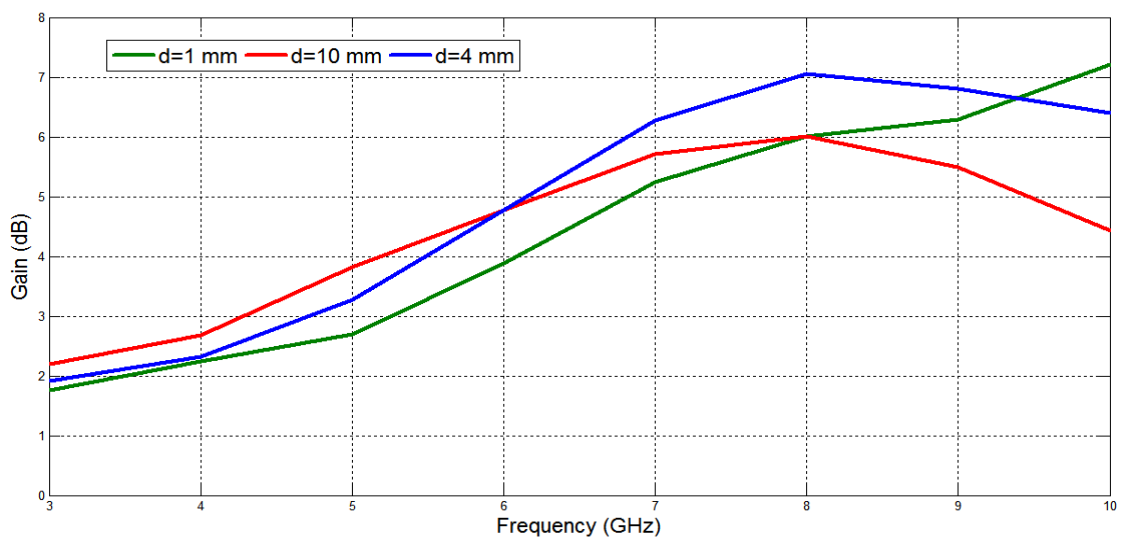


Figure IV-9. Variation du gain de l'antenne pour différentes distances (d)

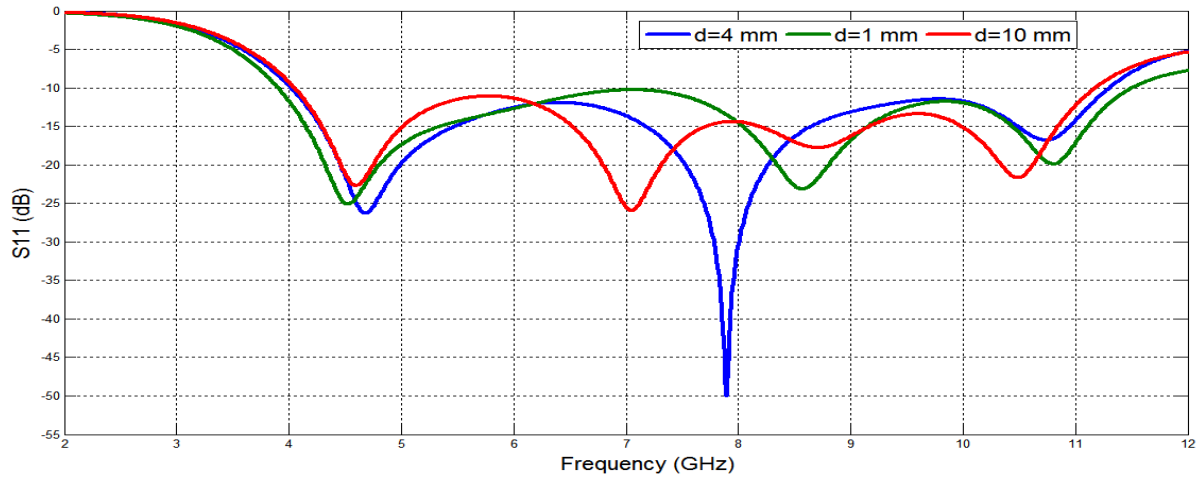


Figure IV-10. Coefficient de réflexion en fonction de la fréquence pour différente distance (d)

Les figures IV.11, et IV.12 représentent une comparaison entre l'antenne sans superstrat et avec superstrat d'un point de vue gain et rayonnement. On constate une forte augmentation du gain sur la bande de fréquence (de 5 à 10 GHz), lorsque le superstrat est placé dans l'environnement de l'antenne. D'après les diagrammes de rayonnement présentés dans la figure IV.12, nous constatons que le rayonnement de l'antenne est plus directif lorsque le superstrat est proche de l'environnement de l'antenne, avec un niveau de rayonnement arrière nul. En guise de conclusion, l'introduction du superstrate permet une nette amélioration de la directivité et du gain de l'antenne.

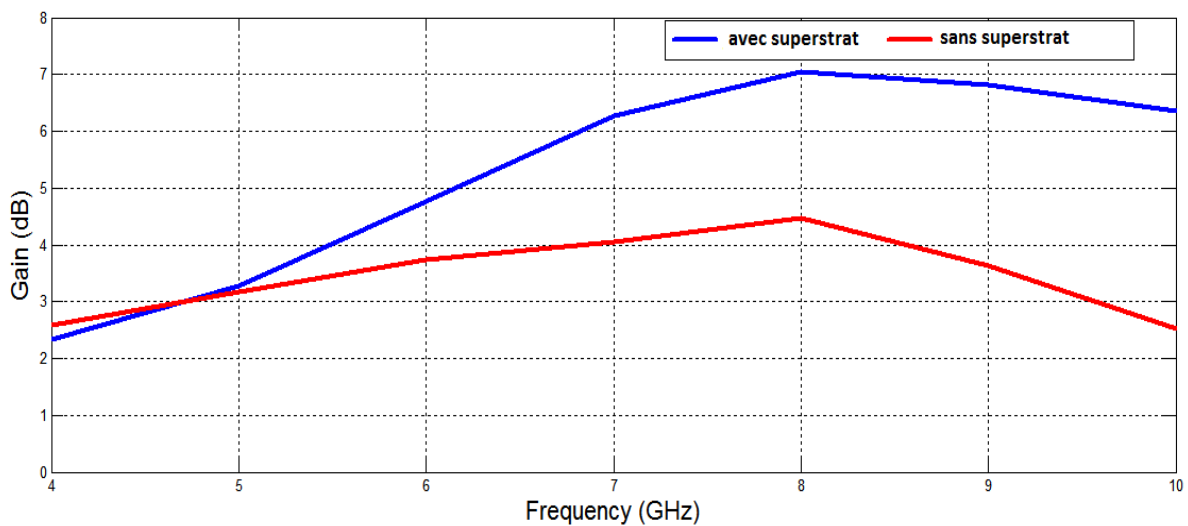


Figure IV-11. Variation du gain de l'antenne avec et sans superstrat

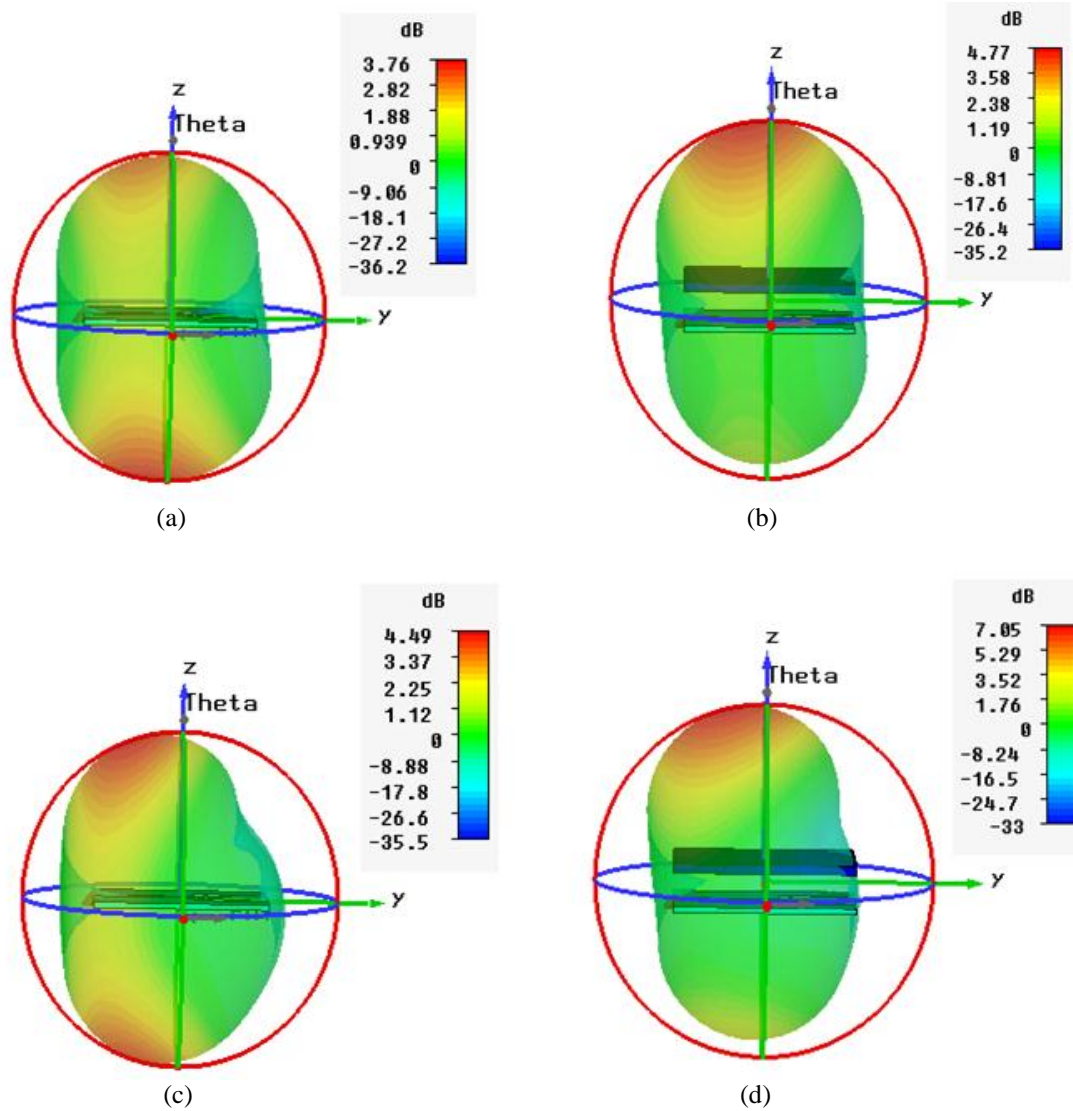


Figure IV-12. Diagramme de rayonnement en 3D de l'antenne microruban: (a) sans superstrat à 6 GHz, (b) avec superstrat à 6 GHz, (c) sans superstrat à 8 GHz, (d) avec superstrat à 8 GHz

Une fois que l'antenne ULB avec le superstrat sont conçus, l'étape suivante consiste à choisir les topologies permettant la disposition spatiales de ces antennes pour la reconstruction des images en 2D. Pour cela, nous proposons deux topologies à savoir :

- Une seule antenne émettrice-réceptrice (configuration mono-statique) est utilisée et se déplace automatiquement suivant une matrice de 15 positions (5×3) pour balayer l'espace du mur (figure IV.13.a). La distance qui sépare l'antenne et le mur égale à 5mm.

