

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

وزارة التعليم العالي والبحث العلمي

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

جامعة أبي بكر بلقايد - تلمسان

Université Aboubakr Belkaïd – Tlemcen –

Faculté de TECHNOLOGIE



THESE

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

En : Télécommunications

Spécialité : Télécommunications

Par : ZIANI Djamila

Sujet

Réseaux d'antennes MIMO ultra large bande pour système radar micro-onde

Soutenue publiquement, le 06/07/2019, devant le jury composé de :

Mr BENDIMMERAD Fethi Tarik	Professeur	Univ. Tlemcen	Président
Mr MERIAH Sidi Mohammed	Professeur	Univ. Tlemcen	Directeur de thèse
Mr MERAD Lotfi	Professeur	ESSA Tlemcen	Co- Directeur de thèse
Mr BOUKLI HACENE Fouad	MCA	ESSA Tlemcen	Examineur
Mr DERRAZ Fouad	MCB	Univ. Tlemcen	Invité

NB : les membres du jury doivent être classés conformément au P.V d'autorisation de soutenance

« C'est avec les échecs qu'on réussit »

- Mon encadrant -

A mes très chers parents qui constituent
mon premier soutien.

Voir la joie dans vos yeux était et reste
toujours ma principale motivation.

A mes chers frères.

A Zhor, Sarra, Iman, Amina & Amina,
Ce chemin n'aurait pas été si agréable sans votre compagnie.

Remerciements

Je tiens à remercier tout d'abord, **ALLAH**, le tout puissant de m'avoir donné la force, le courage, la persévérance et la passion pour accomplir à terme ce travail.

Cette thèse de doctorat a été réalisée au sein du Laboratoire de Télécommunications de Tlemcen (LTT), Faculté de technologie, université de Tlemcen.

Je tiens à remercier infiniment mon directeur de thèse **Mr. MERIAH Sidi Mohammed**, Professeur à l'université de Tlemcen et notre directeur de laboratoire LTT, qui m'a dirigé tout le long de ce travail et m'a toujours soutenu, pour ses orientations, pour ses conseils précieux, d'avoir profité de ses compétences et son savoir-faire. J'aimerais également lui adresser mes immenses reconnaissances pour ses encouragements qui m'ont aidé à achever cette thèse.

Je remercie vivement mon co-directeur de thèse **Mr. MERAD Lotfi**, Professeur à l'Ecole Supérieure en Sciences Appliquées de Tlemcen (ESSA), pour son aide, ses multiples conseils, ses remarques et ses expériences. Je lui exprime également toute ma gratitude, pour sa confiance et patience durant ses années de doctorat.

Nos vifs remerciements s'adressent à **Mr. BENDIMERAD Fethi Tarik**, Professeur de l'université de Tlemcen de nous avoir honoré par l'acceptation de présider le jury de notre thèse.

Je remercie Profondément **Mr. BOUKLI HACENE Fouad**, Maitre de Conférences A à l'Ecole Supérieure en Sciences Appliquées de Tlemcen (ESSA) qui a accepté de faire partie du jury en tant qu'examineur pour mettre en valeur ce travail.

Nos remerciement les plus sincères vont à **Mr. DERRAZ Foued**, Maitre de Conférence B à l'université de Tlemcen, d'avoir accepté d'évaluer cette thèse. Également, je tiens à lui exprimer ma reconnaissance pour le temps qu'il m'a accordé et son aide que j'ai beaucoup apprécié.

Les travaux de cette thèse ont été déroulés au sein du laboratoire LTT dans une ambiance aimable grâce à la gentillesse du personnel, les thésards et les docteurs. Je voudrais bien remercier toute l'équipe du laboratoire LTT spécialement **Mlle BENDAHMANE**

Zhor qui a été plus qu'une ingénieure de laboratoire pour son aide, son soutien inconditionnel, je ne dirais jamais assez merci à toi. Je remercie chaleureusement **MAHI Sarra** et **SELADJI Imane** d'être toujours à mes côtés dans les moments de peines et de joie.

Enfin, mes remerciements vont à ma famille et toutes les personnes qui me sont chères ainsi à tous qui ont contribué de près ou de loin, à l'aboutissement de ce travail.

Un grand MERCI

Résumé

L'objectif principal de notre travail consiste à concevoir un système radar MIMO (Multiple Input Multiple Output) ultra large bande (ULB) pour imagerie microonde. Cette étude nous a permis de viser des applications d'imagerie en espace libre et dans le domaine médical. Afin de garantir une transmission fidèle, la première étape de ce travail a été de se focaliser sur la conception et la réalisation de deux nouvelles antennes ULB en technologie micro-ruban. Pour cela, nous avons suivi une approche systématique appuyée sur la théorie des antennes imprimées, et en utilisant le logiciel CST MWS comme outil de simulations. Ces antennes ont réussi à prouver leurs caractéristiques ultra large bande et ses performances en domaine temporel et fréquentiel. Ainsi, sur la base de ces antennes conçues, une mise en place en réseaux d'antennes est effectuée en combinant alors la technique MIMO avec la technologie ULB. La conception d'un réseau d'antennes 2D MIMO ULB se base sur le concept du réseau virtuel et la méthode de projection afin de choisir la topologie optimale. L'arrangement des antennes dans le réseau permet la réduction drastique en nombre des émetteurs-récepteurs tout en maintenant les mêmes performances qu'un système radar conventionnel dense. Dans la dernière étape, la topologie proposée est modélisée sous le logiciel CST MWS, puis nous avons prétraité les signaux recueillis dans les récepteurs avant la mise en œuvre de l'algorithme d'imagerie de rétro-propagation pour reconstruire les images de l'objet étudié. L'intérêt de cette recherche réside dans les apports apportés par la configuration multistatique (MIMO) ultra large bande associé au système radar pour la résolution des images des objets à détecter, la reconstruction de leurs forme ainsi que la réduction du cout de tout le système. Dans une première application, nous avons pu détecter et reconstruire à haute qualité la forme d'une cible d'un aspect compliqué dans un espace libre. En ce qui concerne l'application de l'imagerie médicale par micro-ondes, nous avons réussi à détecter une tumeur dans le sein. Les résultats confirment que la topologie proposée offre des images à haute résolution en comparant avec d'autres topologies.

Mots clés : Système Radar, antenne ULB, réseau d'antennes MIMO ULB 2D, algorithme d'imagerie de rétro-propagation, résolution.

Abstract

The main objective of our research is to design an Ultra-Wideband (ULB) Multiple Input Multiple Output (MIMO) radar system. This study will allow us to target free space and medical imaging applications. To ensure faithful transmission, the first step in this work is to design and realize the two new UWB micro-strip antennas. For this, we followed a systematic approach based on the theory of printed antennas and simulations under the CST MWS platform, these antennas were able to prove their ultra-broadband characteristics and its performance in time and frequency domain. Thereby, based on these designed antennas, a 2D MIMO UWB antenna array is implemented. The array design rely on the virtual array concept and projection slice method to choose the optimal topology. Our antennas arrangement within the array allows a drastic reduction in the number of transceivers while maintaining the same performance as a conventional radar systems. In the last step, the proposed topology is modeled under CST MWS software, then we pre-processed the signals collected in the receivers before the implementation of the back-projection imaging algorithm to reconstruct the images of the studied object. Results confirm that our topology offers a high resolution images compared with another topologies. The interest of this research resides in the contributions brought by the ultra-wideband multistatic (MIMO) technology associated with the radar system for the high resolution of the images of the objects to be detected, the reconstruction of their shape as well as the reduction of the cost of the whole system. In a first application, we were able to detect and reconstruct with high quality the shape of a target of a complicated aspect in the free space. Regarding the application of microwaves medical imaging, we succeeded to detect a tumor in the breast. The results confirm that the proposed topology offers high resolution images by comparing with other topologies.

Keywords: Radar system, UWB antenna, 2D UWB MIMO antenna array, back-projection imaging algorithm, resolution.

ملخص

الهدف الرئيسي من بحثنا هو تصميم نظام رادار فائق النطاق الترددي ومتعدد المرسلات والمستقبلات. هذه الدراسة سوف تسمح لنا باستهداف تطبيقات في الفضاء الحر وفي مجال التصوير الطبي. لضمان ارسال واستقبال جيد للنبضات UWB تتمثل الخطوة الأولى لهذا العمل في تصميم وتحقيق هوائين صغيرين بتكنولوجيا UWB. لهذا، اتبعنا منهجية قائمة على نظرية الهوائيات المطبوعة وتصميمها ومحاكاتها تحت منصة CST MWS، وقد اثبتت هذه الهوائيات خصائص النطاق العريض للغاية وأدائها الجيد في مجال الوقت والتردد. ثم، استنادًا على هذه الهوائيات المصممة، يتم تطبيق صيف هوائي ثنائي الأبعاد MIMO UWB. يعتمد تصميم الصيف على مفهوم الصيف الافتراضي وطريقة شريحة الإسقاط لاختيار الطوبولوجيا الأمثل. يتيح ترتيب الهوائيات المقترح من طرفنا ضمن الصيف انخفاضًا كبيرًا في عدد أجهزة الإرسال والاستقبال مقارنة مع أنظمة الرادار التقليدية مع الحفاظ على نفس أداء هذه الأخيرة. في خطوة أخيرة، قمنا بتصميم الطوبولوجيا المقترحة ضمن برنامج CST MWS، بعد ذلك قمنا بمعالجة الإشارات التي تم جمعها في المستقبلات قبل تنفيذ خوارزمية تصوير الإسقاط الخلفي (BP) لإعادة بناء صور الهدف المدروس.

يكمُن اهتمام هذا البحث في المساهمات التي قدمتها تكنولوجيا MIMO ULB المرتبطة بنظام الرادار للحصول على درجة وضوح عالية في اكتشاف الأشياء وإعادة بناء أشكالها وتخفيض تكلفة النظام بأكمله. حيث قمنا بالكشف عن وجود وإعادة بناء هدف معقد الشكل في الفضاء الحر بجودة عالية. وفيما يخص تطبيق التصوير الطبي بالموجات الدقيقة، نجحنا بالكشف عن ورم سرطان الثدي. تؤكد النتائج أن الطوبولوجيا المقترحة تقدم صورًا عالية الدقة مقارنةً بالطوبولوجيات الأخرى.

الكلمات المفتاحية: نظام الرادار، هوائي UWB، صيف هوائيات ثنائي الأبعاد MIMO ULB، خوارزمية

الاسقاط الخلفي، الدقة.

Table des matières

Remerciements	i
Résumé	iii
Abstract	v
Table des matières	vii
Table des figures	xi
Liste des tableaux	xv
Introduction générale	1
1 Généralités sur l'imagerie micro-onde et le système Radar	7
1.1 Introduction	7
1.2 Imagerie micro-onde	9
1.2.1 Imagerie micro-onde passive	10
1.2.2 Imagerie micro-onde hybride	11
1.2.3 Imagerie micro-onde active	11
1.2.3.1 Tomographie micro-onde	11
1.2.3.2 Imagerie par système radar micro-onde	12
1.3 Concepts fondamentaux du système Radar	13
1.3.1 Historique	13
1.3.2 Principe du système radar	14
1.3.2.1 Positionnement de la cible	15
1.3.2.2 Équation radar	16
1.3.2.3 Surface Equivalente Radar (SER)	16

1.3.3	Résolution	17
1.3.3.1	Résolution en distance	17
1.3.3.2	Résolution en azimut	17
1.3.4	Différentes configurations du radar	18
1.3.5	Applications des systèmes Radar	19
1.4	Conclusion	22
2	Conception et réalisation des antennes élémentaires pour le réseau d'antennes MIMO ULB	25
2.1	Introduction	25
2.2	Concept général de l'ultra large bande (ULB)	26
2.2.1	Définition	27
2.2.2	Signaux ULB	29
2.2.2.1	ULB multi-bande (UWB-OFDM)	29
2.2.2.2	ULB mono-bande (IR-UWB)	29
2.2.3	Avantages de la technologie ULB	32
2.3	Antenne ULB : Notions théoriques	33
2.3.1	Définition de l'antenne	33
2.3.2	Caractéristiques fondamentales de l'antenne	34
2.3.2.1	Impédance d'entrée	34
2.3.2.2	Coefficient de réflexion et ROS	35
2.3.2.3	Diagramme de rayonnement	36
2.3.2.4	Directivité d'une antenne	37
2.3.2.5	Gain d'une antenne	37
2.3.2.6	Efficacité d'une antenne	38
2.3.3	Caractéristiques temporelles des antennes ULB	38
2.3.3.1	Fonction de transfert	39
2.3.3.2	Temps de groupe	39
2.3.3.3	Facteur de fidélité	40
2.3.4	Exemples des antennes ULB	40
2.4	Conception et réalisation d'antennes élémentaires	41
2.4.1	Outil de Simulation	41
2.4.2	Antenne monopole carré modifiée	42
2.4.2.1	Travaux réalisés sur les antennes monopoles	42

2.4.2.2	Conception de l'antenne	43
2.4.2.3	Étude fréquentielle	47
2.4.2.4	Étude temporelle	50
2.4.2.5	Résultats de mesure	54
2.4.3	Antenne Vivaldi Antipodale à fentes asymétriques	55
2.4.3.1	Travaux réalisés sur l'antenne Vivaldi	56
2.4.3.2	Conception de l'antenne	56
2.4.3.3	Étude fréquentielle	60
2.4.3.4	Étude temporelle	64
2.4.3.5	Résultats de mesure	67
2.5	Conclusion	68
3	Conception des réseaux d'antennes MIMO ULB pour système radar micro-onde	71
3.1	Introduction	71
3.2	Concept MIMO en radar	72
3.2.1	Intérêt de la diversité des réseaux MIMO en radar	73
3.3	Notion du réseau virtuel	76
3.4	Méthode de projection et notions de shadowing et de redondance	78
3.5	État de l'art sur la conception des topologies des réseaux MIMO	79
3.6	Architecture des réseaux d'antennes MIMO	81
3.6.1	Réseau d'antennes uniforme	81
3.6.2	Réseau d'antennes non uniforme	82
3.6.3	Réseau d'antennes 2D	83
3.7	Étude du couplage dans le réseau MIMO ULB	88
3.8	Conclusion	92
4	Détection en 3D d'objets par l'algorithme de rétro-propagation	95
4.1	Introduction	95
4.2	Algorithme d'imagerie de Back-projection	96
4.3	Application de l'algorithme d'imagerie	97
4.3.1	Prétraitement des signaux pour l'algorithme d'imagerie	98
4.4	Détection en espace libre	100
4.4.1	Modèle de simulation	100
4.4.2	Résultats et discussions	101

TABLE DES MATIÈRES

4.5	Détection du cancer du sein	108
4.5.1	Modèle de simulation	109
4.5.2	Résultats et discussions	110
4.6	Conclusion	118
	Conclusion générale et perspectives	119
	Annexes	123
	A Antennes Imprimées	125
	B Publications & Communications	131
	Bibliographie	133

Table des figures

1.1	Onde électromagnétique	8
1.2	Spectre électromagnétique	8
1.3	Les approches de l'imagerie micro-onde	12
1.4	Principe de base de l'émission/réception d'un système radar	15
1.5	Configuration du radar monostatique	18
1.6	Configuration du radar bistatique	19
1.7	Configuration du radar multistatique	19
1.8	Exemples des systèmes radar dans différents domaines d'applications . . .	22
2.1	Puissance d'émission et attribution des fréquences pour l'ULB et d'autres systèmes sans fil	28
2.2	Masque spectral définie par la FCC pour communications Indoor	28
2.3	Représentation temporelle d'une impulsion gaussienne et ses deux premières dérivées	31
2.4	Représentation spectrale d'une impulsion gaussienne et ses deux premières dérivées	32
2.5	Impédance complexe d'une antenne.	35
2.6	Définition de la bande passante d'adaptation	39
2.7	Structure de l'antenne de base (à gauche l'élément rayonnant, à droite le plan de masse).	44
2.8	Coefficient de réflexion en fonction des fréquences de l'antenne carré de base	44
2.9	Coefficient de réflexion de l'antenne de base pour différentes longueurs du plan de masse	45
2.10	Progression du design de l'antenne proposée	45
2.11	Coefficient de réflexion de l'antenne de base, l'antenne à fentes rectangulaires et l'antenne finale	46
2.12	Antenne proposée	46

TABLE DES FIGURES

2.13	Impédance de l'antenne	47
2.14	Distribution du courant de l'antenne proposée pour différentes fréquences	48
2.15	Gain de l'antenne	48
2.16	Diagramme de rayonnement de l'antenne pour différentes fréquences . . .	49
2.17	Efficacité de l'antenne	49
2.18	Illustration des deux orientations des antennes du système	50
2.19	Représentation de la 5ème dérivée de la gaussienne	51
2.20	Fonction de Transfert	52
2.21	Temps de groupe	53
2.22	Signaux émis et reçus normalisés	53
2.23	Prototype de l'antenne réalisée	54
2.24	Comparaison des coefficients de réflexion simulé et mesuré de l'antenne réalisée	55
2.25	Antenne conventionnelle de base (B-AVA)	57
2.26	Coefficient de réflexion de l'antenne B-AVA	58
2.27	Progression de la conception de l'antenne AS-AVA	58
2.28	Coefficient de réflexion des antennes B-AVA, AVA symétrique, A-AVA . .	59
2.29	Effet de la largeur de la fente W_2 sur le S_{11}	59
2.30	Effet de la longueur de la fente L_{s2} sur le S_{11}	60
2.31	Impédance d'entrée de l'antenne	61
2.32	Densité de courant pour différentes fréquences	61
2.33	Diagramme de rayonnement de l'antenne pour différentes fréquences . . .	62
2.34	Gain en fonction des fréquences	63
2.35	Efficacité en fonction des fréquences	63
2.36	Différentes orientations des antennes AS-AVA	64
2.37	Fonctions de transfert pour les deux orientations	65
2.38	Temps de groupe de l'antenne en fonction des fréquences	66
2.39	Signaux émis et reçus pour les deux différentes orientations	66
2.40	Prototype de l'antenne réalisée (vue de Top et Bottom)	67
2.41	Analyse de l'antenne	67
2.42	Comparaison des coefficients de réflexion simulé et mesuré	68
3.1	Configuration du radar MIMO	73
3.2	Configuration du radar SAR	74
3.3	Configuration du radar SIMO	75

3.4	Illustration d'un exemple de réseau virtuel MIMO $L=4, K=4$	77
3.5	Illustration du principe de la méthode de projection et le phénomène du shadowing	79
3.6	Réseau uniforme	82
3.7	Réseau non uniforme	83
3.8	Organigramme du procédé de la conception du réseau MIMO 2D	85
3.9	Topologie 2D initiale et les réseaux 1Dx et 1Dy équivalents	86
3.10	Réseau virtuel de la topologie 2D initiale	86
3.11	Réseaux 1Dx et 1Dy de la topologie appropriée	87
3.12	. Réseau MIMO 2D	87
3.13	Couplages du réseau uniforme	89
3.14	Couplages du réseau non uniforme	89
3.15	Couplages du réseau 2D initial	90
3.16	Couplages du réseau 1Dx	90
3.17	Couplages du réseau 1Dy	91
3.18	Couplages du réseau 2D	91
4.1	Géométrie du système d'imagerie	96
4.2	Schéma synoptique du système d'imagerie adopté	98
4.3	Organigramme des étapes de prétraitement des signaux pour l'algorithme d'imagerie	98
4.4	Illustration de la matrice des fonctions de transfert	99
4.5	Modèle de la cible modélisée sous CST MWS	100
4.6	Images reconstruites de la cible en espace libre du réseau uniforme pour différents Bandes de fréquences	102
4.7	Images reconstruites de la cible en espace libre du réseau non uniforme pour différents Bandes de fréquences	103
4.8	Images reconstruites de la cible en espace libre du réseau 2D initial pour différents Bandes de fréquences	104
4.9	Images reconstruites de la cible en espace libre du réseau 1D _x pour différents Bandes de fréquences	105
4.10	Images reconstruites de la cible en espace libre du réseau 1D _y pour différents Bandes de fréquences	106
4.11	Images reconstruites de la cible en espace libre du réseau 2D proposé pour différents Bandes de fréquences	107

TABLE DES FIGURES

4.12	. Modèle de simulation sous CST du réseau avec modèle du sein	109
4.13	Images reconstruites de la tumeur pour le réseau uniforme	111
4.14	Images reconstruites de la tumeur pour le réseau non uniforme	112
4.15	Images reconstruites de la tumeur pour le réseau 2D initial	113
4.16	Images reconstruites de la tumeur pour le réseau $1D_x$	114
4.17	Images reconstruites de la tumeur pour le réseau $1D_y$	115
4.18	Images reconstruites de la tumeur pour le réseau 2D final	116
A.1	Structure de base d'une antenne patch	125
A.2	Effet de la hauteur du substrat sur la bande passante	127
A.3	Alimentation d'un patch par câble coaxial	128
A.4	Alimentation d'un patch par ligne micro-ruban	128
A.5	Vue de coté d'un patch alimenté par fente	129
A.6	Alimentation d'un patch par couplage par proximité	130

Liste des tableaux

2.1	Comparaison de l'approche IR-UWB et UWB-OFDM	30
2.2	Dimensions de l'antenne proposée	47
2.3	Facteur de fidélité	54
2.4	Dimensions de l'antenne proposée	60
2.5	Facteur de fidélité	67
4.1	Dimension du modèle du sein	110
4.2	Propriétés diélectriques des différents composants du modèle du sein . . .	110

Introduction générale

Contexte et motivations

La majorité des régions du spectre électromagnétique peuvent être utilisées pour l'imagerie avec différentes fréquences de fonctionnement et fournissent des variantes informations sur les objets sous test. Afin de voir à travers les matériaux optiquement opaques, les fréquences au-dessus de la région ultraviolette (UV) ou au-dessous de la région infrarouge (IR) doivent être considérées. Ceux-ci peuvent être référés comme les méthodes de radiographie par rayons X et d'imagerie micro-onde, respectivement. Bien que les techniques de l'imagerie derrière ces deux sont distincts les uns des autres, ils sont compétitifs dans de nombreuses applications notamment les applications médicales et de sécurité.

L'imagerie micro-onde pour la détection des objets à travers des milieux opaques, dont nous nous intéressons dans le cadre de notre thèse, a suscité un intérêt sans cesse grandissant. Cet intérêt est principalement justifié par les contrastes qui existent, aux fréquences micro-ondes, entre les propriétés diélectriques des différents matériaux. Cette constatation suscite naturellement l'espoir de développer de nouveaux outils non ionisant (comparant aux rayons X) capable d'améliorer la précision de détection.

le système d'imagerie micro-onde profite d'une synergie entre deux parties principale à savoir la conception de l'architecture matérielle pour la récolte des signaux réfléchis et le traitement des données via un algorithme d'imagerie pour extraire les informations nécessaire pour reconstruire une image virtuelle de la cible étudiée. Le développement technologique a permis l'amélioration de chacune de ces deux parties qui ont mobilisées une grande attention dans le domaine des recherches dans le but de perfectionner le système d'imagerie micro-onde. Dans la conception d'un tel système, des considérations et critères techniques doivent être pris en compte tels que

- La résolution : ce paramètre détermine la capacité du système à discerner les cibles à imager.

- Le temps d'acquisition des données : ce paramètre indique la possibilité d'un système de capter et traiter les données rapidement.
- L'encombrement : comme l'antenne est l'élément essentiel dans un dispositif d'imagerie parce qu'elle est responsable de la transmission/réception des signaux, sa taille joue effectivement un rôle crucial dans l'encombrement de tout le système. Par conséquent, une bonne conception de cet élément est nécessaire.
- Le cout : les ingénieurs cherchent interminablement à réduire ce facteur qui est relié à la complexité du système et le nombre des éléments utilisés.

Néanmoins, de meilleurs résultats ne peuvent être obtenus qu'avec un système à grande ouverture. Traditionnellement, cette envergure peut être achevée avec une ouverture synthétique ou un réseau d'antenne. Les systèmes radar micro-onde conventionnels sont basés généralement sur le principe du radar à synthèse d'ouverture (RSO) ou sur le réseau phasé (SIMO). Cependant ils présentent certaines limitations en termes du temps d'acquisition de données, le cout, l'encombrement etc. De ce fait, le système d'imagerie dans sa conception doit vérifier le compromis performances/coût où il doit être peu encombrant, rapide en acquisition et en traitement de données, à moindre coût et à haute résolution.

Une autre architecture est proposée dans ce domaine qui semble être une solution très prometteuse et innovante pour remédier aux contraintes ci-dessus. Cela s'agit de l'architecture MIMO (*multiple input multiple output*) dont le principe repose sur une transmission simultanée utilisant plusieurs éléments émetteurs et plusieurs éléments récepteurs. Elle fournit une grande ouverture grâce au réseau virtuel créé. En outre, sa diversité spatiale enrichit la qualité d'imagerie en fonction de la quantité de l'information reçue. Les réseaux MIMO sont particulièrement étudiés et font l'objet de nombreuses recherches et pour cause, ce réseau MIMO permet d'obtenir la même résolution avec un nombre réduit d'antennes qu'avec un réseau conventionnel dense. Néanmoins, l'élaboration de tels réseaux implique des procédés complexes à mettre en œuvre. Le défi dans cette configuration réside dans la conception d'une topologie efficace pour assurer une bonne illumination de la scène sous test.

De leur part, les techniques ultra large bande (ULB) montrent un intérêt particulier qui fit de cette technique une technologie prometteuse qui peut être utilisée dans différents domaines et certainement pour les systèmes radar dans un contexte d'imagerie. Le signal ULB est personnalisé de sa courte durée de telle sorte à avoir une large bande passante. Cette caractéristique lui offre un nombre important d'avantages qui attirent énormément les chercheurs. Il s'agit d'une part de sa haute résolution grâce aux hautes fréquences et de

sa bonne pénétration des différents matériaux qui prédispose l'ULB en bonne place pour la tâche de détection à travers les obstacles par rapport aux systèmes à bande étroite. Aussi, la faible puissance attribuée aux transmissions ULB permet leur existence avec d'autres systèmes assurant une communication sécurisée.

Concevoir un tel système radar MIMO et ULB passe inévitablement par la conception de l'antenne élément qui est la base de ce système. Vu son rôle primordial qui consiste à émettre/recevoir les ondes électromagnétiques, elle doit être le plus possible fidèle et ne cause en aucun sens la perte des données. La technologie ULB exige alors l'utilisation des antennes ULB qui sont définies selon la FCC comme toute antenne ayant une bande passante fractionnelle plus de 20%.

Dans la suite nous allons donner nos objectifs, contributions et la méthodologie d'investigation que nous envisageons mettre en application pour pallier ces challenges.

Objectifs et contributions de la thèse

L'objectif de cette thèse se focalise sur le développement des réseaux d'antennes MIMO ultra large bande dans la conception de systèmes Radar pour des applications en imagerie micro-ondes. Afin d'arriver à notre but, notre thèse sera scindé en deux grandes parties.

La première partie consiste à combiner les avantages de l'ultra large bande et de la configuration du réseau MIMO. Le premier élément clé de ce système repose sur le choix de l'antenne ULB à utiliser et la conception de celle-ci va permettre de parvenir à l'exigence d'une qualité d'imagerie élevée. La conception d'une topologie optimale présente aussi une étape primordiale ayant une contribution décisive dans la qualité des images.

La deuxième partie concerne les algorithmes d'imagerie. Afin d'éprouver le potentiel d'imagerie du réseau multistatique ultra large bande, un algorithme d'imagerie est implémenté afin d'être adapté à la configuration du réseau MIMO. Les algorithmes vont offrir une résolution améliorée pour la reconstitution de l'image. Le système RADAR développé sera appliqué dans le domaine médical (cas du cancer du sein) et la détection en espace libre.

Dans notre travail qui s'intitule « Réseaux d'antennes MIMO ULB pour système radar micro-onde », nos contributions visées concernent principalement :

- La conception et réalisation de nouvelles antennes convenables à large bande passante et de meilleures performances basées sur la technologie micro-ruban.
- La conception d'une topologie du réseau MIMO de type impulsionnel.

- Évaluation des performances des réseaux en termes de résolution des images reconstruites avec un algorithme d'imagerie implémenté.

Organisation de la thèse

Dans cette thèse, les travaux menés consistent à concevoir un système radar pour l'imagerie micro-onde non intrusive (entre 300 MHz et 300 GHz) en utilisant les technologies MIMO ULB pour améliorer les performances de détection et de résolution avec un nombre réduit des éléments et par conséquent un cout minime. Dans ce but, le premier chapitre donnera les notions générales de l'imagerie micro-onde comme étant la meilleure alternative pour pallier les limitations des méthodes qui existent déjà en termes de sureté, résolution et cout. Les différentes approches de l'imagerie micro-ondes seront présentées. Ensuite, un petit historique ainsi un rappel sur les systèmes radar et leur principe de fonctionnement seront présentés comme la partie hardware du système d'imagerie.

Dans le deuxième chapitre nous allons entamer la conception et la réalisation des antennes ULB à utiliser dans le cadre de notre travail, celles-ci sont l'élément clé de la transmission dans le système radar. En premier temps, nous définirons le concept général de la technologie ULB. Ensuite sont élaborés les notions théoriques fondamentales et les paramètres qui caractérisent les antennes ULB pour une meilleure évaluation de ses performances et pour assurer une bonne transmission des signaux, on parle ici des caractéristiques temporelles. En deuxième temps, nous aborderons la conception et l'étude de nos antennes en proposant des solutions pour élargir ses bandes passantes vérifiant le compromis performances/bande passante. La modélisation de ces antennes sera effectuée par CST Microwave Studio qui permet la facilité de simulation en 3D. Ces antennes seront par la suite réalisées au sein de notre laboratoire et analysées afin de vérifier et valider leur performance.

Dans le troisième chapitre, nous présenterons tout d'abord l'intérêt de la configuration MIMO et ses apports par rapport aux autres systèmes radar conventionnels. Puis, nous dresserons un état de l'art des travaux menés sur les arrangements multi antennaires qui existent dans la littérature. Nous procédons ainsi à la conception d'une topologie MIMO adéquate en se basant sur les deux principes de formations des géométries MIMO à savoir le réseau virtuel et la méthode de projection. A titre comparatif, nous proposons d'autres réseaux afin de tester et valider les performances de notre réseau. Cela nous permettra de confirmer qu'avec un même nombre d'éléments dans le réseau mais avec une topologie optimal, nous pouvons achever une meilleure résolution avec la configuration MIMO ULB

2D. Enfin nous clôturons le chapitre par une étude du couplage dans tous les réseaux.

Dans le quatrième chapitre, nous aborderons l'application de l'algorithme d'imagerie pour la détection des objets et la reconstruction de leurs images en 3D. L'algorithme d'imagerie sera alors discuté. Pour procéder à l'imagerie, des simulations sous le logiciel CST MWS de nos différents réseaux radar MIMO seront effectuées pour deux scénarios à savoir en espace libre et pour la détection des tumeurs du sein. Les signaux reçus seront ensuite récupérés et utilisés comme signaux d'entrée pour l'algorithme. Dans l'étape suivante, le prétraitement de ces signaux ainsi l'application de l'algorithme de rétroprojection d'imagerie sous le logiciel MATLAB, seront menés. Finalement les résultats en termes des images en 3D seront présentées et discutées tout en explorant les effets de l'arrangement des antennes dans le réseau et les effets de la diversité fréquentielle par ailleurs.

Enfin, ce manuscrit sera clôturé par une conclusion générale récapitulative des travaux entamés. Par ailleurs, nous suggérerons quelques perspectives à envisager dans le futur pour les systèmes d'imagerie actifs basés sur les radars associés aux technologies MIMO ULB.

Chapitre 1

Généralités sur l'imagerie micro-onde et le système Radar

1.1 Introduction

97.5 % de tout ce qui est possible à voir est inaccessible à nos yeux. La lumière visible permet à notre œil de voir les objets qui nous entourent mais pas au-delà de cela. Pour apercevoir les objets à travers des obstacles, d'autres ondes électromagnétiques sont utilisées. Mais au juste, qu'est-ce qu'une onde électromagnétique ? Une onde électromagnétique représente le résultat de la propagation en fonction du temps d'un champ électrique et magnétique perpendiculaires simultanément (figure 1.1). Ces ondes peuvent se propager dans le vide à la vitesse de la lumière. Pour décrire une onde, la propriété la plus importante est sa longueur d'onde (λ en m), qui est définie comme la distance parcourue par l'onde en une période. L'onde est également désignée par sa fréquence f (mesurée en Hz) qui est inversement proportionnelle à la longueur d'onde étant donné qu'elle correspond au rapport entre la vitesse et la longueur d'onde, soit :

$$f = \frac{c}{\lambda} = \frac{1}{T} \quad (1.1)$$

c : la vitesse de la lumière dans le vide ($c = 3.10^8$ m/s).

T : période de propagation.

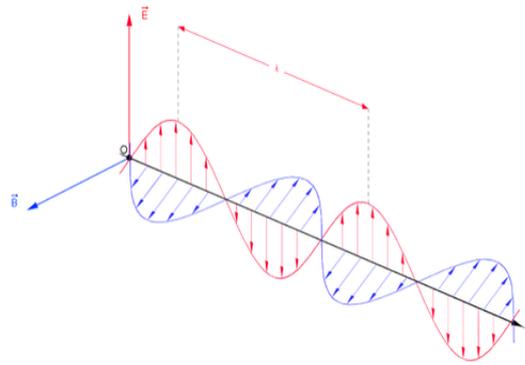


FIGURE 1.1 – Onde électromagnétique

Une très large gamme de rayonnement électromagnétique a été découverte depuis le 19ème siècle, et tout ce qui différencie ces ondes c'est la longueur d'onde. En allant des ondes radio aux rayons gamma (figure 1.2), la longueur d'onde s'affaiblie et la fréquence devient plus haute ainsi les ondes contiennent plus d'énergie et peuvent même devenir dangereuses.

Bien que les ondes électromagnétiques partagent la même nature, les mécanismes d'émission et de réception exigés sont différents.

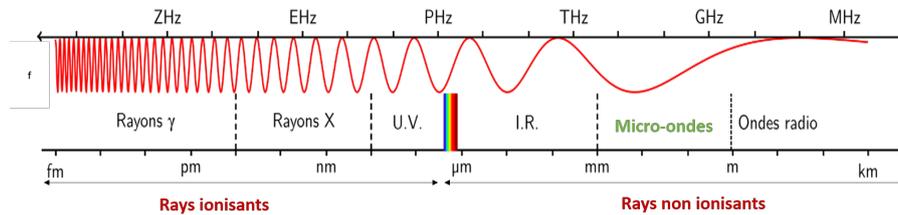


FIGURE 1.2 – Spectre électromagnétique

Il existe de nombreuses méthodes pour la détection à travers les obstacles comme par exemple les murs, le sol ou encore les tissus humains. Actuellement, l'imagerie par rayon X présente la technique la plus utilisée comme le cas dans les aéroports pour la sécurité, le contrôle non destructif ou dans le domaine médicale pour détecter les tumeurs par la mammographie ou le scanner. Cette technique consiste à différencier les objets en fonction de leur densité, néanmoins, elle aussi présente plusieurs inconvénients. Dans son livre [1], Charoy montre la nocivité de ce type des ondes en comparant avec les ondes basse fréquences :

« Un rayonnement électromagnétique est de fréquence inférieure à la lumière visible. Son effet sur les tissus est thermique. Une radiation ionisante est composée de photons (ou

de particules) d'une énergie unitaire supérieure à 1 eV (électronvolt). Les rayonnements ionisants peuvent être biologiquement dangereux, même à très faible densité de puissance».

En plus de la nature ionisante des rayons X et son coût élevé, cette technique ne permet pas de visualiser clairement les objets lorsqu'il n'y a pas de variation significative entre les densités des différents objets dans la scène sous test. Notamment en mammographie, il s'est avéré insensible à la présence de lésions dans le sein dense soulignant qu'ils sont moins visibles en âge jeune que chez les sujets âgés. Plusieurs fois, cette technique a rapporté des taux non négligeables de diagnostics faussement négatifs et faussement positifs [2, 3] malgré les améliorations apportées [4]. Pour d'autres applications, cette technique se trouve face au problème de discrimination des objets qui pourrait être un vrai challenge lorsque le test concerne des quantités importantes des cibles [5].

Les limitations des méthodes d'imagerie tel que l'imagerie par rayon X, ont motivé les chercheurs à développer une méthode d'imagerie plus efficace, moins ionisante et moins coûteuse pour la détection que soit en espace libre ou à travers les obstacles. À cette fin, l'imagerie par micro-ondes est devenue une méthode potentiellement importante.

Parmi les systèmes d'imagerie micro-onde les plus répandus, on repère le radar qui ne cesse à montrer ses performances dans ce domaine. L'imagerie RADAR permet la génération d'images dans les conditions du jour comme de nuit. Ce système a été initialement et pendant des dizaines d'années utilisé seulement pour les applications dans le domaine militaires. Grâce aux avancées vertigineuses dans le traitement de signal numérique, on a fait le passage vers les réseaux d'antennes, et le radar est devenu un système indispensable tant au domaine civil que militaire.

Dans ce premier chapitre, les généralités de l'imagerie micro-onde ainsi que ses approches seront abordées en premier lieu. Dans la deuxième partie, nous présentons d'une manière générale, le radar qui représente le matériel du système d'imagerie micro-onde, ses principes fondamentaux ainsi ses différents types et configurations.

1.2 Imagerie micro-onde

Cette approche apporte une contribution importante à la détection des objets. Le principe de ses dispositifs dépend de la capacité des micro-ondes à pénétrer profondément dans les objets tout en exploitant les propriétés diélectriques de ses matériaux. Le domaine du spectre des *micro-ondes* dont nous nous intéressons, se trouve entre la région des ondes radio et l'infrarouge avec des longueurs d'onde entre 1 m et 1 mm soit des fréquences entre 300 MHz et 300 GHz.

Dans la technologie d'imagerie micro-onde, un émetteur illuminera l'objet avec des ondes électromagnétiques, le signal reçu (capté par un récepteur) a tendance de se réfléchir par l'objet. En utilisant les rayons X, la densité tissulaire est visualisée, alors que dans le cas des micro-ondes, les propriétés diélectriques qui sont observées. Le résultat d'interaction entre une onde électromagnétique et une cible est lié principalement aux dimensions de cette dernière ainsi de ses propriétés à savoir sa conductivité et sa permittivité diélectrique. De cet effet, les images générées par cette technique sont une cartographie de la distribution des propriétés électriques [6] et cela a constitué la principale motivation pour développer une telle technique en exploitant le contraste important entre les propriétés diélectriques des différents matériaux. Cette permittivité engendrera une rétrodiffusion significative du signal incident représentant ainsi une réponse différente de chaque matériau [7]. De plus, l'atténuation des micro-ondes dans les milieux à faible permittivité est suffisamment faible pour permettre la propagation du signal, même à travers des volumes denses.

Après traitement à l'aide d'un algorithme d'imagerie approprié, ce signal reçu donne les informations nécessaires pour qu'un objet puisse être vu. Il s'agit d'une méthode d'imagerie non invasive dont les signaux micro-onde sont une forme non ionisante d'ondes électromagnétique. Elles peuvent pénétrer les tissus humains sans créer de risques pour la santé contrairement aux rayons X d'après le rapport d'expertise collective de l'AFSSET¹ [8].

Le système d'imagerie micro-onde consiste en un dispositif contenant des émetteurs qui vont illuminer la scène avec des signaux micro-ondes et des récepteurs pour intercepter et recueillir le signal réfléchi. Selon la nature de collectes et traitement des données reçues, il existe trois méthodes d'imagerie micro-ondes à savoir l'approche passive, hybride et active.

1.2.1 Imagerie micro-onde passive

Le principe de fonctionnement repose sur la différence de température entre les objets exposés aux micro-ondes. Cette méthode intègre des radiomètres pour mesurer les différences de température. Elle a été utilisée dans le domaine médical depuis plus d'une décennie [9] où les tissus cancéreux présentent une augmentation de température par rapport les tissus normaux, mais elle est exploitée également dans d'autres applications telles que la sécurité comme montré dans les travaux menés par [10].

1. Agence française de sécurité sanitaire de l'environnement et du travail.

1.2.2 Imagerie micro-onde hybride

Les approches hybrides, en particulier l'imagerie acoustique induite par micro-ondes, utilisent des micro-ondes pour illuminer la scène. En raison du contraste de la conductivité des matériaux, plus d'énergie est déposée dans ceux possédant la plus haute, ce qui entraîne un chauffage sélectif et par conséquent, ils se dilatent et génèrent des ondes de pression, qui sont détectées par des transducteurs ultrasonores [11].

1.2.3 Imagerie micro-onde active

L'imagerie micro-onde active se base sur l'illumination de la scène avec un signal micro-onde. En rencontrant les objets, le contraste significatif entre les propriétés diélectrique entre les différents matériaux dans la bande des micro-ondes, provoque des modifications dans le signal réfléchi. Ce dernier est ainsi recueilli par les différents récepteurs pour former l'image correspondante de la cible sous test. Cette approche est scindée en deux catégories globales, y compris la tomographie micro-onde et l'imagerie radar micro-onde.

1.2.3.1 Tomographie micro-onde

Dans le cas des rayons X, la longueur d'onde est très petite par rapport à la taille de l'objet et l'hypothèse de propagation des rayons par trajet linéaire est valide. Cependant, une onde électromagnétique, dans le spectre des micro-ondes, a une longueur d'onde du même ordre de grandeur que la taille de l'objet. En tomographie micro-onde, le profil complexe des propriétés diélectriques des matériaux permet la reconstruction de l'image grâce au contraste diélectrique important.

Pour produire une image tomographique d'un objet en utilisant l'imagerie par micro-ondes, il faut résoudre un problème de diffusion inverse, dans lequel les propriétés diélectriques de l'objet sont déduites du champ diffusé retransmis par l'objet et du champ incident connu. En raison des chemins multiples à travers l'objet, une relation non linéaire existe entre le champ dispersé et les propriétés diélectriques de l'objet. Cela peut être résolu en linéarisant le problème avec plusieurs approximations ou en résolvant le problème de diffusion inverse non linéaire avec un algorithme itératif rigoureux. Cependant, le problème de la diffusion inverse non linéaire est un problème mal posé. Les conditions d'existence, l'unicité et la stabilité de la solution ne sont donc pas assurées à la fois [12]. Récemment, dans notre laboratoire, Sekkal et al [13] et Miraoui et al [14], ont proposée dans leur travaux l'implémentation des Réseaux de Neurones Artificiels (RNA) à l'ima-

gerie micro-onde tomographique afin de détecter et localiser les tumeurs du cancer du sein.

1.2.3.2 Imagerie par système radar micro-onde

L'imagerie active par système radar micro-onde à laquelle nous nous intéressons dans cette thèse, ne cherche pas à reconstruire le profil complet des propriétés diélectriques de l'objet, mais elle tente de détecter et localiser la cible en fonction des signaux réfléchis. Cette technique permet de déceler des informations sur la réflectivité de la cible à détecter. Par rapport à l'imagerie micro-ondes tomographique, la technique d'imagerie radar micro-ondes évite le problème inverse mal posé exploitant le signal réfléchi modifié par le changement des propriétés diélectriques et un algorithme d'imagerie afin de reconstruire l'image souhaitée [15], ce qui justifie notre choix.

La figure 1.3 résume les approches de l'imagerie micro-onde présentées.

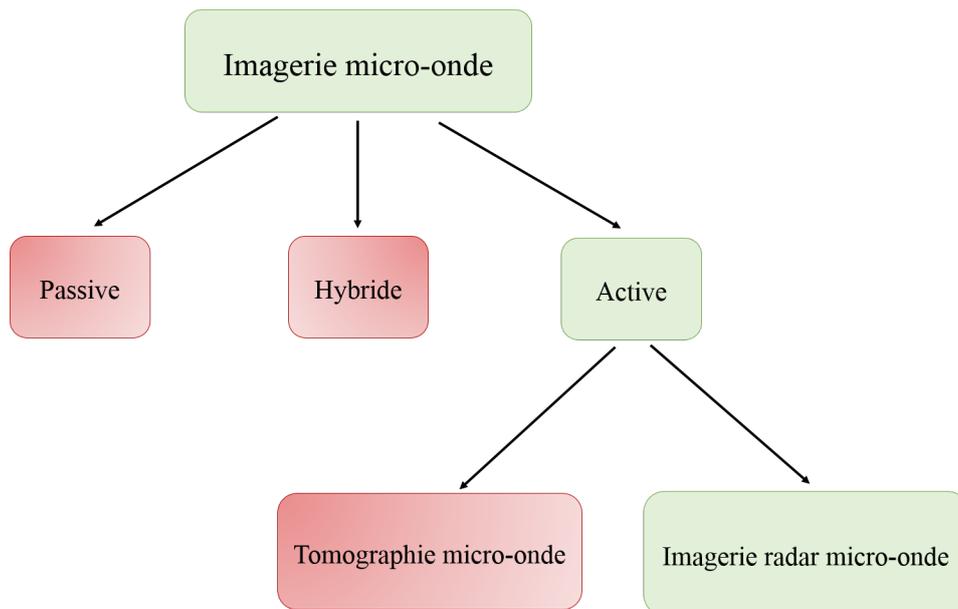


FIGURE 1.3 – Les approches de l'imagerie micro-onde

En conclusion, La méthode d'imagerie micro-onde constitue une solution satisfaisante, car elles évitent les radiations ionisantes, ce qui permet des tests plus sûrs et plus confortables et aussi pour sa sensibilité, sa spécificité et la précision raisonnable qu'offre un système d'imagerie micro-onde. D'autre part elle est moins coûteuse que les autres méthodes existantes.

1.3 Concepts fondamentaux du système Radar

Parmi les systèmes d'imagerie micro-onde les plus répandus, on repère le radar (pour l'imagerie active) qui ne cesse à montrer ses performances dans ce domaine. L'imagerie RADAR permet la génération d'images dans les conditions du jour comme de nuit. Ce système a été initialement et pendant des dizaines d'années utilisé seulement pour les applications dans le domaine militaires mais grâce aux avancées vertigineuses dans le traitement de signal numérique, ce système est devenu indispensable tant au domaine civil que militaire.

1.3.1 Historique

L'histoire du radar a souvent été racontée par les nations qui l'utilisaient pour gagner la seconde guerre mondiale. En 1940, la marine nationale des Etats-Unis a adopté l'acronyme anglais RADAR pour ce système (RADIO Detection And Ranging) signifiant détection et estimation de la distance par ondes radio ou radiorepérage. Cependant, ses origines sont antérieures et les recherches sur le système ont commencé bien avant cette guerre dans huit pays les plus puissants.

Tout a commencé avec le physicien allemand Heinrich Rudolf Hertz qui a démontré l'existence des ondes électromagnétiques confirmant ainsi la théorie du physicien anglais Clerk Maxwell. Hertz a démontré également que ces ondes peuvent être réfléchies par les surfaces métalliques. C'était le point de départ de nouvelle sorte des communications dites communications radio et depuis de tels systèmes connaissent une évolution sans rival.

Afin d'aider la navigation maritime au début du 20ème siècle et pour pallier le problème des conditions d'un brouillard dense, il aït naissance d'un nouveau système développé par l'allemand Christian Hulsmeyer comme un premier système de détection opérationnel malgré ses capacités limitées. Dans les années 20s, les expériences faites sur la réflexion des ondes dans les Etats-Unis américains et l'Angleterre mènent à pousser les spécialistes à développer ce système. En 1934, le français Emile Girardeau a commencé à construire un détecteur radar et l'installa à bord du navire cargo Oregon. Pendant ce temps, dans l'URSS, P.K. Oschepkov a construit un appareil expérimental capable de détecter un avion à 3 km [16]. Ainsi, Robert Watson-Watt a amélioré un prototype radar qui a été breveté en 1935 [17]. C'est à partir ce prototype que le célèbre système de radar de défense pour les alertes précoces connu sous le nom de Chain Home a été mis en place à partir de 1937 pour défendre le territoire britannique [18]. Durant la seconde guerre mondiale, ce système

a prouvé sa crédibilité. Ses performances et potentiels démontraient son importance pour la victoire des alliés et la sécurité des nations. Après la guerre, les spécialistes ne cessent à perfectionner ce système soit en ce qui concerne le matériel ou le traitement du signal et c'est dans les années 50s qu'apparait le concept du radar à synthèse d'ouverture (SAR) qui a marqué un avancement significatif par rapport au concept d'origine du radar en termes de la résolution des images. Quelques années plus tard, les radars à réseaux phasés ont vu le jour et sont devenus un domaine de recherche très attractif. Les années 1970 portaient essentiellement sur le développement du traitement numérique du signal pour ce type des dispositifs.

Grâce aux avancées acquises dans les capacités de calcul numérique, de nouvelles configurations du radar sont adoptées ces dernières années et les systèmes radar multi-antennaires font leur apparition et ouvre la voie pour toutes les innovations pour ce système. Ces nouveaux systèmes améliorés permettent de s'apercevoir dans un nombre étendu des applications dans un contexte publique, et notamment les applications courte portée telles que la vision à travers les murs, détection des objets enfouis etc. Ainsi les systèmes radars conventionnels ne couvraient plus les exigences et les défis accrus et sont devenus rarement utilisables.

1.3.2 Principe du système radar

Le radar est un dispositif d'imagerie dont le fonctionnement se base sur l'émission et la réception des ondes électromagnétiques pour détecter, localiser et déterminer la vitesse des objets. L'émetteur produit le signal à émettre qui sera rayonné à l'aide d'une ou plusieurs antennes. En rencontrant la cible, une partie de ces ondes va être réfléchié et interceptée par le récepteur, cette onde retransmise par la cible est dite **écho**. A la réception, le signal récupéré sera traité afin d'obtenir l'image de la scène scannée (figure 1.4).

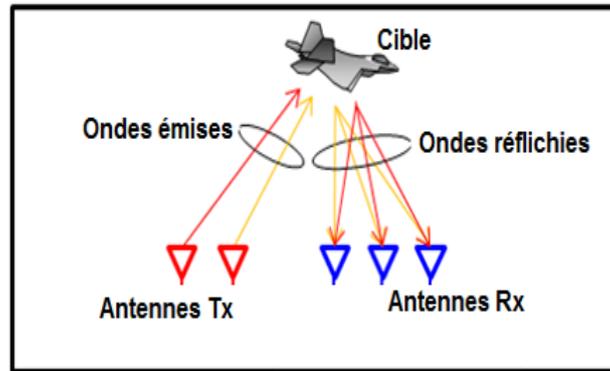


FIGURE 1.4 – Principe de base de l'émission/réception d'un système radar

1.3.2.1 Positionnement de la cible

Le temps entre le départ de l'onde transmise et le retour de son écho ; ainsi que sa vitesse de propagation déterminent la distance entre le radar et la cible. Dans le cas du radar monostatique où l'émetteur et le récepteur se situent dans le même endroit, deux fois la distance radar-cible est parcourue par chaque onde en revenant au radar. Par conséquent, le temps mesuré « t » au niveau du système radar est le temps nécessaire pour accomplir la trajectoire aller/retour. Cette distance est la distance en ligne droite entre le radar et la cible [19].

Dans le cas général, où l'émetteur et le récepteur sont séparés, le temps mesuré peut être exprimé par l'équation (1.2)

$$t = \frac{(d_t + d_r)}{c} \quad (1.2)$$

Avec d_t et d_r représentent la distance antenne d'émission-cible et cible-antenne de réception respectivement.

En cas d'une cible en mouvement, la vitesse de la cible « v_c » peut être mesurée en faisant appel à l'effet Doppler, ce dernier caractérise le décalage de fréquence entre l'onde émise et l'onde reçue lorsque la cible s'éloigne ou se rapproche du radar. Il est possible d'estimer la vitesse par l'équation suivante :

$$v_c = \frac{F_d \cdot c}{2F_e} \quad (1.3)$$

Où, F_d est la fréquence doppler et F_e fréquence d'émission.

1.3.2.2 Équation radar

Selon l'application visée, il existe de nombreux systèmes radar. Pour les radars spatiaux par exemple, le système est conçu pour détecter des objets éloignés de plusieurs kilomètres, avec des antennes de plusieurs mètres de largeur et des puissances de transmission de l'ordre de mégawatts. Par contre, les radars destinés aux applications courte portée, se situent à l'autre extrémité de la balance. Ils détectent les échos d'une cible à quelques mètres seulement, et avec un dispositif aussi petit que possible et une puissance d'à peine une fraction de milliwatt [20].

Nous pouvons donc tirer les performances du système radar à partir de l'équation radar. Cette dernière exprime le bilan de liaison entre la puissance émise et la puissance reçue, la propagation des ondes, le trajet qu'elle parcourt en retour à la réception et la surface équivalente radar (SER). Pour un radar impulsionnel cette équation s'écrit :

$$P_R = \frac{P_E \cdot G^2 \cdot \lambda^2 \cdot \sigma}{(4\pi)^2 \cdot r^4} \quad (1.4)$$

Où

P_R : puissance reçue par le radar en [W]

P_E : puissance émise par le radar en [W].

G : gain de l'antenne émettrice/réceptrice.

r : distance entre la cible et le radar en [m].

λ : longueur d'onde du signal émis en [m].

σ : surface équivalente radar en [m²].

1.3.2.3 Surface Equivalente Radar (SER)

La surface équivalente radar (SER) traduit la détectabilité d'un objet (cible) et mesure sa rétrodiffusion. Elle représente le rapport entre la puissance réfléchie par la cible et la puissance incidente. Plus elle est importante, plus il est facile de détecter l'objet [21]. Théoriquement, elle est exprimée en fonction des densités de puissance ou encore en fonction des champs électriques réfléchis et incidents selon l'équation (1.5)

$$\sigma = \lim 4\pi r^2 \frac{P_{ref}}{P_{inc}} \text{ ou } \sigma = \lim 4\pi r^2 \left(\frac{E_{ref}}{E_{inc}} \right)^2 \quad (1.5)$$

Ce paramètre dépend directement de la nature et les matériaux constituant la cible d'une part et de la fréquence et le rayonnement de l'onde transmise d'autre part.

1.3.3 Résolution

La résolution d'un radar d'imagerie micro-onde est certainement l'un des critères cruciaux pour un tel système. Elle désigne sa capacité à discriminer deux cibles (ou plus) proches les unes des autres. Une haute résolution est requise afin d'améliorer les performances du radar en terme de précision de détection et la reconstruction de l'image des cibles même dans des milieux complexes et hétérogènes. On différencie deux types de résolution, résolution **en distance** δ_D et résolution **en azimut** δ_A .

1.3.3.1 Résolution en distance

Concernant cette résolution, elle permet de distinguer deux cibles proches dans la même direction. La résolution en distance est définie comme la distance nécessaire qui sépare deux objets pour que le radar puisse les distinguer à la fois. Elle est liée à la durée du signal émis et réciproquement à la bande qu'occupe ce signal et elle est donnée par l'équation (1.6).

$$\delta_D = \frac{c}{2B_p} \quad \text{ou} \quad \delta_D = \frac{c \cdot \tau}{2} \quad (1.6)$$

Où B_p est la bande de fréquence opérationnelle à -10 dB et τ est la durée de l'impulsion émise. On note alors que la bande de fréquence est un paramètre primordial pour augmenter la résolution, plus elle est large (ou plus l'impulsion est courte) plus la résolution est meilleure. On peut atteindre une large bande en référant à la technologie ULB qui a comme principe d'émettre des impulsions très courtes (de l'ordre de la nanoseconde) afin de balayer une très large bande de fréquence. Plus de détails sur cette technologie seront fournis dans le chapitre suivant.

1.3.3.2 Résolution en azimut

La résolution azimutale (ou angulaire) peut être achevée en illuminant la scène des différents angles et dépend directement de la taille de l'antenne utilisée. De ce fait, il faut augmenter l'ouverture de l'antenne pour l'améliorer mais le système deviendrait volumineux et impraticable. Une autre option repose sur l'utilisation du radar à synthèse d'ouverture (SAR). En déplaçant l'antenne sur une large distance, une ouverture synthétique équivalente à une antenne à grande ouverture sera créée. Puis, un autre choix qui présente un intérêt incontestable, celui-ci consiste à utiliser un réseau d'antennes avec multiples émetteurs/récepteurs. Cette architecture fournit en plus de la grande ouverture

un temps acceptable d'acquisition de données. La résolution azimutale s'exprime avec la formule suivante

$$\delta_A = \frac{d \cdot \lambda_c}{l} \quad (1.7)$$

Avec d est la distance de la cible, λ_c la longueur d'onde à la fréquence centrale du système et l est l'ouverture de l'antenne ou le réseau d'antenne.

1.3.4 Différentes configurations du radar

Cette section donne une brève présentation des différents types d'un système radar. On trouve des différentes configurations du radar selon le nombre et l'arrangement des antennes émettrices et réceptrices utilisées.

En fonction du nombre des antennes, on peut classifier les structures radar :

- **SISO** : dont on trouve une seule antenne émettrice et une seule réceptrice.
- **SIMO** : une seule antenne émettrice et plusieurs réceptrices.
- **MISO** : plusieurs antennes émettrices et une seule en réception.
- **MIMO** : plusieurs antennes en émission et en réception.

Selon l'emplacement des antennes, on distingue trois structures distinctes à savoir le radar **monostatique**, le radar **bistatique** et le radar **multistatique**.

- **Radar monostatique** [22] : dans cette simple configuration l'émetteur et le récepteur se situent dans le même endroit et peuvent aussi partager la même antenne pour émettre et recevoir les signaux. L'architecture de cette configuration est illustrée dans la figure 1.5. Elle présente l'avantage de réduire l'encombrement et le coût de synchronisation entre l'émetteur et le récepteur puisque l'électronique est partagée entre eux. Cependant, son inconvénient majeur réside dans les lacunes des informations parce que ce radar ne peut intercepter le signal que dans une seule direction [23].

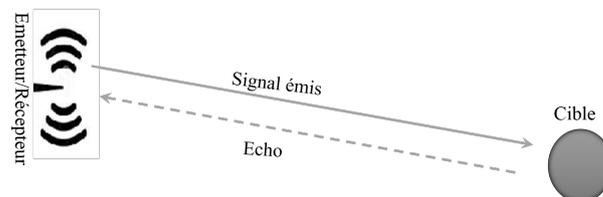


FIGURE 1.5 – Configuration du radar monostatique

- **Radar bistatique** : lorsque l'émetteur et le récepteur sont suffisamment séparés

(relativement à la longueur d'onde), on parle alors de radar bistatique (figure 1.6). Avec une bonne synchronisation entre l'émetteur et le récepteur, une acquisition de plus d'information est assurée. Dans le cas où l'émetteur et le récepteur sont séparés mais positionnés à une distance petite par rapport à la distance entre le radar et la cible, le signal reçu est assimilé à un signal monostatique.

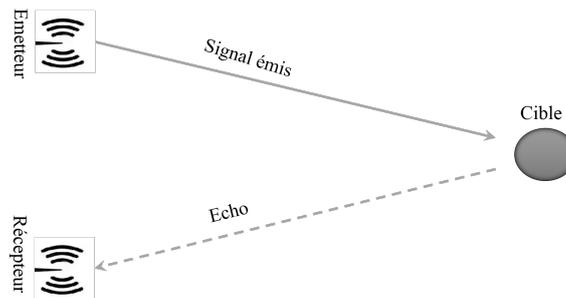


FIGURE 1.6 – Configuration du radar bistatique

- **Radar multistatique** : dont on a plusieurs antennes séparées pour assurer la transmission formant ainsi un *réseau distribué*. Cette configuration permet d'étudier la cible de différentes vues (figure 1.7).

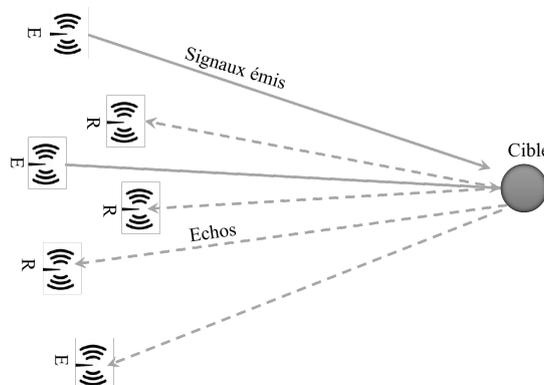


FIGURE 1.7 – Configuration du radar multistatique

1.3.5 Applications des systèmes Radar

Au début, le dispositif Radar ne trouva place qu'aux applications purement militaires. Puis on a commencé à les exploiter dans des applications civiles principalement dans des buts de surveillance, contrôle, détection et d'imagerie micro-onde active. Le radar est devenu donc un système indispensable et sa présence est nécessaire dans notre entourage.

Dans ce qui suit, nous donnerons rapidement quelques domaines d'applications militaires et civiles des systèmes radar.

Défense aérienne

Ces radars sont utilisés à la détection à longue portée des aéronefs ennemis. Ils servent aussi à envoyer une alerte précoce dans le cas d'attaque.

Radar de champ de bataille

Plusieurs fonctions sont assurées par ce radar. Il sert à surveiller un champ de bataille et détecte le mouvement de tous les aéronefs dans cette zone. Il permet aussi le guidage des missiles jusqu'à la cible etc.

Contrôle aérien

Ce radar donne des informations sur la position et la trajectoire de cibles telles que les avions dans une grande distance.

Contrôle routier

Le radar de contrôle routier calcule – avec la variation de fréquence du signal émis et reçu – la vitesse des véhicules sur la route. D'autres types des radars pour le contrôle routier sont placés dans les voitures (principalement dans les pare-chocs ou les côtés des véhicules) pour avertir le conducteur de possibles collisions.

Contrôle maritime

Le radar maritime aide les pilotes des bateaux de naviguer dans les mauvaises conditions (précipitations/brouillard etc.) en détectant des éventuels obstacles qui peuvent constituer un danger.

Observation de la terre

Parmi les applications les plus célèbres du radar est la surveillance de notre univers là où on vie. On trouve les radars météorologiques qui servent à détecter les précipitations et prédire le temps ou encore les radars astronautiques qui ont pour but d'étudier des objets passant près de notre planète tels que les astéroïdes etc.

Détection (vision) à travers les obstacles

Dans ce domaine nous trouvons de nombreuses applications qui ont vu le jour et qui quant à eux constituent des vraies solutions pour plusieurs soucis et ne sont plus désormais des problèmes grâce à la capacité des ondes électromagnétiques à pénétrer les obstacles. Parmi ces radars, le « Radar à pénétration de sol » ou couramment appelé GPR (Ground Penetrating Radar) [24]. En géophysique, ce dispositif permet d'examiner le sol, sa structure et sa composition. En géologie, une carte du sous-sol est fournie par le GPR révélant de plusieurs informations comme l'épaisseur du sol, la roche mère etc. qui aident les experts dans ses évaluations des sites [25]. Une autre application est la détection et la prospection des objets enfouis tels que les mines, les câbles ou encore des objets/humains ensevelis sous les décombres.

D'autre part, il y a le radar de « vision à travers les murs » ou « TWD : Through Wall Detection » [26, 27, 28]. Il applique le même principe que le GPR et il est utilisé dans divers applications tant aux applications de sécurité que celles de défense. Nous citons la détection et suivi des preneurs d'otages qui permet la meilleure intervention tout en connaissant l'environnement opératoire. Identifier et dénombrer les ennemis cachés dans un immeuble et suivre ses activités etc.

Discrimination des objets

Dans la littérature nous trouvons aussi les radars qui puissent distinguer les matériaux les uns des autres en fonction de leur réponse électromagnétique. Comme par exemple un radar qui peut être placé dans l'aéroport pour discerner les différents types des armes vu la capacité limitée du scanner à champ magnétique (détecteur du métal) [29]. Dans un contexte civil, il peut distinguer dans un atelier le bois, le fer des mains des travailleurs par exemple.

Dans le domaine médical

Dernièrement, la communauté radar a ciblé un nouveau domaine d'applications et mis la lumière sur le secteur sanitaire. Deux axes distincts sont abordés dans ce domaine. Dans un besoin de surveillance permanente des patients, il est devenu possible maintenant de suivre sans contact leur rythme respiratoire et cardiaque grâce à ce type de radar. Exploitant la caractéristique de pénétration des milieux diélectrique et opaque, nous pouvons détecter et localiser des tumeurs, nous parlons ici du radar d'imagerie micro-onde médicale [28]. Dans ce domaine, le concept remonte à la fin des années 70s quand Larsen et Jacobi

[30] ont réussi à reconstruire des images des reins canins en utilisant des signaux des coefficients de transmissions. Ce système peut remplacer les systèmes déjà existants qui engendrent des rayonnements ionisants dangereux pour le patient et les experts devinent qu'un tel système de diagnostic sera disponible au cours de la prochaine décennie et sera utilisé pour détecter les tumeurs (comme le cancer du sein) [31, 32] dans les centres de santé.

La figure 1.8 présente quelques exemples des différents systèmes radar dans plusieurs applications.

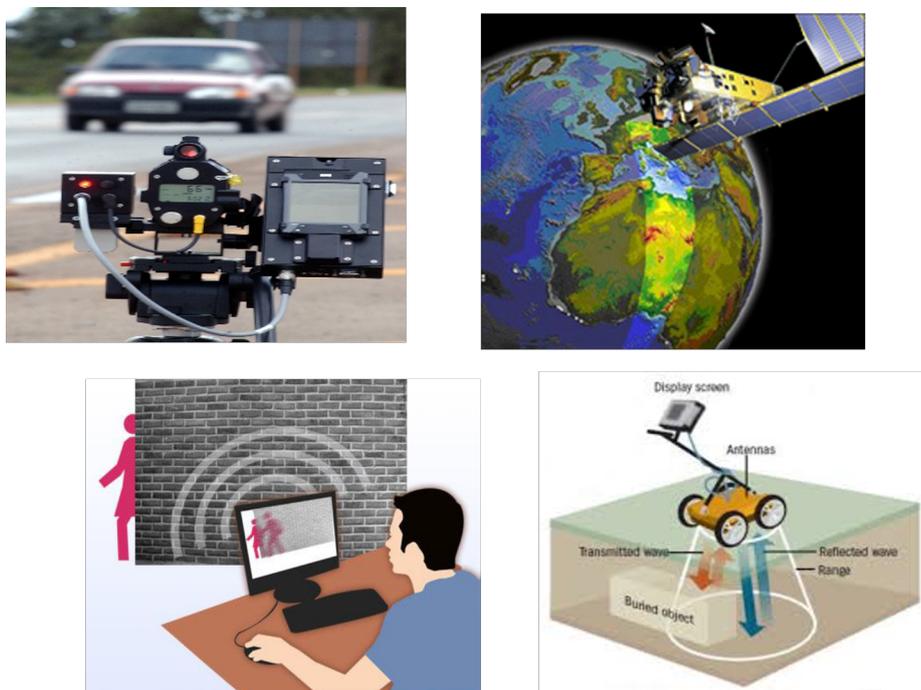


FIGURE 1.8 – Exemples des systèmes radar dans différents domaines d'applications

1.4 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons commencé par présenter l'imagerie micro-onde et ses approches. Nous avons pu voir que cette technique est la bonne solution pour satisfaire nos besoins et peut être une alternative qui remédie aux problèmes des autres méthodes d'imagerie. Ses majeurs avantages se résument dans son faible cout, sa nature non ionisante et sa précision raisonnable. Le contraste des propriétés diélectriques est la clé de la

sensibilité et la capacité à détecter. Ce contraste est plus important que le contraste de densité visualisé par les rayons X. On distingue dans l'imagerie active deux principales approches qui sont la tomographie micro-onde et l'imagerie radar micro-onde. Dans ce manuscrit, nous développons seulement ce dernier vu qu'il constitue l'objectif principal de la thèse.

Nous avons introduit ensuite le système radar et son principe de base, admettant qu'il constitue l'architecture matérielle de notre système d'imagerie. La qualité d'un système d'imagerie radar micro-onde est mesurée par sa résolution, à cet effet, les notions de résolution angulaire et à distances sont introduites. Les différentes configurations du radar sont aussi exposées. Finalement, sont présentées les applications du système radar dans les axes de surveillances, contrôle et imagerie active.

Le radar MIMO combiné à la technologie ULB est l'une des configurations prometteuses pour améliorer les performances du système radar d'imagerie micro-onde. Les antennes ULB sont le type d'antenne utilisé dans les réseaux MIMO ULB, par conséquent, dans le chapitre suivant nous allons entamer la conception et la réalisation des antennes ULB élémentaires avant de passer à la conception de ces réseaux MIMO ULB.

Chapitre 2

Conception et réalisation des antennes élémentaires pour le réseau d'antennes MIMO ULB

2.1 Introduction

Le choix de la bande de fréquence de fonctionnement dépend essentiellement de l'application visée. Pour des applications en imagerie micro-onde pour la détection à travers les obstacles, l'ultra large bande semble la plus adéquate puisque l'amélioration de la résolution en distance (équation (1.5)) passe indispensablement par l'élargissement de la bande passante. En outre, cette technologie connaît un grand essor dans la communauté du radar car elle offre également la bonne pénétration dans les différents matériaux.

Nous pouvons donc conclure qu'une meilleure résolution est obtenue pour une bande passante plus large. Selon [33], une largeur de bande fractionnelle de plus de 100% peut réduire de manière significative le niveau des lobes secondaires et améliore significativement la résolution dans les réseaux dispersés. Par conséquent, Pour des applications d'imagerie micro-onde avec le système radar MIMO ULB, il est nécessaire de transmettre le signal sur une largeur de bande suffisante.

Le développement d'un réseau d'antennes peut être divisé en trois issues : sélection de l'antenne élémentaire, sélection de la topologie du réseau, et l'étude du couplage entre les éléments du réseau. L'antenne étant le dispositif crucial dans une communication sans fil ne doit pas limiter la transmission ou la réception des données et doit satisfaire

de nombreuses exigences et contraintes. Pour les antennes ULB, la tâche devient plus compliquée, ou elles doivent être délicatement conçues pour avoir de bonnes caractéristiques dans une large bande passante opérationnelle. De plus, elles ont non seulement besoin de ne pas dégrader en cas de sens inverse du signal temporel, elles doivent garder un compromis entre leurs performances dans toute la bande et sa taille pour une mise en réseau ultérieure.

Dans ce chapitre, nous montrerons en premier lieu le concept général de la technologie ULB ainsi que les principaux signaux utilisés dans cette technologie. Ensuite, nous montrons les principales caractéristiques des antennes ainsi que les paramètres qui caractérisent les antennes ULB en domaine temporel. Ensuite nous entamerons la démarche de conception, réalisation et analyse des deux nouvelles antennes imprimées proposées et nous présenterons les résultats de simulations et de réalisation qui nous permettront d'évaluer leurs performances. Dans notre thèse, deux nouvelles antennes imprimées ULB sont proposées à être utilisables dans des systèmes d'imagerie micro-onde. La différence entre les deux antennes réside dans leur spécificité du diagramme de rayonnement, la première est une antenne omnidirectionnelle et la deuxième est directive.

2.2 Concept général de l'ultra large bande (ULB)

Connue sous l'acronyme ULB ou encore UWB, l'Ultra Large Bande décrit une technologie bien plus ancienne avec une appellation moderne. Elle a été nommée de différents noms tels que la technologie impulsionnelle, technologie sans porteuse etc. En effet elle remonte aux dernières années du 19^{ème} siècle mais elle ne reconnaît aucun développement à cause des problèmes liés à la création des interférences avec les autres systèmes ainsi que la possibilité de la mise en œuvre de ces systèmes impulsionnels n'était pas encore approuvable. C'est depuis les années 60s du 20^{ème} siècle que les chercheurs mettaient le point sur l'étude et le développement de ces systèmes et permet leur utilisation initialement dans les applications militaires et de département de la défense (DoD) des États-Unis. Dans les années 90s, l'avancement de cette technologie s'est accéléré et au fur et à mesure elle a retrouvé un intérêt considérable et fait objet de plusieurs travaux ce qui l'a poussé à l'usage commercial.

2.2.1 Définition

Par définition, l'ultra large bande peut être illustrée comme toute technologie utilisant des signaux ayant au moins 500 MHz de bande passante (équation (2.2)) ou un rapport entre la bande passante et la fréquence centrale (bande relative) supérieur à 20% (équation (2.3)) où

$$f_c = \frac{f_h + f_b}{2} \quad (2.1)$$

$$B_p = f_h - f_b \quad (2.2)$$

$$B_{relative} = \frac{B_p}{f_c} \cdot 100 \quad (2.3)$$

Où f_h et f_b désignent respectivement la haute et la basse fréquence de la bande de fréquence opérationnelle.

Les interférences entre communications sans fil sont dues à l'utilisation simultanée des bandes de fréquences, les communications ULB peuvent donc chevaucher d'autres applications tenant compte que cette technologie utilise une partie du spectre qui est déjà alloué à des services opérationnels. Pour éviter les interférences entre communications sans fil, il est crucial d'utiliser une faible puissance d'émission des signaux ULB en comparant avec celles des signaux utilisés dans des technologies existantes. A cet effet, les organes de régulations joue un rôle très important dont ils servent à organiser l'exploitation de spectre et allouer les fréquences sous licence, assurant un partage efficace de ce spectre ainsi une coexistence harmonieuse entre technologies.

En Février 2002, Des régulations quant aux limites de puissance d'émission et le spectre alloué ont été établi par la Commission Fédérale américaine des Communications (FCC) et publié dans le premier ordre et rapport [34] pour les applications ULB. Une bande de 7.5 GHz a été autorisée (allant de 3.1 jusqu'au 10.6 GHz) avec une densité spectrale de puissance (PSD) qui satisfait le gabarit fixé par la FCC. Le niveau de puissance d'émission PIRE (EIRP en anglais) exigé est extrêmement bas qui ne dépasse pas -41.3 dBm/MHz. Cette puissance est plus petite que celles employées par d'autres systèmes à bande étroite comme illustré sur la figure 2.1.

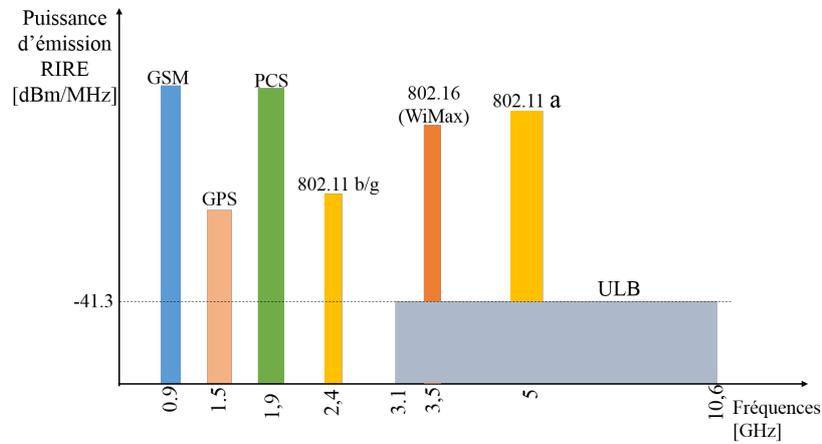


FIGURE 2.1 – Puissance d’émission et attribution des fréquences pour l’ULB et d’autres systèmes sans fil

Il existe de nombreuses normes pour l’émission des signaux ULB publiées par d’autres pays, nous allons nous concentrer sur les réglementations de la FCC et cela est expliqué par le fait que les autres définitions sont dérivées des règles mises par la FCC qui était la prompt à mettre ces réglementations.

La figure 2.2 montre le spectre de puissance pour l’ULB en Indoor (en intérieur) selon la réglementation de la FCC. A noter que, hormis les bandes [0.96-1.61] GHz et [3.1-10.6] GHz, la puissance en extérieur est faible que celle en intérieur de 10 dBm/Mhz [35].