- La deuxième topologie est la même utilisée auparavant (9 antennes émettrices-réceptrices). La distance qui sépare les antennes et le mur égale à 2 mm, et l'espacement de centre en centre entre deux antennes successives égale à 32 mm selon l'axe des x et à 25 mm selon l'axe des y (figure IV.14.a).

Une fois les topologies sont décidées, on applique maintenant l'algorithme confocale. Les résultats de simulation sont esquissés sur les figures IV.13.b, et figure IV.14.b. On remarque que la cible est bien détectée pour le cas des deux topologies avec l'apparition des bruits entourant les barres.

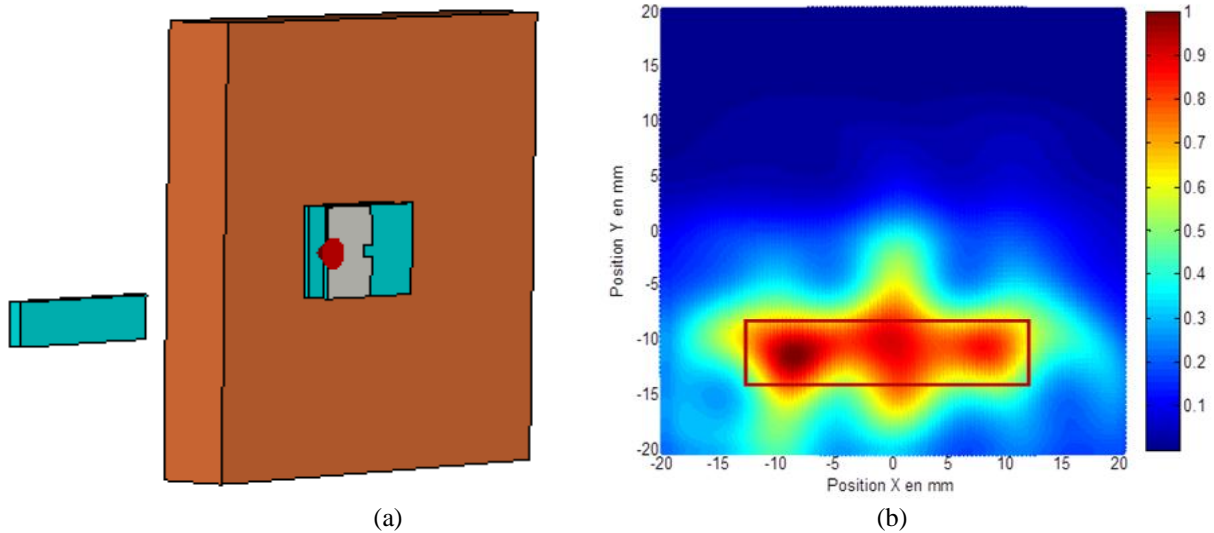


Figure IV-13. (a) Configuration planaire du système d'imagerie ULB, (b) Résultat obtenu en deux dimensions (détection de la cible / position horizontale)

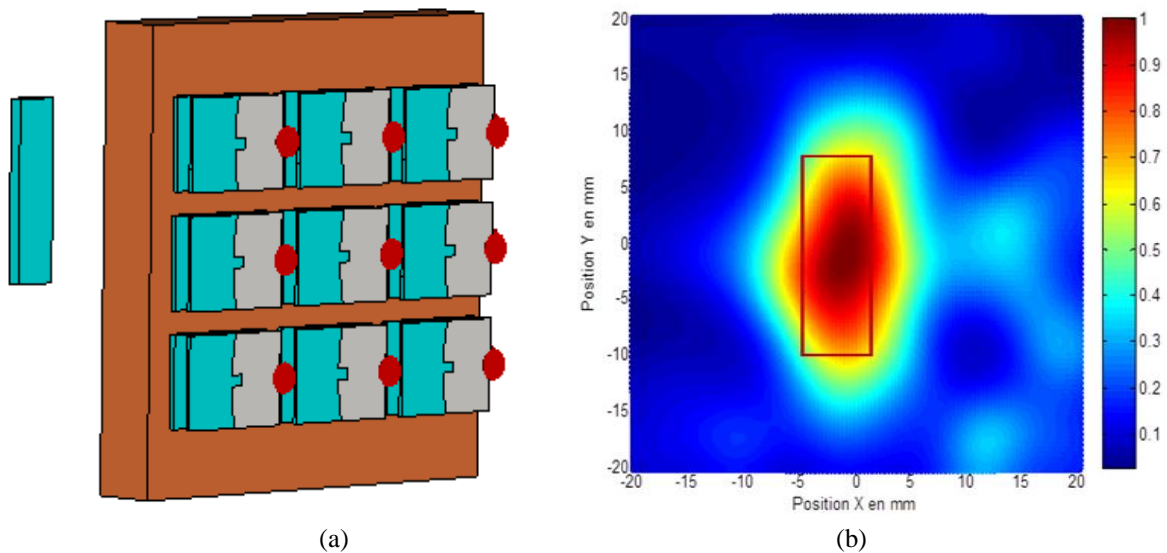


Figure IV-14. (a) Configuration planaire du système d'imagerie ULB, (b) Résultat obtenu en deux dimensions (détection de la cible / position verticale)

IV.3 Imagerie micro-ondes pour la détection du cancer du sein

Le cancer du sein arrive dans le monde en première position en termes d'incidence et de mortalité parmi les différentes localisations cancéreuses chez les femmes. L'incidence du cancer du

sein a augmenté au cours des dernières décennies dans la plupart des pays [5]. Le cancer du sein vient en tête des cas de cancer recensés en Algérie avec 11 000 nouveaux cas par an [6].

Les spécialistes tirent la sonnette d'alarme sur la propagation alarmante du cancer du sein en Algérie. Le cancer du sein représente le cancer le plus répandu en Algérie. Son incidence ne cesse d'augmenter d'année en année de 7%, ce qui fait de lui un véritable problème de santé publique [7]. L'âge moyen des femmes touchées par cette maladie est de 45 ans mais cela va de 19 à 97 ans. Certes, le cancer du sein résulte de l'intervention de multiples facteurs et son dépistage demeure le moyen le plus sûr et le plus efficace de réduire la fréquence des formes évoluées et donc des formes les plus graves, la prévention proprement dite de cette maladie étant impossible. Le dépistage permet de saisir la maladie à un stade où elle est encore parfaitement maîtrisable et totalement curable. Bien que les systèmes de dépistage de diagnostic actuellement disponibles pour le cancer du sein comme la mammographie, échographie..., sont efficaces pour détecter les premiers signes de tumeurs, mais ils sont loin d'être parfait, soumettre les patients aux rayonnements ionisants et infliger une gêne sur les femmes qui subissent un dépistage parfois en raison de la compression du sein qui est requise pour produire des images diagnostiques utiles, de ce fait les chercheurs ont développé un nouvel outil utilisant les systèmes d'imagerie micro-ondes qui permet la détection d'une tumeur cancéreuse par radiations aux micro-ondes. Cette technologie présente notamment l'avantage de pouvoir détecter la présence de tumeurs chez des femmes ayant une forte densité de tissus mammaires et a très faible coût.

Dans ce qui suit, nous allons présenter le modèle de simulation utilisé pour la détection des tumeurs du cancer du sein, ainsi que les résultats obtenus en utilisant un algorithme approprié destiné pour la reconstruction des images en 2D. Notre choix s'est porté sur l'algorithme DASI (Delay and Sum Integration) vu qu'il est facile à paramétrer, pour des configurations d'antennes format un réseau circulaire entourant le sein. Le détail de cet algorithme est donné en Annexe B.

IV.3.1 Modèle du sein

Dans la littérature, plusieurs modèles du sein ont été utilisés par les chercheurs [8-12]. Le choix du modèle dépend de l'application visée. Dans nos applications, nous avons utilisé le logiciel «CST MWS» [13] pour simuler le modèle de sein en 3D et en présence d'une tumeur.

Nous avons utilisé un modèle développé par "SA. Alshehri & S. Khatun" [14], ayant une forme hémisphérique, tel que présenté dans la figure IV.15, et les dimensions du modèle sont données dans le tableau IV.2.

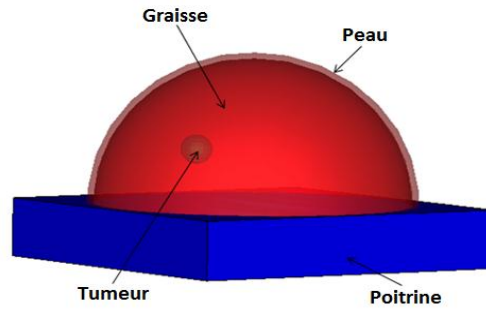


Figure IV-15. Modèle du sein avec tumeur sous le logiciel CST

Paramètres de modèle	Taille en (cm)
<i>Diamètre du sein</i>	10
<i>Hauteur du sein</i>	6
<i>Épaisseur de la peau</i>	0.2
<i>Épaisseur de la poitrine</i>	2

Tableau IV-2. Dimension des paramètres du modèle du sein

Les propriétés diélectriques qui ont été utilisées sont présentées dans le tableau IV.3, où ϵ_r est la permittivité relative et σ est la conductivité des tissus en (siemens / mètre).