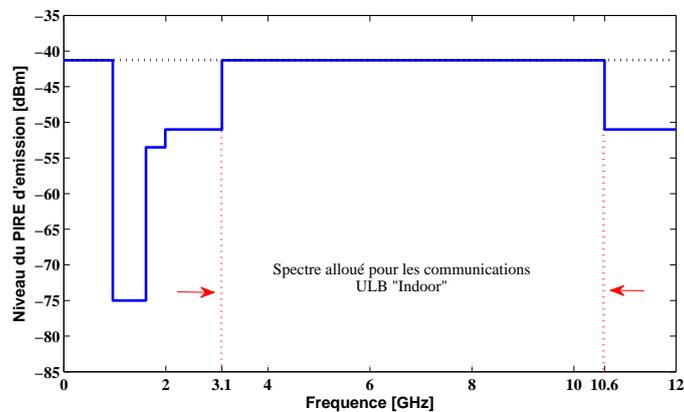


FIGURE 2.2 – Masque spectral définie par la FCC pour communications Indoor

2.2.2 Signaux ULB

En transmission, des signaux bien précis doivent être utilisés pour la technologie ULB. Dans la littérature, deux majeures approches sont utilisées pour générer les signaux ULB :

2.2.2.1 ULB multi-bande (UWB-OFDM)

Cette approche consiste à utiliser des sous-bandes afin de couvrir toute la bande de fréquence désirée et à utiliser la technique d'accès OFDM [36]. Cette technique a comme principe d'émettre plusieurs symboles simultanément sur différentes porteuses sans qu'ils subissent des interférences puisque chacune d'elles occupe une sous-bande différente. Cette technique multi-bande offre moins d'interférences mais peut augmenter la complexité du système émission/réception [37]. Aussi, elle nécessite un niveau de puissance plus élevé et par conséquent, elle est rarement utilisée pour l'ULB.

2.2.2.2 ULB mono-bande (IR-UWB)

Cette deuxième approche repose sur le concept d'origine de l'ULB. Compte tenu de la définition [34], c'est une technique de transmission radio qui utilise des impulsions ultra courtes durées (de l'ordre de nanosecondes) assurant un spectre qui s'étale sur une très large bande de fréquence. Il s'agit d'un système ULB radio impulsif ou en anglais Impulse Radio UWB (IR-UWB). La durée de l'impulsion est inversement proportionnelle à la bande de fréquence occupée et la finesse de l'impulsion offre une très grande précision, ce type de technique est très pratique pour la localisation.

Chaque approche présente ses avantages et ses inconvénients, Une comparaison entre les deux approches a été récapitulée dans le tableau 2.1 en termes de l'efficacité spectrale, immunité aux trajets multiples, complexité et consommation de la puissance et interférences [38, 39].

L'UWB-OFDM assure elle-même une bonne efficacité spectrale et une grande robustesse aux trajets multiples grâce à l'utilisation de la solution multi-bande, mais cela aux prix de la complexité du système et une possibilité d'avoir des interférences si on a peu des porteuses utilisées.

Dans l'autre côté, la largeur bande passante des systèmes IR-UWB leur garantit des meilleures performances en terme d'efficacité spectrale exploitant le théorème de Shannon-Hartley [40, 41], et assure une faible atténuation due aux trajets multiples et aux in-

terférences. Cependant, cette solution possède une portée limitée par rapport à celle de l'OFDM (tenant compte que notre application est à courte portée, cette limitation n'aura aucune influence sur les performances du système). De plus, cette approche offre un avantage primordial qui est sa simplicité surtout en émission, son faible cout et une faible consommation étant donné la faible puissance de ses signaux. C'est pour ces raisons que notre choix s'est penché vers les signaux IR-UWB dans le cadre de notre thèse.

	IR-UWB	UWB-OFDM
Efficacité spectrale	+	+
Multi trajet	+	+
Complexité/ consommation de puissance	+	-
Porté/débit	-	+
Interférences	+	-

TABLE 2.1 – Comparaison de l'approche IR-UWB et UWB-OFDM

Signaux impulsionnels de l'IR-UWB

Plusieurs types et formes des impulsions sont explorés et utilisés dans la radio impulsionnelle, allant de l'impulsion rectangle, laplacienne, impulsions basées sur les fonctions polynomiales d'Hermite [42, 43] et arrivant à la gaussienne et ses dérivées [44].

Ces dernières représentent les impulsions les plus répandues et utilisées dans les transmissions ULB non seulement pour leur correspondance au masque de la FCC mais aussi grâce à leurs nombreux avantages, mentionnant la simplicité, facilité de mise en œuvre et génération [45], leur bonne résolution dans les deux domaines temporel et spatial. Aussi elles apparaissent dans les logiciels de simulation temporelle comme principaux signaux d'excitation, tel que le CST Microwave Studio[46].

En domaine temporelle, une gaussienne s'écrit généralement sous la forme suivante [45]

$$x(t) = \frac{A}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp\left(-\frac{t^2}{2\sigma^2}\right) \quad (2.4)$$

Avec A est l'amplitude du signal, σ^2 représente la variance. Utilisant l'équation (2.4), sa $n^{\text{ème}}$ dérivée peut être récursivement déterminée par l'équation (2.5). La figure 2.3 montre la représentation en domaine temporel de l'impulsion gaussienne ainsi de sa première et deuxième dérivée.

$$x^{(n)}(t) = -\frac{n-1}{\sigma^2} x^{(n-2)}(t) - \frac{t}{\sigma^2} x^{(n-1)}(t) \quad (2.5)$$

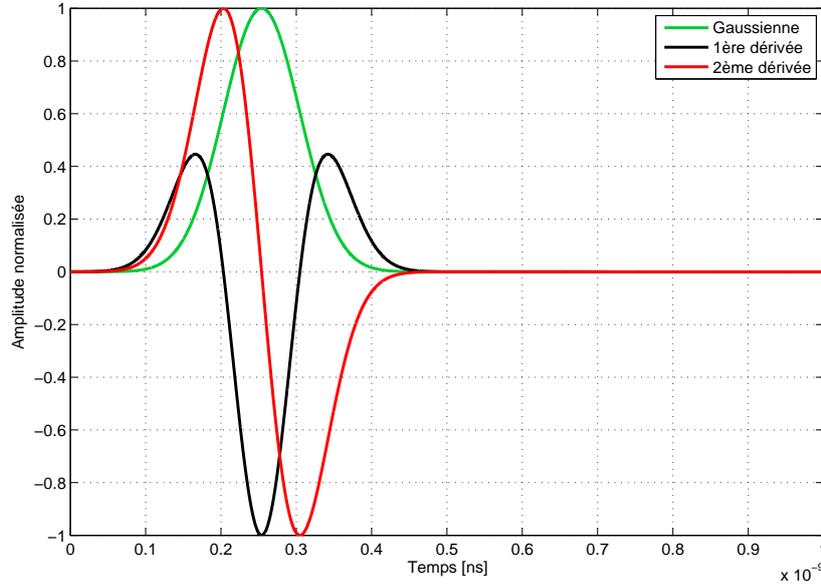


FIGURE 2.3 – Représentation temporelle d'une impulsion gaussienne et ses deux premières dérivées

En domaine fréquentiel, les équations (2.6) et (2.7) représentent les spectres d'une gaussienne et de sa $n^{\text{ème}}$ dérivée respectivement :

$$X(f) = A \exp\left(-\frac{(2\pi f\sigma)^2}{2}\right) \quad (2.6)$$

$$X_n(f) = A(i2\pi f)^n \exp\left(-\frac{(2\pi f\sigma)^2}{2}\right) \quad (2.7)$$

La figure 2.4 illustre la représentation fréquentielle de la gaussienne, sa première et deuxième dérivées. Les bandes passantes des spectres sont ultra large bande mais elles mettent en évidence leur incompatibilité avec le gabarit fixé par la FCC. On peut constater aussi que la fréquence centrale augmente avec l'ordre de la dérivation de l'impulsion. Pour répondre de manière plus optimale au gabarit, s'orienter vers une dérivée supérieure de l'impulsion gaussienne est requis.

Dans le cadre de notre travail, nous allons utiliser une des dérivée de la gaussienne qui correspond au masque de la FCC, elle sera présentée dans la suite de ce chapitre.

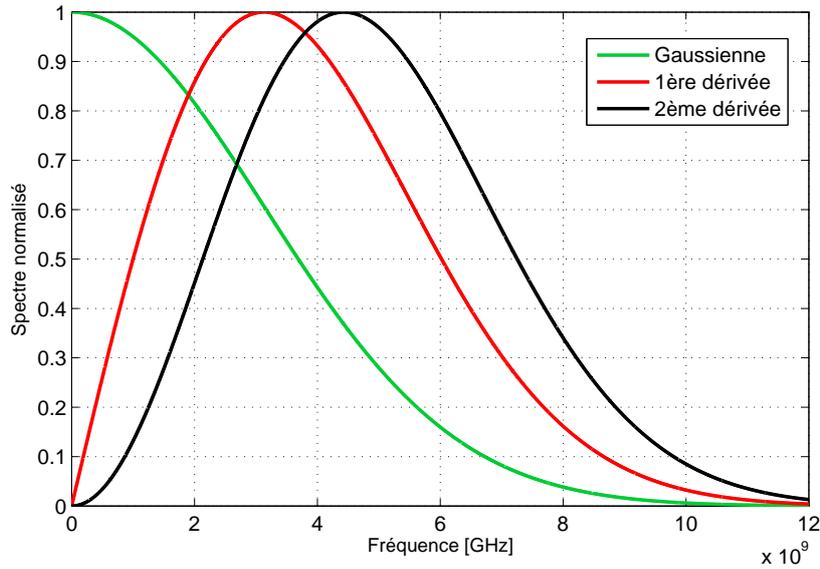


FIGURE 2.4 – Représentation spectrale d’une impulsion gaussienne et ses deux premières dérivées

2.2.3 Avantages de la technologie ULB

La détection, la localisation et l’imagerie sont les principales fonctions d’un système radar. Le dispositif ULB permet entre autre d’améliorer considérablement ces objectifs grâce à ses nombreux avantages.

Selon le théorème de Shanon-Hartley, la meilleure méthode pour augmenter rapidement le débit d’information consiste à augmenter sa bande passante. Offrant une bande passante de 7.5 GHz, le radar MIMO ULB représente le meilleur exemple qui permet la transmission de très grands débits par rapport à un système à bande étroite avec le même rapport signal sur bruit.

Un autre avantage qui est lié directement de la largeur de bande passante. Il s’agit d’une part de la bonne résolution (en exploitant les hautes fréquences du spectre) pour les applications qui en requièrent tel que les radars à pénétration de sols, radar utilisé dans le domaine médical et les communications en intérieur. Quant aux basses fréquences du spectre, elles offrent une bonne pénétration des ondes EM dans les différents matériaux, les sols et même les tissus biologiques.

Issu de la faible densité spectrale de puissance, les dispositifs radar ULB ont l’avantage de coexister avec les systèmes à bande étroite permettant une transmission sans interférences et un partage efficace du spectre des fréquences. D’autre part, cette faible

puissance d'émission peut offrir un atout majeur pour une transmission plus confidentielle puisqu'elle rend les signaux ULB extrêmement difficile à intercepter [47].

D'un point de vue économique, le faible coût et la simplicité constituent l'un des défis de la majorité des systèmes. Les dispositifs ULB ont pu prouver leur moindre complexité d'implémentation et la faible consommation de l'énergie par rapport aux autres systèmes [48].

Les systèmes ULB se caractérisent par des larges bandes de fréquences, et sont supposés émettre et recevoir des impulsions avec une distorsion minimale. Les antennes ayant un rôle crucial dans l'émission et la réception de ces impulsions, elles doivent satisfaire les exigences requis et achever les performances tracées. A cet égard, nous nous fixons comme premier objectif de concevoir des antennes adéquates afin de les intégrer dans notre réseau d'antennes MIMO ULB.

2.3 Antenne ULB : Notions théoriques

Avant de passer à la conception des antennes élémentaires, il est nécessaire, au préalable, de se familiariser avec les notions fondamentales de l'antenne ULB. Dans la suite de cette section nous allons définir l'antenne et ses principales caractéristiques. Ensuite nous présenterons les paramètres caractérisant les antennes ULB.

2.3.1 Définition de l'antenne

Dans le système de communication sans fil, l'antenne est la clé de la transmission/réception. Elle a marqué sa naissance et son appartenance primordiale à ces systèmes après la démonstration d'Heinrich Hertz l'existence des ondes radio.

Par définition, « *Une antenne d'émission est un dispositif qui assure la transmission de l'énergie entre un émetteur et l'espace libre où cette énergie va se propager. Réciproquement, une antenne de réception est un dispositif qui assure la transmission de l'énergie d'une onde se propageant dans l'espace à un appareil récepteur* » [49].

Assurer la transmission ou la réception de l'énergie n'est pas le seul rôle de l'antenne, elle permet aussi l'adaptation correcte entre l'équipement radioélectrique et le milieu de propagation (souvent l'air). En outre, l'antenne doit transmettre l'information le plus fidèlement, à cet effet elle doit prouver ses meilleures performances.

Les antennes sont caractérisées par des propriétés communes à n'importe quelle fréquence de fonctionnement ou leur structure physique. Pour décrire les caractéristiques et les performances des antennes, plusieurs paramètres sont utilisés comme le coefficient de réflexion, bande passante, la directivité, l'impédance d'entrée, le gain ainsi que le diagramme de rayonnement.

2.3.2 Caractéristiques fondamentales de l'antenne

Les paramètres fondamentaux de l'antenne sont classés en deux groupes.

- Le premier groupe concerne l'adaptation de l'antenne où elle est considérée comme un élément de circuit électrique qui comprend l'impédance et le coefficient de réflexion

- Le second groupe s'intéresse à ses propriétés de rayonnements tels que le gain le diagramme de rayonnement, la directivité, l'efficacité etc.

Introduisant le principe de réciprocité, l'antenne possède les mêmes propriétés qu'elle soit émettrice ou réceptrice. Dans ce qui suit nous récapitulons les principaux paramètres étudiés dans notre thèse.

2.3.2.1 Impédance d'entrée

L'impédance d'entrée de l'antenne est utilisée pour insérer cet élément de façon optimale dans la chaîne d'émission (ou de réception) [50]. Lorsqu'un signal variable excite une antenne, des charges sont mis en mouvement le long de l'antenne donnant naissance à un rayonnement [51]. Le transfert de puissance maximale ne peut être atteint que si l'impédance de l'antenne est adaptée à celle du générateur [52]. L'impédance de l'antenne $Z_{entrée}$ représente l'impédance à l'entrée de celle-ci. Cette impédance dépendante de la fréquence est définie comme le rapport entre la tension et le courant d'entrée ou encore avec les équations (2.8), (2.9) et (2.10).

$$Z_{entrée} = R_{entrée} + jX_{entrée} \quad (2.8)$$

$$R_{entrée} = R_{ray} + R_{pertes} \quad (2.9)$$

$$X_{entrée} = jL\omega + \frac{1}{jC\omega} \quad (2.10)$$

La partie imaginaire de l'impédance, à savoir la réactance $X_{entrée}$ est liée à la puissance réactive stockée et concentrée au voisinage de l'antenne où L et C représentent respectivement l'inductance et la capacité à l'entrée de l'antenne comme montré dans la figure 2.5. À la fréquence de résonance, l'effet de la partie réactive s'annule, ce qui résulte en une impédance purement active.

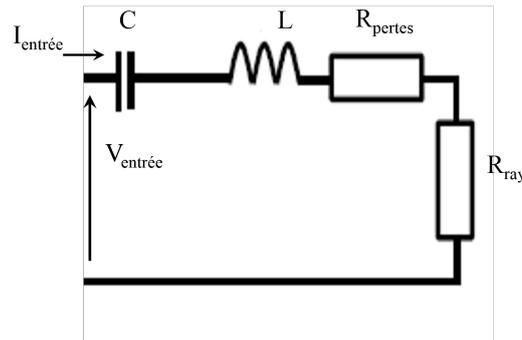


FIGURE 2.5 – Impédance complexe d'une antenne.

La partie réelle dite active comporte une partie liée au rayonnement (R_{ray}) et une partie liée à la puissance dissipée en termes de pertes ohmiques et diélectriques (R_{pertes}). Pour assurer un fonctionnement optimal de l'antenne, la puissance dissipée doit être négligeable par rapport à la puissance rayonnée. L'impédance dépend de plusieurs facteurs, tels que la hauteur du substrat (cas des antennes imprimées), sa permittivité diélectrique et le point d'alimentation. La présence d'autres antennes à proximité ou des objets comme les plans métalliques ont une influence sur l'impédance d'entrée de l'antenne. Dans ce cas, les impédances mutuelles entre éléments rayonnants auront lieu. L'impédance d'entrée de l'antenne seule dans l'espace libre sera traitée dans cette thèse.

2.3.2.2 Coefficient de réflexion et ROS

L'antenne étant reliée à la source via une ligne de transmission d'une impédance caractéristique Z_C (généralement $Z_C = 50\Omega$). Le coefficient de réflexion tire sa définition de l'adaptation. Une meilleure adaptation mène à un transfert maximal de la puissance entre l'alimentation et l'antenne. Le rapport entre la puissance réfléchie au niveau de l'entrée de l'antenne et la puissance émise définit alors le coefficient de réflexion Γ ou S_{11} . Il est directement lié à l'impédance caractéristique et l'impédance d'entrée selon la relation (2.11) :

$$\Gamma = S_{11} = \frac{Z_{entrée} - Z_C}{Z_{entrée} + Z_C} \quad (2.11)$$

Si $Z_{entrée} = Z_C$ alors le S_{11} est nul, nous obtenons un cas idéal d'adaptation. C'est donc un niveau de réflexion minimal qui est requis qui correspond à un coefficient de réflexion proche de 0 (en linéaire). On admet qu'une bonne adaptation est obtenue lorsque le coefficient de réflexion est inférieur à -10 dB [50] (assurant que 90% d'énergie est transmise et seulement 10% qui a été réfléchi).

L'adaptation est caractérisé aussi par ce qu'on appelle le Rapport d'Onde Stationnaire (ROS) ou en anglais Voltage Standing Wave Ratio (VSWR) qui représente le rapport entre la tension maximale à la tension minimale. Il est calculé en fonction du coefficient de réflexion selon l'équation (2.12). À noter qu'il doit être compris entre 1 et 2 pour une bonne adaptation.

$$ROS = \frac{1 + \Gamma}{1 - \Gamma} \quad (2.12)$$

Dans le cas où une grande quantité de la puissance est renvoyé vers la source, l'antenne subit une désadaptation. Pratiquement, une optimisation de la conception de l'antenne est nécessaire de telle façon à arriver à une impédance proche ou égale à Z_C à la fréquence de travail.

2.3.2.3 Diagramme de rayonnement

Le diagramme de rayonnement d'une antenne est la distribution spatiale (3D) ou dans un plan (2D) d'une grandeur qui caractérise le champ électromagnétique rayonné par l'antenne. Cette distribution peut être exprimée sous forme d'une fonction ou d'une représentation graphique [53]. La représentation en 3D a l'avantage de montrer toutes les directions de rayonnement dans l'espace, mais permettent difficilement une appréciation quantitative [50]. Classiquement, en 2D le diagramme de rayonnement est représenté en coupes et peut prendre deux formes soit cartésienne ou polaire souvent dans deux plans perpendiculaires à savoir : le plan E et le plan H [54] :

- **Plan E ou plan horizontal** : $\theta = \pi/2$ et φ variable de 0 à 2π , ce plan comprend le champ électrique et la direction de rayonnement maximum.
- **Plan H ou plan vertical** : $\varphi = 0$ et θ variable de 0 à 2π , ce plan comprend le champ magnétique et la direction de rayonnement maximum.

Les antennes ne rayonne pas de la puissance de la même façon dans toutes les directions, elle privilège certaines directions. Le diagramme de rayonnement traduit donc la fonction

caractéristique du rayonnement $r(\theta, \varphi)$ dont l'expression est [53] :

$$r(\theta, \varphi) = \frac{P(\theta, \varphi)}{P_0(\theta_0, \varphi_0)} \quad (2.13)$$

Où $P(\theta, \varphi)$ représente la puissance rayonnée dans une direction quelconque et $P_0(\theta_0, \varphi_0)$ représente la puissance rayonnée maximale dans la direction privilégiée.

Il existe trois principaux types d'antennes selon leur comportement de rayonnement :

- **Isotrope** : par définition, elle est une antenne sans pertes, qui rayonne la puissance d'une façon identique dans toutes les directions. Cette antenne idéale est totalement théorique et n'a pas de réalité physique mais elle est habituellement utilisée comme référence pour évaluer les performances d'autres antennes. Son diagramme de rayonnement est circulaire dans tous les plans.
- **Directive** : une antenne qui a la propriété de rayonner ou recevoir des ondes électromagnétiques plus efficacement dans une direction plus que d'autre est dite antenne directive. Ceci est appliqué lorsque sa directivité maximale est significativement grande que celle du dipôle demi-onde.
- **Omnidirectionnelle** : c'est une antenne qui a un rayonnement non directif dans un plan et un rayonnement directif dans d'autres plans.

2.3.2.4 Directivité d'une antenne

Pour décrire les propriétés directives du diagramme de rayonnement d'une antenne, on introduit le paramètre directivité D . Il exprime la capacité de l'antenne à concentrer la puissance rayonnée dans une ou plusieurs directions privilégiées. Elle est définie comme le rapport entre la puissance rayonnée dans une direction donnée $P(\theta, \varphi)$ et la puissance rayonnée d'une antenne isotrope (équation (2.14))

$$D(\theta, \varphi) = 4\pi \frac{P(\theta, \varphi)}{P_r} \quad (2.14)$$

2.3.2.5 Gain d'une antenne

Le gain est un paramètre fondamental qui caractérise une antenne. Par définition, il est évalué par le rapport de la densité de puissance rayonné dans une direction ($P(\theta, \varphi)$) à la puissance rayonnée par une source isotrope (P_i) avec la condition que les deux antennes soient alimentées avec la même puissance d'alimentation. Le gain est directement proportionnel à la directivité.

$$G(\theta, \varphi) = 4\pi \frac{P(\theta, \varphi)}{P_i} \quad (2.15)$$

2.3.2.6 Efficacité d'une antenne

Ce paramètre indique la quantité de puissance qui sera réellement rayonnée par l'antenne par rapport à la puissance qui lui a été fournie [49]. Soit P_a la puissance d'alimentation de l'antenne, cette puissance sera transformée en puissance rayonnée P_r en tenant compte aux pertes ohmiques et diélectriques. L'efficacité η , on la trouve aussi dans la littérature « rendement », est donnée par la relation suivante

$$\eta = \frac{P_r}{P_a} \quad (2.16)$$

D'une autre part, nous pouvons calculer l'efficacité autrement par le rapport gain/directivité et elle est déduite de la relation :

$$\eta = \frac{G}{D} \quad (2.17)$$

Tous ces paramètres fondamentaux doivent être pris en compte lors de la conception des antennes pour toute application radio, y compris les antennes destinées aux communications ultra large bande. Cependant, le challenge pour concevoir ce type d'antennes augmente. Les performances doivent être stables dans toute la bande de fréquence opérationnelle donc un compromis entre la largeur de bande/performances doit être trouvé. En outre ces antennes ont d'autres caractéristiques et contraintes particulières qui rendent la conception plus délicate. Ces paramètres sont traduits en termes de dispersion et distorsion du signal.

2.3.3 Caractéristiques temporelles des antennes ULB

La large bande passante est évidemment la caractéristique principale qui distingue une antenne ULB des antennes usuelles. La bande passante d'une antenne est la plage de fréquences dans laquelle l'antenne apporte des caractéristiques satisfaisant. Elle exprime l'aptitude de l'antenne à transférer un maximum d'énergie ($S_{11} < -10dB$). Elle est extraite de la courbe du coefficient de réflexion (figure 2.6) et peut être estimée en valeur absolue ou en valeur relative par rapport à sa fréquence centrale.

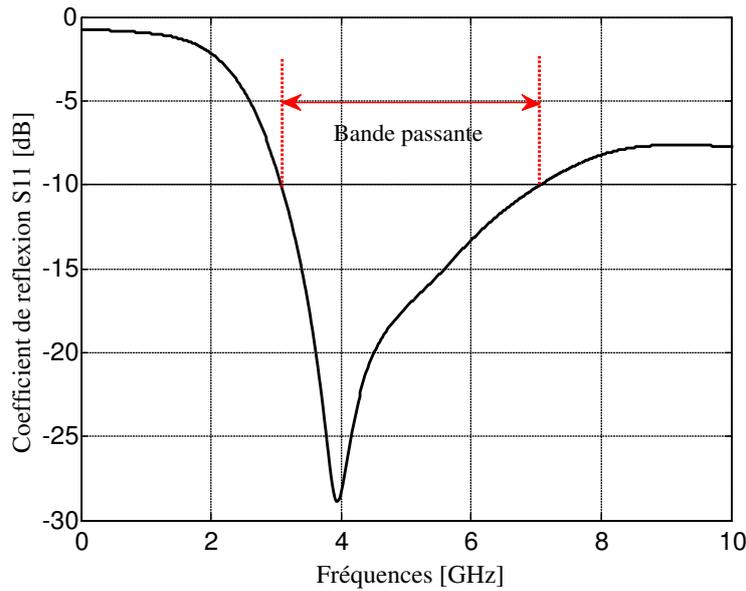


FIGURE 2.6 – Définition de la bande passante d'adaptation

Il est crucial qu'une antenne transmette le signal avec le minimum de distorsion. Une étude temporelle donc est nécessaire pour évaluer et analyser correctement le comportement de l'antenne dans le domaine temporel. Plusieurs paramètres servent de faire caractériser cette étude, nous avons les résumé comme suit :

2.3.3.1 Fonction de transfert

On considère un système de deux antennes émission/réception pour pouvoir effectuer l'étude temporelle. Le coefficient de transmission S_{21} représente donc la fonction de transfert associée à ce système [55]. Nous pouvons connaître les distorsions exhibées par l'antenne en étudiant l'amplitude et la phase de cette fonction. Elle doit avoir une amplitude constante et stable et une phase linéaire pour garantir une transmission sans dispersion.

2.3.3.2 Temps de groupe

Le temps de groupe n'est rien d'autre que la dérivée de la phase de la fonction de transfert, nous pouvons décrire cette relation par l'équation (2.18). Une phase linéaire nous mène un temps de groupe stable et vice versa. Un temps de groupe constant et une variation inférieure à 1 ns dans toute la bande de fréquence désirée assure une impulsion rayonnée non distordue.

$$\text{Temps de Groupe} = -d\varphi/df \quad (2.18)$$

Où φ représente la phase de la fonction de transfert.

2.3.3.3 Facteur de fidélité

Le facteur de fidélité (FF) est un autre paramètre important pour quantifier la distorsion [56, 57]. Il tire profit d'une fonction de base du traitement de signal, fonction de corrélation. Ce coefficient peut être défini comme le maximum de corrélation entre le signal émis et le signal reçu. Il juge la similarité et mesure la ressemblance entre ces deux signaux. Nous pouvons l'évaluer par l'équation (2.19)

$$FF = \max \frac{\int s_t(t)s_r(t)dt}{\sqrt{\int |s_t(t)|^2 dt \cdot \int |s_r(t)|^2 dt}} \quad (2.19)$$

$s_t(t)$ et $s_r(t)$ correspondent aux signaux transmis et reçus respectivement. Les valeurs de ce facteur sont comprises entre 0 et 100%, une valeur égale à '100' mène à une corrélation parfaite et l'antenne ne distord pas le signal et pour une valeur de '0' le signal est complètement distordu. En générale, une valeur inférieure à 50%, va délivrer un niveau de distorsion élevé.

2.3.4 Exemples des antennes ULB

A la fin du 19^{ème} siècle, Oliver Lodge a inauguré dans son brevet [58] la notion d'antennes ultra large dans lequel, il a présenté une variété de ces antennes. Jusqu'à nos jours, les concepteurs des antennes ne cessent à poursuivre le travail dans les antennes ULB (dans les deux plans de recherche et d'industrie) qui sont devenues un domaine de recherche intéressant.

Dans la littérature, nous trouvons les antennes indépendantes de la fréquence, à titre d'exemple nous citons les antennes spirales (spirale conique [39], spirale logarithmique [59] ou spirale d'Archimède [60]), les antennes log-périodique (log-périodique circulaire ou log-périodique trapézoïdale, etc.). Ces antennes ont la particularité de présenter des performances inchangées sur toute la bande de fréquence.

Les antennes biconiques et ces dérivées y compris l'antenne discône et l'antenne papillon (bow-tie) [61] constituent aussi un bon exemple des antennes ULB qui sont fortement présentes dans les applications qui en requièrent.

Bénéficiant de sa qualité, directivité, puissance et la bonne adaptation, l'antenne cornet [62] a été la plus utilisée dans ce domaine.

Cependant, ces antennes présentent des inconvénients majeurs en termes de poids, encombrement, cout et dispersions.

Les systèmes de communications spécialement les systèmes d'imagerie micro-onde deviennent de plus en plus petits et exigent des antennes qui répondent à leurs besoins. De ce fait, les antennes doivent surmonter les contraintes de la petite taille, le faible cout de fabrication, l'intégrabilité, la facilité d'alimentation, le minimum encombrement etc. Ces challenges de trouver une solution primordiale ont conduit à l'apparition de nouvelle génération des antennes dites antennes imprimées. Celles-ci ont réussi à relever les défis qui se trouvent sur leur chemin tout en aboutissant une très large bande passante. Nous intéresserons donc seulement aux antennes imprimées ULB dans le cadre de cette thèse car elles offrent de nombreux avantages, comme montré en détail dans l'annexe A pour une meilleure compréhension de la conception de nos antennes qui est entamée dans la section suivante.

2.4 Conception et réalisation d'antennes élémentaires

2.4.1 Outil de Simulation

Avant la réalisation d'une antenne, il se révèle essentiel d'utiliser un simulateur à l'étape de conception. L'outil de simulation électromagnétique aide à reproduire l'expérimentation comme si elle se déroule réellement dans le but de prédire les résultats et les performances à obtenir. Ces simulations ont l'objet d'arriver à la structure optimale de l'antenne à réaliser réduisant ainsi le cout de la réalisation.

Les logiciels de simulations se basent alors de la résolution des équations de Maxwell sous formes intégrales tout en utilisant des méthodes de calcul numériques. Ces méthodes numériques peuvent être temporelles telle que la technique des intégrales finies (FIT- Finite Integration Technique) ou fréquentielles, on parle dans ce cas de la méthode des moments (MoM- Method of Moment) et la méthode des éléments finis (FEM- Finite Element Method).

Le choix de la méthode de calcul est effectué essentiellement selon le problème étudié car il n'y a pas de méthode favorable par rapport aux autres tant que toutes les techniques reviennent au même but qui est résoudre les équations de Maxwell. Les méthodes temporelles sont plus convenables pour les analyses des structure large bande. En une seule simulation, elles résolvent le problème sur toute la bande de fréquence. Leur calcul itératif nécessite peu de ressources mémoire. De plus, les résultats obtenus de ces méthodes sont

très proches de la réalité. D'autre part, les méthodes fréquentielle sont destinées à l'étude des structures à bande étroite et permet la résolution du problème fréquence par fréquence mais elles requièrent des grandes ressources mémoire [63].

Par conséquent, c'est l'outil de simulation électromagnétique CST MWS [46] qui a été choisi pour l'étude et la conception de nos antennes. Ce logiciel est basé sur la méthode des intégrales finis. Cet outil en trois dimensions alloue la définition du plan de masse qui peut être fini contrairement aux logiciels deux dimensions où les plans de masse sont considérés infinis comme le Momentum ADS. En outre, et contrairement aux logiciels 3D basant sur des méthodes fréquentielles comme le HFSS qui nécessite plusieurs simulations pour balayer la large bande passante, une seule simulation est suffisante sous CST MWS [64].

2.4.2 Antenne monopole carré modifiée

Nous donnerons dans ce paragraphe suivant dans un cas non exhaustif quelques travaux menés sur les antennes monopoles. Nos contributions se focalisent à concevoir une nouvelle antenne qui répond aux objectifs tracés notamment la compacité, la simplicité, le cout et la large bande passante.

2.4.2.1 Travaux réalisés sur les antennes monopoles

Une grande variété des antennes imprimées monopoles ULB ont été proposées dans la littérature. Différentes formes sont présentés comme l'antenne rectangulaire, trapézoïdale, circulaire, polygone, elliptique, etc. Par exemple, Neyestanak [65] fait l'objet d'étude d'une nouvelle antenne qui prend la forme d'une feuille d'une rose, elle prouve ses bonne performances dans la bande opérationnelle, cependant elle n'atteint que 69% pour la bande passante relative. Les travaux de Haraz & al. [66] présentent différentes antennes à base de l'antenne disque et étudient l'effet de certains paramètres géométriques sur les performances des antennes, l'étude temporelle a été aussi effectuée. Une antenne diamond a été aussi proposée par Ziani Kerarti et al [67] pour les applications ULB avec une bande passante relative (BPR) d'environ 140%. Seladji & al. [68] ont exposé un autre type des antennes, il s'agit d'une antenne fente bowtie avec des dimensions de 40x24mm². Les travaux de Taleb & al.[69] dévoilaient d'un ensemble des antennes imprimées des différentes formes et dimensions destinées aux applications ULB, ils profitaient également des techniques d'élargissement de la bande passante afin d'arriver à l'objectif principal qui est l'adaptation dans toute la bande de fréquence. Convergeant vers le même constat, les

résultats des travaux mentionnés ont montré qu'en modifiant la géométrie de l'antenne on peut contrôler ses performances comme la bande passante le gain etc.

2.4.2.2 Conception de l'antenne

L'antenne micro-ruban que nous proposons est basée sur une forme carrée simple comme schématisé dans la figure 2.7. L'antenne est conçue sur un substrat de type FR-4 de permittivité diélectrique $\epsilon_r = 3.38$, d'épaisseur $h=1.524$ mm et de dimensions de 12×18 mm². Le plan de masse et l'élément rayonnant possèdent une épaisseur de $t=0.035$ mm. Ce dernier est alimenté par une ligne de transmission d'impédance caractéristique de 50Ω . Dans le cadre de notre travail nous avons choisi la ligne micro-ruban comme technique d'alimentation. Afin d'adapter l'antenne à son alimentation la largeur de cette ligne est évaluée en se basant sur l'équation (2.20) [54].

$$Z_c = \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_{eff}} \left[\frac{w}{h} + 1.393 + 0.667 \ln \left(\frac{w}{h} + 1.444 \right) \right]} \quad (2.20)$$

Où ϵ_{eff} représente la permittivité effective du substrat, w la largeur de la ligne et h la hauteur du substrat diélectrique.

Avec ces petites dimensions qui sont inversement proportionnel à la fréquence et avec un plan de masse total, la fréquence de résonance sera trouvée vers les hautes fréquences exactement à $f = 15.5$ GHz et avec une bande très étroite par rapport à une antenne ultra large bande. Ceci est clairement constaté dans la figure 2.8. À cet effet, pour pallier au problème de sa bande passante, étroite à l'origine, nous lui appliquons un certain nombre de modifications.

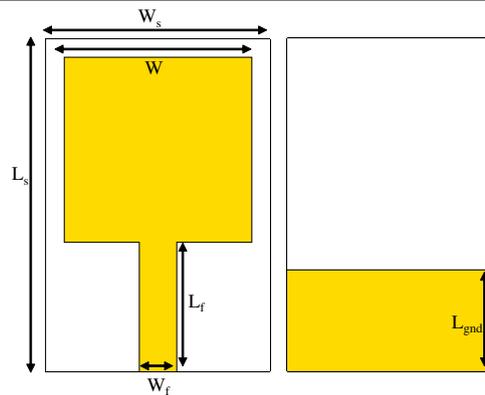


FIGURE 2.7 – Structure de l’antenne de base (à gauche l’élément rayonnant, à droite le plan de masse).

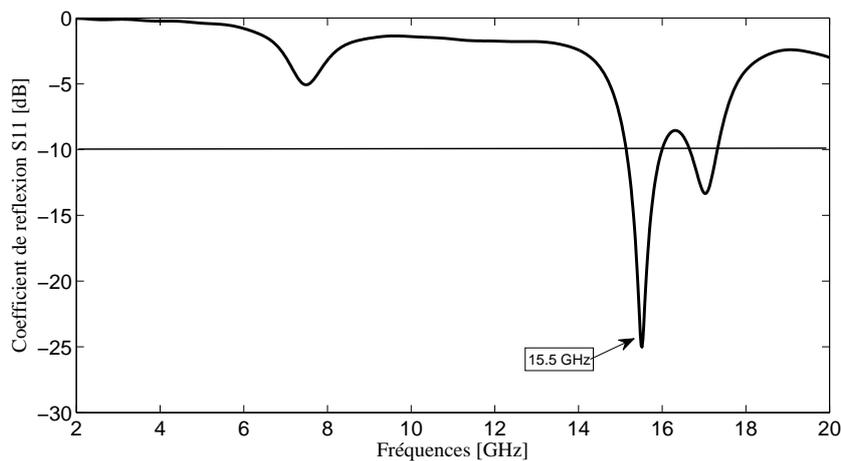


FIGURE 2.8 – Coefficient de réflexion en fonction des fréquences de l’antenne carré de base

Étude paramétrique sur le plan de masse

Comme le plan de masse partiel favorise l’élargissement de la bande passante et afin d’optimiser le design , nous allons, en premier lieu, effectuer une étude paramétrique sur la longueur du plan de masse L_{gnd} (tout en fixant sa largeur qui est égale à largeur du substrat). La figure 2.9 illustre le coefficient de réflexion de l’antenne en fonction de la fréquence avec différentes valeurs de L_{gnd} . Nous remarquons qu’en réduisant la longueur du plan de masse, la bande de fréquence opérationnelle devient plus large. Un meilleur résultat est obtenu pour $L_{gnd} = 4.5\text{mm}$.

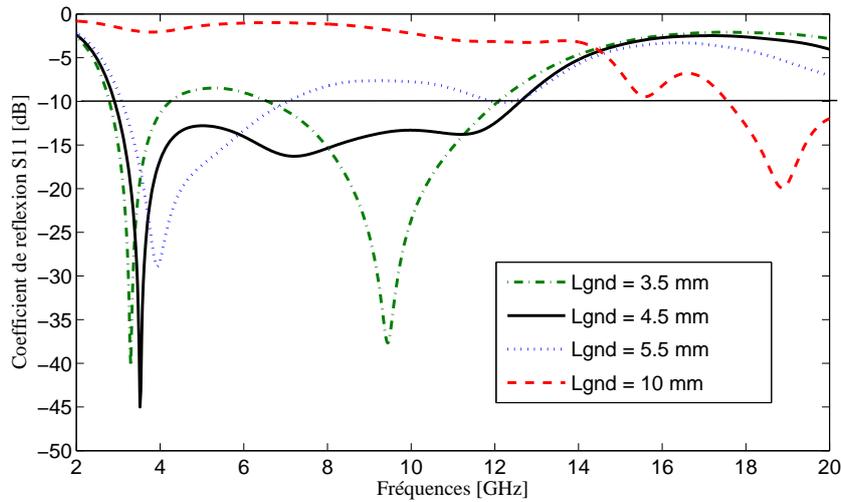


FIGURE 2.9 – Coefficient de réflexion de l'antenne de base pour différentes longueurs du plan de masse

Pour encore améliorer l'adaptation de l'antenne, une découpe en marche d'escaliers a été impliquée et, pareillement nous avons introduit des fentes rectangulaires et exponentielles au niveau de l'élément rayonnant pour accroître la bande passante. La fente exponentielle est appliquée en utilisant l'équation (2.21).

$$y = c_1 \cdot e^{Rx} + c_2 \quad (2.21)$$

R représente le taux d'ouverture de l'exponentielle, c_1 et c_2 sont des constantes. La progression de conception de l'antenne, du patch carré simple arrivant à notre antenne proposée est montrée dans la figure 2.10.

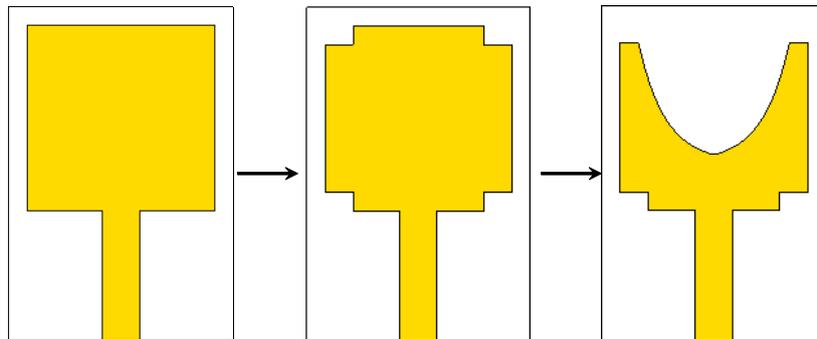


FIGURE 2.10 – Progression du design de l'antenne proposée

La figure 2.11 présente l'effet de chaque variation sur le coefficient de réflexion attei-

gnant l'antenne finale, nous voulons par cette comparaison montrer l'influence de ces modifications sur l'attitude de l'antenne. Nous remarquons une amélioration en termes d'adaptation après l'ajout des fentes rectangulaires, avec une valeur minimale d'environ -43 dB, et une diminution considérable du niveau du S11 en réalisant la fente exponentielle tout en élargissant la bande passante. L'antenne à fente exponentielle offre un signal inférieure à -10 dB dans une bande passante qui s'étale de 3.057 GHz à 13.98 GHz avec une bande relative de plus de 128%. Nous concluons donc que les modifications nous ont mené à une bonne structure ULB.

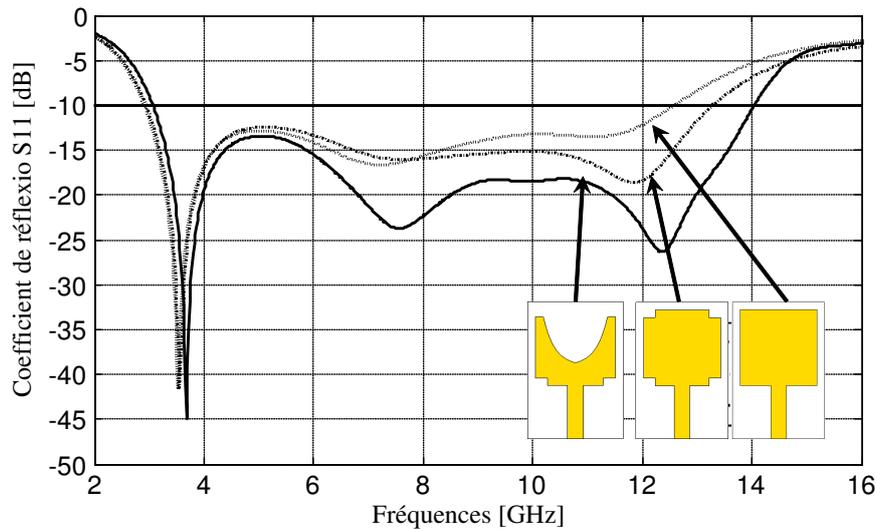


FIGURE 2.11 – Coefficient de réflexion de l'antenne de base, l'antenne à fentes rectangulaires et l'antenne finale

La figure 2.12 illustre l'antenne finale proposée [70] ainsi que le tableau 2.2 englobe tous les paramètres de cette antenne.

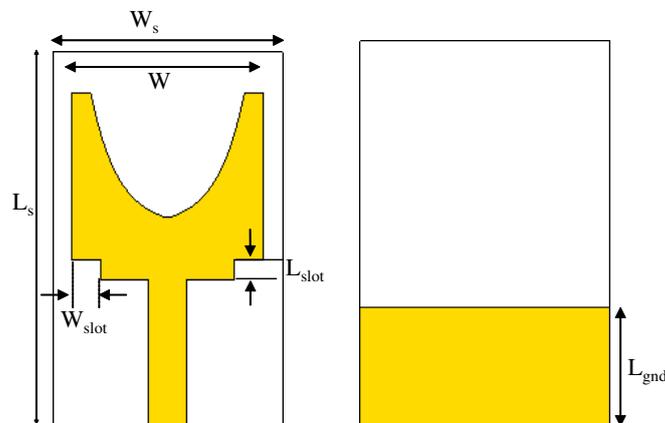


FIGURE 2.12 – Antenne proposée

Variables	W_s	L_s	W	W_f	L_f	W_{slot}	L_{slot}	c_1	c_2	R
Dimensions (mm)	12	18	10	2	7	1.5	1	0.698	9.302	0.7

TABLE 2.2 – Dimensions de l'antenne proposée

Dans la suite, nous proposons de discuter les performances de notre antenne. Notre discussion est divisée en deux parties. La première partie porte sur le domaine fréquentiel et la deuxième porte sur le domaine temporel.

2.4.2.3 Étude fréquentielle

L'étude fréquentielle concerne le l'impédance de l'antenne, son gain, son diagramme de rayonnement et son efficacité.

Impédance de l'antenne

La variation de l'impédance de l'antenne en fonction de la fréquence en matière de la partie réelle et imaginaire est donnée sur la figure 2.13. Nous constatons une adaptation d'impédance satisfaisante, sa partie réelle varie autour du 50 Ohm dans toute la bande de fréquence désirée, ainsi une partie imaginaire autour de « 0 » dans toute cette bande.

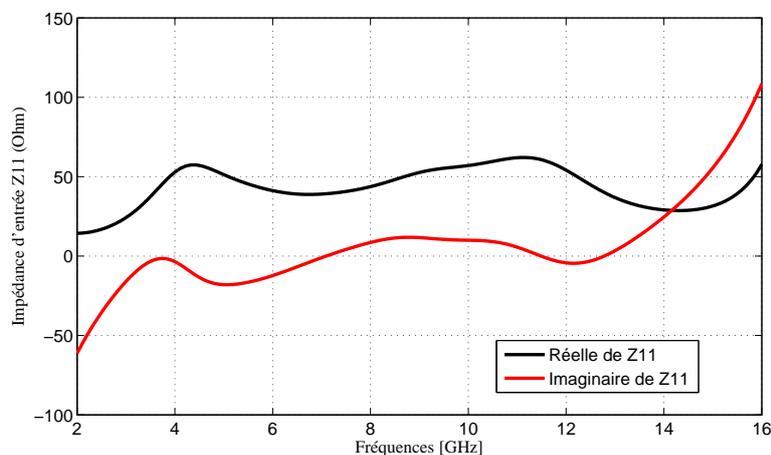


FIGURE 2.13 – Impédance de l'antenne

Distribution de courant

les distributions du courant de l'antenne pour différentes fréquences sont tracées dans la figure 2.14. nous remarquons qu'un chemin supplémentaire pour le courant de surface

a été créé avec la présence des fentes, ce qui conduit à produire une autre résonance, et par conséquent augmenter la bande passante [71, 72].

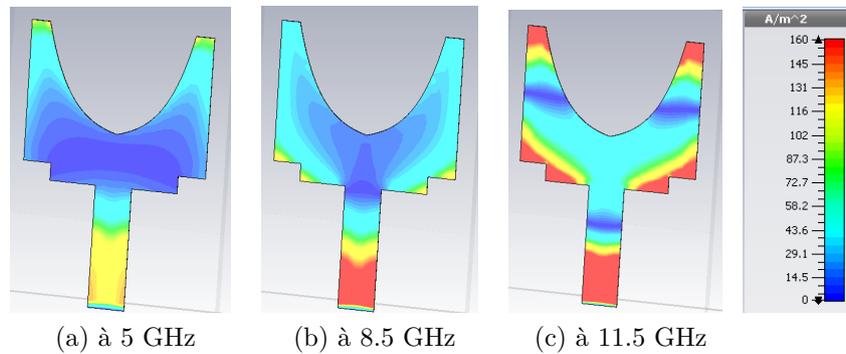


FIGURE 2.14 – Distribution du courant de l'antenne proposée pour différentes fréquences

Gain de l'antenne

La figure 2.15 nous illustre la variation du gain de l'antenne en fonction de la fréquence, l'antenne offre des bons résultats avec la caractéristique de s'accroître avec la fréquence dans la bande de fréquence désirée, avec un gain maximum d'environ 3.5 dB.

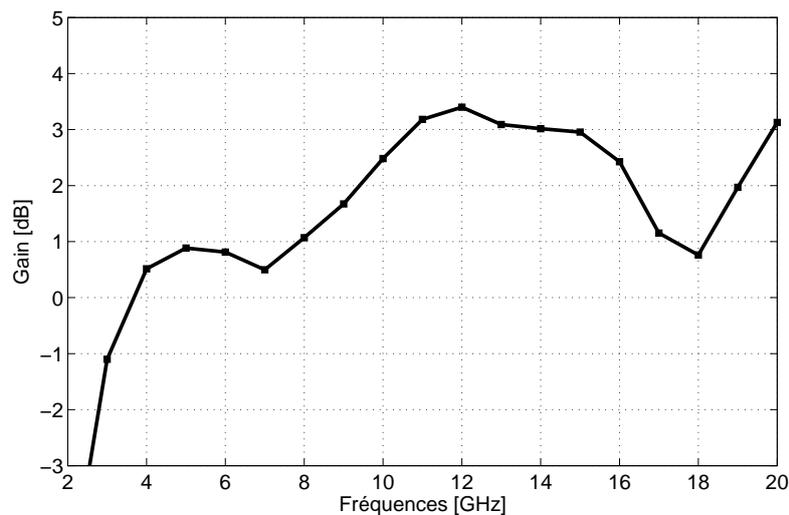


FIGURE 2.15 – Gain de l'antenne

Diagramme de rayonnement

La figure 2.16 illustre le diagramme de rayonnement de l'antenne proposée en représentation polaire à différentes fréquences à savoir 5, 8.5, et 11.5 GHz pour les deux plans E et H. Comme la plus part des antennes monopoles imprimées ULB, notre antenne présente un rayonnement quasi-omnidirectionnel qui est relativement stable dans toute la bande qui nous intéresse.

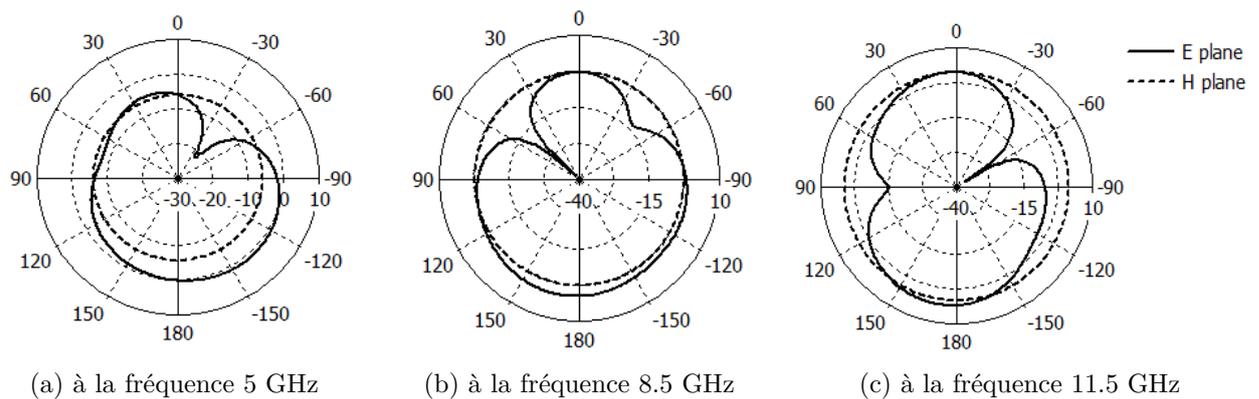


FIGURE 2.16 – Diagramme de rayonnement de l'antenne pour différentes fréquences

Efficacité

Il est constaté de la figure 2.17 la bonne efficacité de l'antenne monopole dont ses valeurs sont plus de 80 % dans toute la bande de fonctionnement. Cela indique que l'énergie injectée à l'antenne est presque totalement rayonnée.

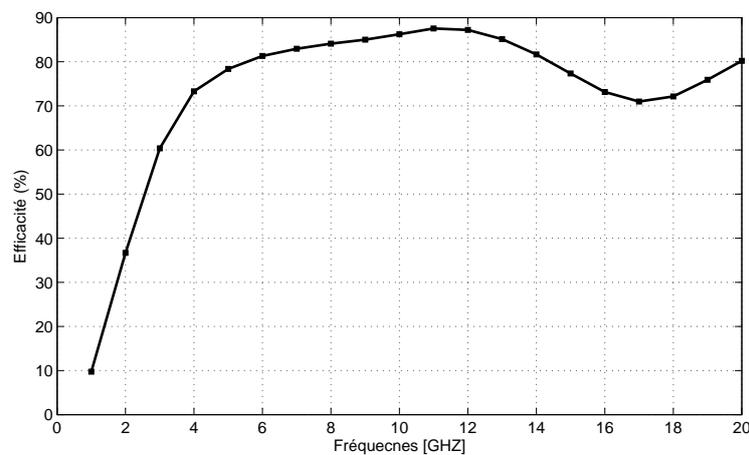


FIGURE 2.17 – Efficacité de l'antenne

2.4.2.4 Étude temporelle

Pour les antennes ultra large bande, évaluer et identifier leur comportement dans le domaine temporel ainsi qu'étudier leur dispersion dans la bande de fréquence fonctionnelle est une étape cruciale [73]. Il peut être estimé avec la mesure de la distorsion du signal à l'aide du paramètre de temps de groupe, fonction de transfert [55] et du facteur de fidélité du système FF [56]. Dans ce but, l'analyse dans le domaine temporel de l'antenne proposée est réalisée en considérant un système émission/réception de deux antennes identiques, une antenne émettrice et l'autre joue le rôle d'une antenne réceptrice. Les deux antennes sont séparées l'une de l'autre avec une distance $d = 10$ cm pour que chaque antenne soit dans le champ lointain de l'autre antenne. Nous avons placé les antennes dans deux différentes orientations (figure 2.18), afin de tester l'antenne dans les deux directions.

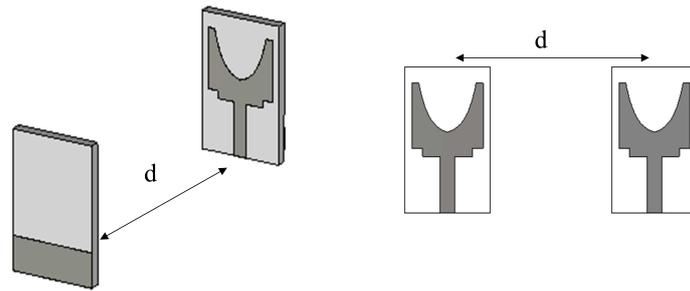
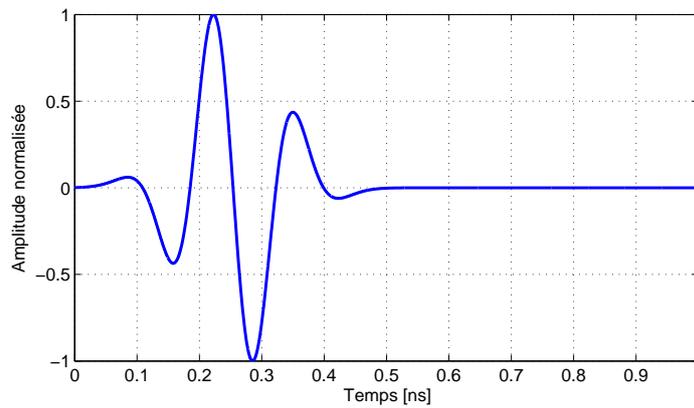


FIGURE 2.18 – Illustration des deux orientations des antennes du système

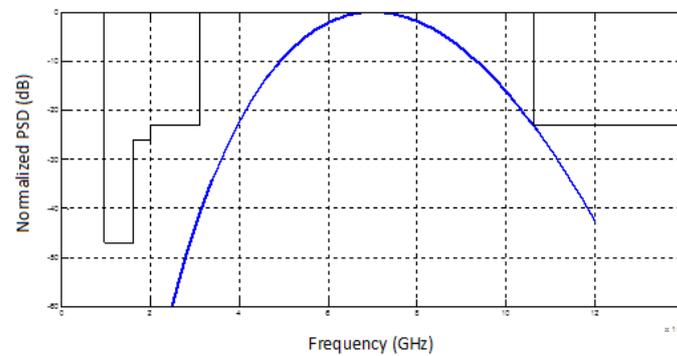
Comme nous l'avons précisé dans la section 2.1.2., une impulsion adéquate doit être injectée à l'entrée de l'antenne, cette dernière doit répondre au masque de la FCC. Nous avons indiqué aussi que celle-ci pourrait être obtenue par une dérivée supérieure d'une gaussienne. La cinquième dérivée d'une gaussienne semble être l'impulsion optimale et le signal référence qui couvre toute la bande de fréquence de l'ULB [45]. Mathématiquement, elle s'exprime en domaine temporelle avec l'équation (2.22).

$$y(t) = \left(-\frac{t^5}{\sqrt{2\pi}\sigma^{11}} + \frac{10t^3}{\sqrt{2\pi}\sigma^9} - \frac{15t}{\sqrt{2\pi}\sigma^7} \right) \exp\left(-\frac{t^2}{2\sigma^2}\right) \quad (2.22)$$

Pour répondre aux limites fixées par la FCC et couvrir toute la bande passante convoitée, la variance est fixée à $\sigma = 50.788$ ps [45]. La figure 2.19 nous donne la représentation de cette impulsion en domaine temporel ainsi que son spectre en domaine fréquentiel.



(a) En domaine temporel

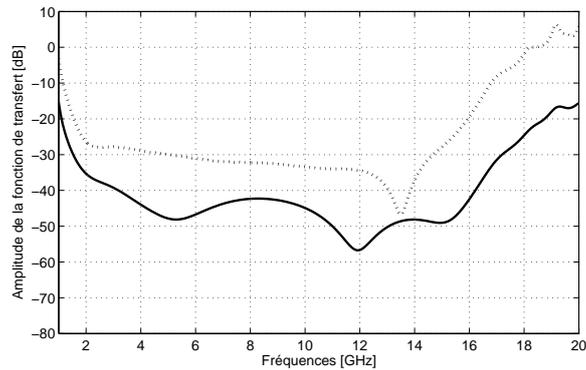


(b) En domaine fréquentiel

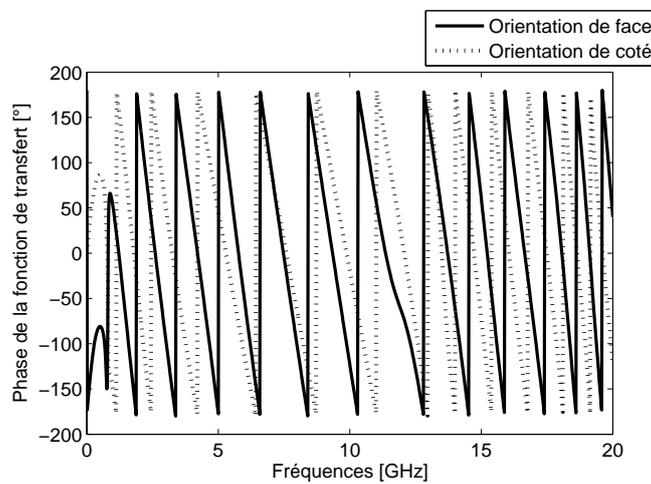
FIGURE 2.19 – Représentation de la 5ème dérivée de la gaussienne

Fonction de transfert

Le module et la phase de la fonction de transfert pour les différentes orientations sont illustrés dans la figure 2.20. Nous remarquons une assez bonne linéarité de la phase ainsi qu'une stabilité acceptable de l'amplitude de la fonction de transfert dans la bande de fréquence désirée.



(a) Amplitude de la fonction de transfert



(b) Phase de la fonction de transfert

FIGURE 2.20 – Fonction de Transfert

Temps de groupe

Nous présentons dans la figure 2.21 le temps de groupe pour les deux orientations, il reste quasiment constant sur toute la bande de fréquence et ne subit pas un grand changement avec l'orientation des antennes. Le temps de groupe varie autour de 0.5 ns avec quelques variations qui n'entraînent pas de distorsion du signal. Ces résultats montrent un comportement peu dispersif de l'antenne dans toutes les directions.

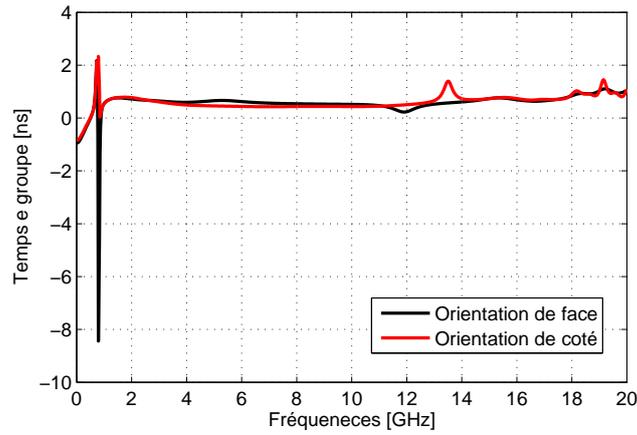


FIGURE 2.21 – Temps de groupe

Facteur de fidélité

Les signaux transmis et reçus normalisés sont tracés dans la figure 2.22 en domaine temporel, nous observons que le signal reçu ressemble au signal émis avec peu de variations. Le facteur de fidélité est également calculé à l'aide du logiciel Matlab et ses valeurs pour les deux orientations sont récapitulées dans le tableau 2.3. Des meilleurs résultats de ce coefficient sont obtenus (plus de 92 % dans toutes les directions) donc l'antenne ne présente pas de considérable dispersion.

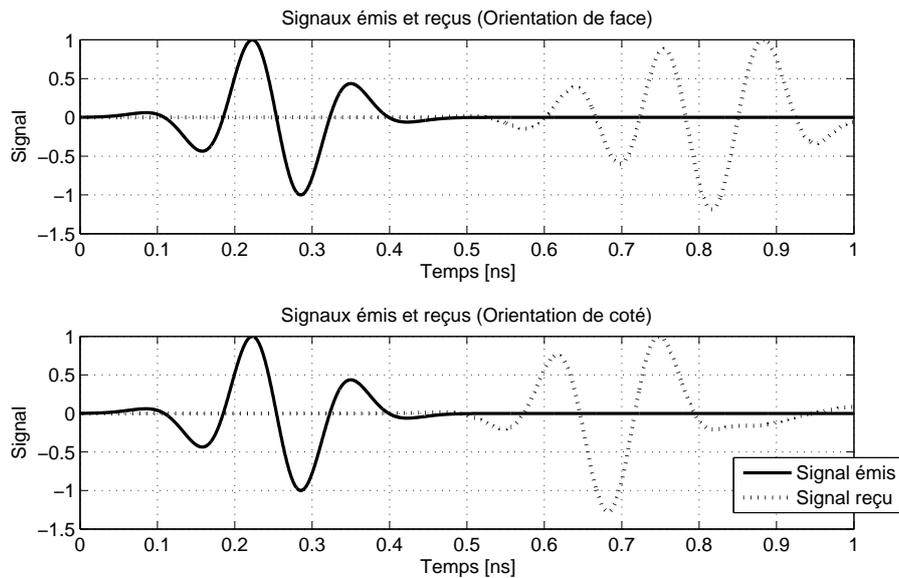


FIGURE 2.22 – Signaux émis et reçus normalisés

Orientation	FF (%)
Orientation de coté	0.9525
Orientation de face	0.9246

TABLE 2.3 – Facteur de fidélité

2.4.2.5 Résultats de mesure

structure ainsi construite et simulé numériquement a été réalisée (figure 2.23) au sein de notre laboratoire (LTT- Laboratoire de Télécommunications de Tlemcen) et mesurée au niveau du laboratoire de Télécommunications et traitement de signal numérique, Université de Sidi Belabbes.



FIGURE 2.23 – Prototype de l'antenne réalisée

Une comparaison entre les coefficients de réflexion simulé et mesuré est représentée sur la figure 2.24, nous observons une concordance satisfaisante entre les résultats de mesure et ceux obtenus par la simulation numérique, avec des petites différences qui sont probablement causées par les pertes dues à la soudure du connecteur SMA avec la ligne d'alimentation, compte tenu de la taille miniaturisée de l'antenne proposée. Nous observons une évidence de la caractéristique de l'ultra large bande qui est inférieure au seuil limite de -10 dB.

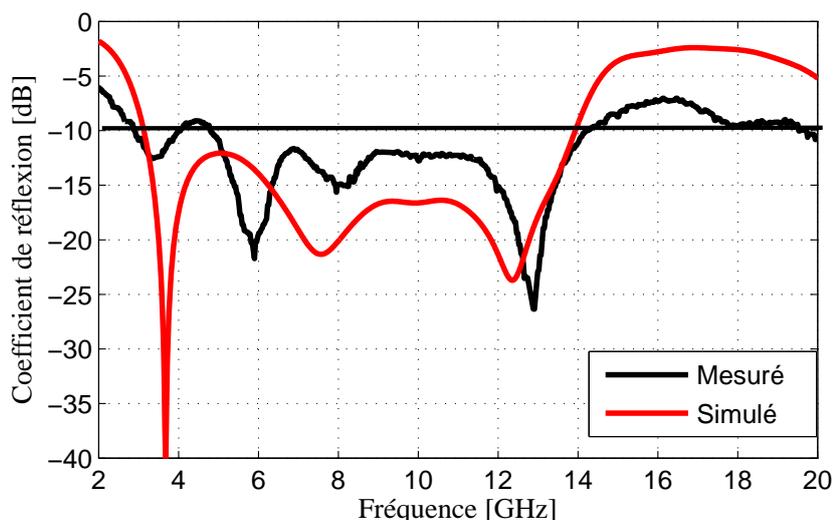


FIGURE 2.24 – Comparaison des coefficients de réflexion simulé et mesuré de l'antenne réalisée

2.4.3 Antenne Vivaldi Antipodale à fentes asymétriques

L'antenne Vivaldi rentre dans la famille des antennes imprimées et constitue une catégorie importante des antennes ultra large bande directives. L'antenne Vivaldi conventionnelle a été introduite initialement par Gibson en 1979[74]. On trouve dans la littérature le terme « Tapered Slot Antenna, TSA » pour dénoter l'antenne de Gibson, elle consiste à une ligne à fente et un profil conique qui est une courbe exponentielle pour créer une transition régulière de la ligne à fente vers l'espace libre.

En 1988 [75], Gazit a proposé une nouvelle famille des antennes Vivaldi appelé « Antenne Vivaldi Antipodale, AVA ». Cette antenne a été proposée pour surmonter à la fois la limitation de bande passante et la complexité d'alimentation dans les antennes TSA. Elle consiste à un profil progressif imprimé sur le dessus du substrat et connecté directement à une ligne micro-ruban afin de l'alimenter, dans l'autre côté du substrat diélectrique est imprimé le profil conique en sens opposé.

Cependant, le mécanisme de fonctionnement de l'antenne antipodale Vivaldi n'était pas bien compris. Auparavant, les antennes Vivaldi antipodales étaient principalement conçues par des méthodes empiriques, sans théorie ni formules exactes, et il était nécessaire de déterminer des paramètres importants pour améliorer les performances des conceptions conventionnelles.

2.4.3.1 Travaux réalisés sur l'antenne Vivaldi

Ces dernières années, plusieurs études ont été menées sur cette antenne tout en rendant sa conception plus méthodique. Par exemple, l'effet de la courbure de la progression exponentielle est étudié dans [76]. D'autres études ont été menées pour améliorer les performances de ces antennes, comme l'amélioration de leur gain et de leur directivité [77, 78, 79]. Cependant, même si les antennes AVA peuvent atteindre des hautes fréquences de la bande de fonctionnement, les fréquences basses sont encore limitées. Pour cette raison, Moosazadeh et al. [80] ont proposé une AVA à progression elliptique, dont la basse fréquence s'étend à 1,65 GHz en introduisant des fentes sous forme de peigne. Un autre travail est réalisé par ces concepteurs [81] consiste à courber les extrémité intérieures des éléments rayonnants ainsi qu'utiliser des fentes triangulaires afin d'étendre la basse fréquence à 2 GHz et améliorer le gain de l'antenne. Dans [79], De Oliveira et al ont utilisé une fente fractale de Koch dans la conception de l'AVA pour améliorer la bande de fréquence d'antenne pour les applications d'imagerie micro-onde médicale. Néanmoins, ces antennes possèdent de grandes tailles (> 100 mm) qui limitent leur utilisation dans des réseaux d'antennes. Tenant compte que nous envisageons concevoir un réseau MIMO ULB compact pour des applications d'imagerie à micro-ondes, les dimensions de ce réseau varient d'une façon importante en fonction la dimension de l'antenne.

Au vu de ce qui est présenté dans la littérature, tous les designs de l'AVA reposent sur la symétrie des deux faces de l'antenne. Dans ce contexte, nous proposons dans la présente section une nouvelle AVA pour surmonter la limitation de taille et améliorer la fréquence de fonctionnement inférieure. Le concept consiste à introduire des fentes asymétriquement dans les deux faces de l'antenne. La conception de notre antenne est basée sur une antenne AVA conventionnelle et elle peut étendre la fréquence de fonctionnement inférieure de 8 GHz à 4,78 GHz.

2.4.3.2 Conception de l'antenne

Nous considérons une AVA conventionnelle basique : B-AVA (voir figure 2.25) de dimensions de 24×33 mm², conçue sur un substrat FR4 de permittivité diélectrique $\epsilon_r = 4.3$, et d'épaisseur $h = 1.5$ mm. La métallisation des deux faces est d'une épaisseur $t = 0,035$ mm. Une ligne micro-ruban de 50 Ohms alimentera l'antenne. Le profil exponentiel est défini par l'équation (2.23). Où R représente la courbure de l'exponentielle, c_1 et c_2 sont des constantes définies par les équations (2.24) et (2.25), (x_1, y_1) et (x_2, y_2) sont les points de début et fin du profil exponentiel respectivement.

$$y = c_1 \cdot e^{Rx} + c_2 \quad (2.23)$$

$$c_1 = \frac{y_2 - y_1}{e^{Rx_2} - e^{Rx_1}} \quad (2.24)$$

$$c_2 = \frac{y_1 e^{Rx_2} - y_2 e^{Rx_1}}{e^{Rx_2} - e^{Rx_1}} \quad (2.25)$$

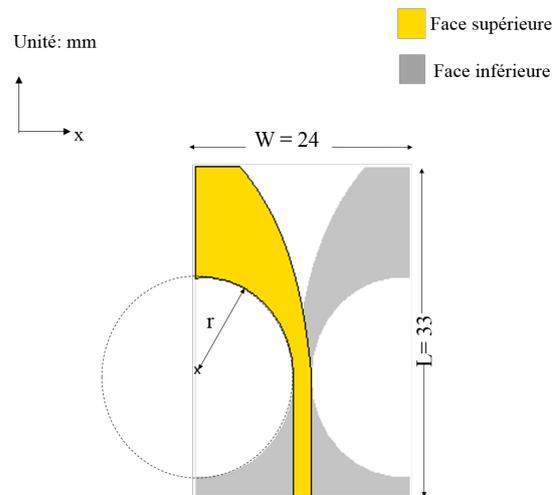


FIGURE 2.25 – Antenne conventionnelle de base (B-AVA)

Selon le coefficient de réflexion de l'antenne B-AVA illustré dans la figure 2.26, il est constaté que l'antenne n'est adaptée qu'à partir 7.98 GHz. Conduit par cet inconvénient, nous modifions la forme de l'antenne de base tout en exploitant l'avantage de l'insertion de fentes pour arriver à notre intérêt.

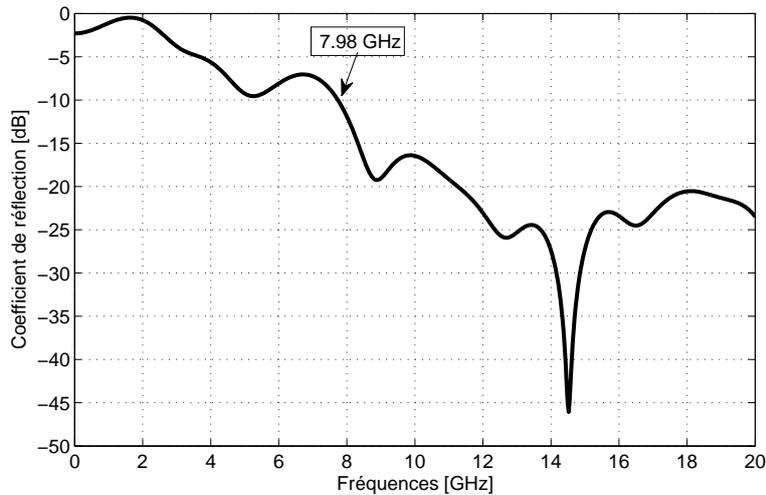


FIGURE 2.26 – Coefficient de réflexion de l'antenne B-AVA

Dans la première étape, nous introduisons symétriquement trois fentes sur les deux faces de l'antenne, comme le montre la figure 2.27 (à gauche). Il convient de noter qu'il n'existe aucune formule permettant d'estimer les fentes. Toutefois, cette configuration n'atteint pas nos objectifs à cause de son coefficient de réflexion qui est supérieure à -10 dB par rapport à l'antenne B-AVA (voir Figure 2.28). Ensuite, dans l'étape suivante, nous avons supprimé les fentes de la face inférieure de telle façon à créer une AVA asymétrique (A-AVA), ceci est exposé dans la figure 2.27 (au milieu). Nous pouvons constater l'amélioration considérable du coefficient de réflexion, hormis la bande de 7,44 GHz à 8,04 GHz (voir Figure 2.28). C'est pourquoi nous avons introduit une autre fente unique dans la face inférieure qui nous mène à l'antenne finale AS-AVA (figure 2.27 (à droite)). Pour optimiser notre design et mieux adapter l'antenne, une étude paramétrique est effectuée sur la largeur et la longueur de la fente de la face inférieure.

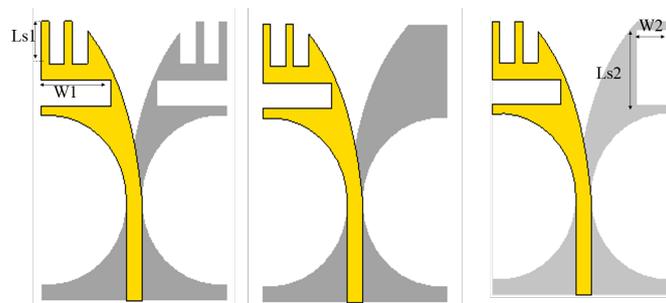


FIGURE 2.27 – Progression de la conception de l'antenne AS-AVA

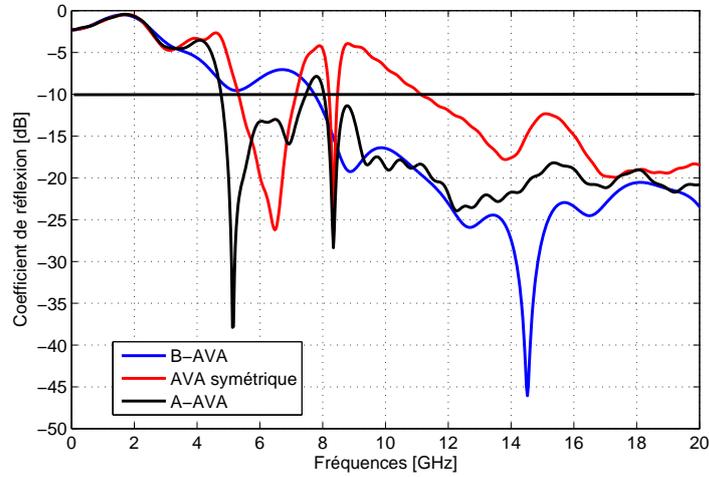


FIGURE 2.28 – Coefficient de réflexion des antennes B-AVA, AVA symétrique, A-AVA

Nous exposons dans la figure 2.29 l'effet de la largeur de la fente (W_2) sur le coefficient de l'antenne. Il est clairement observé que de meilleurs résultats sont obtenus pour $W_2 = 3 \text{ mm}$. En ce qui concerne la longueur de la fente (L_{s2}), la figure 2.30 présente son influence sur le paramètre de S_{11} , il est clair que la performance de l'antenne est améliorée pour la valeur $L_{s2} = 9 \text{ mm}$. Les paramètres finaux sont répertoriés dans le tableau 2.4.