	Permittivité ϵ_r	Conductivité σ (S/M)
<i>Peau</i>	37.9	1.49
<i>Graisse</i>	5.14	0.14
<i>Poitrine</i>	53.5	1.85
<i>Tumeur</i>	50	1.20

Tableau IV-3. Propriétés diélectriques du modèle du sein

La figure IV.16 représente la forme d'onde utilisée comme signal d'excitation de l'antenne dans les simulations [15]. Il s'agit d'un gaussien monocycle ULB. Les signaux rétrodiffusés du réseau sont enregistrés puis importés dans « MATLAB » pour l'étape de post-traitement et de création d'images.

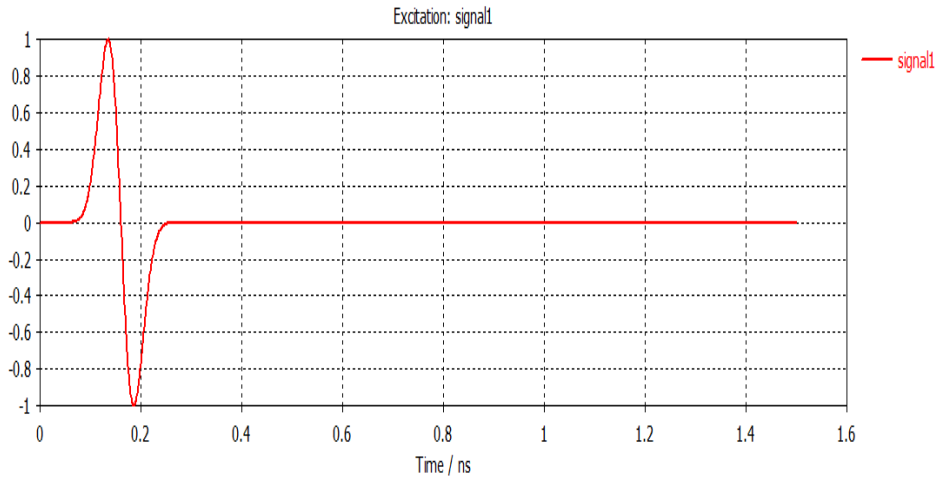


Figure IV-16. Signal d'excitation

IV.3.2 Choix des antennes

Le choix des antennes et surtout leurs dimensions restent toujours cruciaux pour un système d'imagerie micro-ondes. Pour se faire, des antennes ULB miniatures représentent une alternative intéressante vu que le diamètre du sein ne dépasse pas les 100 mm. Dans notre application, nous avons utilisé l'antenne monopole présentée au chapitre II (figure IV.17), vu qu'elle présente un rayonnement omnidirectionnel.

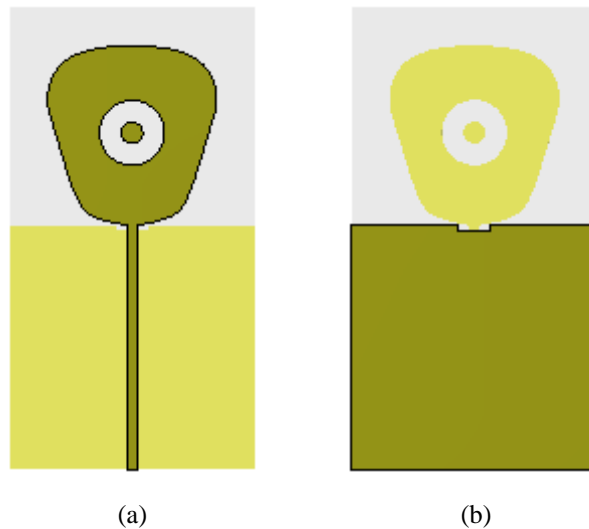


Figure IV-17. Structure de l'antenne ULB choisie: (a) face supérieure, (b) face inférieure

Une fois l'antenne choisie, l'opération suivante consiste à étudier l'influence de la distance séparant l'antenne du sein. Pour cela, une simulation a été faite dans ce sens, pour différentes distances (d) entre l'antenne monopole et le sein (figure IV.18).

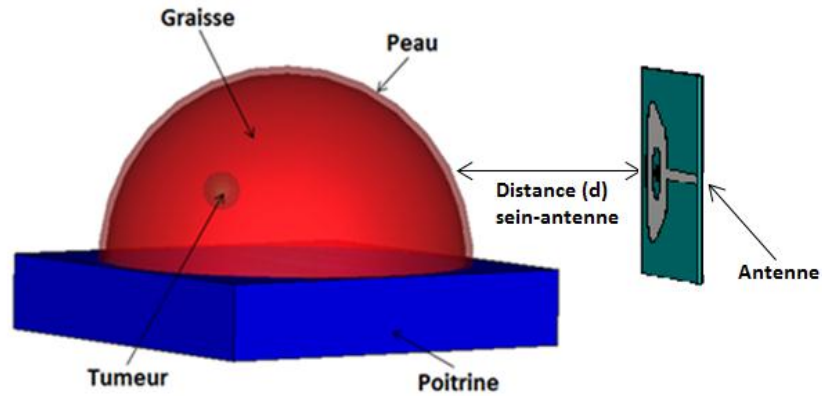


Figure IV-18. Antenne placée à proximité de la peau du sein

Le premier cas où l'antenne a été placée à (5,5 mm) de la poitrine (cas I, figure IV.19.a), le second cas où l'antenne a été placée à (15 mm) de la poitrine (cas II, figure IV.19.b), et le troisième cas où l'antenne a été placée à (25 mm) de la poitrine (cas III, figure IV.19.c).

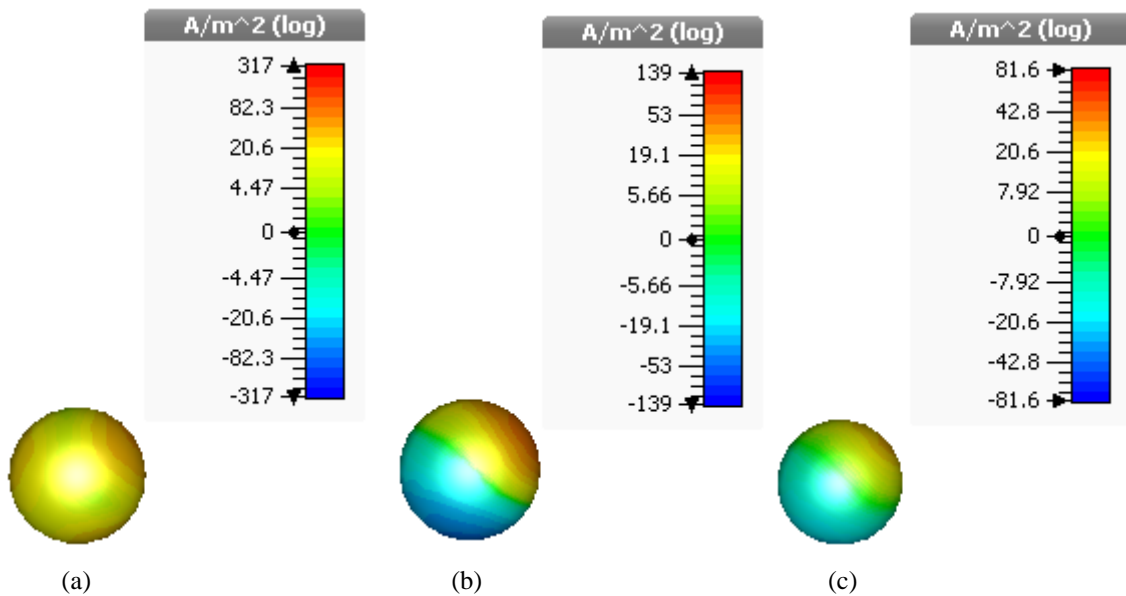


Figure IV-19. Densités de courant de la tumeur du sein pour différentes distances d : (a) $d=5,5$ mm, (b) $d=15$ mm et (c) $d=25$ mm

Les résultats de simulation montrent que la visibilité de la tumeur augmente en plaçant l'antenne à proximité de la peau du sein (densité de courant de l'ordre 317 A/m^2). Ainsi, l'antenne doit être conçue de telle sorte que les effets de contact avec la peau du sein soient déjà pris en compte dans la réalisation.

IV.3.3 Résultats de simulations

IV.3.3.1 Cas d'une seule tumeur

Dans le but de détecter et localiser une tumeur du cancer du sein par imagerie micro-ondes, il est préférable de bien choisir la topologie du réseau d'antennes (disposition spatiale des antennes). Comme première applications, nous proposons un réseau d'antennes composé de six éléments (figure IV.20). La distance (d) qui sépare les antennes et l'élément biologique égal à 5.5 mm.

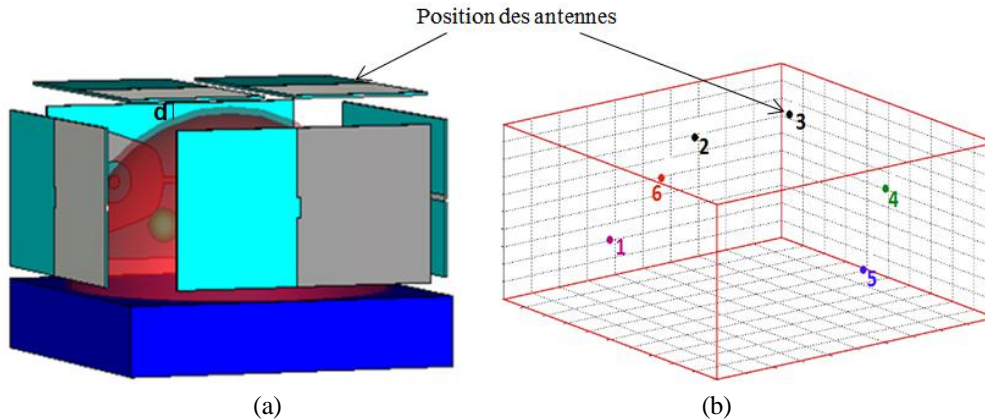


Figure IV-20. Topologie d'un réseau de six antennes monopoles utilisé pour la détection du cancer du sein: (a) modèle de simulation, (b) modèle mathématique

Une fois la topologie du réseau est fixée, la phase de détection et de localisation sera lancée en utilisant l'algorithme DASI (Annexe B) afin de détecter une tumeur de 5 mm de diamètre. L'image construite par la simulation est représentée sur la figure IV.21 (image en 2D de la scène). On remarque que la tumeur à été bien détectée et localisée avec l'apparition de certains artéfacts.