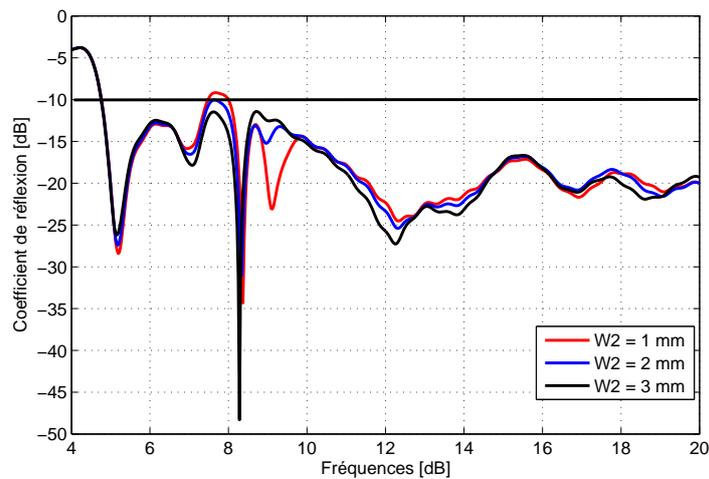


FIGURE 2.29 – Effet de la largeur de la fente W_2 sur le S_{11}

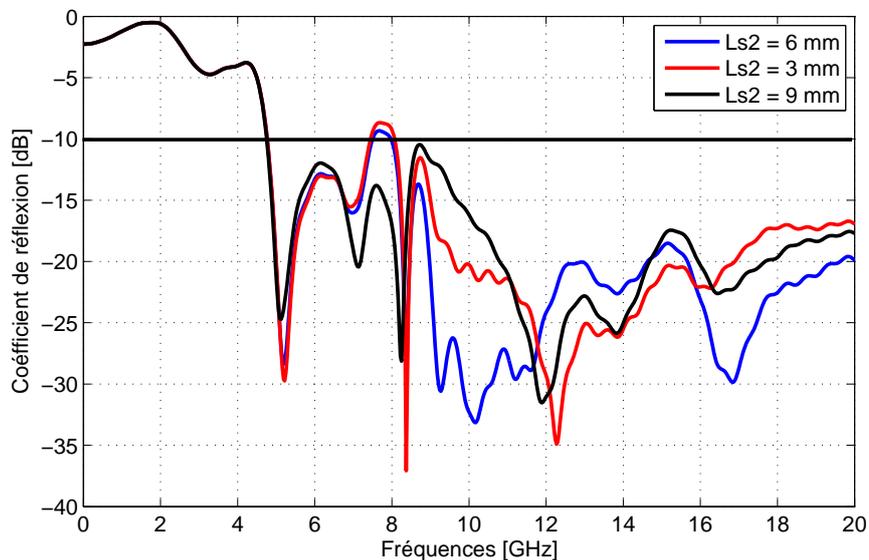


FIGURE 2.30 – Effet de la longueur de la fente L_{s2} sur le S_{11} .

Variable	W	L	W_f	W_1	W_2	L_{s1}	L_{s2}	r
Dimension (mm)	24	33	2	9	4	5	9	10

TABLE 2.4 – Dimensions de l'antenne proposée

2.4.3.3 Étude fréquentielle

Nous révélons dans cette section les performances de l'antenne en domaine fréquentiel.

Impédance de l'antenne

La variation de l'impédance de l'antenne en fonction de la fréquence en matière de la partie réelle et imaginaire est donnée sur la figure 2.31. Nous constatons une adaptation d'impédance satisfaisante, sa partie réelle varie autour du « 50 Ohm » dans toute la bande de fréquence désirée, ainsi une partie imaginaire autour de « 0 » dans toute cette bande.

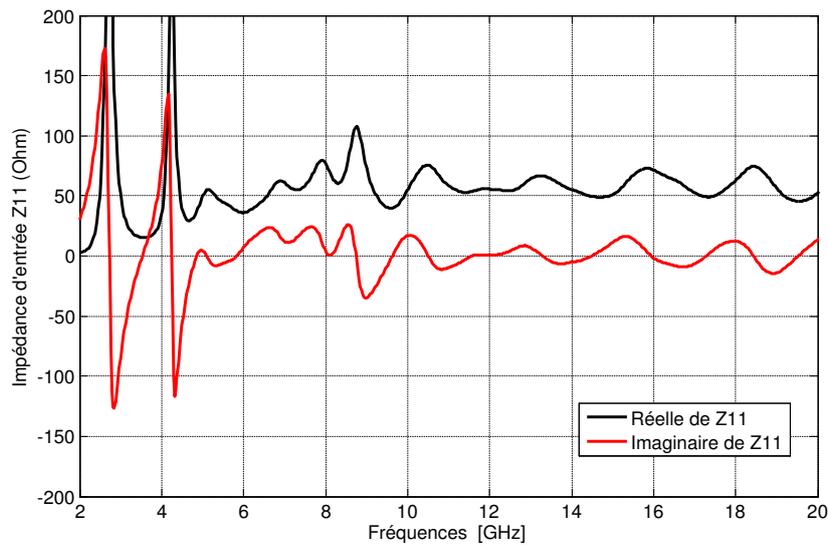


FIGURE 2.31 – Impédance d'entrée de l'antenne

Distribution de courant de l'antenne

La figure 2.32 illustre les distributions de courant de l'AS-AVA à différentes fréquences, en particulier 4,9 GHz, 7 GHz et 10 GHz. Il est clairement noté que la densité de courant est plus élevée autour des régions de fentes créant ainsi un chemin supplémentaire pour le courant de surface avec l'introduction des fentes. Cela conduit à créer de nouvelles résonances, comme illustré à la figure 2.30, où les fentes supérieures sont responsables de la résonance des basses fréquences et celles inférieures responsables des fréquences supérieures, ce qui est confirmé dans la densité de courant.

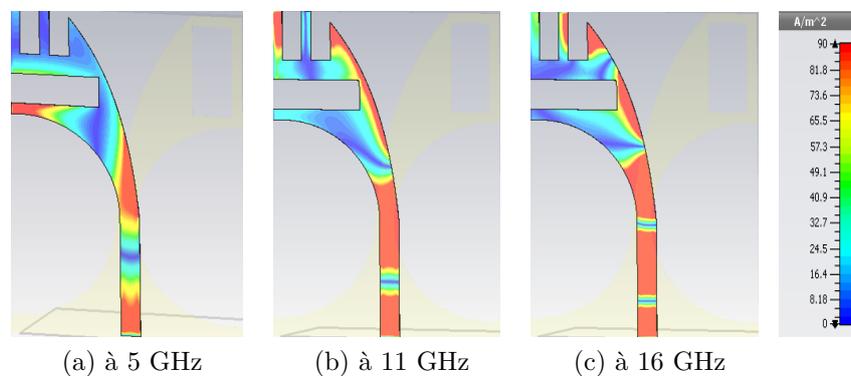


FIGURE 2.32 – Densité de courant pour différentes fréquences

Diagramme de rayonnement

Les diagrammes de rayonnement des plans E et H de l'antenne proposée sont représentés sur la figure 2.33 à différentes fréquences, notamment à 5, 11 et 16 GHz, respectivement. Comme on peut le constater, l'antenne présente un diagramme de rayonnement directionnel à toutes les fréquences. Il est à noter que la AS-AVA est plus directive dans le plan E que le plan H.

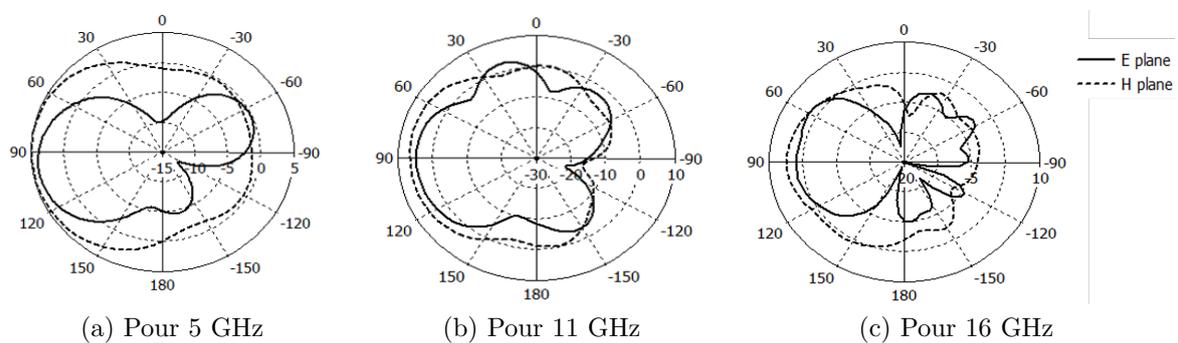


FIGURE 2.33 – Diagramme de rayonnement de l'antenne pour différentes fréquences

Gain de l'antenne

Le gain en fonction des fréquences de l'AS-AVA est présenté à la figure 2.34. Dans la bande de fréquences opérationnelle, de bonnes valeurs de gain sont atteintes et le gain maximal est de 5,43 dB à 15 GHz. Pour notre application, ce gain est considéré satisfaisant compte tenu de la proximité de l'objet à explorer.

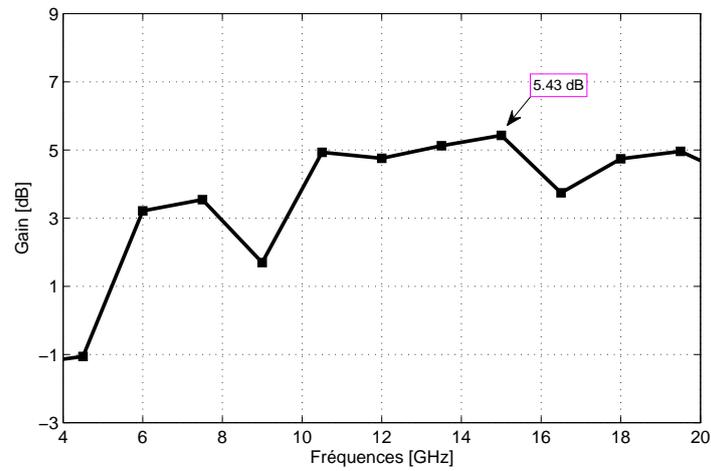


FIGURE 2.34 – Gain en fonction des fréquences

Efficacité de l'antenne

L'efficacité de l'antenne est effectivement un paramètre primordial pour mesurer le rendement de notre antenne. D'après la figure 2.35, l'efficacité est supérieure à 70 % de toute la bande désirée. Nous pouvons conclure donc qu'elle rayonne la totalité de la puissance qui lui est injectée.

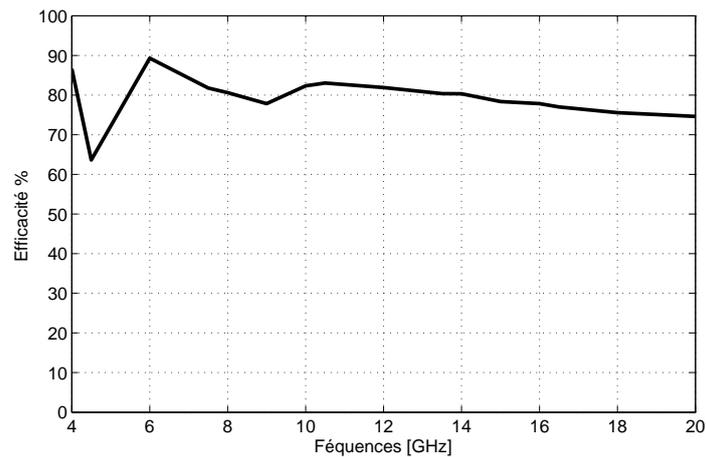


FIGURE 2.35 – Efficacité en fonction des fréquences

2.4.3.4 Étude temporelle

Afin d'évaluer le comportement de l'antenne dans le domaine temporel et étudier la dispersion, nous avons considéré un système de deux antennes AS-AVA identiques avec une distance de $d = 10\text{ cm}$ qui sépare les deux antennes. Deux orientations sont examinées comme abordé dans la figure 2.36. La 5ème dérivée de la gaussienne est toujours utilisée comme impulsion transmise.

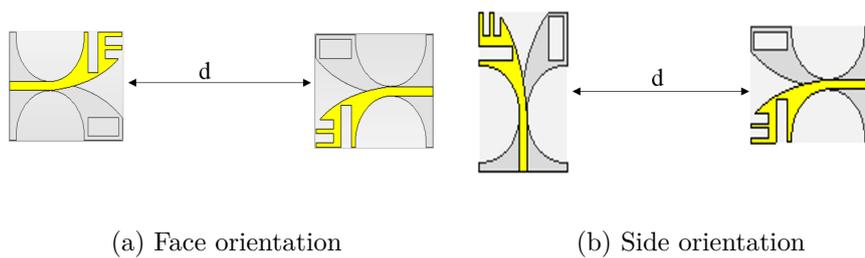
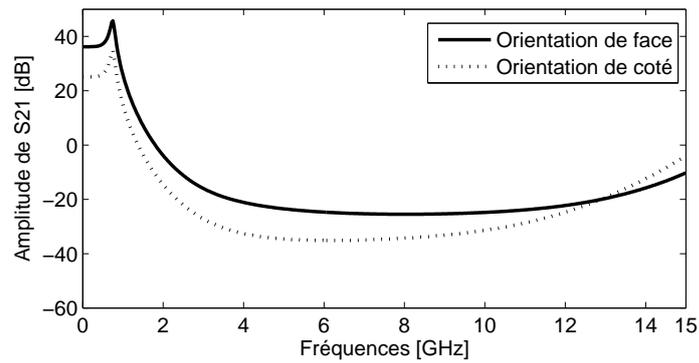


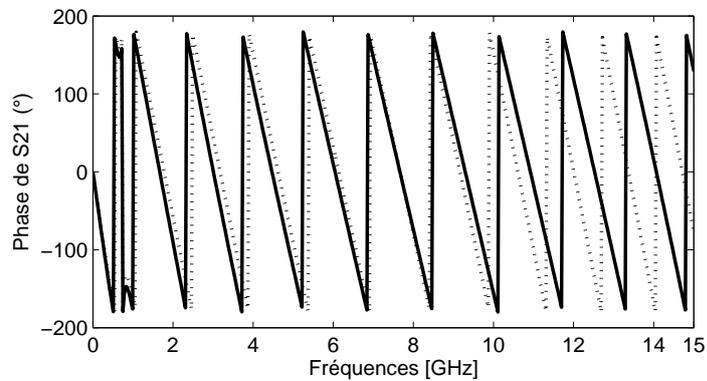
FIGURE 2.36 – Différentes orientations des antennes AS-AVA

Fonction de transfert

La figure 2.37 illustre le module et la phase de la fonction de transfert pour les différentes orientations. Nous remarquons une assez bonne linéarité de la phase ainsi qu'une stabilité acceptable de l'amplitude de la fonction de transfert dans la bande de fréquence désirée.



(a) Amplitude de la fonction de transfert



(b) Phase de la fonction de transfert

FIGURE 2.37 – Fonctions de transfert pour les deux orientations

Temps de groupe

Nous pouvons constater de la figure 2.38, qui représente le temps de groupe simulé, qu'il est d'environ 0.6 ns et relativement stable dans toute la bande de fonctionnement avec une variation inférieure de ± 1 ns.

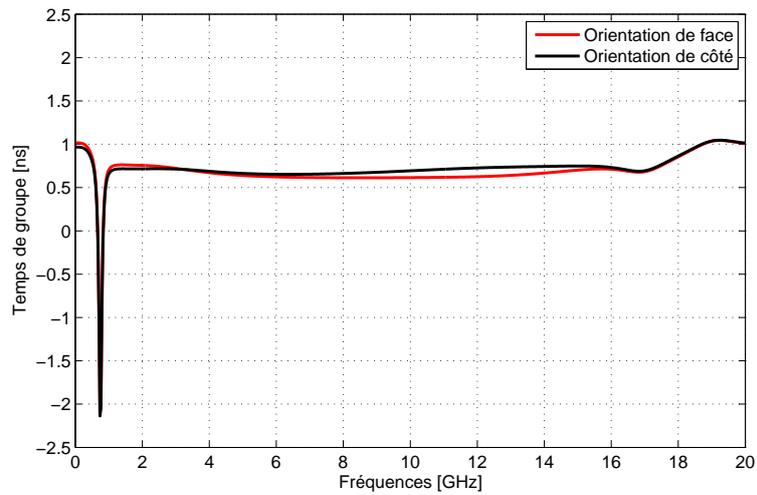


FIGURE 2.38 – Temps de groupe de l'antenne en fonction des fréquences

Facteur de fidélité

Le facteur de fidélité du système est un autre paramètre important pour la quantification de la distorsion. Pour mesurer la ressemblance entre les signaux transmis et reçus, ces derniers sont figurés dans la figure 2.39. Les résultats du FF pour les deux orientations sont résumés dans le tableau 2.5. Nous constatons que de bonnes valeurs (plus de 92%) sont obtenues. En d'autres termes, l'antenne proposée ne déforme pas le signal transmis.

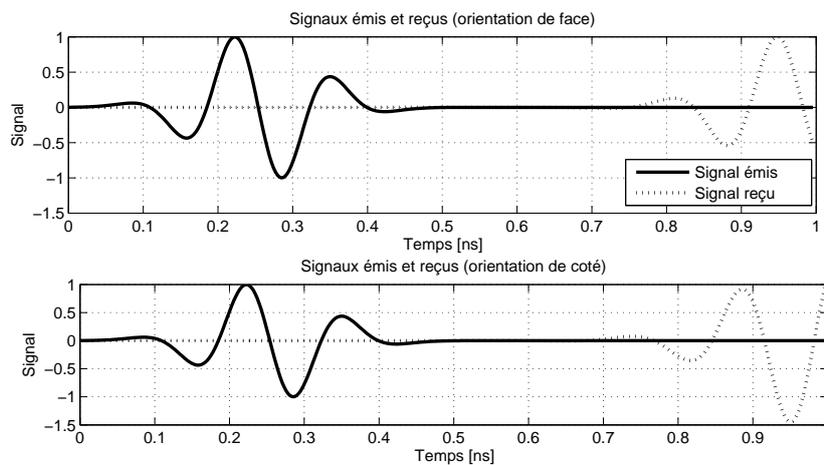


FIGURE 2.39 – Signaux émis et reçus pour les deux différentes orientations

Orientation	FF (%)
Orientation de coté	92.65
Orientation de face	89.93

TABLE 2.5 – Facteur de fidélité

2.4.3.5 Résultats de mesure

Dans le but de vérifier la validité de notre conception, l'antenne proposée a été réalisée (figure 2.40), alimentée par un connecteur SMA 50 Ω et testée avec l'analyseur de réseau vectoriel ANRITSU MS2037C VNA au sein du Laboratoire STIC, université de Tlemcen (Figure 2.41). La Figure 2.42 montre clairement l'accord entre les résultats simulés et ceux obtenus par la mesure (en termes de coefficient de réflexion) avec une légère dégradation dans les hautes fréquences, qui sont probablement causées par des pertes dues à la soudure du connecteur SMA.



FIGURE 2.40 – Prototype de l'antenne réalisée (vue de Top et Bottom)



FIGURE 2.41 – Analyse de l'antenne

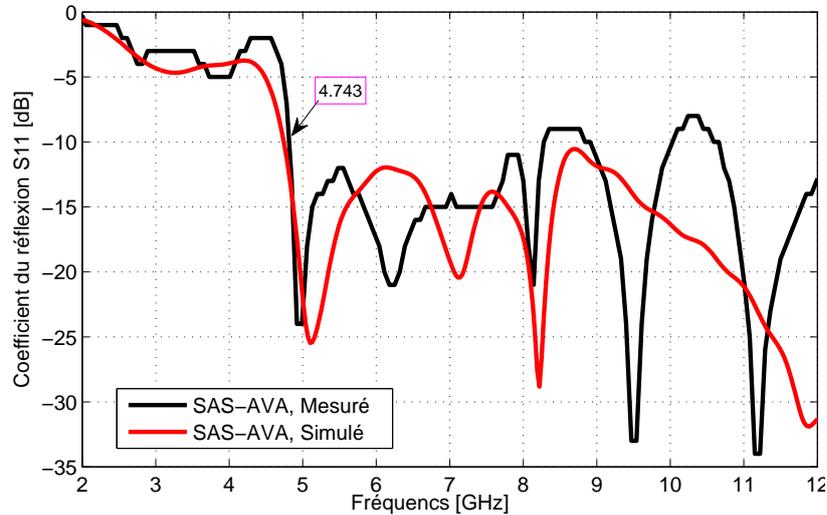


FIGURE 2.42 – Comparaison des coefficients de réflexion simulé et mesuré

2.5 Conclusion

L'intérêt de la technologie ultra large bande se valide jour après jour. Dans un système imageur, cette technologie garantit une bonne résolution en distance grâce à son large spectre. Encore plus, elle peut considérablement diminuer les interférences dans les réseaux clairsemés. Un aperçu sur cette technologie novatrice est donné, en mettant l'accent sur les signaux à utiliser en transmission ayant la particularité d'avoir une très courte durée. La technologie ULB exige le passage vers les antennes ultra large bande. La conception de ces antennes rencontre plus de contraintes et défis par rapport aux antennes à bande étroite. D'autres paramètres sont pris en compte pour mieux évaluer ces antennes, il s'agit donc de ses caractéristiques temporelles. Cette analyse temporelle est cruciale car l'antenne est spécialement conçue pour les réseaux d'imagerie dans le domaine temporel. Ainsi, nous avons défini au préalable, quelques paramètres qui servent à caractériser les antennes ULB. Notre choix s'est penché vers les antennes imprimées (comme antennes élémentaires) qui constituent une nouvelle génération innovante des antennes ULB. Lors de la conception, nos soucis étaient d'atteindre une large bande passante avec une taille réduite de l'antenne pour atteindre à la fois une meilleure résolution et un coup acceptable.

Les résultats de simulations prouvent que les performances de ces antennes répondent aux exigences désirées en termes de coefficient de réflexion, adaptation, gain, diagramme de rayonnement et efficacité. Les antennes offre aussi des bonnes performances dans le domaine temporel, où elles exhibent des bonnes valeurs du coefficient de fidélité, une fonction de transfert linéaire et un temps de groupe stable. Les antennes proposées et simulées ont été réalisées au sein de notre laboratoire (LTT), un accord assez satisfaisant est achevé entre les résultats de mesure et de simulations. De plus, elles ont un profil minuscule qui leur permet de s'intégrer facilement dans un réseau tout en réduisant les dimensions de ce dernier.

Après que nous avons fait notre choix sur les antennes élémentaires ainsi que leur conception nous présenterons dans le chapitre suivant l'élaboration et la conception du réseau MIMO ULB 2D.

Chapitre 3

Conception des réseaux d'antennes MIMO ULB pour système radar micro-onde

3.1 Introduction

Comme nous voyions dans le chapitre 1, les avantages du système radar fait de lui un choix optimal pour les systèmes d'imagerie micro-onde. La qualité d'un système d'imagerie est évaluée par ses résolutions, angulaire et en distance. Théoriquement parlant, la résolution en distance du système d'imagerie est principalement contrôlée par la largeur de bande, tandis que la résolution angulaire dépend principalement à la taille de l'ouverture du réseau et de meilleurs résultats ne peuvent être obtenus qu'avec une grande ouverture. A cet égard, un grand réseau d'antennes avec un espacement dense des éléments est nécessaire. Cependant, l'augmentation du nombre d'antenne dans le réseau avec un espacement dense mène à un système, coûteux et complexe avec un fort niveau du couplage. D'autre part, la conception d'un réseau clairsemé avec un grand espacement des antennes produira un niveau de lobes secondaire élevés, ce qui détériorera la qualité des images.

Pour surmonter ces contraintes, la configuration MIMO est l'une des solutions les plus prometteuses pour le réseau d'antennes ULB 2D appliqué dans un radar en imagerie à haute qualité et son exploitation devient une évidence comme elle assure de bonne performances avec un nombre moins important d'éléments par rapport aux réseau conventionnels [81]. Les avantages de la technologie MIMO combinés à une ultra large bande (ULB)

passante opérationnelle peut effectivement développer des réseaux clairsemés à bas cout pour l'imagerie à courte portée. En principe, le radar d'imagerie MIMO ULB s'appuie sur la transmission d'impulsions très courte en temps par multiples émetteurs, et la détection du rayonnement rétrodiffusé par multiples récepteurs. L'adoption des deux approches permet d'atteindre les performances d'imagerie requises (par rapport à l'approche classique à bande étroite et monostatique) avec un nombre significativement réduit d'éléments dans le réseau. L'objectif ce chapitre sera de présenter la technologie MIMO ainsi que le procédé de conception des réseaux d'antennes 2D. Dans un premier lieu, nous donnerons une description de la technologie MIMO en système radar et ses apports comparés aux radars traditionnels. Un état de l'art sur les topologies des réseaux MIMO pour l'imagerie sera dressé. La notion du réseau virtuel et le principe de la méthode de projection seront présentés avant de procéder à la conception de notre réseau MIMO ULB 2D. La dernière section concernera l'étude du couplage entre les éléments du réseau.

3.2 Concept MIMO en radar

Le MIMO, abréviation de « *Multiple Input Multiple Output* » ou en français multi-entrées multi-sorties, a réussi à susciter beaucoup d'intérêt dans divers applications qui touchent différents domaines tels que les télécommunications, l'automatique et récemment les systèmes radars. C'est un concept qui suggère une étude multiple d'un seul système et peut améliorer significativement les performances de ce dernier. Ces améliorations ont boosté la roue de développement pour arriver aux systèmes MIMO actuellement utilisés.

L'idée derrière a été initialement proposée par les automaticiens en 1974 [82] pour une bonne estimation des paramètres d'un système en étudiant ses entrées. Dans les débuts des 1990 et après l'utilisation du MIMO dans les télécommunications, ce concept est devenu très répandu. Il fut une révolution autant dans le monde des recherches que le monde d'industrie grâce aux avantages qu'il offrit en termes de la longue portée de transmission, le grand débit, la diversité spatiale et la minimisation des erreurs.

Dans ces dernières années, le concept MIMO s'ouvrit sur le monde des radars. Tout en créant un nouveau thème de recherche [83], les radaristes tirent alors profit de ses performances pour améliorer la précision de détection et la résolution du radar en tant qu'un système d'imagerie. La première application de ce concept dans le domaine des radars était par [84] et [85] en 1984 et 1992 respectivement. Malgré qu'ils n'optaient pas par le terme MIMO, leur systèmes consistent en plusieurs antennes en émission et plusieurs pour la collection des signaux. En 2003, les auteurs de [86] adoptent le terme

radar MIMO et prouve sa capacité à améliorer la résolution grâce à la diversité spatiale et la création d'un grand réseau virtuel et la richesse des données qui se traduit par la mesure de toutes les fonctions de transfert pour chaque couple émetteur/récepteur.

La notion de radar MIMO caractérise donc un système radar dont on trouve plusieurs éléments (antennes) en émission et en réception comme illustré dans la figure 3.1. Ce radar est une généralisation du concept du radar multistatique (distribué) avec une différence clé qui réside dans le fait que le radar MIMO émet les signaux simultanément et reçoit simultanément aussi les ondes réfléchies par la cible tandis que le radar distribué émet les signaux séquentiellement [87]. Les informations collectées sont ensuite traitées ensemble.

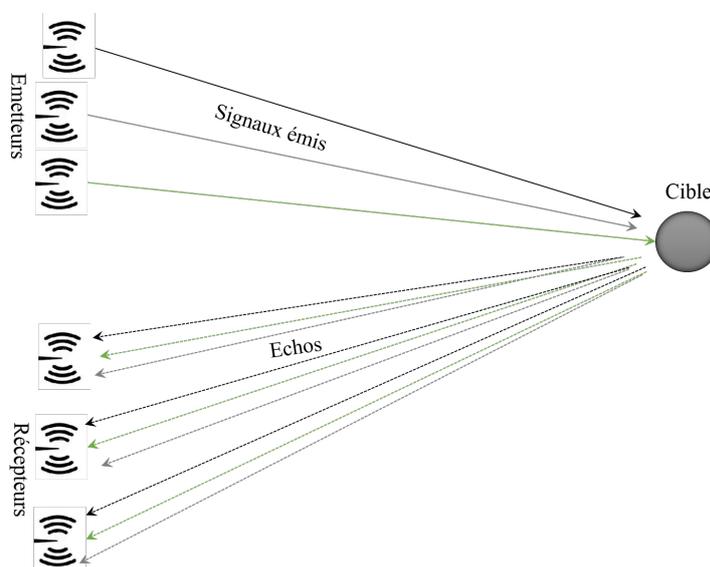


FIGURE 3.1 – Configuration du radar MIMO

3.2.1 Intérêt de la diversité des réseaux MIMO en radar

Ce paragraphe donne brièvement une comparaison en marquant les avantages du système radar à une configuration MIMO par rapport à deux types des systèmes radar conventionnel à savoir le SAR et SIMIO/MISO radar.

Le Radar à synthèse d'ouverture ou communément dit SAR (Synthetic Aperture Radar), utilise traditionnellement une seule antenne qui se déplace à l'aide d'un système mécanique pour l'émission et la réception. L'antenne en émission sert à balayer la scène

à imager séquentiellement selon un ou plusieurs axes comme l'illustre la figure 3.2 et en réception elle écoute le signal réfléchi par des éventuelles cibles pour reconstruire l'image à l'aide un algorithme d'imagerie. Supposant M positions, le signal reçu est un vecteur qui comporte les composantes de chaque position.

$$S_r = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{22} & \cdots & S_{mm} \end{bmatrix} \quad m = 1, \dots, M \quad (3.1)$$

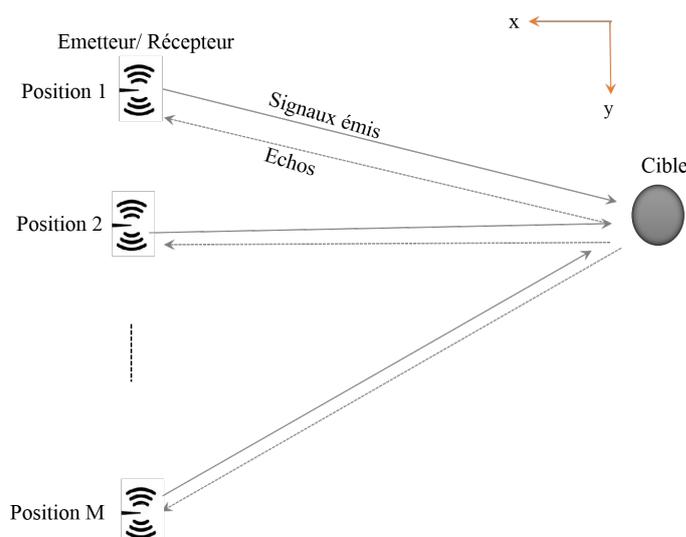


FIGURE 3.2 – Configuration du radar SAR

L'avantage majeur de ce système réside dans l'utilisation d'une seule antenne qui rend le système très facile à sa mise en œuvre. Le déplacement de l'antenne permet de former une grande ouverture synthétique enlevant ainsi la contrainte de la résolution angulaire étant donné que la zone visée est illuminée plusieurs fois. Il est considéré comme un système d'imagerie performant vu qu'il est basé sur la combinaison cohérente de signaux acquis à partir de différentes positions, ce système a été dernièrement étudié par Chouiti et al [28] pour la détection d'objets enfouis. La différence significative entre ce radar et un radar MIMO «typique», qui tire pleinement profit des degrés de liberté, est que le SAR n'a pas accès aux mesures de canal pour toutes les paires de positions émission-réception. De manière équivalente, on peut dire que seuls les éléments diagonaux de la matrice de canal sont mesurés [83].

L'autre inconvénient de ce type de radar est le temps d'acquisition de données, à cause du balayage mécanique de l'antenne qui dépend de la taille de l'antenne utilisée [88] et

qui prétend un temps très long pour illuminer toute la scène à imager. Subséquemment, les applications en temps réel ne favorisent pas ce système.

Pour le radar SIMO (Single Input Multiple Output) dont la configuration consiste en une seule antenne est utilisée en émission sur plusieurs antennes en réception (figure 3.3), le problème du temps d'acquisition de données est pallié en omettant le mouvement mécanique des antennes. Considérant M antennes réceptrices, le vecteur du signal reçu est donné par :

$$S_r = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{21} & \cdots & S_{m1} \end{bmatrix} \quad m = 1, \dots, M \quad (3.2)$$

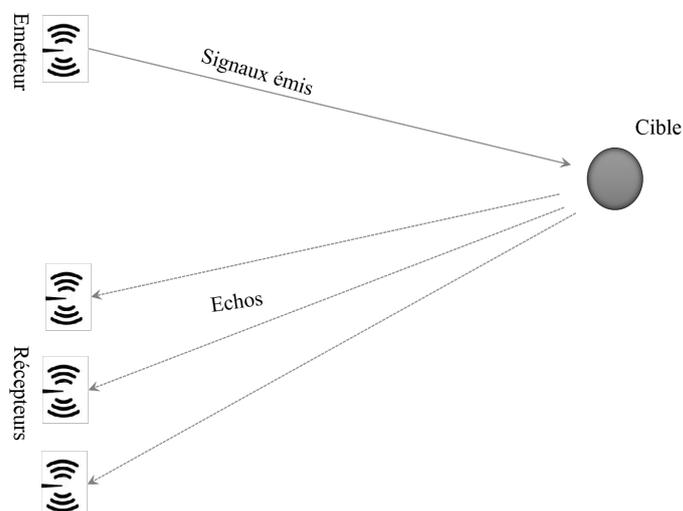


FIGURE 3.3 – Configuration du radar SIMO

De même, la configuration MISO (Multiple Input Single Output) qui consiste en M antennes émettrices et une seule antenne à la réception revient au signal reçu suivant

$$S_r = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & \cdots & S_{1m} \end{bmatrix} \quad m = 1, \dots, M \quad (3.3)$$

Par rapport à la configuration MIMO qui consiste à utiliser de multiples émetteur et récepteur et permet l'exploitation de tous les signaux de matrice de la fonction de transfert, les configurations SIMO/MISO (connu sous le nom réseau phasé) reviennent à mesurer une seule colonne ou une seule ligne de la matrice du canal. Par conséquent le radar MIMO montre sa supériorité grâce à la diversité et la richesse des données fournies.

Si on suppose que nous ayons un système MIMO de L antennes émettrices et K antennes réceptrices, le signal reçu MIMO s'écrit par conséquent dans une matrice comme suit :

$$S_r = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & \cdots & S_{1l} \\ S_{21} & S_{22} & \cdots & S_{2l} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ S_{k1} & S_{k2} & \cdots & S_{kl} \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

Nous pouvons conclure, selon la définition la plus générale, que ces systèmes traditionnels peuvent être considérés comme des cas particuliers des radars MIMO.

3.3 Notion du réseau virtuel

La diversité spatiale offerte par le radar MIMO permet d'engendrer la notion du réseau virtuel ou également dit réseau effectif. À partir d'un réseau de L émetteurs (Tx) et d'un réseau de K récepteurs (Rx), il en résulte mathématiquement parlant, un réseau virtuel de $N_v = K \cdot L$ éléments avec une grande ouverture virtuelle. Donc, à partir d'un réseau physique avec peu d'éléments ($N_t = K + L$) on peut créer un réseau composé d'un nombre plus grand d'antennes virtuelles.

Cet avantage améliore la résolution angulaire et offre une immunité considérablement améliorée contre les interférences. En plus, la probabilité de détection des cibles est également augmentée. D'autre part, le gain en SNR (Signal to Noise Ratio) qui proportionnel au nombre N_v sera amélioré [89]. En général, ce réseau effectif représente la convolution entre les distributions des réseaux d'émission et de réception. Notant, x_{tx} et x_{rx} les emplacements des antennes émettrices et réceptrices, les distributions spatiale qui définit la répartition des antennes émettrices et réceptrices respectivement D_t et D_r sont :

$$D_t(x) = \sum_{l=1}^L \delta(x - x_{tx}) \quad (3.5)$$

$$D_r(x) = \sum_{k=1}^K \delta(x - x_{rx}) \quad (3.6)$$

La fonction de distribution spatiale du réseau virtuel D_v est donnée en conséquence par l'équation (3.7), le terme $(x_{tx} + x_{rx})$ représente l'emplacement des éléments virtuels. Le signe $(*)$ désigne le produit de convolution.

$$D_v = D_t(x) * D_r(x) = \sum_{l=1}^L \sum_{k=1}^K \delta(x - (x_{tx} + x_{rx})) \quad (3.7)$$

Plusieurs arrangements des réseaux physiques peuvent obtenir le même réseau virtuel, mais, la configuration idéale est celle qui contient le plus petit nombre d'antennes. A titre d'illustration, pour un nombre $N_v = 16$, trois combinaisons sont possible : 1x16 (Tx/Rx), 2x8 (Tx/Rx) et 4x4 (Tx/ Rx). La première combinaison requiert 17 antennes physiques, la deuxième 10 antennes alors que la troisième ne nécessite que 08 antennes au total. En assurant la même résolution, évidemment, la dernière combinaison permet de réduire le nombre des antennes et donc le cout. La figure 3.4 montre un exemple d'un réseau virtuel équivalent obtenu par cette combinaison d'antennes.

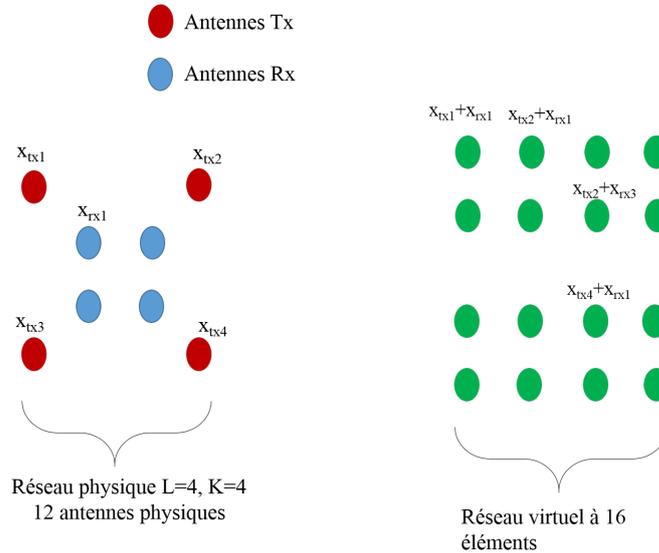


FIGURE 3.4 – Illustration d'un exemple de réseau virtuel MIMO $L=4$, $K=4$

Le nombre d'antennes inclus dans le réseau n'est pas le seul paramètre qui permet d'avoir les performances visées. L'arrangement de ces antennes dans le réseau est aussi important. Donc, concevoir une topologie optimale du réseau est une étape inévitable et l'une des techniques clés dans la conception du système d'imagerie mais cela reste un challenge pour ces systèmes. Elle a de grands effets sur la qualité d'imagerie et elle peut augmenter l'efficacité des éléments émetteur-récepteur comme nous le montrons par la suite. Pour augmenter la vitesse d'acquisition des données et potentiellement fournir des images 3D à haute résolution, un réseau bidimensionnel (2D) est recommandé [90].