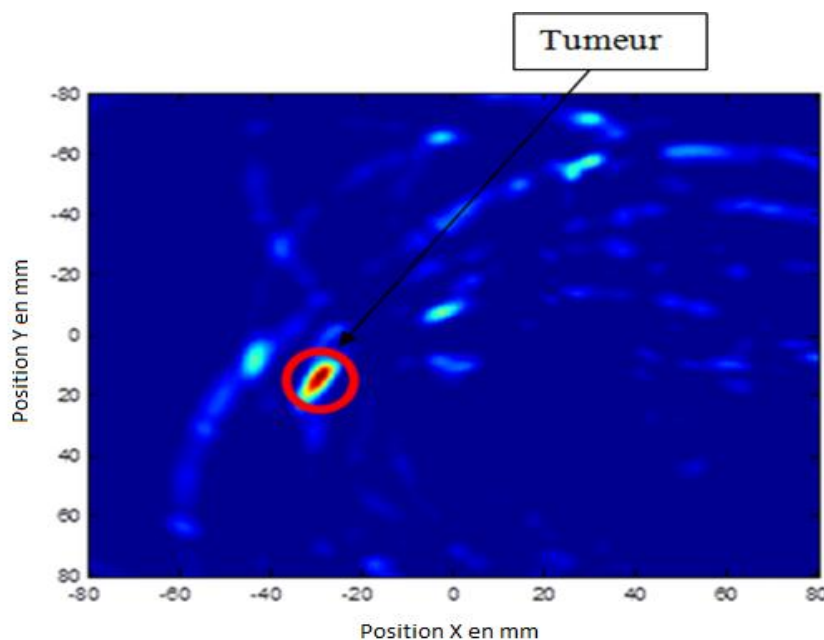


Figure IV-21. Résultats obtenus en 2D pour la détection d'une tumeur

Par ailleurs, et dans le but de détecter des tumeurs de petites tailles (détection précoce du cancer), nous avons procédé à l'utilisation d'une autre antenne microruban ULB ayant la forme de fourchette décrite dans le chapitre II, vu que cette antenne a une petite taille de $20 \times 27 \text{ mm}^2$.

La topologie du réseau adoptée dans cette deuxième application est la configuration circulaire composée de 8 éléments disposés autour du sein (figure IV.22). La distance (d) qui sépare les antennes et l'élément biologique égal à 2.5 mm.

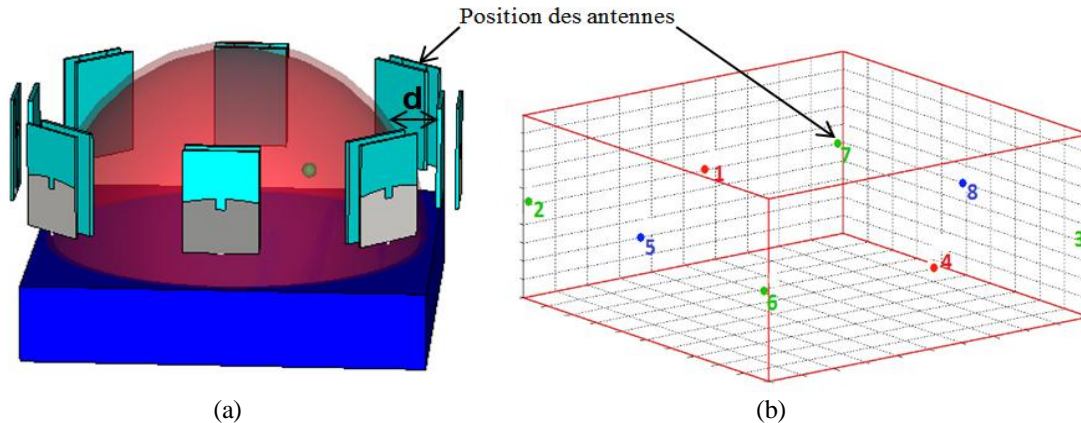


Figure IV-22. Configuration circulaire pour la détection du cancer du sein : (a) modèle de simulation, (b) modèle mathématique

Afin de visualiser l'influence du nombre d'éléments qui constitue le réseau, nous proposons ici quatre scénarios à savoir :

- Dans le premier scénario (figure IV.23.a), nous avons utilisé uniquement deux antennes microrubans (antennes 5 et 8). On constate, qu'un réseau constitué de deux antennes ne suffira pas pour la détection de la tumeur.
- Dans le second scénario (figure IV.23.b), nous avons utilisé quatre antennes microrubans (antennes 1, 4, 5 et 8). De ce fait, on remarque qu'un réseau de quatre antennes ne suffira pas aussi pour la détection de la tumeur.
- Dans le troisième scénario (figure IV.23.c), nous avons utilisé six antennes microruban pour former notre réseau (antennes 2, 3, 5, 6, 7 et 8). Il est clair, qu'un réseau de six antennes pourrait détecter la tumeur, mais l'image obtenue n'est pas encore claire, puisque il existe toujours du bruit.
- Dans le dernier scénario (figure IV.23.d), notre réseau est constitué de huit antennes microrubans placées autour du sein. D'après les résultats, il est évident que ce dernier système d'imagerie est capable de détecter et de localiser une tumeur de petite taille (2 mm de diamètre).

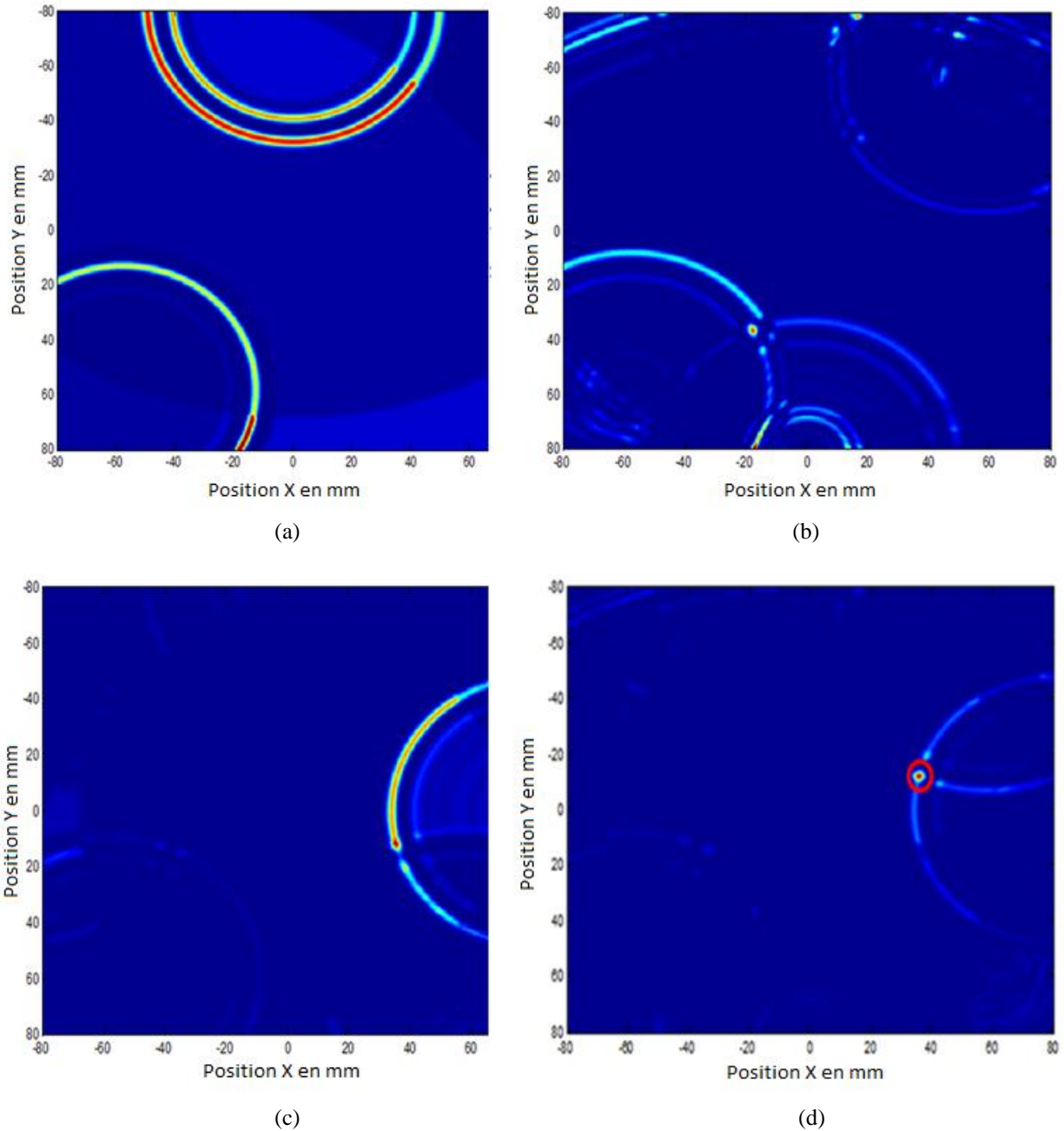


Figure IV-23. Résultats obtenus en 2D de détection de tumeurs : (a) 2 antennes, (b) 4 antennes, (c) 6 antennes, (d) 8 antennes

IV.3.3.2 Cas de plusieurs tumeurs

Nous allons tester l'efficacité de l'algorithme DASI pour la détection de plusieurs tumeurs de différentes tailles dans le sein. La topologie choisie est la même décrite pour la première application avec 12 éléments rayonnants constituant ainsi le réseau (figure IV.25), sauf que l'antenne choisie à une forme en demi-ellipse décrite au chapitre II (figure IV.24). Cette antenne ultra large bande ainsi conçue a été utilisé pour un système d'imagerie micro-ondes avec une bande passante allant de 3.27 à 10.31 GHz. La distance (d) entre l'antenne microruban et l'élément biologique est égale à 8,5 mm.

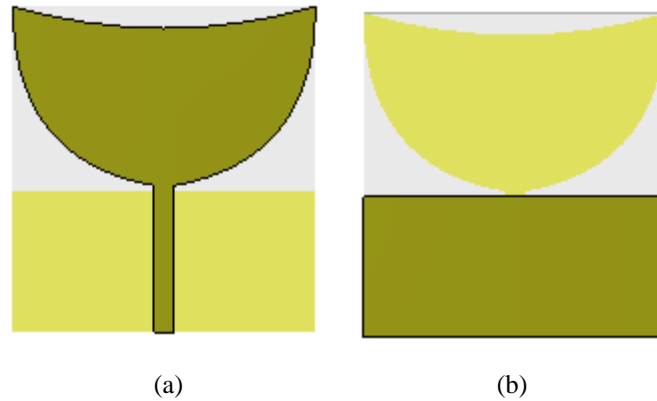


Figure IV-24. Structure de l'antenne ULB choisie: (a) face supérieure, (b) face inférieure

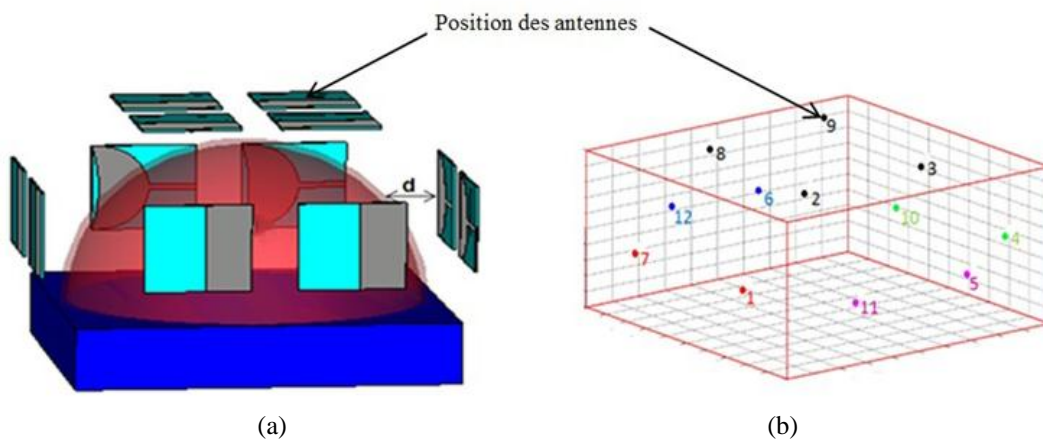


Figure IV-25. Topologie d'un réseau de douze antennes utilisées pour la détection du cancer du sein: (a) modèle de simulation, (b) modèle mathématique

Une fois la topologie est décidée, nous avons appliqué l'algorithme DASIS pour la détection d'une tumeur de 5 mm, de deux tumeurs de 5 mm et de trois tumeurs de diamètres respectivement de 10 mm, 5 mm et 2 mm. Les résultats de simulation sont esquissés sur les figures IV.26 et IV.27.

On remarque d'après les résultats obtenus que notre système d'imagerie composé de douze antennes microruban est capable de détecter une tumeur, deux tumeurs et trois tumeurs présentes dans le sein de différents diamètres allant de 2 mm à 10 mm. Cependant, il y a quelques bruits qui apparaissent au niveau de l'image ayant des formes particulières et ceci est dû au signal d'excitation utilisé et le nombre d'antennes utilisées pour détecter la signature tumorale.

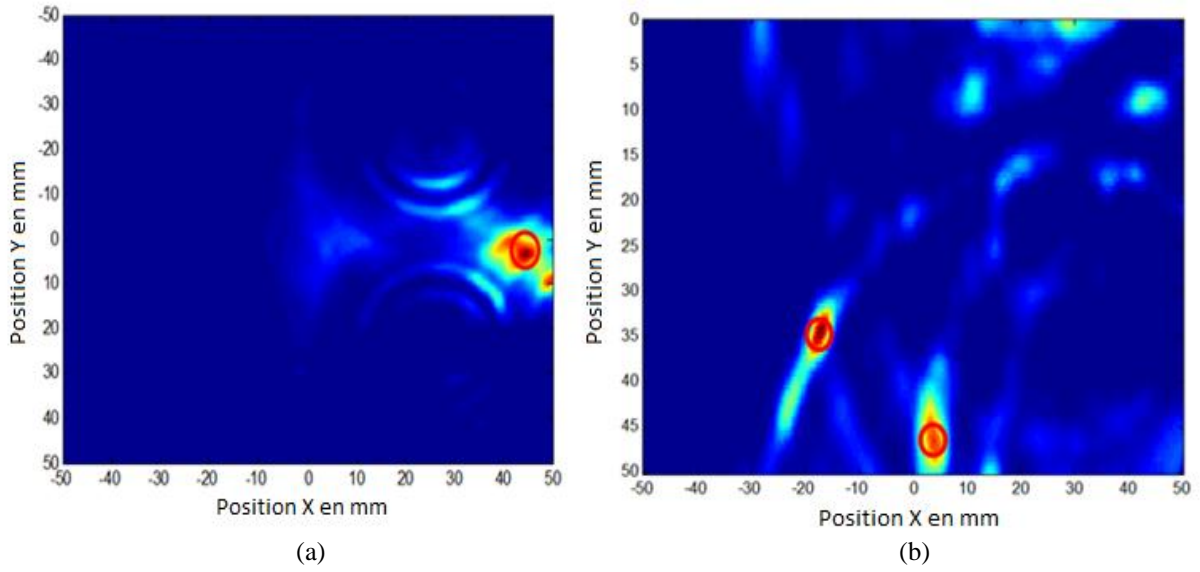


Figure IV-26. Résultats obtenus en 2D:

(a) une tumeur de diamètre égal à 5mm, (b) deux tumeurs de diamètre égal à 5mm

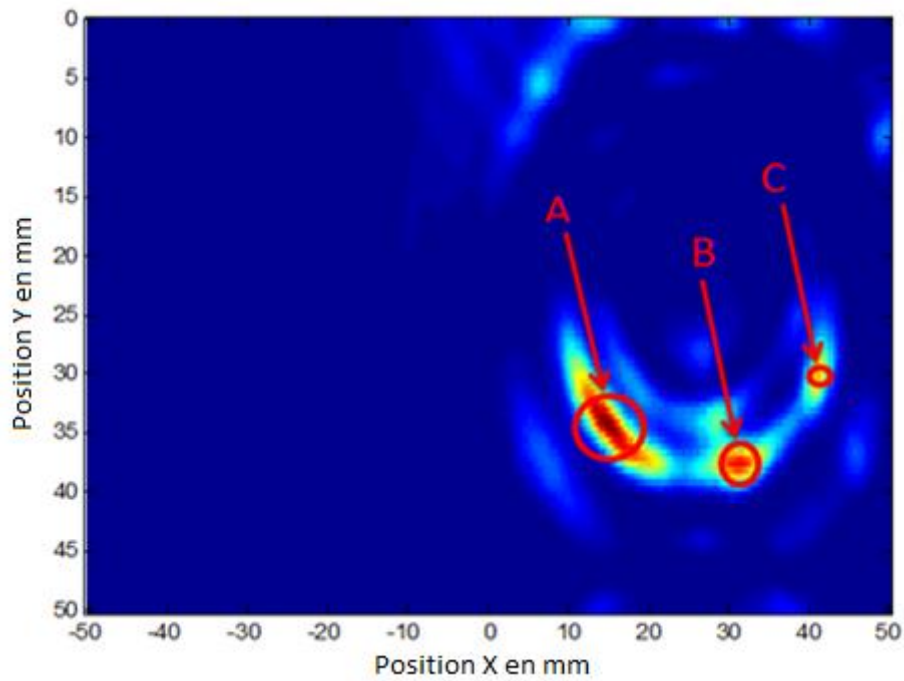


Figure IV-27. Résultats obtenus en 2D pour la détection de trois tumeurs de différents diamètres :

(A) 10 mm, (B) 5 mm, (C) 2 mm

IV.4 Conclusion

Dans ce chapitre, différentes configurations ont été proposées pour deux applications en imagerie micro-ondes, telles que la vision à travers le mur et la détection du cancer du sein. Les résultats obtenus en utilisant les deux algorithmes de détection (confocale et DASI) sont très encourageants.

Notre étude a été développée dans le but de détecter et de localiser des objets enfouis et les tumeurs du sein en deux dimensions en se basant sur des signaux diffusés par les objets eux même en utilisant le logiciel CST.

Les résultats présentés montrent bien que le choix de la topologie du système d'imagerie, basé sur la taille et le nombre d'antennes, dépend de l'objet à détecter (dimensions de l'objet) afin d'obtenir un contraste élevé et de haute résolution. Ce travail nous a permis de mettre en œuvre les performances des deux algorithmes de détection en utilisant de nouvelles antennes microruban ULB proposées pour l'imagerie micro-ondes.

REFERENCES CHAPITRE IV :

- [1] O.B. Daho, «Radar ULB pour la vision à travers les murs: mise au point d'une chaîne de traitement de l'information d'un radar imageur», thèse de Doctorat, université de la Rochelle, Décembre 2014.
- [2] X. Zhao, «Détection et localisation de cibles derrière un mur avec un système radar ULB», thèse de Doctorat, université de la Rochelle, Novembre 2012.
- [3] D.R. Jackson, and N.G. Alexopoulos, «Gain enhancement methods for printed circuit antennas», *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 33, pp. 976-987, 1985.
- [4] S.M. Meriah, E. Cambiaggio, R. Staraj and F. T. Bendimerad, «Gain enhancement for microstrip reflect array using superstrate layer», *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 26, pp. 152-154, 2005.
- [5] A. Seigneurin, «Evaluation du dépistage du cancer du sein par mammographie : estimation du sur diagnostic», thèse de Doctorat, université de Grenoble, Octobre 2011.
- [6] Cancer du sein/ 11 000 nouveaux cas en Algérie chaque année Huff Post Algérie avec Agences Publication: 05/04/2015 19h22 CEST, http://www.huffpostmaghreb.com/2015/04/05/cancer-sein-algerie-_n_7007174.html
- [7] Cancer du sein/ 11 000 nouveaux cas enregistrés chaque année en Algérie, Abdou Semmar, Février 2016, <http://www.algerie-focus.com/2016/02/cancer-du-sein-11-000-nouveaux-cas-enregistres-chaque-annee-en-algerie/>
- [8] S. Shrestha, M. Agarwal, J. Reid, and K. Varahramyan, «Microstrip antennas for direct human skin placement for biomedical applications», *PIERS Proceedings*, Cambridge, USA, July 5-8, 2010.
- [9] E. C. Fear, and M. A. Stuchly, «Microwave detection of breast cancer», *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 48, no. 11, pp. 1854–1863, November 2000.
- [10] M. Miyakawa, T. Ishida, and M. Wantanabe, «Imaging capability of an early stage breast tumor by CP-MCT», *Proceedings of the 26th Annual International Conference of the IEEE EMBS*, San Francisco, CA, USA, vol. 1, pp. 1427–1430, Septembre 2004.
- [11] W. Shao, B. Zhou, Z. Zheng, and G. Wang, «UWB microwave imaging for breast tumor detection in inhomogeneous tissue», *Proceedings of the 2005 IEEE Engineering in Medicine and Biology, 27th Annual Conference*, Shanghai, China, pp. 1496–1499, Septembre 2005.
- [12] S. Padhi, F. Liu, B.K. Li, N. Shuley and S. Crozier, «On the accurate modeling of a complex antenna for breast tumor detection using a hybrid MOM/FDTD approach», *Proceedings of the 29th Annual International Conference of the IEEE EMBS Cité Internationale*, Lyon, France, pp. 6636- 6639, August 2007.
- [13] CST–Computer Simulation Technology, www.cst.com
- [14] S.A. AlShehri, and S. Khatun, «UWB imaging for breast cancer detection using neural network», *Progress In Electromagnetics Research C*, vol. 7, pp. 79-93, 2009.
- [15] M. Dhieb, M. Lahiani, and H. Ghariani, «Pulse generator monocycle gaussian for UWB applications», *WSEAS Transactions on Circuits and Systems*, issue.12, vol. 9, pp. 756- 766, December 2010.