3.4 Méthode de projection et notions de shadowing et de redondance

Pour expliquer le principe de la méthode de projection, nous présentons dans la figure 3.5 à titre illustratif une comparaison entre deux réseaux 2D exemples. Ces deux réseaux ayant le même nombre d'antennes, diffèrent dans leurs topologies. Le premier réseau consiste en une topologie matricielle carré à 9 éléments avec un espacement entre éléments de $\lambda_c/2$. Le deuxième quant à lui est obtenu en arrangeant les antennes d'une manière non uniforme (i.e. l'espacement entre éléments est différents d'une ligne à l'autre). En projetant les éléments des réseaux sur l'axe des abscisses, les réseaux unidimensionnels équivalents sont obtenus et illustrés dans la même figure. Nous noterons que pour le réseau carré (figure 3.5 (a)), le réseau 1-D équivalent ne comporte que 3 éléments avec un espacement de $\lambda_c/2$ entre éléments. Le poids de chacun d'eux est 3, car les trois éléments sont tous projetés au même point. D'autre part, le réseau 1-D équivalent du réseau 2 (figure 3.5 (b)) contient plus d'élément (7 antennes) avec un espacement non uniforme, en conséquence, il est plus dense ce qui donne un degré de liberté plus grand.

Dans le réseau 1 (carré) trois éléments se chevauchent, on appelle ce phénomène « **shadowing** ». Il apparaît lorsque plus de trois éléments se chevauchent en projetant les éléments dans une dimension spatiale. Le poids de chaque élément dans les réseaux équivalents est déterminé par le nombre d'éléments qui se chevauchent sur cette position. Étant donné que deux éléments virtuels seront alignés dans une certaine direction, c'est le troisième élément en collision possible qui doit être soigneusement évité [91] pour ne pas détériorer la qualité d'imagerie.

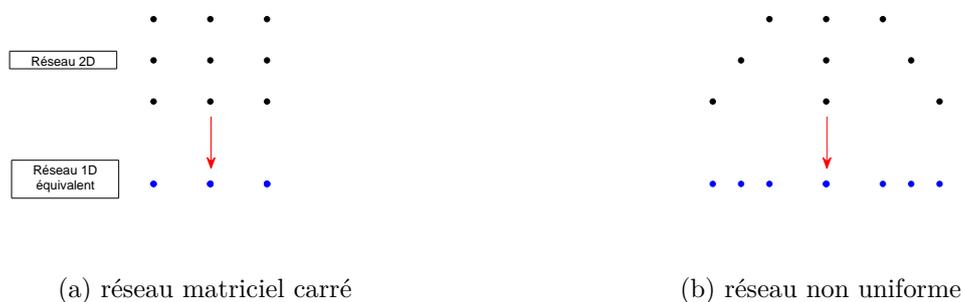


FIGURE 3.5 – Illustration du principe de la méthode de projection et le phénomène du shadowing

Un autre paramètre influence la qualité du système d'imagerie, c'est la « *redondance* » qui a une relation directe avec le réseau effectif. Dans un réseau multistatique, chaque paire émission / réception est associée à un élément virtuel. Tous les éléments virtuels forment alors l'ouverture synthétique du réseau. Pour un réseau avec L antennes d'émission et K de réception, le nombre maximal d'éléments virtuels est leur multiplication $K \cdot L$. La redondance aura lieu lorsque deux éléments virtuels se chevauchent spatialement dans le réseau effectif du réseau MIMO ULB, ce qui entraîne un nombre total d'éléments virtuels inférieur à $K \cdot L$. Un tel phénomène entraîne la perte de liberté de contrôle du réseau, réduisant ainsi la résolution et l'apparition des artéfacts dans l'image créée. Par conséquent, ces éléments qui se chevauchent ne contribuent en rien à améliorer le rapport lobe principal / lobe secondaire [92].

3.5 État de l'art sur la conception des topologies des réseaux MIMO

Au cours des dernières années, des efforts importants ont été déployés sur les réseaux MIMO et qui ont permis de prouver leur potentiel comparé à leurs homologues pour des applications en imagerie micro-onde.

Dans la littérature, plusieurs topologies de ces réseaux sont exposées. Dans cette section, le but est de présenter dans un cas non exhaustif quelques contributions qui nous ont inspiré. En 1996, Lockwood et Foster [93] ont suggéré une méthode pour la conception des réseaux 2D clairsemées en choisissant un espacement périodique mais différent pour

les éléments d'émission et de réception. Plus récemment, Ahmed et al. [94] ont conçu et comparé plusieurs géométries des réseaux 2D multistatiques en champ proche en se basant sur le concept du réseau virtuel.

Dans un autre travail [95], Yang et al ont étudié et comparé différentes géométries des réseaux MIMO 2D pour l'imagerie ULB en champ proche. Pour cela, les topologies sont développées selon le principe de réseau virtuel et la méthode de projection. Les réseaux sont formés de 4 émetteurs et 16 récepteurs avec un total de 20 antennes physique qui correspond à 64 éléments virtuels.

Les chercheurs Zhuge et Yarovoy ont proposé une méthode pour concevoir des réseaux 1D et 2D optimaux. Dans [96], ils ont étudié une topologie d'un réseau 2D rectangulaire uniforme avec un nombre total d'antennes de 25 (9 antennes émettrices et 16 réceptrices). Les antennes réceptrices sont distribuées dans les quatre coins du rectangles sous forme des sous réseaux chacun comprend 4 antennes tandis que les antennes émettrices sont placé au milieu de ce rectangle avec un espacement uniforme. Toutefois, l'effet du shadowing est capital dans ce réseau ce qui affecte par conséquent la qualité d'imagerie. Les mêmes chercheurs ont proposé dans une autre étude [97], une topologie curviligne à deux dimensions offrant de meilleures performances par rapport à d'autres systèmes comportant la même taille d'ouverture et le même nombre d'éléments (9 antennes émettrices et 16 réceptrices). En répartissant les antennes des réseaux d'émission/réception, en une géométrie curviligne (cela résulte en un réseau virtuel curviligne aussi), cette nouvelle classe de configurations du réseau MIMO présente un shadowing et une redondance, inférieurs à toutes les configurations classiques connues.

Dernièrement, Tan et al [98] ont optimisé une topologie d'un réseau 2D composé de 4 émetteurs et 16 récepteurs avec un réseau virtuel d'une distribution uniforme. Le réseau vérifie les deux principes de formation de réseaux qui sont les faibles redondance, et shadowing selon les deux axes de projection. Les résultats d'imagerie obtenus par le réseau proposé ont été satisfaisants en comparant avec d'autres topologies des réseaux possédant le même nombre d'antennes. Dans [99], ils ont aussi proposé une méthode d'optimisation mais seulement pour les réseaux dont le nombre d'antennes d'émission et de réception sont multiples de 4. Deux topologies ont été conçues avec cette méthode, la première contient 4 émetteurs qui sont placé dans les 4 sommets d'un carré, et 16 éléments de réception qui sont tous placés à l'intérieur du carré et leurs emplacements sont obtenus par le procédé proposé dans ce même travail. La deuxième topologie garde la même ouverture de réception mais avec 8 émetteurs dont l'arrangement opté est celui d'un périmètre d'un cercle. Les deux topologies offrent de meilleurs résultats en comparaison avec d'autres

topologies de la littérature.

En 2018, Anadol et al [100] ont proposé une topologie d'un spiral d'Archimède en aboutissant une bonne résolution avec 32 antennes émettrices et 32 réceptrices.

Néanmoins, si les réseaux MIMO bénéficient d'une importance notable notamment pour les applications d'imagerie à courte portée grâce à leur avantages et caractéristiques de diversité, les réseaux denses entraînera un grand nombre d'éléments, ce qui pose plusieurs problèmes, tels que le coût élevé, la complexité de l'architecture électronique et un couplage important entre les éléments.

Dans le cadre de notre travail, notre contribution est de concevoir une topologie d'un réseau MIMO avec un nombre réduit des antennes tout en gardant la bonne résolution des images en se reposant sur le concept du réseau virtuel et la projection pour réduire l'effet du shadowing et la redondance afin de diminuer par conséquent le couplage et le cout du système. Le système sera testé dans le prochain chapitre en appliquant un algorithme d'imagerie sur les données collectées à partir de ce réseau.

3.6 Architecture des réseaux d'antennes MIMO

Dans cette section nous présentons le procédé de la conception d'un réseau d'antennes MIMO ULB 2D. L'utilisation du concept du réseau virtuel pour la conception du réseau MIMO fournit une solution analytique permettant de définir des sous-réseaux d'émission et de réception distincts et réduit le nombre total d'antenne tout en conservant les mêmes performances. Ainsi, comme mentionné auparavant, la méthode de projection permet d'apercevoir d'éventuels effets du shadowing. Avant de procéder à la conception du réseau 2D, et de façon à montrer l'efficacité de notre réseau et comparer sa performance, nous allons présenter deux autres topologies linéaires (uniforme et non uniforme) contenant le même nombre d'antennes.

3.6.1 Réseau d'antennes uniforme

Le premier réseau linéaire uniforme est composé de 4 antennes émettrices et 4 réceptrices espacées uniformément de $d_r = d_t = 0.5\lambda_c$ tel que montré dans la figure 3.6 (a). λ_c étant la longueur d'onde à la fréquence centrale de la bande de fréquence de fonctionnement.

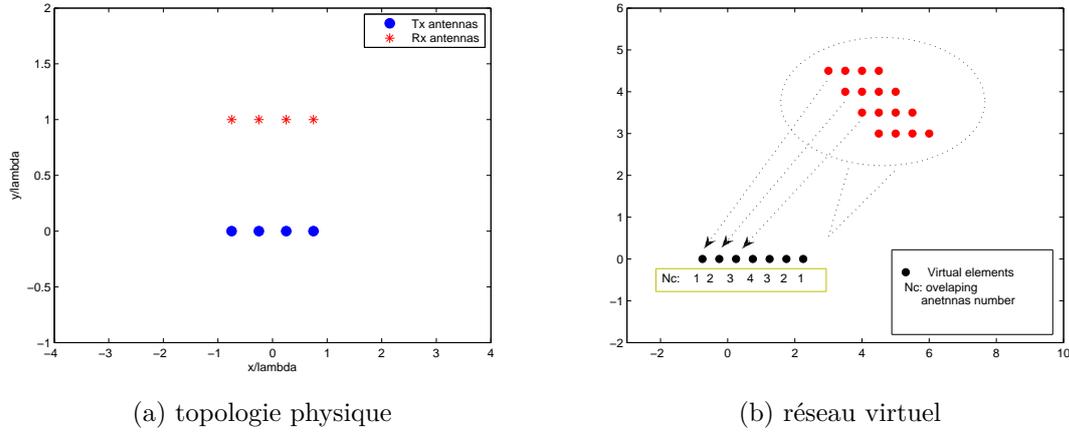


FIGURE 3.6 – Réseau uniforme

Pour ce réseau, le réseau virtuel est composé de 7 éléments espacé d'une demi-longueur d'onde avec la présence de la redondance de quelques antennes. Ceci est clairement noté dans la figure 3.6 (b) qui montre le procédé de génération du réseau effectif, où plus de deux éléments se chevauchent dans le même point. Généralement pour un réseau MIMO dont l'espacement est uniforme et égale pour le réseau d'émission et de réception, le nombre virtuel des antennes vaut $K+L-1$.

3.6.2 Réseau d'antennes non uniforme

Nous considérons dans ce deuxième réseau linéaire non uniforme le même nombre d'antennes que le réseau précédent. Le réseau de réception est espacé de $d_r = 0.5\lambda_c$ et quant au réseau d'émission $d_t = \lambda_c$ (figure 3.7 (a)). Bien que les deux réseaux linéaires comportent le même nombre d'éléments physiques dans leur ouverture mais ce deuxième réseau contient plus d'éléments virtuels (figure 3.7 (b)), cela revient à la non uniformité entre les réseaux d'émission et de réception.

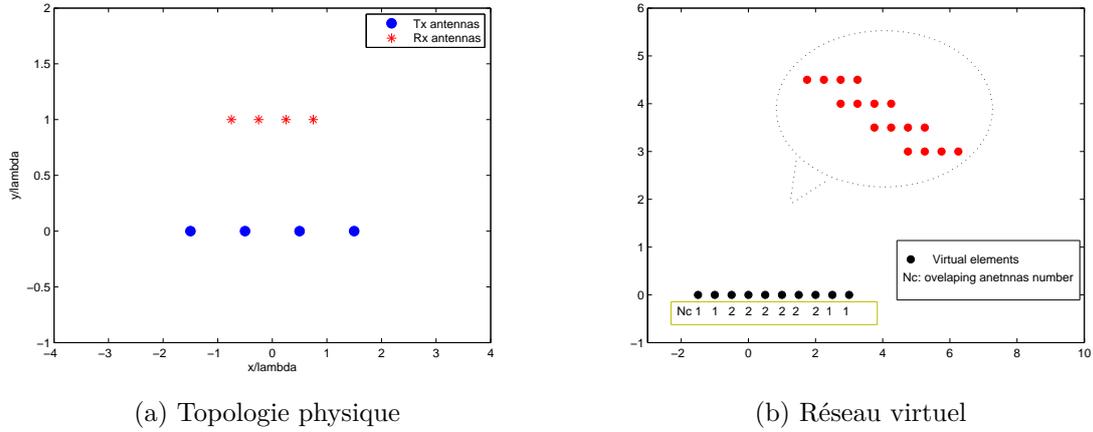


FIGURE 3.7 – Réseau non uniforme

3.6.3 Réseau d'antennes 2D

Dans cette étude, Nous proposons de concevoir un réseau 2D MIMO en suivant l'organigramme présenté dans la figure 3.8. La première étape consiste à déterminer la taille d'ouverture l du réseau virtuel selon les axes x et y , qui peut être déduite des résolutions spatiales requises selon les axes x et y à partir des équations suivantes :

$$\delta_{c-x} = \frac{d \cdot \lambda_c}{l_x} \quad (3.8)$$

$$\delta_{c-y} = \frac{d \cdot \lambda_c}{l_y} \quad (3.9)$$

Où d représente la distance au point focal (cible), l_x et l_y sont les tailles de l'ouverture virtuelle selon les axes x et y respectivement, et λ_c est la longueur d'onde à la fréquence centrale. Pour les réseaux MIMO, l'ouverture virtuelle est la somme des ouvertures des réseaux d'émission l_{Tx} et de réception l_{Rx} (équation (3.10)).

$$l = l_{Tx} + l_{Rx} \quad (3.10)$$

Après la détermination de la taille du réseau virtuel, le nombre des éléments virtuel dans ce réseau pourra être fixé. Selon ce nombre, nous déterminons ensuite le nombre d'antennes émettrices et réceptrices dans le réseau physique réel de la relation $N_v = K \cdot L$.

Vue la dimensionnalité du réseau 2D, le challenge dans le design de ce réseau réside dans la difficulté d'arranger minutieusement les antennes dans l'ouverture du réseau di-

rectement pour assurer une bonne illumination de l'objet à imager. Pour simplifier la tâche, la stratégie adoptée est de commencer par concevoir les réseaux 1D équivalents initiaux selon les deux axes ; horizontal ($1D_x$) et vertical ($1D_y$). Ensuite, nous utilisons inversement la méthode de projection appliquée sur les deux réseaux 1D pour élaborer la topologie 2D. La topologie élaborée devrait compenser et éviter les effets du shadowing et de la redondance tout en garantissant un faible niveau de couplage entre les antennes, minimisant ainsi leur interaction. La procédure sera répétée jusqu'à arriver à la topologie appropriée surpassant ces contraintes.

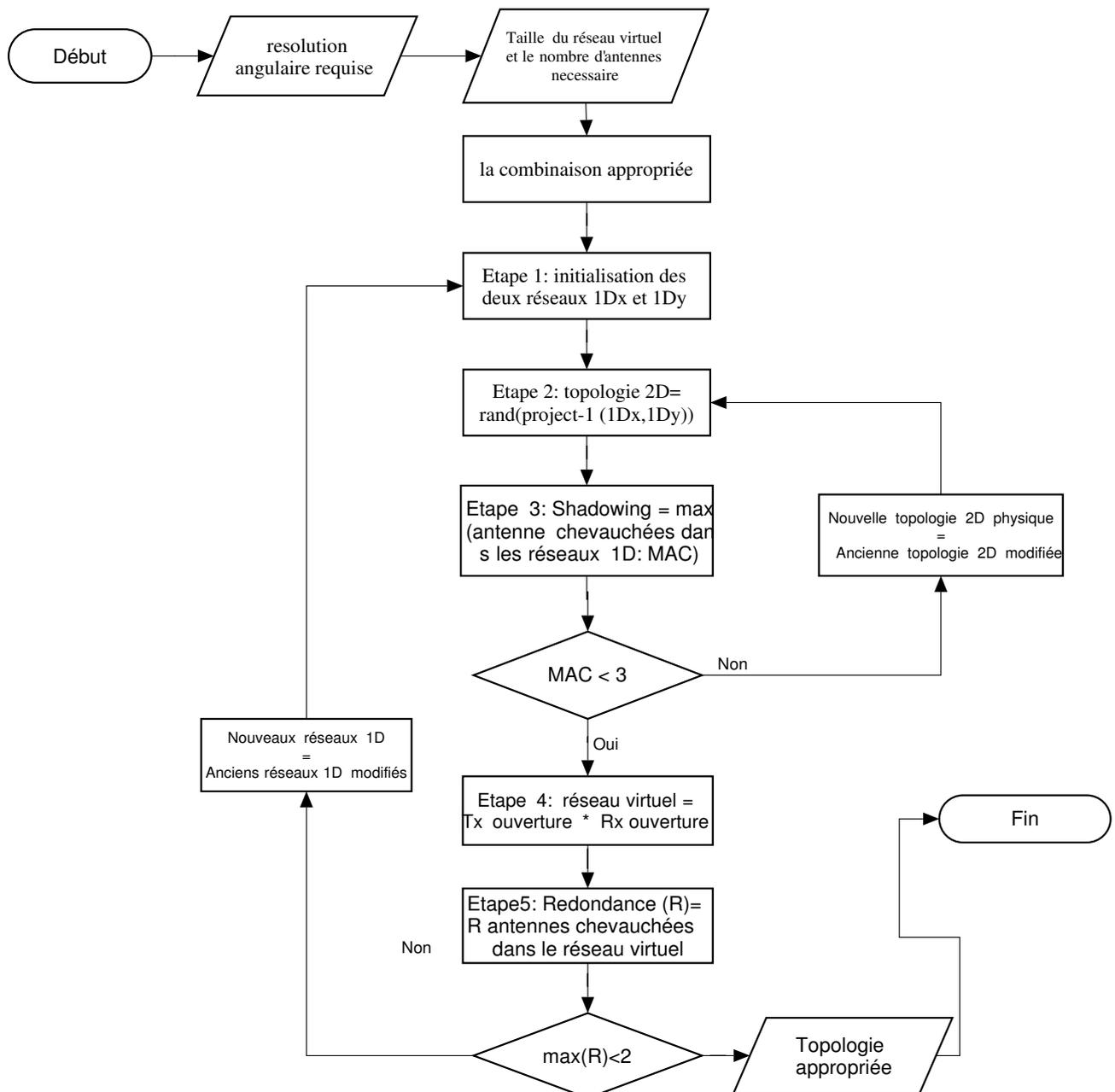


FIGURE 3.8 – Organigramme du procédé de la conception du réseau MIMO 2D

Étant donné que le réseau est destiné à des applications d'imagerie à courte portée, une résolution de 1 cm est requise. La taille de l'ouverture virtuelle résultante est donc d'environ 13 cm à la fréquence centrale. Partant d'un nombre d'éléments virtuel $N_v = 16$, il nous résulte trois propositions de combinaisons. La première à 17 (1/16) éléments physiques, la deuxième à 10 (2/8) éléments et la troisième avec 8 (4/4) éléments au total. Cette dernière est la plus adéquate puisqu'elle fournit la même résolution avec un nombre

réduit d'antennes.

La figure 3.9 montre Les réseaux $1D_x$ et $1D_y$ initiaux ainsi que le design de la topologie 2D initiale que nous avons empiriquement élaboré. Cette topologie cependant présente l'inconvénient d'avoir de la redondance dans son réseau virtuel. Ceci est montré dans la figure 3.10 où nous repérons trois antennes qui sont chevauchées avec d'autres réduisant le nombre des antennes virtuelles à 13.

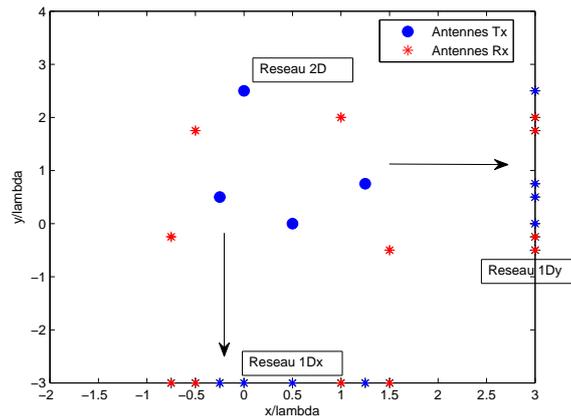


FIGURE 3.9 – Topologie 2D initiale et les réseaux $1D_x$ et $1D_y$ équivalents

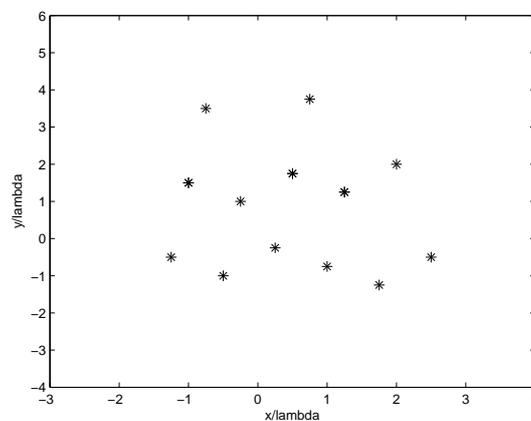


FIGURE 3.10 – Réseau virtuel de la topologie 2D initiale

Par conséquent, un choix judicieux des emplacements des antennes émettrices et réceptrices nous s'impose. Dans des autres configurations $1D_x$ et $1D_y$, nous décidons de placer les antennes émettrices aux extrémités des réseaux linéaires (figure 3.11). Ces réseaux sont non uniformes en ce qui concerne la distance séparant les antennes. Des distances inter-éléments de $0.25\lambda_c$ et $0.5\lambda_c$ sont fixées.

Puis, en utilisant la méthode de projection inverse, nous répartissons ces antennes Tx dans les quatre coins d'un grand losange dans le réseau 2D. Quant aux récepteurs ils ont distribués de la même manière aux quatre coins d'un petit losange à l'intérieur du premier. La topologie du réseau MIMO ULB que nous avons proposé est illustrée dans la figure 3.12 (a). Le réseau virtuel généré par cette topologie est par conséquent un losange qui contient 16 éléments et occupe une ouverture plus grande que le réseau physique (voir figure 3.12 (b)). Nous constatons aussi que la redondance est totalement éliminée. La projection des éléments du réseau que soit dans le plan des abscisses ou des ordonnées montre qu'il n'y a aucun élément qui se chevauche avec un autre dans les réseaux 1D équivalents. Ceci indique une absence de l'effet du shadowing.

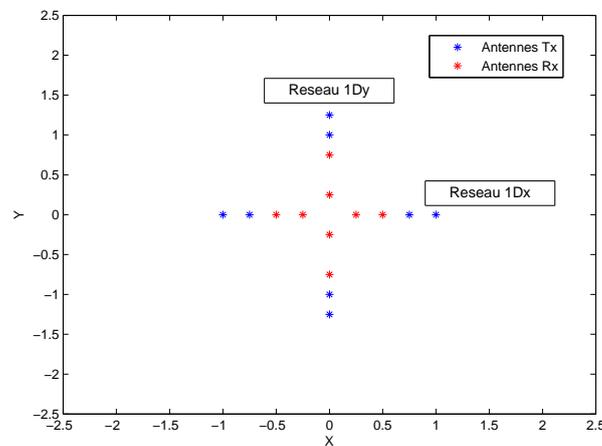
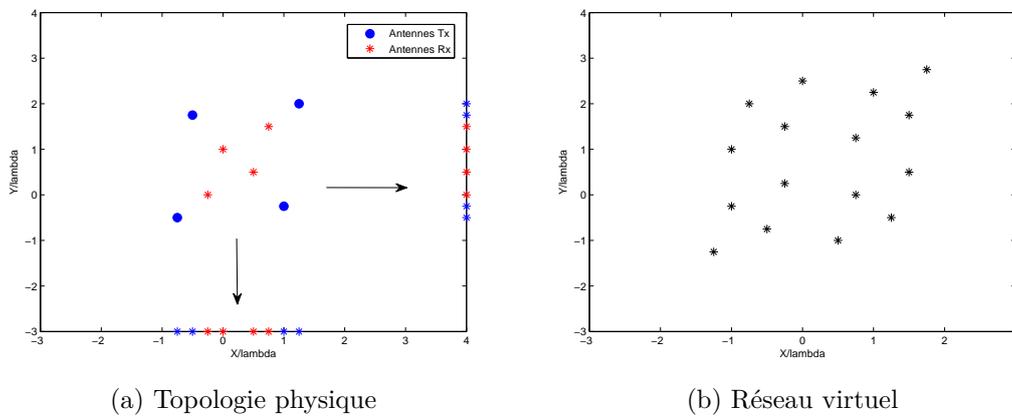


FIGURE 3.11 – Réseaux 1Dx et 1Dy de la topologie appropriée



(a) Topologie physique

(b) Réseau virtuel

FIGURE 3.12 – Réseau MIMO 2D

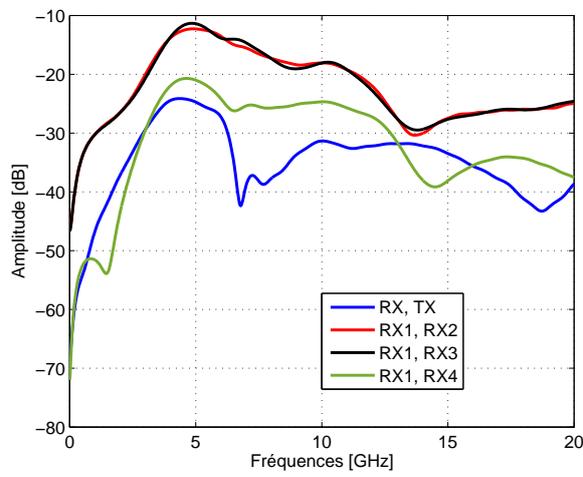
L'avantage de positionner les antennes émettrices aux coins extérieurs du réseau revient à nos besoins d'optimiser le niveau du couplage. Si les antennes d'émission sont situées au centre du réseau MIMO 2D, le niveau de couplage entre ces antennes augmentera considérablement puisqu'elles sont les sources de rayonnement et risque de dégrader les performances du réseau.

L'effet du couplage est pareillement pris en compte lors du procédé de la conception et doit être soigneusement traité ce qui résulte au design optimal que nous proposons. Une étude complète de ce paramètre sera entamée dans la section suivante.

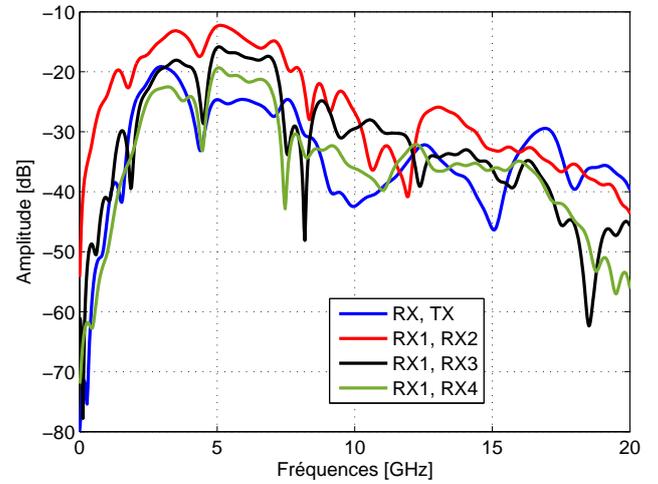
3.7 Étude du couplage dans le réseau MIMO ULB

Dans son environnement, l'antenne ne peut être jamais isolée. Notamment, dans le cas d'un réseau, la présence d'autres antennes à proximité peut changer les performances de cette antenne. L'interaction entre les antennes adjacentes dont une partie de l'énergie de la première peut être interceptée par l'autre, s'appelle un ***couplage***. Plus les antennes sont proches, plus l'effet du couplage est majeur. Dans la conception des réseaux d'antennes, il est primordial d'étudier ce paramètre couplage comme il a été montré qu'il altère la performance de tous le réseau [101] et sa qualité d'imagerie générant des artéfacts dans les images. Bien qu'un large espacement inter-antennes puisse éliminer l'effet du couplage, il provoque l'apparition des lobes secondaires ce qui rend la détection de l'objet plus difficile.

Il y a deux types de couplages qui doivent être observés, le couplage 'cross talk' et le couplage de diffusion. Le premier concerne la partie dissipée de l'antenne d'émission à une antenne réceptrice adjacente. Le deuxième représente l'interaction des antennes de réception entre elles car Lorsqu'une onde électromagnétique arrive à une antenne dans réseau d'antennes, une partie de l'énergie sera absorbée et une autre partie sera rediffusée dans l'espace libre et captée par des éléments adjacents. Dans cette recherche, un tel couplage est plus important que le couplage "cross talk" car malgré que la calibration (soustraction du background) puisse atténuer le couplage de diffusion, il ne peut pas être complètement supprimé vu qu'il est très proche de la réponse de la cible. L'étude a été réalisée donc pour les antennes de réception entre elles, et entre une antenne réceptrice et l'antenne émettrice adjacente (RX, TX). Nous présentons dans les figures de 3.13 à 3.18 le comportement de couplage du réseau monopole et le réseau Vivaldi et cela pour toutes les architectures à savoir le réseau uniforme, non uniforme, 2D initial, 1Dx, 1D et le réseau 2D final.

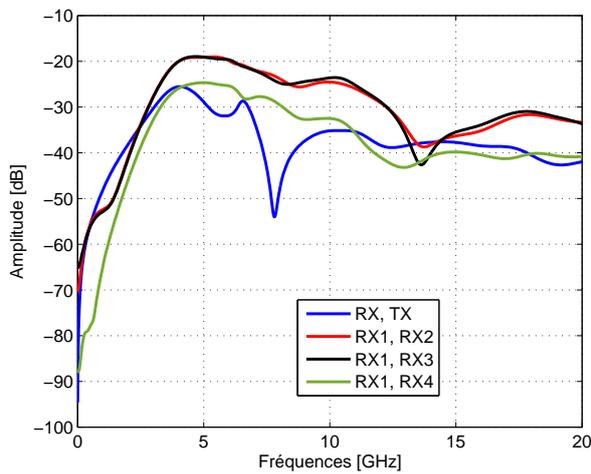


(a) Réseau monopole

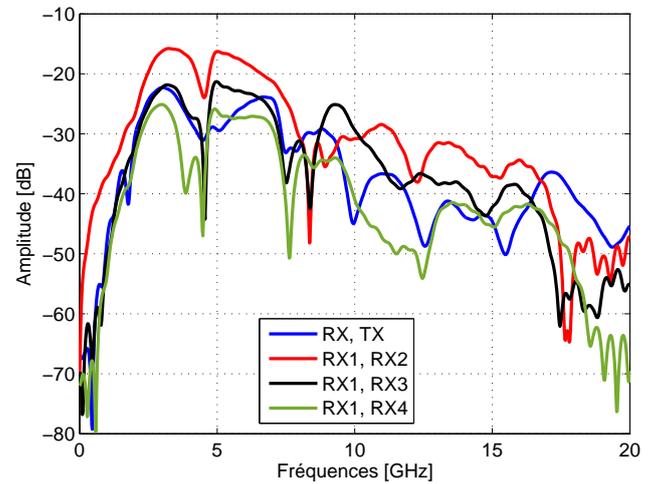


(b) Réseau Vivaldi

FIGURE 3.13 – Couplages du réseau uniforme

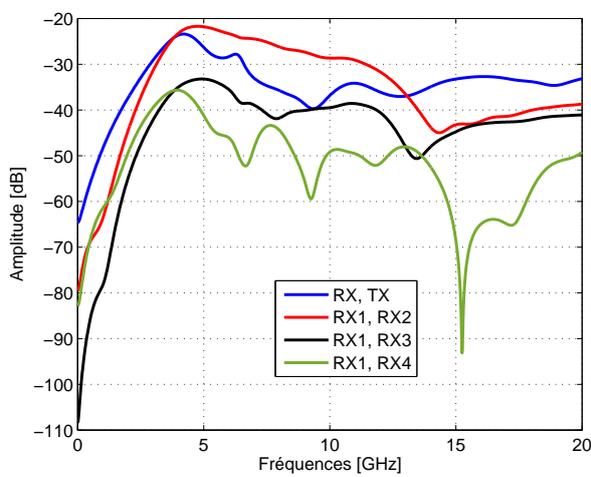


(a) Réseau monopole

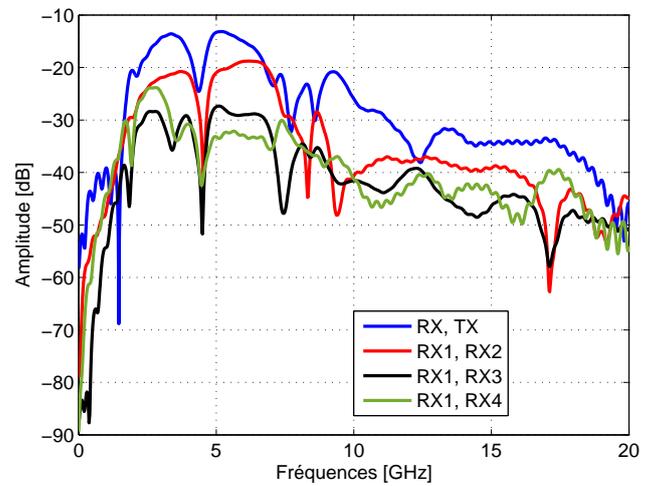


(b) Réseau Vivaldi

FIGURE 3.14 – Couplages du réseau non uniforme

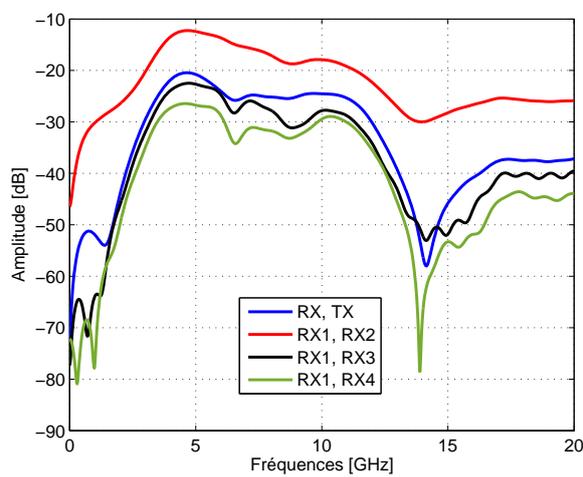


(a) Réseaux monopole

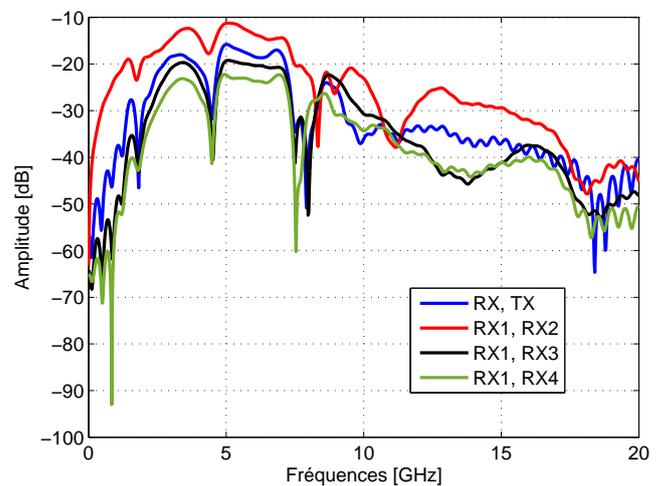


(b) Réseaux Vivaldi

FIGURE 3.15 – Couplages du réseau 2D initial



(a) Réseaux monopole



(b) Réseaux Vivaldi

FIGURE 3.16 – Couplages du réseau 1Dx

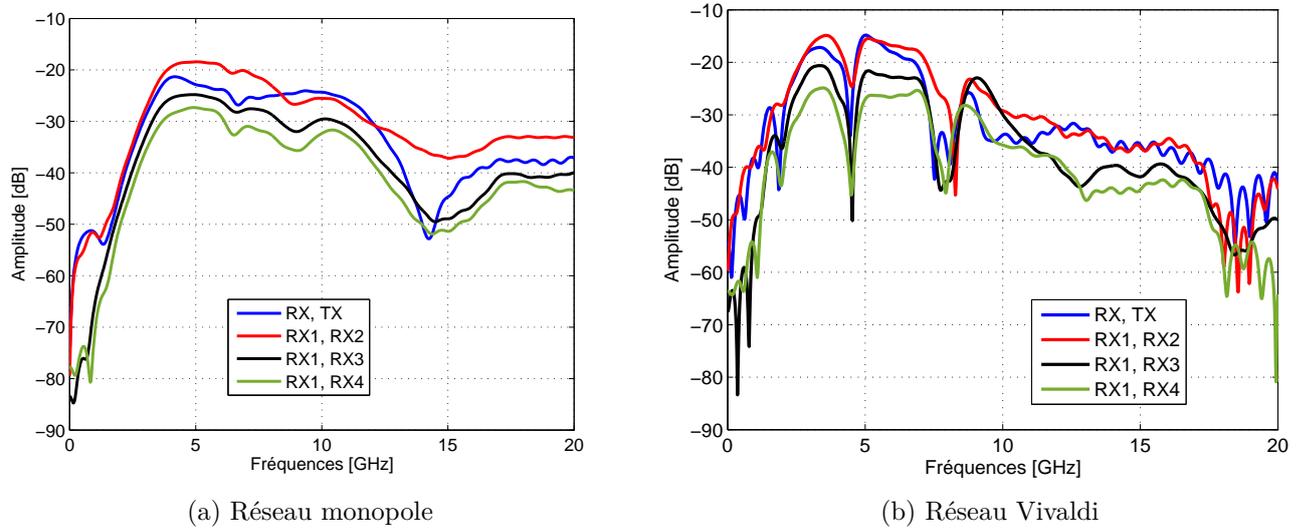


FIGURE 3.17 – Couplages du réseau 1Dy

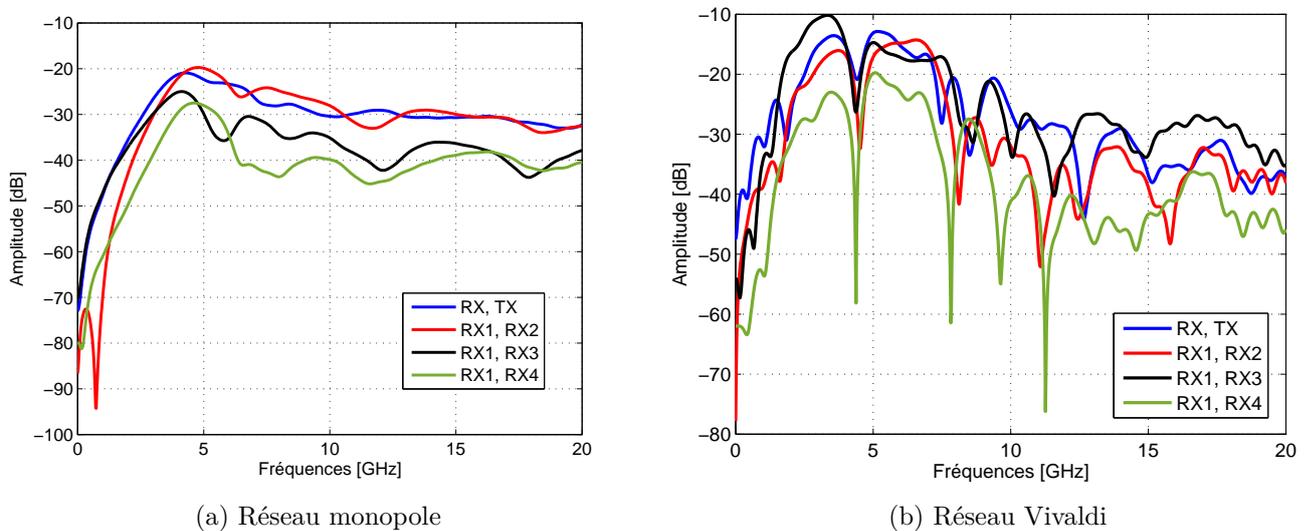


FIGURE 3.18 – Couplages du réseau 2D

Nous pouvons observer de ces figures que les niveaux du couplage des réseaux uniforme, non uniforme, 1Dx et 1Dy sont inférieur à seulement -10 dB que soit pour le réseau monopole ou Vivaldi. Tandis que dans les réseaux 2D (initial et final), les valeurs du couplage

ont diminué présentant un couplage maximal inférieur à -20 dB notamment pour le réseau monopole. Nous pouvons constater aussi que le niveau du couplage des réseaux monopole est inférieur à celui des réseaux Vivaldi ; cela est dû au positionnement de l'antenne dans le réseau qui est directement dépendant de la caractéristique de rayonnement de l'antenne. Ces résultats nous ont permis de prouver l'avantage de l'arrangement des antennes dans notre design et que l'étape d'imagerie peut être entamée garantissant que ce facteur n'influencera en rien la performance du réseau.