CONCLUSION GÉNÉRALE

Dans cette thèse de Doctorat, nous nous sommes intéressés au développement de différentes topologies à base d'antennes ULB destinées à la détection et de la localisation des objets par imagerie micro-ondes, et en particulier la détection des tumeurs dans le sein et des objets enfouis.

Une recherche bibliographique importante nous a permis de réaliser une description générale des antennes ULB réalisées jusqu'ici dans ce domaine de recherche. Ce type d'antennes représente une nouvelle génération qui accaparé un large usage dans le domaine des télécommunications. Par ailleurs, nous avons décrit la technologie des antennes imprimées en faisant le point sur ce qu'elles offrent comme avantages et inconvénients. Ensuite, nous nous intéressons à la présentation de quelques structures d'antennes ULB proposées qui sont destinées à être utilisées dans des applications en imagerie micro-ondes, auxquelles on a appliqué certaines techniques d'élargissement de la bande passante. Toutes les simulations ont été réalisées sous l'environnement CST Microwave Studio, aussi en s'intéressant principalement à l'étude et à l'analyse de ce type d'antennes dans le domaine temporel. Le but est de pouvoir identifier le comportement temporel des antennes qui fonctionnent dans la bande passante de 3.1 à 10.6 GHz, en leur appliquant une impulsion dont le spectre couvre cette gamme de fréquences. Puis, nous nous intéressons aussi aux systèmes d'imagerie micro-ondes destinés pour la détection des objets enfouis et plus particulièrement le cancer du sein. Ce dernier est l'un des types les plus répandus du cancer dans le monde. Actuellement les méthodes cliniques de diagnostic utilisées, telles que la mammographie, l'échographie et l'imagerie par résonance magnétique, sont limitées par des problèmes de coût et de fiabilité. Ces limitations ont motivé les chercheurs à développer une méthode de diagnostic plus efficace, à faible coût, facile à utiliser et moins risquée. L'ultra large bande pour l'imagerie micro-ondes est une nouvelle technologie de détection du cancer du sein, introduite récemment comme technique complémentaire pour la détection du cancer du sein, elle exploite le contraste significatif des propriétés diélectriques entre les tissus mammaires normaux et les tissus mammaires avec tumeurs.

Les antennes ainsi conçues ont été utilisées dans un système de détection et de localisation d'objets de formes quelconques. Différentes configurations ont été proposées, l'objectif était de détecter une ou plusieurs tumeurs pour le cas du cancer du sein et des objets enfouis derrière une cloison par imagerie micro-ondes. Les résultats obtenus en utilisant les deux algorithmes de détection (confocale et DASI) sont très encourageants, et montrent d'un côté le bien-fondé de ces types d'algorithmes, et d'un autre coté l'intérêt du choix de la topologie dans le développement du système d'imagerie micro-ondes.

Ces travaux de thèse, nous a permis d'approfondir et d'enrichir nos connaissances sur les antennes imprimées ultra large bande destinées pour l'imagerie micro-ondes.

De nombreuses perspectives à ces travaux peuvent être envisagées, à savoir :

- Réalisation des antennes ULB présentées dans cette thèse.
- Extension à d'autres topologies de réseau d'antennes.
- Utilisation d'autres techniques d'imagerie micro-ondes telles que l'holographie et la tomographie dans le but de déterminer les propriétés diélectriques des objets à détecter.

ANNEXE A

TECHNIQUES D'ALIMENTATION DES ANTENNES IMPRIMÉES

A.1 Techniques d'alimentation des antennes imprimées

L'excitation est un point très important à prendre en compte lors de l'étude des antennes imprimées. En effet, la manière dont l'énergie est fournie à l'élément rayonnant peut influencer directement sur son rayonnement et modifier ses performances. Les techniques d'alimentations peuvent être regroupées en deux grandes catégories :

Les alimentations par proximité (par ouverture dans le plan de masse, par coulage ou encore par fente), et les alimentations par contact (par sonde coaxiale ou ligne microruban) [1-2-3].

A.1.1 Alimentations par contact

A.1.1.1 Ligne micro-ruban

C'est la technique la moins coûteuse et la plus aisée. Elle consiste à connecter une ligne microruban au bord du pavé rayonnant (figure A.1).

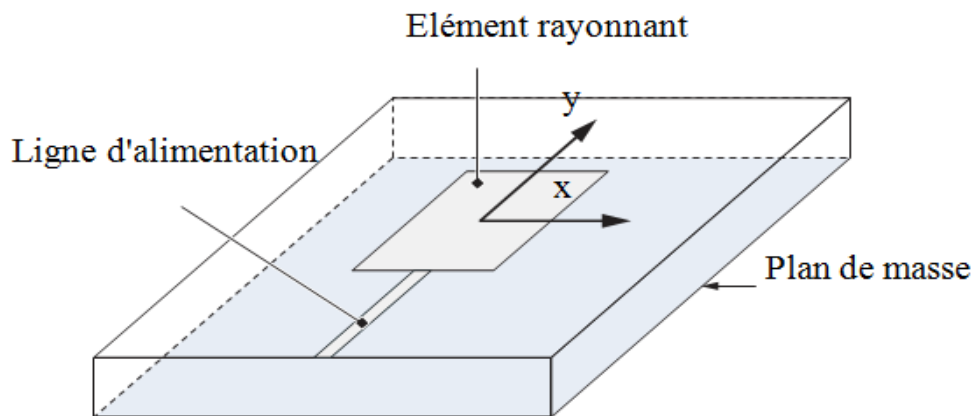


Figure A-1. Alimentation par ligne micro ruban

Une meilleure adaptation peut être obtenue en décalant la ligne micro ruban vers les extrémités du 'patch'.

A.1.1.2 Sonde coaxiale

Elle est effectuée en connectant l'élément rayonnant à l'âme centrale d'un connecteur coaxial traversant le plan de masse et le substrat diélectrique tandis que l'embase du connecteur est directement soudée au plan de masse (figure A.2) [4].

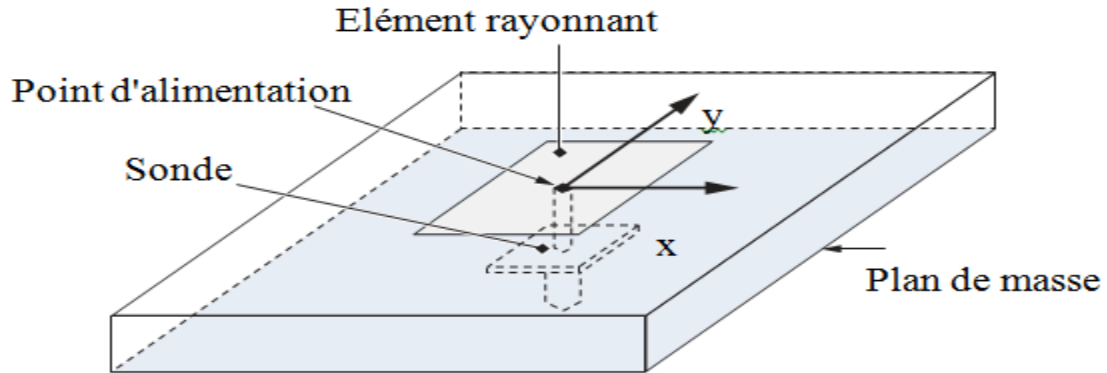


Figure A-2. Alimentation par sonde coaxiale [5]

A.1.2 Alimentations par proximité

A.1.2.1 Ligne à fente

L'élément rayonnant et la ligne d'alimentation sont complètement séparés par le plan de masse. Cette méthode se base sur le transfert de puissance de la ligne d'alimentation à l'élément rayonnant à travers une fente électriquement petite insérée dans le plan de masse (figure A.3).

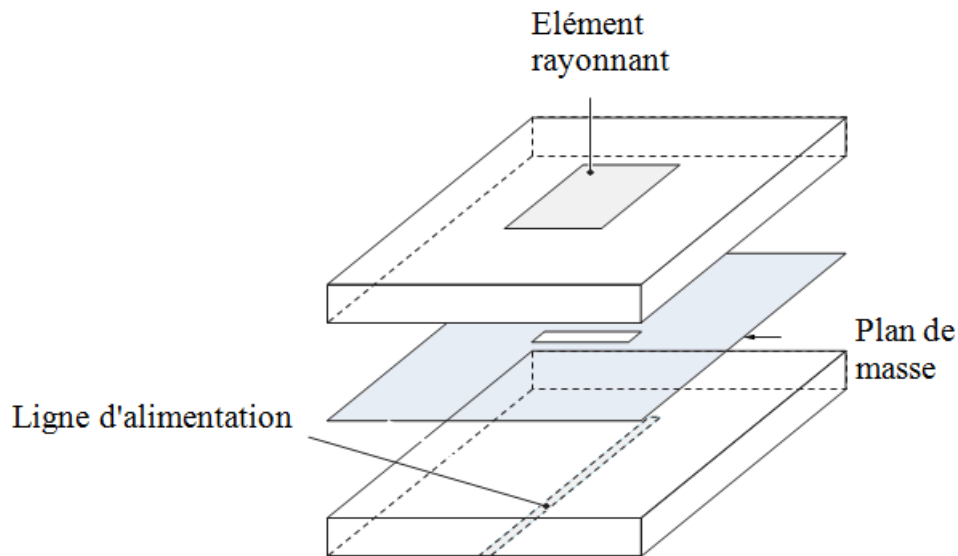


Figure A-3. Alimentation par couplage à travers une ouverture [5]

A.1.2.2 Guide d'onde coplanaire

Le guide d'onde coplanaire est une ligne de transmission efficace largement utilisée, qui présente l'avantage de placer la ligne d'alimentation au même niveau que le plan de masse. Il est constitué d'un ruban central métallique placé entre deux plans de masse parallèles entre eux,

déposés sur la même face d’un substrat diélectrique (figure A.4) [6]. Cette technique facilite l’introduction des composants intégrés [7].

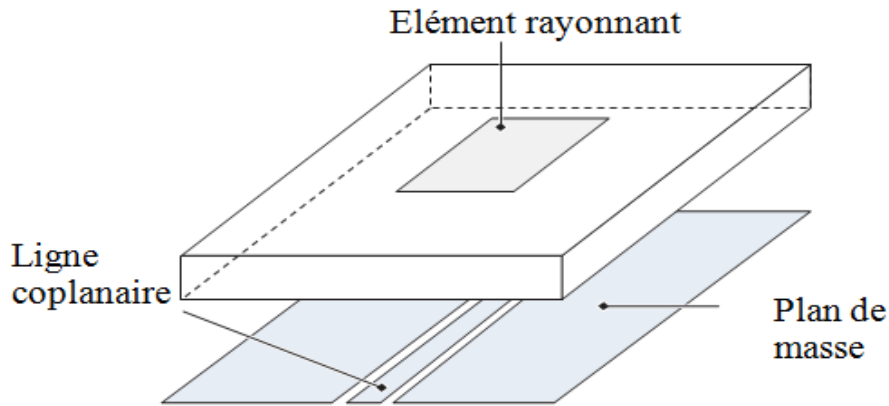


Figure A-4. Alimentation par guide d’onde coplanaire [5]

A.1.2.3 Ligne couplée

L’alimentation par couplage, moins répandue, utilise le couplage direct d’une ligne micro ruban située entre l’élément rayonnant et le plan de masse et positionnée entre deux couches de diélectriques, placés l’un au-dessus de l’autre (figure A.5) [5].

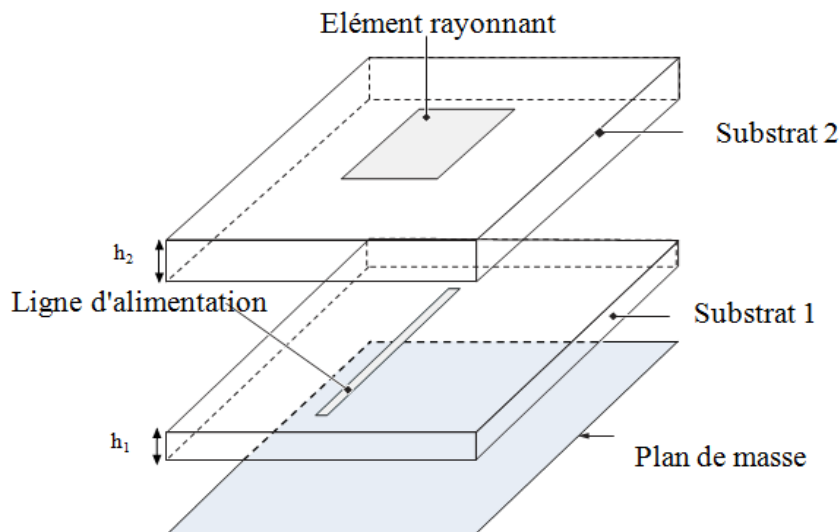


Figure A-5. Cas d’une alimentation par couplage électromagnétique

Quelques avantages et inconvénients des principales méthodes de base rencontrées dans la littérature sont présentés dans le tableau suivant [8] :

	<i>Avantages</i>	<i>Inconvénients</i>
<i>Sonde coaxiale</i>	<ul style="list-style-type: none">-Sélection possible d'un mode privilégié.-Obtention de l'impédance d'entrée par positionnement de la sonde.	<ul style="list-style-type: none">-Rayonnement parasite de la sonde de type monopolaire.-Technique de perçage et de soudure plus délicate en millimétrique.-Rapidement cher et compliqué industriellement pour exciter chaque élément d'un réseau à forte directivité.
<i>Ligne microstrip</i>	<ul style="list-style-type: none">-Procédé technologique plus simple par gravure sur la même face de l'antenne et du circuit d'alimentation.	<ul style="list-style-type: none">-Rayonnement parasite de la discontinuité ligne aérienne.-Structure figée après gravure.
<i>Ligne à fente</i>	<ul style="list-style-type: none">-Procédé technologique simple.-Facilités pour intégrer des dispositifs actifs.	<ul style="list-style-type: none">-Rayonnement arrière parasite possible de la fente.-Transition fente-ligne de transmission
<i>Guide d'onde coplanaire</i>	<ul style="list-style-type: none">-Mêmes avantages que le cas de la ligne à fente.-Faible rayonnement arrière.	<ul style="list-style-type: none">-Génération de modes de propagation parasites sur les guides d'onde coplanaires.
<i>Couplage par fente</i>	<ul style="list-style-type: none">-Possibilité d'élargir la bande en associant la résonance de l'élément rayonnant à celle de la fente.	<ul style="list-style-type: none">-Technologie plus coûteuse et Complexe.-Intégration sur un support mécanique nécessitant des précautions.

Tableau A-1. Différents types d'alimentation d'une antenne imprimée

REFERENCES ANNEXE A :

- [1] C.A. Balanis, «Antenna theory: analysis and design», John Wiley & Sons, Third Edition, 2005.
- [2] Y. Hmeydi, «Réalisation et mise au point d'un système de brouillage GSM 900-1800», Institut supérieur des études technologiques en communications de Tunis, Projet de fin d'études, 2009.
- [3] R. Besancon, «Contribution de réseaux d'antennes imprimées à pointage électronique. Conception et réalisation de maquettes en bande C et Ka», thèse de Doctorat, université de Limoges, Décembre 1997.
- [4] O. Barkat, «Etude et synthèse des caractéristiques de réseaux d'antennes imprimées supraconductrices dans la bande millimétrique», thèse de Doctorat, université Mentouri, Constantine, Décembre 2009.
- [5] C. Luxey, R. Staraj, G. Kossiavas, A. Papiernik, «Antennes imprimées-Bases et principes», Technique de l'Ingénieur, Mai 2007.
- [6] N. Fortino, «Conception et caractérisation d'antennes imprimées pour systèmes ultra large bande impulsionnelle», thèse de Doctorat, Nice-Sophia Antipolis, Février 2006.
- [7] P. Vaudon, «Les antennes imprimées», Master recherche télécommunications hautes fréquences et optiques, IRCOM, université de Limoges, pp. 1-24.
- [8] A. Boufrioua, «Contribution à l'étude des antennes a patch résistif et parfaitement conducteur tenant compte d'une source d'excitation et des nouvelles formes asymptotiques de courant», thèse de Doctorat, université Mentouri, Constantine, Novembre 2006.

ANNEXE B

*ALGORITHMES CONFOCALE ET DASI
POUR L'IMAGERIE MICRO-ONDES*

B.1 Algorithme confocale d'imagerie microondes

Dans cet annexe, nous présentons le fonctionnement de notre implémentation de la technique confocale.

$E_{XY}(f)$ représentant l'ensemble des signaux récupérés de l'environnement sans l'objet cible et $RE_{XY}(f)$ représentant l'ensemble des signaux récupérés de l'environnement avec l'objet cible. Afin de transformer ces signaux rétrodiffusés en image bidimensionnelle traçant la forme de l'objet placé derrière le mur, nous sommes passés par les étapes indiquées dans le diagramme de la figure B.1.

La figure B.1 résume les différentes étapes de l'algorithme confocale [1-2-3] utilisé dans cette application (vision à travers les murs).

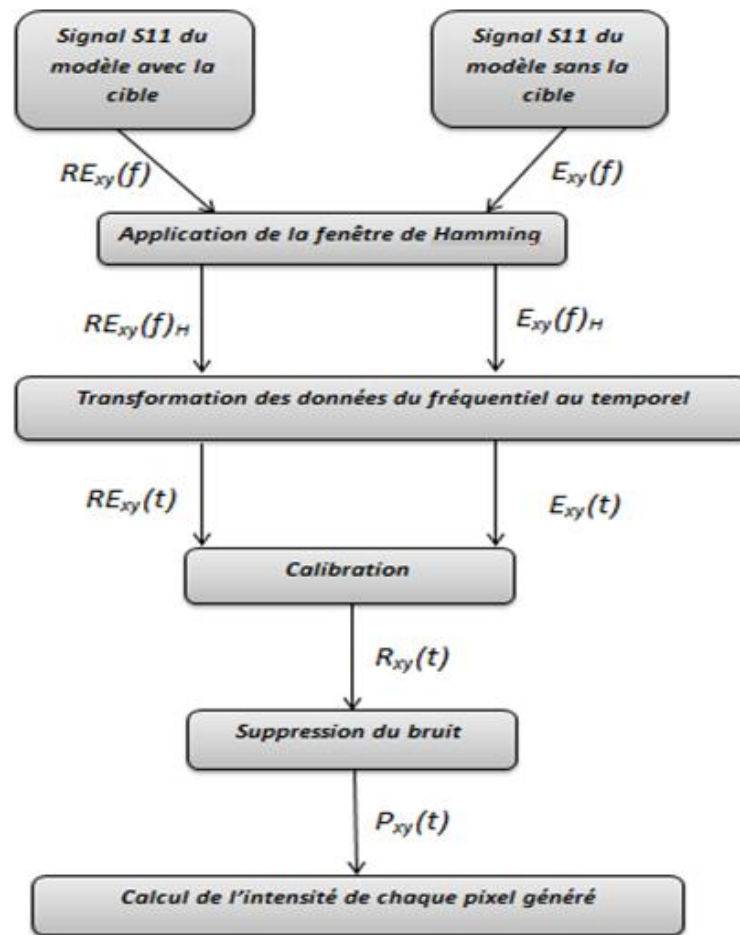


Figure B-1. Diagramme représentant les étapes de l'algorithme confocale

Avec x et y représentent les positions des pixels à créer.