3.8 Conclusion

Il est important de disposer des bonnes résolutions angulaire et en distance afin d'obtenir une image fidèle de l'objet. Si la large bande passante opérationnelle permet d'obtenir une bonne résolution en distance, la résolution angulaire dépend principalement à la taille de l'ouverture du réseau. Ce chapitre nous a permis d'étudier la configuration MIMO pour les systèmes radar d'imagerie. En combinant les technologies ULB et MIMO, les réseaux d'imagerie MIMO ULB sont une bonne alternative des systèmes d'imagerie existants, pour répondre aux besoins de la haute résolution, le moindre cout, le minimum nombre d'antenne etc.

A cet effet, ce chapitre a introduit le concept des réseaux MIMO en système radar et a présenté ses avantages par rapport aux radars traditionnels. Il offre une meilleure richesse de données que les systèmes SIMO/MISO radar et une meilleure flexibilité en termes de temps d'acquisition des données comparé au SAR. En outre, le concept du réseau virtuel offert par ce type de radar alloue l'amélioration remarquable de la résolution sans avoir besoin d'augmenter le nombre des antennes utilisées. Nous avons conclu aussi que la topologie est l'une des clés d'un système d'imagerie optimal. Par conséquent, la géométrie doit être minutieusement conçue pour minimiser le couplage et les interférences dues à la création des lobes secondaires. Au cours de ce chapitre, nous proposons un algorithme de conception de réseau 2D basé sur le principe de réseau virtuel et de la méthode de projection. L'effet de la redondance et le shadowing ont été également éliminés. Nous pouvons constater qu'avec le même nombre d'antennes, nous pouvons atteindre plus de liberté avec ce réseau MIMO 2D (16 éléments virtuels) en comparant avec d'autres réseaux. Dans la dernière section, une étude du couplage entre les antennes dans les réseaux MIMO est fournie. Les résultats montrent que les réseaux n'engendrent pas un couplage qui peut détériorer la qualité d'imagerie.

Une fois nos systèmes Radar conçus, nous allons passer maintenant à l'étape d'imagerie.

Pour cela, nous avons développé un programme Matlab en utilisant l'algorithme de rétro-propagation (Back Projection BP), pour un système d'imagerie radar MIMO.

Chapitre 4

Détection en 3D d'objets par l'algorithme de rétro-propagation

4.1 Introduction

Le développement des technologies d'imagerie fiables et économiques constitue actuellement une demande croissante des sociétés modernes. La science de l'imagerie a permis à l'humanité de regarder à l'intérieur de la terre, à l'intérieur de nos corps, et vers l'univers dans lequel nous vivons. Cela nous a aidé à résoudre nos peurs causées par l'invisible et l'inconnu et nous donne plus de capacité à sonder, à résoudre et à guérir.

Nous détaillons jusqu'ici (dans les chapitres 1,2 et 3) la première partie d'un système d'imagerie qui représente l'architecture matérielle de celui-ci (le système radar MIMO ULB) mais pour compléter ses performances il convient de se servir d'un algorithme d'imagerie convenable.

A partir des signaux reçus, l'image de la scène sous test peut être formée donc à l'aide des algorithmes d'imagerie. Néanmoins, concevoir un algorithme performant compatible à l'architecture multi-antennaire et large bande représente un véritable challenge dans la communauté scientifique. Ces algorithmes ont pour principe de morceler la scène en pixels, attribuant à chacun d'eux une intensité pour représenter la réflectivité de la cible. Par conséquent, des algorithmes d'imagerie dédiés doivent être conçus convenablement pour concentrer les ensembles de données multistatistiques à large bande collectés et pour reconstruire l'image de réflectivité des cibles [21]. Plusieurs algorithmes de formation d'image radar ont été utilisés et étudiés ces dernières années, toutefois ces algorithmes

différent par leur calcul d'intensité du pixel.

Dans la première section de ce chapitre, nous nous intéressons à présenter l'algorithme opté et son implémentation avant de procéder à l'imagerie. Les sections qui suivent présentent l'ensemble des résultats d'imagerie en 3 Dimensions (3D) obtenus suite aux simulations des systèmes d'imagerie basé sur les radars multistatiques conçus dans le chapitre précédent. Deux applications sont envisagées, la détection en espace libre et la détection des tumeurs de sein.

4.2 Algorithme d'imagerie de Back-projection

Considérant un système d'imagerie radar MIMO comme décrit sur la figure 4.1. Les réseaux d'antennes sont placés dans le plan réseau (Pr), T et R dénotent les vecteurs de position de l'émetteur (Tx) et du récepteur (Rx). 'C' étant la cible située dans le plan cible (Pc) qui est subdivisé en pixels. Chaque pixel est caractérisé par une position dans (Pc) et son intensité (qui représenté la réflectivité F).

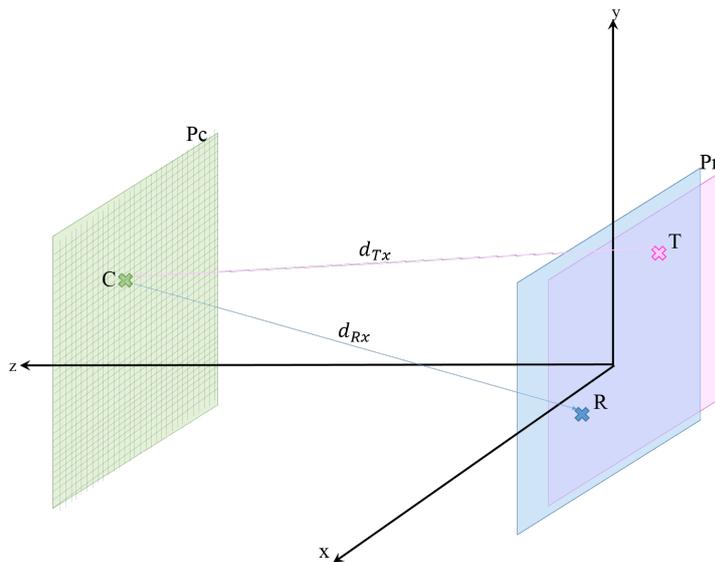


FIGURE 4.1 – Géométrie du système d'imagerie

Back Projection (BP) ou en français rétro-propagation est l'un des algorithmes d'imagerie les plus simples pour l'imagerie micro-onde. La première introduction de ce type d'algorithme remonte à la fin des années 1960 [102]. Cet algorithme décrit un processus consistant à focaliser les échos provenant des éventuelles cibles (réflecteurs) à leur position

spatiale en fonction des temps d'arrivée et voire même à retrouver la forme physique de la cible.

La zone à tester est divisée en une grille de pixels et pour chaque couple émetteur/récepteur, le temps de propagation aller-retour associé à chaque pixel est calculé. Le délai d'aller-retour est le temps nécessaire pour que le signal se propage de l'émetteur au pixel et soit renvoyé au récepteur. Les valeurs des signaux reçus à chaque antenne réceptrices -à ces valeurs de délai- sont additionnées pour obtenir la valeur d'intensité de chaque pixel, formant ainsi une image lorsque la procédure est répétée pour tous les pixels (figure 4.1) [103]. Par conséquent, la réflectivité peut être écrite sous la forme intégrale suivante sur les ouvertures d'antenne d'émission et de réception :

$$F(c) = \int_{Pr} \int_{Pc} S(T, R, t - \tau - \tau') dPr dPc \quad (4.1)$$

S étant le signal reçu dans chaque antenne réceptrice provenant des antennes émettrice. τ et τ' sont les temps mis pour parcourir les distances Tx-pixel (d_{Tx}) et pixel-Rx (d_{Rx}) respectivement dont $\tau = \frac{d_{Tx}}{v}$ et $\tau' = \frac{d_{Rx}}{v}$. Ces temps dépendent de la propriété diélectrique moyenne ε_r de l'environnement et $v = \frac{c}{\sqrt{\varepsilon_r}}$. Si l'environnement est seulement l'air donc les ondes se déplacent avec la célérité de lumière c .

Du fait de sa mise en œuvre simple, cet algorithme est très flexible et peut être facilement appliquée à différents types de collectes de données. il a été implémenté dans différents systèmes pour l'imagerie [28, 104], ce qui effectivement justifie notre choix de cet algorithme.

4.3 Application de l'algorithme d'imagerie

Après la conception et la réalisation des antennes ULB, nous avons simulé sous CST MWS les différentes topologies des systèmes radar MIMO ULB que nous avons proposé précédemment à la présence de l'environnement qui contient la cible. Au cours de ses simulations, chaque antenne émettrice transmet la même impulsion ULB, et les signaux reçus sont récupérés par les antennes réceptrices. Dans l'étape suivante, nous avons extrait les résultats de ces simulations en matière de module et phase des fonctions de transfert en domaine fréquentiel. Pour évaluer l'efficacité des différentes topologies que nous avons conçues, nous appliquons l'algorithme de rétro-propagation (BP) à l'aide du logiciel MATLAB mais au préalable nous devons effectuer un prétraitement afin de mettre ces signaux dans leur format final formant ainsi tout le système d'imagerie avec ses deux parties. La

figure 4.2 montre le schéma synoptique de la procédure suivie.

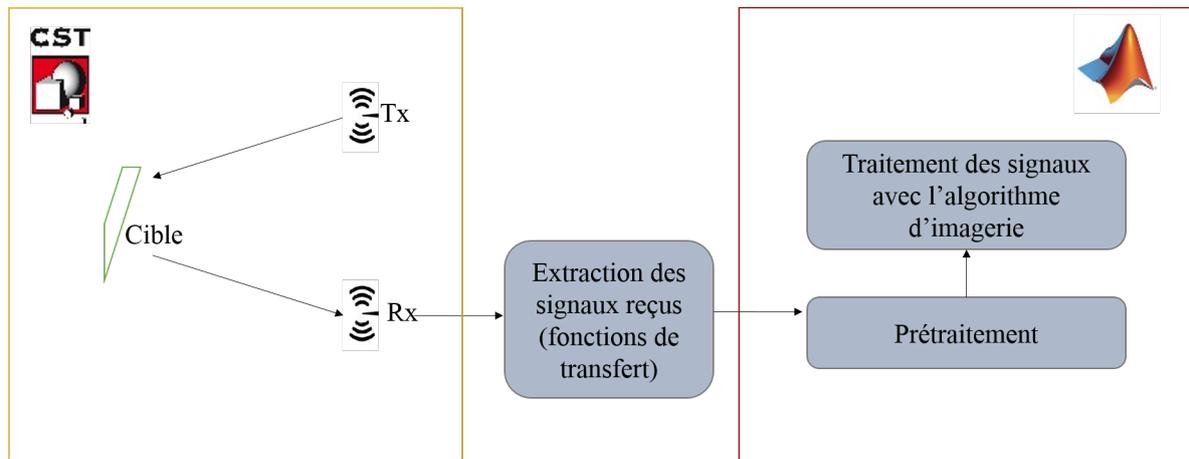


FIGURE 4.2 – Schéma synoptique du système d'imagerie adopté

4.3.1 Prétraitement des signaux pour l'algorithme d'imagerie

Le prétraitement des signaux reçus pour l'algorithme choisi pour l'imagerie est illustré dans l'organigramme représenté dans la figure 4.3.

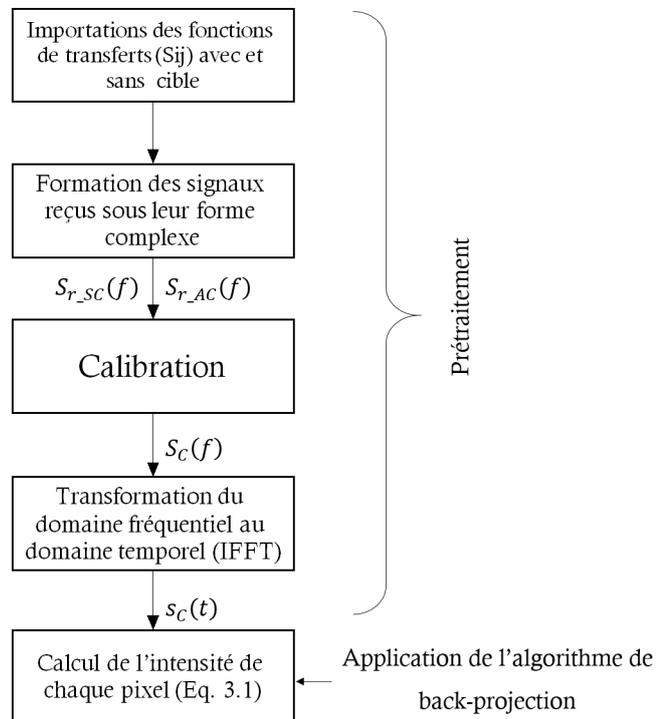


FIGURE 4.3 – Organigramme des étapes de prétraitement des signaux pour l'algorithme d'imagerie

Selon l'organigramme ci-dessus, nous procédons pour le traitement des signaux sous le logiciel MATLAB comme suit :

— **Importations des fonctions de transferts (S_{ij}) avec et sans cible :**

Cette étape consiste à charger les fichiers des signaux reçus en termes des fonctions de transfert (S_{kl} : k^{ème} récepteur, l^{ème} émetteur) en domaine fréquentiel après leur extraction des simulations effectuées sous CST Microwave Studio. Deux sortes de signaux seront importées en une large bande de fréquences à savoir des signaux avec cible ($S_{r-AC}(f)$) et signaux sans cible ($S_{r-SC}(f)$).

— **Formation des signaux reçus sous leur forme complexe :**

Cette étape est dédiée à former les deux signaux dans une forme de matrice selon l'équation suivante

$$S_r(f) = |S_{kl}| \cdot e^{-i\varphi_{kl}} \quad (4.2)$$

Où $|S_{kl}|$ représente le module de la fonction de transfert et φ_{kl} désigne sa phase. Nous aurons comme résultat une matrice multidimensionnelle qui dépend du nombre des émetteurs (Tx), des récepteurs (Rx) et du nombre de fréquences (N_f) comme symbolisé dans la figure 4.4.

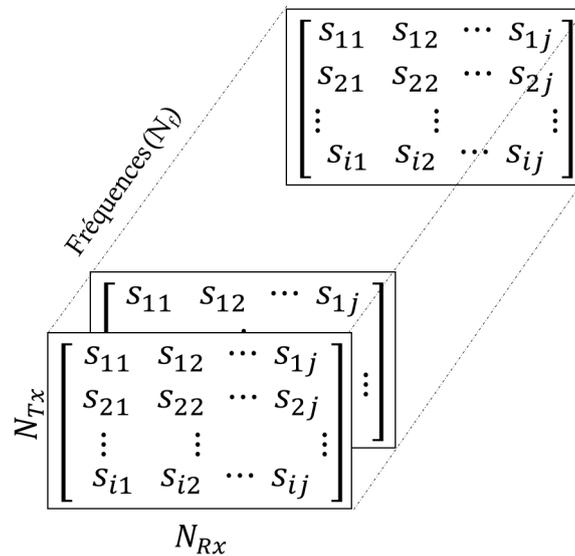


FIGURE 4.4 – Illustration de la matrice des fonctions de transfert

— **Calibration :**

Le but de mesurer les fonctions de transfert de chaque couple Tx/Rx sans la présence de la cible est de répondre à la nécessité d'une calibration pour éviter les mauvaises

évaluations liées aux réponses des autres composants de l'environnement et au couplage entre les antennes. Pour conserver les informations contenant seulement l'empreinte de la cible (représentées par le signal $S_c(f)$), nous calculons celles-ci avec l'équation (4.3).

$$S_c(f) = S_{r-AC}(f) - S_{r-SC}(f) \quad (4.3)$$

— **Transformation en domaine temporel :**

Une transformation des signaux calibrés du domaine fréquentiel au domaine temporel est nécessaire puisque l'intégrale de rétro-propagation est appliquée dans le domaine temporel. Cela peut être effectuée par le biais d'une transformée de Fourier inverse, sous MATLAB cette fonction est établie par la commande « `ifft` ».

— **Calcul de l'intensité des pixels :**

Dans cette phase, les pixels sont générés et à chacun d'eux est attribuée une intensité calculée en fonctions des signaux temporels utilisant l'équation (3.1) mentionnée dans la section 2 de ce présent chapitre.

4.4 Détection en espace libre

4.4.1 Modèle de simulation

Nous avons simulé nos réseaux en premier lieu avec la cible qui se trouve dans l'espace libre. Conçu sous le logiciel CST MWS qui permet la facilité de simulation en 3D, le modèle de cette simulation comprend le réseau d'antenne ainsi qu'une cible non régulières tel que présenté dans la figure 4.5. La plus grande dimension de la cible étant 100 mm et elle est de permittivité diélectrique $\varepsilon_r = 50$ qui est similaire des propriétés moyennes du corps humain. Le réseau est placé à une distance $d = 5$ cm de la cible.

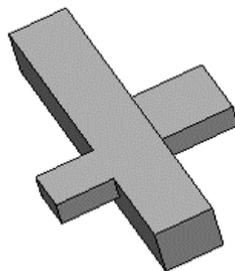


FIGURE 4.5 – Modèle de la cible modélisée sous CST MWS

Pour chaque réseau d'antennes, deux simulations sont effectuées à savoir avec cible et sans la cible. La bande passante de fonctionnement pour le réseau d'antennes monopole s'étale de 4 à 14 GHz tandis que pour le réseau Vivaldi, la bande de fréquence opérationnelle est de 5 à 16 GHz. Nous avons utilisé le même signal pour toutes les antennes émettrices ; il s'agit de la cinquième dérivée de la gaussienne.

4.4.2 Résultats et discussions

Une fois l'algorithme implémenté, nous obtenons les images qui correspondent en 3D de l'objet sous test qui sont présentées dans les figures qui suivent. Afin d'explorer l'intérêt de la diversité fréquentielle et de son impact sur l'imagerie, nous avons reconstruit des images avec différentes largeurs de bande. Pour le réseau monopole, les plages de fréquences sont : BP1 = 4 GHz à 7.72 GHz, BP2 = 4 GHz à 10 GHz et enfin BP3 = de 4 GHz à 14 GHz. En ce qui concerne le réseau Vivaldi, les bandes de fréquences sont : BP1= de 5 GHz à 8.72 GHz, BP2= de 5 GHz à 12 GHz et BP3 = 5 GHz à 16 GHz.

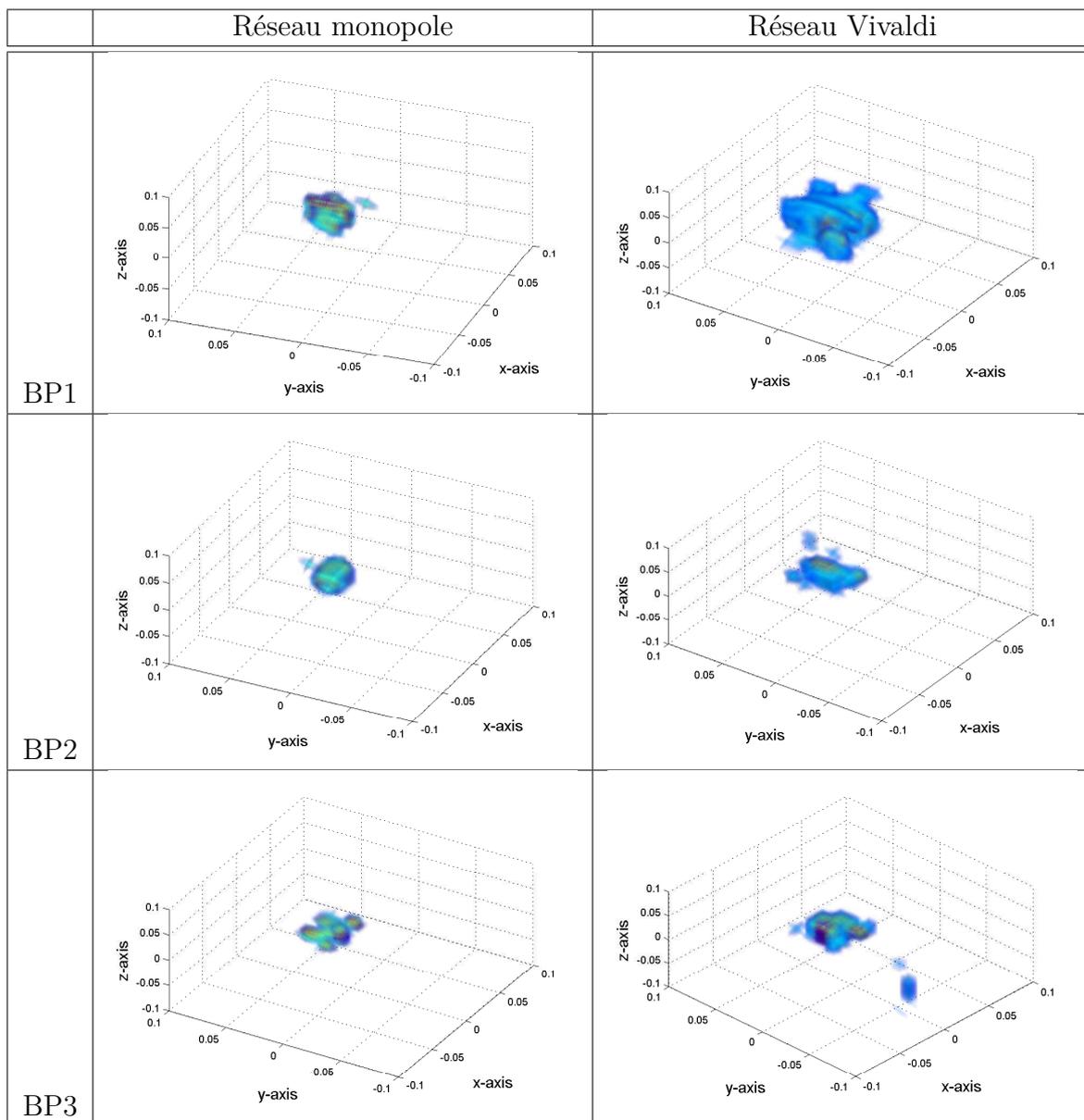


FIGURE 4.6 – Images reconstruites de la cible en espace libre du réseau uniforme pour différents Bandes de fréquences

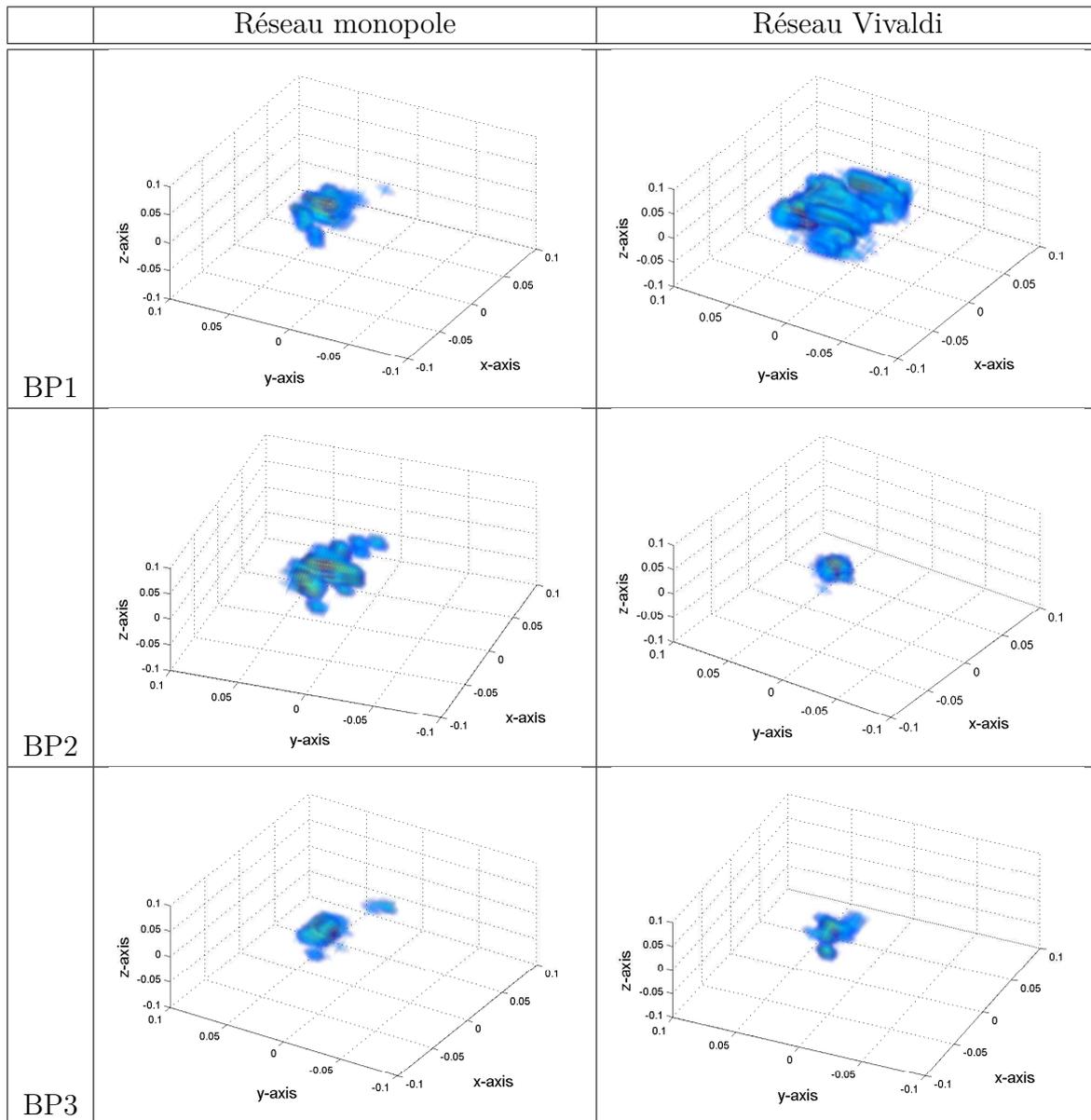


FIGURE 4.7 – Images reconstruites de la cible en espace libre du réseau non uniforme pour différents Bandes de fréquences

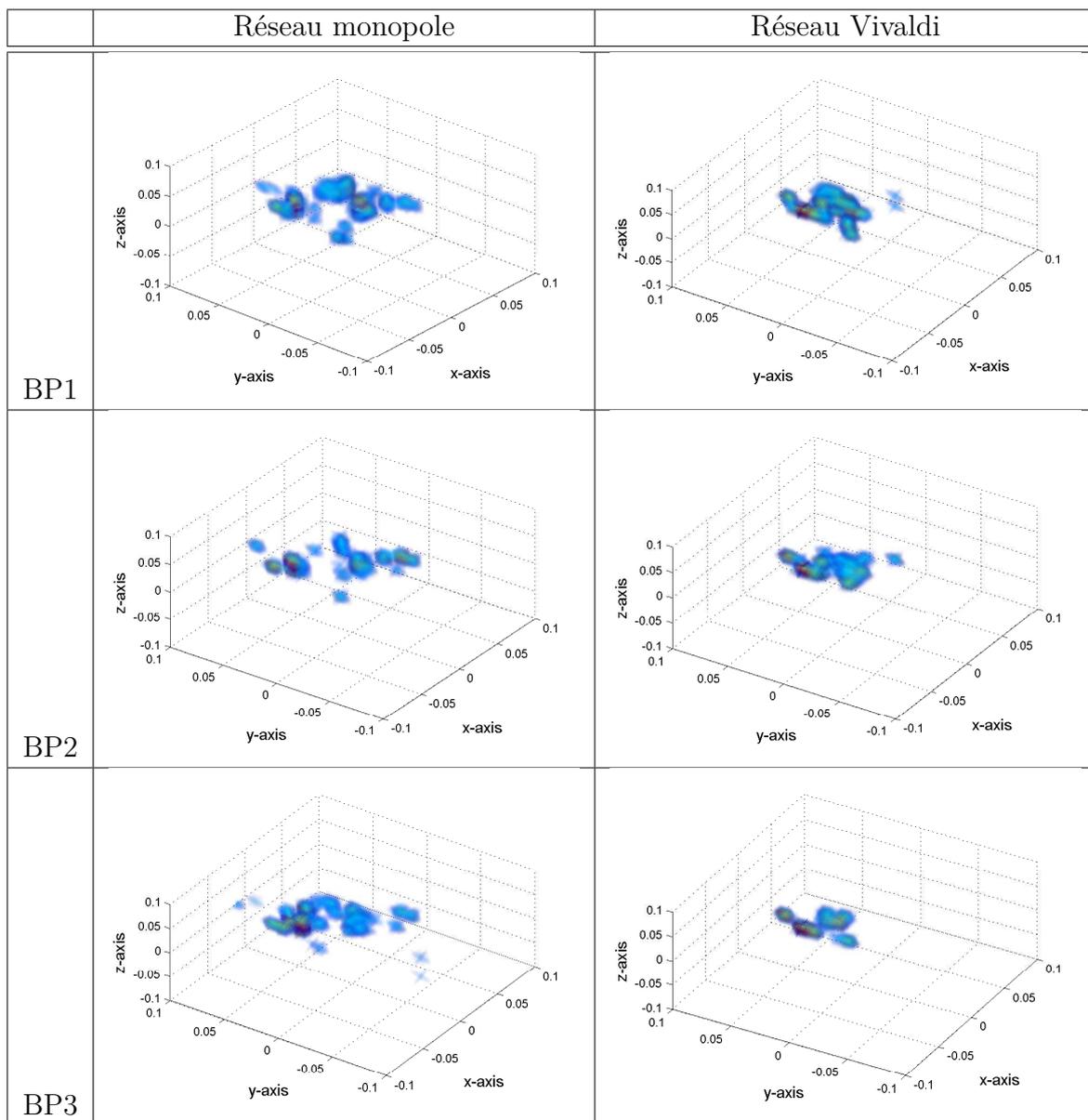


FIGURE 4.8 – Images reconstruites de la cible en espace libre du réseau 2D initial pour différents Bandes de fréquences

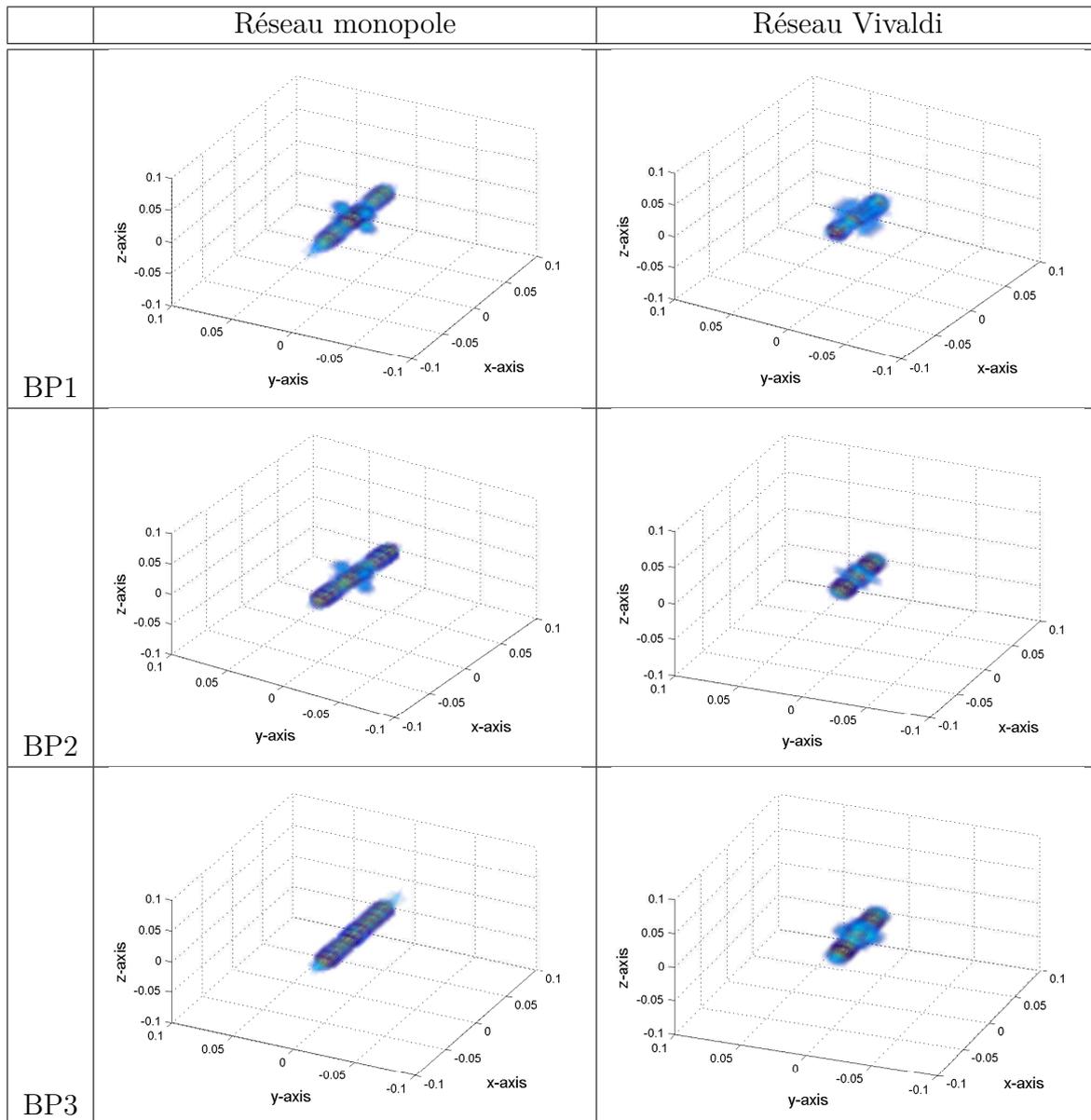


FIGURE 4.9 – Images reconstruites de la cible en espace libre du réseau $1D_x$ pour différents Bandes de fréquences