Nous avons implémentés cet algorithme sous l'environnement Matlab, dont nous détaillons les étapes comme suit:

B.1.1 Fenêtre de Hamming

Nous avons appliqués aux deux signaux $E_{XY}(f)$ et $RE_{XY}(f)$ une fenêtre de Hamming afin de minimiser l'effet des lobes secondaires dans notre traitement.

$$\begin{aligned} E_{XY}(f)H &= E_{XY}(f) \times H \\ RE_{XY}(f)H &= RE_{XY}(f) \times H, \end{aligned} \tag{B.1}$$

H est la fenêtre de Hamming.

B.1.2 Transformation

Les signaux $E_{XY}(f)H$ et $RE_{XY}(f)H$ sont transformés du domaine fréquentiel vers le domaine temporel en faisant appel à la Transformée de Fourier Rapide Inverse (IFFT).

$$\begin{aligned} E_{XY}(t) &= \text{IFFT} (E_{XY}(f)H) \\ RE_{XY}(t) &= \text{IFFT} (RE_{XY}(f)H) \end{aligned} \tag{B.2}$$

B.1.3 Calibration

Pour ne garder que la signature de l'objet cible, sans l'environnement, nous soustrayons les signaux de l'environnement sans l'objet cible $E_{XY}(t)$ des signaux de l'environnement avec l'objet cible $RE_{XY}(t)$.

$$R_{XY}(t) = RE_{XY}(t) - E_{XY}(t) \tag{B.3}$$

B.1.4 Suppression du bruit

Le signal $R_{XY}(t)$ contient toujours des réflexions d'ondes dû à l'antenne elle-même et à l'environnement, et pour éliminer ce bruit, nous calculons la moyenne de chaque ligne de $R_{XY}(t)$, puis nous la soustrayons de $R_{XY}(t)$.

$$\begin{aligned} A_X(t) &= \frac{\sum_{M=1}^N R_{XY}(t)}{N}, \\ P_{XY}(t) &= R_{XY}(t) - A_X(t) \end{aligned} \tag{B.4}$$

N représente le nombre de lignes et de colonnes de la grille des positions de l'antenne.

B.1.5 Génération des pixels et de leurs intensités

Cette étape consiste à générer des pixels sur une surface, puis à évaluer la distance de chaque position de l'antenne à chaque pixel, ensuite on calcule le temps que met le signal pour parcourir

cette distance. Ce temps de parcours est fonction de la permittivité moyenne de l'environnement. Cette moyenne est trivialement estimée.

Enfin, nous calculons l'intensité de chaque pixel en évaluant le signal traité $P_{XY}(t)$.

B.2 Algorithme d'imagerie micro-ondes (DAS)

Dans cette section, nous allons décrire, l'algorithme DASI (Delay and Sum Integration) utilisé pour l'imagerie micro-ondes. Beaucoup d'autres algorithmes ont été proposés dans la Littérature (Stolt et migration Kirchhoff ou Capon faisceau ancien d'entre eux [4]), mais leur analyse rigoureuse est au-delà de la portée de ce travail.

Un aperçu utile des algorithmes d'imagerie dans le contexte de l'imagerie micro-ondes peuvent être trouvés dans [5].

Dans le cadre de notre travail, on s'est intéressé à l'algorithme DASI [6-7]. Cet algorithme diffère du (Backprojection) puisque on utilise une fenêtre d'intégration pour générer la valeur de l'intensité du pixel, plutôt que de choisir simplement un point de la réponse reçue à la valeur correspondante de retard aller-retour. Le principe de l'algorithme DASI est le suivant :

Dans un Monostatique beamformer, un signal UWB à micro-ondes illumine l'objet et l'énergie micro-onde diffusée par les objets potentiels est reçue par l'antenne elle-même (fonctionnant en récepteur), dans ce cas les signaux reçus dans différentes positions de l'antenne seront combinés. Pour chaque point (pixel) de l'image à reconstruire, l'étape du focusing est la suivante :

- On calcul la distance entre le point focal et chaque position de l'antenne (n)
- Le retard correspondant est calculé, c.-à-d. le temps nécessaire aller-retour de l'onde et il est donné par la formule suivante dans le cas d'un milieu homogène :

$$\tau_n(\vec{r}) = \frac{2|\vec{r} - \vec{r}_n|}{v} \quad (\text{B.5})$$

Où \vec{r} et \vec{r}_n sont la position du point focal et de l'antenne respectivement et v est la vitesse de propagation du signal à l'intérieur de la structure à étudier.

- Pour chaque position de l'antenne, la contribution pour le point \vec{r} de l'image est donnée par la valeur absolue du signal associé à sa position lui-même, nommé $B_n(t)$ à l'instant t_n
- La contribution pour les n acquisitions (position de l'antenne), est calculée de la façon décrite précédemment, puis additionnée, enfin on associe au point focal dans l'image finale, la valeur de l'intensité $I(\vec{r})$ donnée par la formule suivante :

$$I(\vec{r}) = [\sum_n b_n(\tau_n(\vec{r}))]^4 \quad (\text{B.6})$$

REFERENCES ANNEXE B :

- [1] X. Li and S.C. Hagness, «A confocal microwave imaging algorithm for breast cancer detection», *IEEE Microwave Wireless Components Lett*, vol. 11, pp. 130-132, March 2001.
- [2] Z. Abdul-Sattar, «Experimental analysis on effectiveness of confocal algorithm for radar based breast cancer detection», MSc by Research, Durham E-Theses, Durham University, United Kingdom, February 2012.
- [3] S.M. Chouiti, L. Merad, S.M. Meriah, A. Taleb-Ahmed, «Implémentation d'une technique d'imagerie confocale micro-ondes pour la détection d'objets à travers un mur», 6ième Séminaire Sur Les Systèmes de Détection: Architectures et Technologies, DAT'2014, Alger, 17-19 Février 2014.
- [4] X. Zhuge, A.G. Yarovoy, T. Savelyev, and L. Ligthart, «Modified Kirchhoff migration for UWB MIMO array-based radar imaging», *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, vol. 48, no. 6, pp. 2692-2703, June 2010.
- [5] F. Fioranelli, «Through-the-wall detection using ultra wide band frequency modulated interrupted continuous wave signals», thèse de Doctorat, Durham University, 2013.
- [6] D. Byrne, M. O'halloran, M. Glavin, and E. Jones, «Data independent radar beamforming algorithms for breast cancer detection», *Progress in Electromagnetics Research*, Res. 107, pp. 331–348, 2010.
- [7] S.M. Salvador, «Microwave imaging of biological structures», UK: LAP Lambert Academic Publishing, London, 2010.

Résumé

Les recherches dans le domaine de l'imagerie micro-ondes ont pris une ampleur considérable durant les dernières décennies, en raison de leurs diverses applications dans de nombreux domaines tels que la médecine, la biologie, la géophysique, la sécurité, etc... . En effet, les systèmes à base d'imagerie micro-ondes sont capables de détecter et de localiser des objets enfouis. C'est dans ce contexte que nous avons axé notre étude.

Le présent travail consiste dans un premier temps, à proposer différentes topologies à base d'antennes ULB (Ultra Large Bande) pour concevoir les systèmes d'imagerie micro-ondes dans le but de les utiliser pour la vision à travers le mur et la détection du cancer du sein. Dans ce contexte d'étude, nous avons développé et simulé différents types d'antennes ULB capables d'être exploitées dans le domaine temporel.

Dans un deuxième temps, nous avons fait appel à deux algorithmes de détection et de localisation à savoir : confocale et DASI (Delay and Sum Integration) pour la détection d'objets enfouis. Les résultats de simulations, que soit pour la vision à travers le mur ou encore pour la détection du cancer du sein, sont très encourageants et montrent le bien-fondé de ces deux algorithmes.

Mots clés : Antenne Ultra Large Bande (ULB), topologie, système RADAR, imagerie micro-ondes, vision à travers le mur, cancer du sein.

Abstract

The Research in the field of microwave imaging has grown considerably in recent decades, due to their various applications in many fields such as medicine, biology, geophysics, security, etc Indeed, the microwave imaging based systems are capable of detecting and locating buried objects. It is in this context that we have focused our study.

This present work consist is the first time, to propose different topologies based UWB antennas (Ultra Wide Band) to design microwave imaging systems in order to use them for the vision through the wall and breast cancer detection. In this context of study, we have developed and simulated different types of UWB antennas able of being exploited in the time domain.

Secondly, we used two algorithms for detection and localization namely confocal and DASI (Delay and Sum Integration) for the detection of buried objects. The simulation results for the vision through the wall or to the breast cancer detection are very encouraging and demonstrate the validity of these two algorithms.

Keywords: Ultra Wide Band antenna (UWB), topology, RADAR system, microwave imaging, vision through the wall, breast cancer.

ملخص

عرفت البحوث في مجال التصوير بالموجات الدقيقة تطور ملحوظ في العقود الأخيرة، نظرا لإمكانية تطبيقها في العديد من المجالات مثل الطب، البيولوجيا، الجيوفيزياء والأمن،... الخ. في الواقع، نظم التصوير ذات الموجات الدقيقة تملك القدرة على كشف وتحديد مواقع الأجسام الغير ظاهرة. لذلك ركزنا دراستنا في هذا السياق.

يتمحور هذا العمل كخطوة أولى على اقتراح طوبولوجيات مختلفة على أسس الهوائيات ذات النطاق الفائق العرض (ULB)، لتصميم أنظمة التصوير ذات الموجات الدقيقة، بغرض استخدامها للرؤية عبر الجدار والكشف عن سرطان الثدي. في هذا السياق من الدراسة، قمنا بتطوير ومحاكاة أنواع مختلفة من الهوائيات ULB قابلة للاستغلال في المجال الزمني.

في خطوة ثانية، قمنا باستعمال خوارزميتين للكشف وتحديد الأشياء، بما في ذلك خوارزمية (confocale) وخوارزمية (DASI) للكشف عن الأجسام الغير ظاهرة. نتائج المحاكاة، سواء كان من أجل الرؤية عبر الجدار أو الكشف عن سرطان الثدي، تشير أنها نتائج جد مشجعة وتبرهن على صحة هذه الخوارزميتين.

الكلمات المفتاحية: الهوائيات ذات النطاق الفائق العرض (ULB)، طوبولوجيا، نظام الرادار، التصوير بالموجات الدقيقة، الرؤية عبر الجدار، سرطان الثدي.