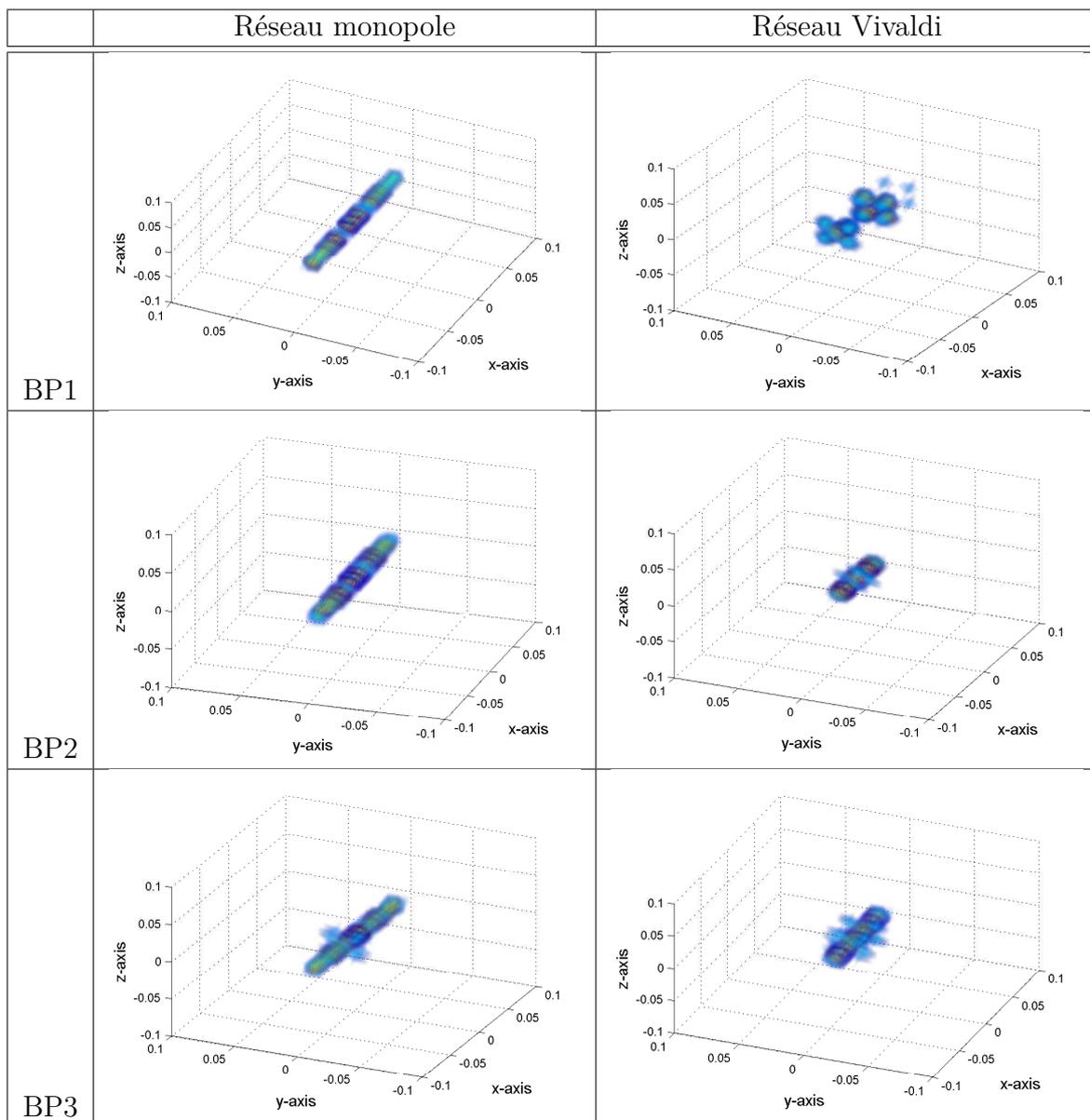


FIGURE 4.10 – Images reconstruites de la cible en espace libre du réseau $1D_y$ pour différents Bandes de fréquences

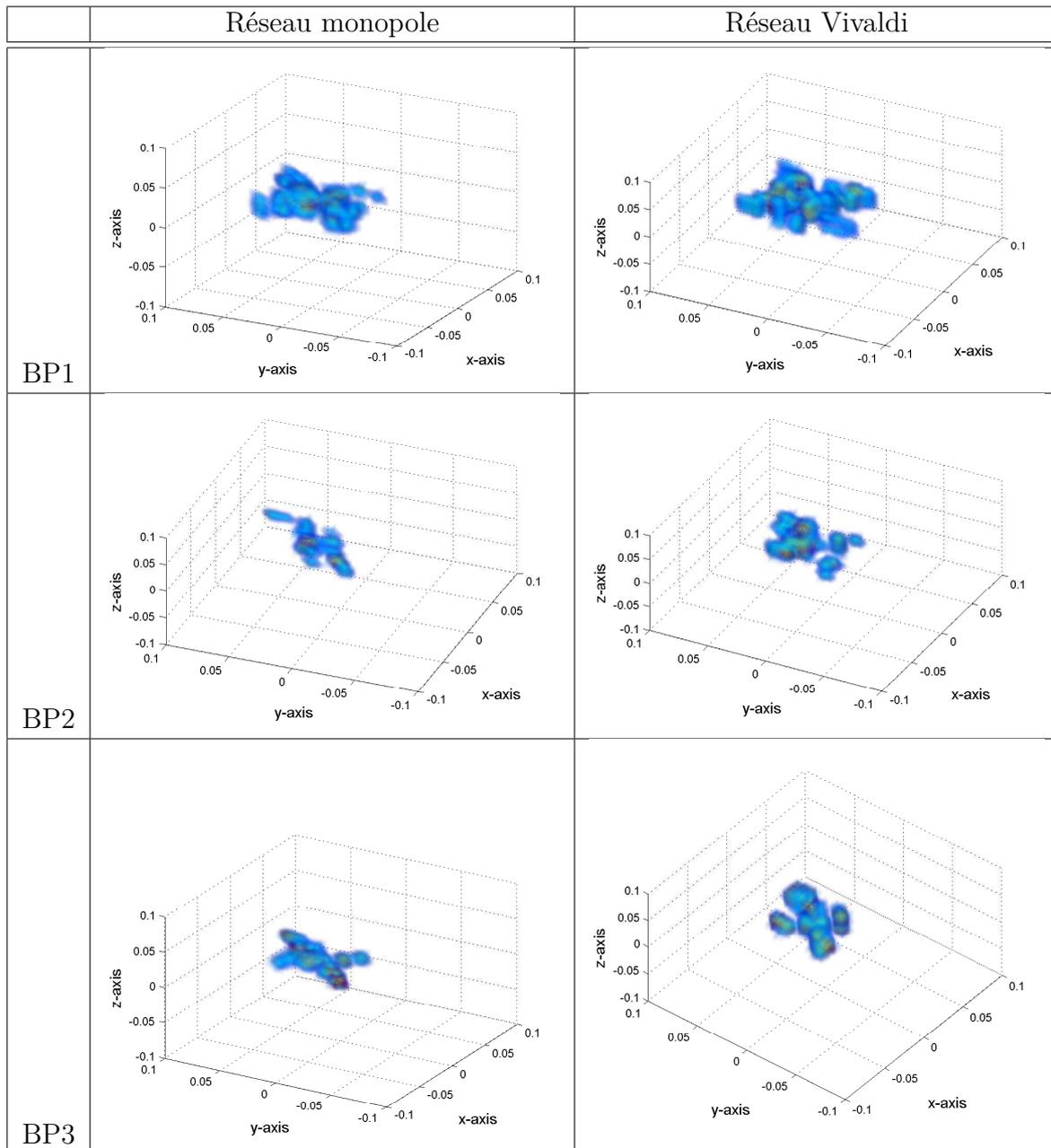


FIGURE 4.11 – Images reconstruites de la cible en espace libre du réseau 2D proposé pour différents Bandes de fréquences

— Discussions

Nous pouvons constater sur les figures 4.6 et 4.7 qui présentent les images obtenues par les réseaux uniformes et non uniforme (monopole et Vivaldi) ; que la cible a été détectée, néanmoins, la forme de la cible n'a pas été bien reconstruite. Il est à constater aussi qu'en augmentant la largeur de bande de fréquences les interférences et les artéfacts s'éliminent

mais même la large bande passante n'avait pas un impact positif sur l'amélioration de la reconstruction de la forme, où la longueur totale et les deux barres de côté ne figurent pas clairement. Ceci est dû aux effets du fort couplage, la redondance et le shadowing.

Dans la figure 4.8, les résultats de la topologie 2D initial sont présentés dont nous pouvons voir que ce réseau commence à reconstruire la forme de la cible avec des lacunes de résolution des images où la cible n'a pas été bien reconnue, ce qui valide le fait que la présence de la redondance dans le réseau virtuel peut détériorer la qualité. Par ailleurs, nous montrons sur les figures 4.9 et 4.10 les images des réseaux 1Dx et 1Dy respectivement. Nous pouvons constater que les résultats de ces deux réseaux se ressemblent puisqu'ils ont pratiquement la même géométrie. L'image de la cible détecté par ces deux réseaux 1D est très loin de la cible en question ce qui dévoile leur incapacité à reconstruire des images 3D, ce qui est en parfait accord avec la littérature confortant ainsi la théorie de la nécessité d'un réseau 2D pour reconstruire des images 3D [90, 92].

En ce qui concerne la topologie finale proposée, les images résultantes sont données dans la figure 4.11 où une bonne détection est achevée. La forme de la cible est bien reconstituée avec les petits détails géométriques, les artéfacts sont totalement supprimés grâce à la diversité fréquentielle utilisée. A travers ces résultats, nous avons pu démontrer que notre topologie du réseau MIMO ULB 2D a réussi à détecter et localiser une cible complexe et voire même reconstruire sa forme dans un espace libre.

D'autre part, le réseau Vivaldi nous a permis d'approcher un peu plus à la forme de la cible en comparant avec le réseau monopole, cela conforte le fait que le rayonnement directif est le plus adéquat pour les applications d'imagerie, qui favorise le rayonnement dans la direction désirée au lieu d'un rayonnement omnidirectionnel.

4.5 Détection du cancer du sein

L'imagerie médicale fait référence à toute procédure de production d'images qui montre l'intérieur du corps humain. Les images résultantes peuvent être utilisées pour diagnostiquer et traiter des patients atteints par des maladies graves, telles que le cancer du sein. Ce dernier est qualifié comme un problème majeur de la santé, car il est le type répandu dans le monde et l'une des maladies graves. Les statistiques montrent qu'en Algérie, d'environ 40 000 nouveaux cas sont affectés par cette maladie [105].

« La détection précoce est la meilleure protection » constitue la philosophie qui anime les programmes de dépistage du cancer du sein. Pour cette raison, améliorer les méthodes d'imagerie est un but inévitable. Dans le domaine médical, les avantages et les inconvé-

nients de la méthode de diagnostic peuvent être classés en coût, en sécurité et en précision pour détecter les tumeurs à un stade curable. Les limitations des méthodes existantes telles que la mammographie, l'échographie ou encore l'IRM ont motivé les chercheurs à développer une méthode de diagnostic plus efficace, moins ionisante et moins coûteuse pour la détection du cancer. À cette fin, l'imagerie par micro-ondes est devenue une méthode potentiellement importante et très prometteuse dans ce domaine d'applications. Cet intérêt est justifié par le contraste diélectrique des matériaux aux micro-ondes. Elle constitue une solution satisfaisante que ce soit pour les patientes, car elle évite les radiations ionisantes et la compression mammaire, ce qui permet des examens plus sûrs et plus confortables ou bien pour la sensibilité et la précision raisonnable qu'offre un système d'imagerie micro-onde. D'autre part elle est moins coûteuse que les méthodes telles que l'IRM et la médecine nucléaire.

4.5.1 Modèle de simulation

D'une façon similaire à la section précédente, les différentes topologies des deux réseaux sont simulées avec un modèle du sein inspiré des travaux de AlShehri et Khatun » [106]. Le modèle est constitué de la peau, la graisse et d'une tumeur comme illustré dans la figure 4.12. Les dimensions et les propriétés diélectriques des différentes composantes du modèle sont répertoriées respectivement dans les tableaux 4.1 et 4.2.

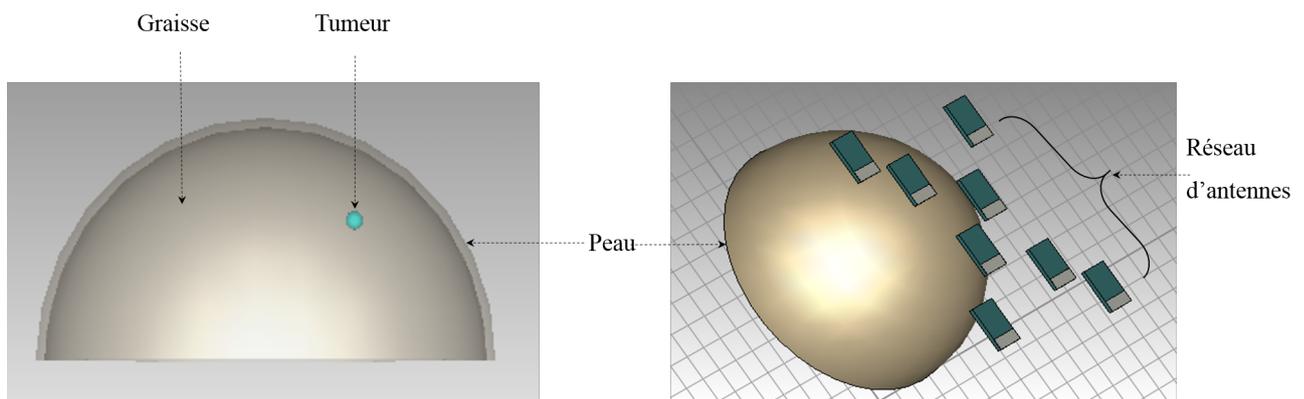


FIGURE 4.12 – . Modèle de simulation sous CST du réseau avec modèle du sein

	Dimensions (mm)
Rayon du sein	50
Hauteur du sein	50
Épaisseur de la peau	2

TABLE 4.1 – Dimension du modèle du sein

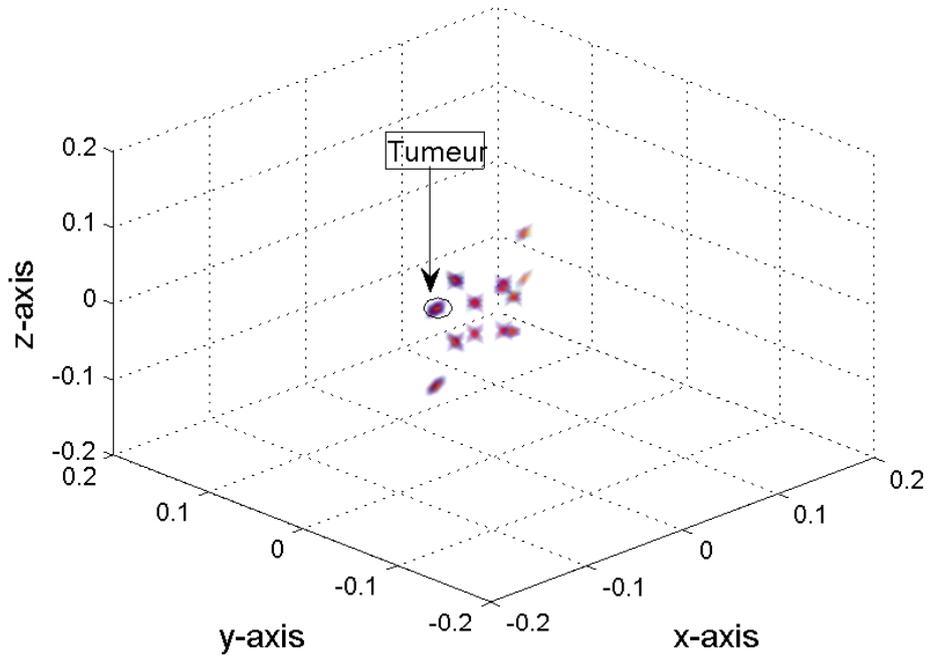
	Permittivité ε_r	Conductivité σ (S/M)
Peau	37.9	1.49
Grasse	5.14	0.14
Tumeur	50	1.20

TABLE 4.2 – Propriétés diélectriques des différents composants du modèle du sein

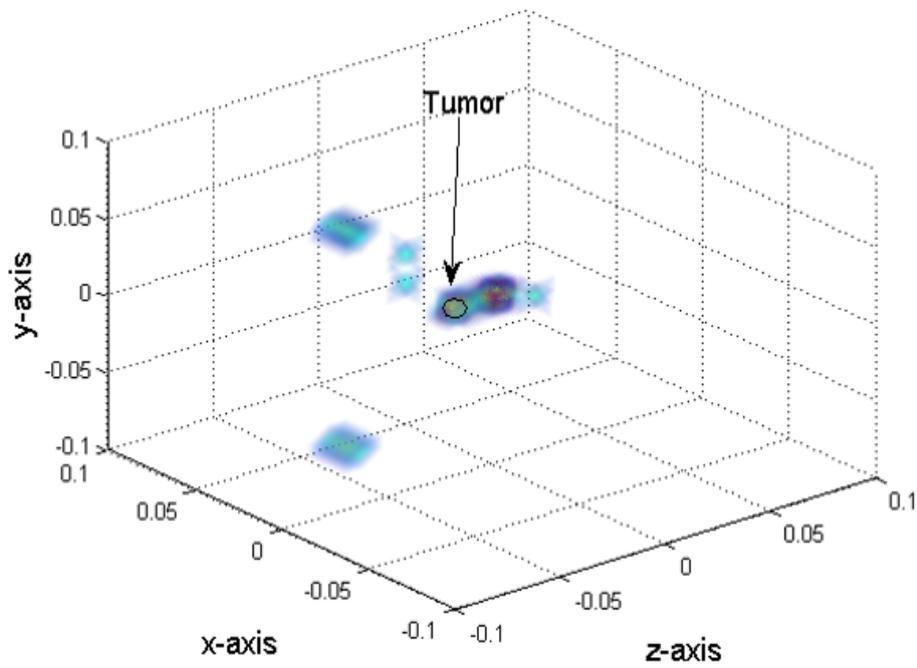
Des simulations avec dans l'environnement du sein avec et sans la présence de la tumeur ont été menées. Pour cette simulation de détection du cancer du sein, nous avons réduit les bandes fixées dans le simulateur à 4-10 GHz pour le réseau monopole et à 5-11GHz pour le réseau Vivaldi à cause de la complexité du scénario face à la capacité limitée des ressources de mémoire et de calcul. L'impulsion transmise est identique pour toutes les antennes émettrices (5^{ème} dérivée de la gaussienne).

4.5.2 Résultats et discussions

Nous présentons dans cette section les images résultantes des simulations des différents réseaux dans la présence du modèle du sein. Après avoir confirmé l'impact de la largeur de bande passante, nous allons nous limiter à présenter les images avec toute la largeur de bande de simulation ; allant de 4 à 10 GHz pour le réseau monopole et de 5 à 11 GHz pour le réseau Vivaldi.

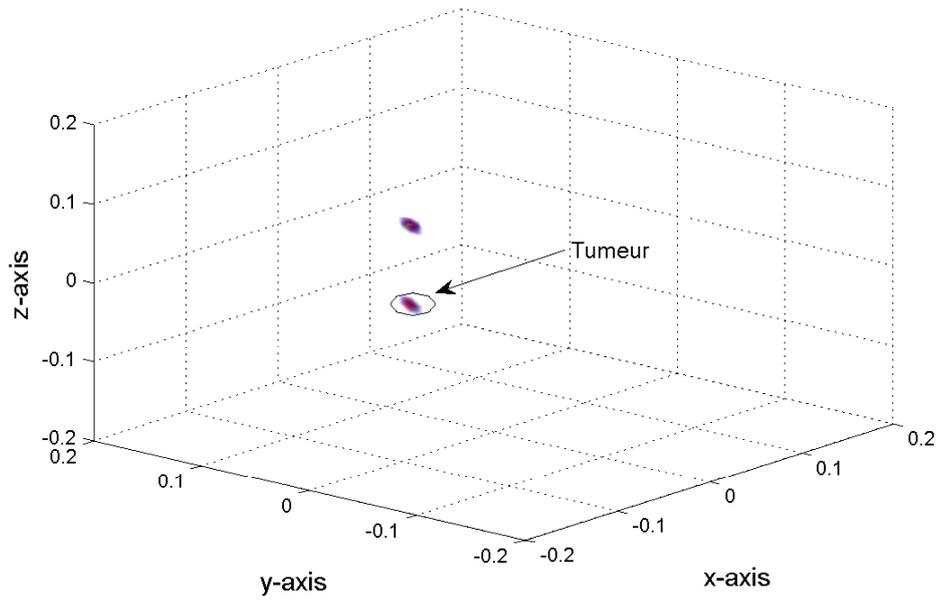


(a) Réseau monopole

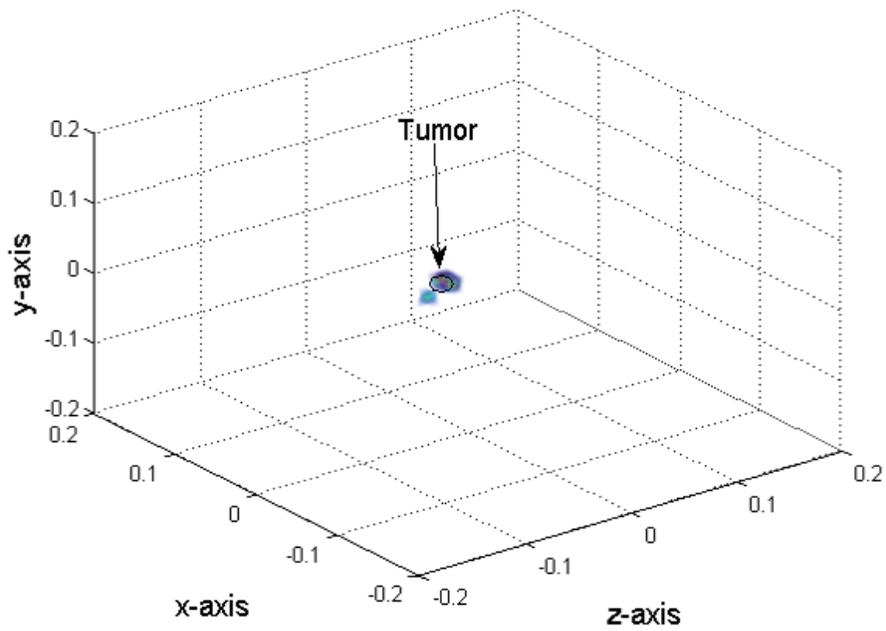


(b) Réseau Vivaldi

FIGURE 4.13 – Images reconstruites de la tumeur pour le réseau uniforme

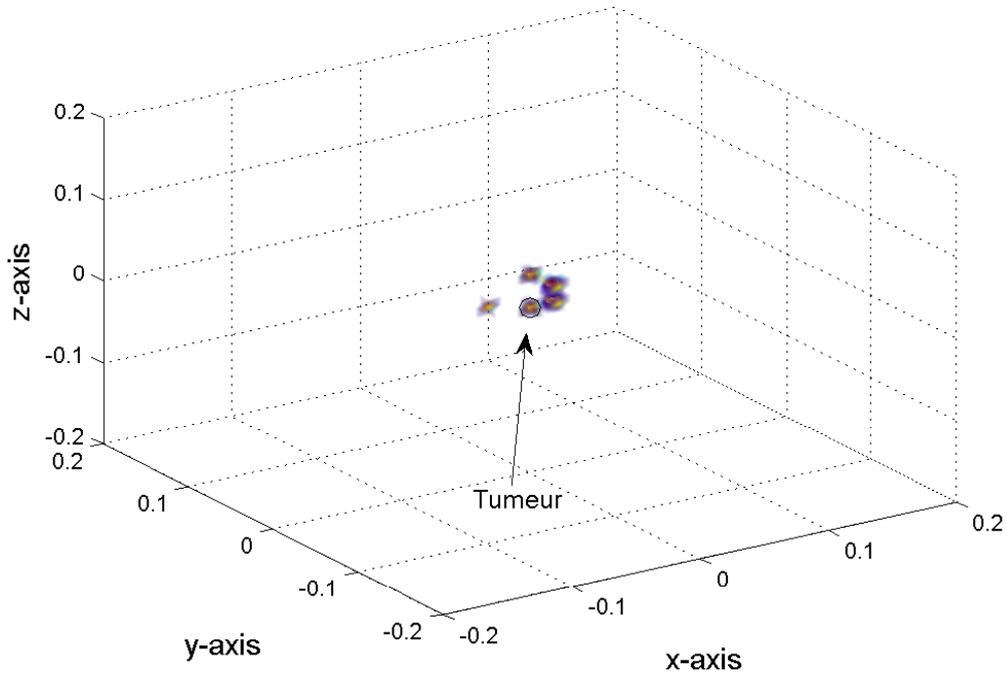


(a) Réseau monopole

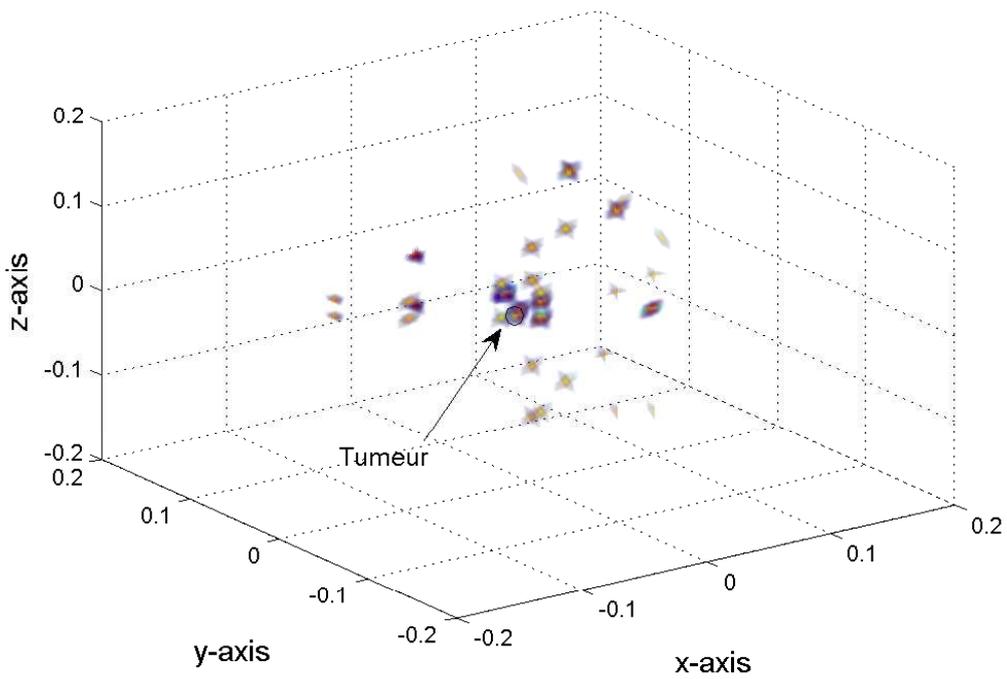


(b) Réseau Vivaldi

FIGURE 4.14 – Images reconstruites de la tumeur pour le réseau non uniforme

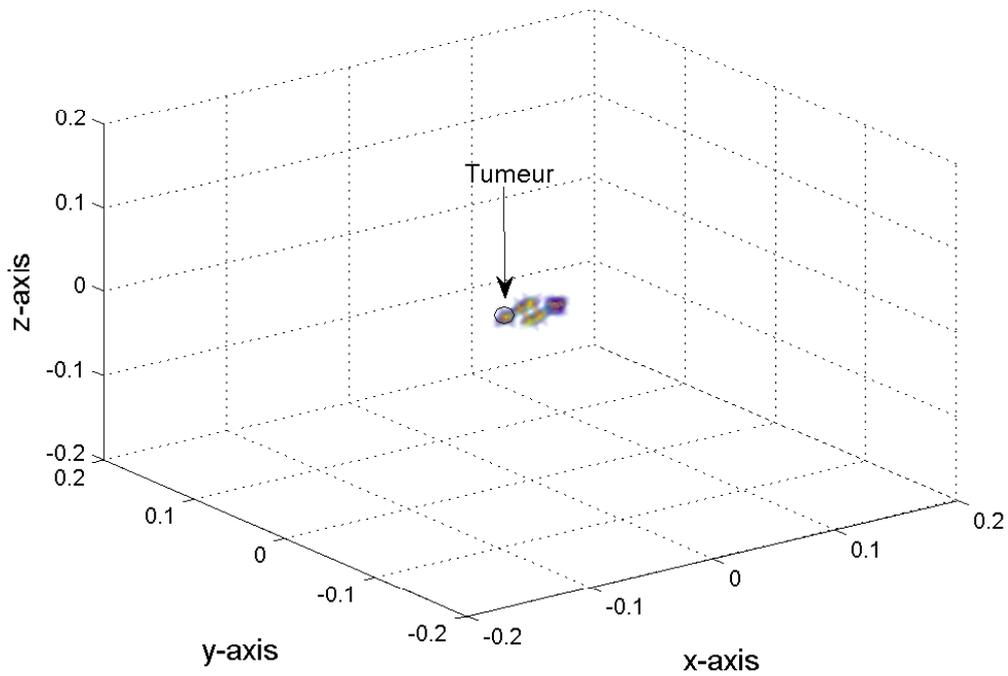


(a) Réseau monopole

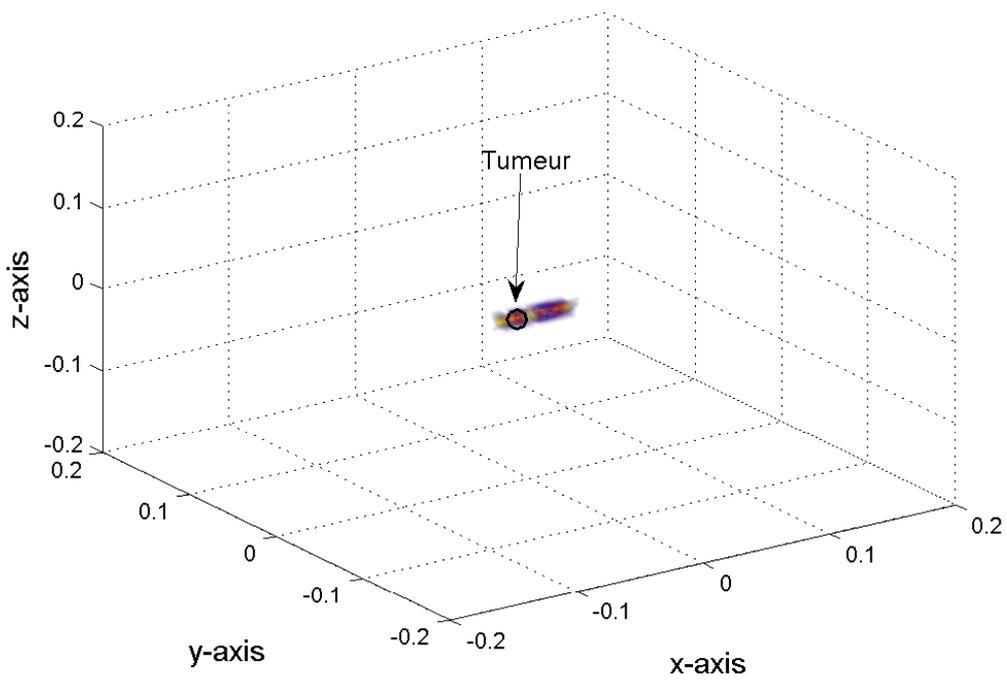


(b) Réseau Vivaldi

FIGURE 4.15 – Images reconstruites de la tumeur pour le réseau 2D initial

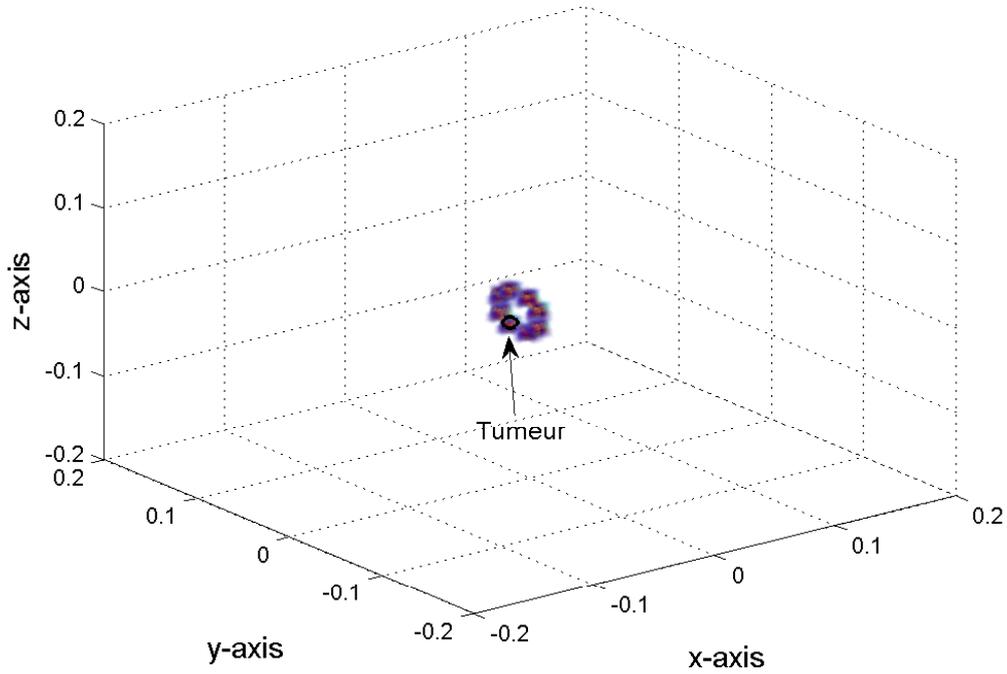


(a) Réseau monopole

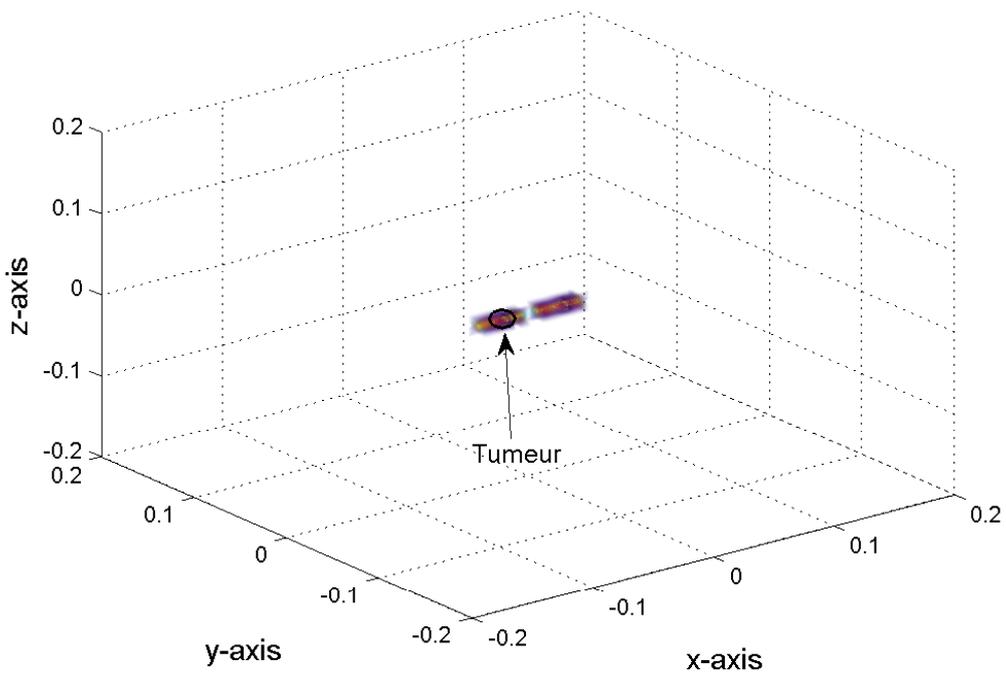


(b) Réseau Vivaldi

FIGURE 4.16 – Images reconstruites de la tumeur pour le réseau $1D_x$

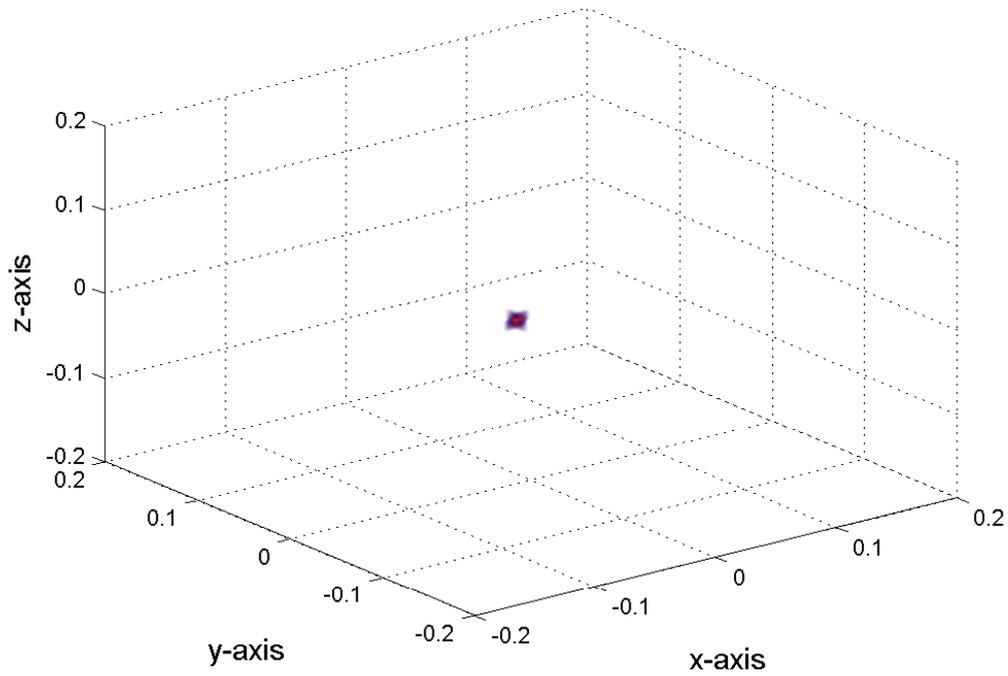


(a) Réseau monopole

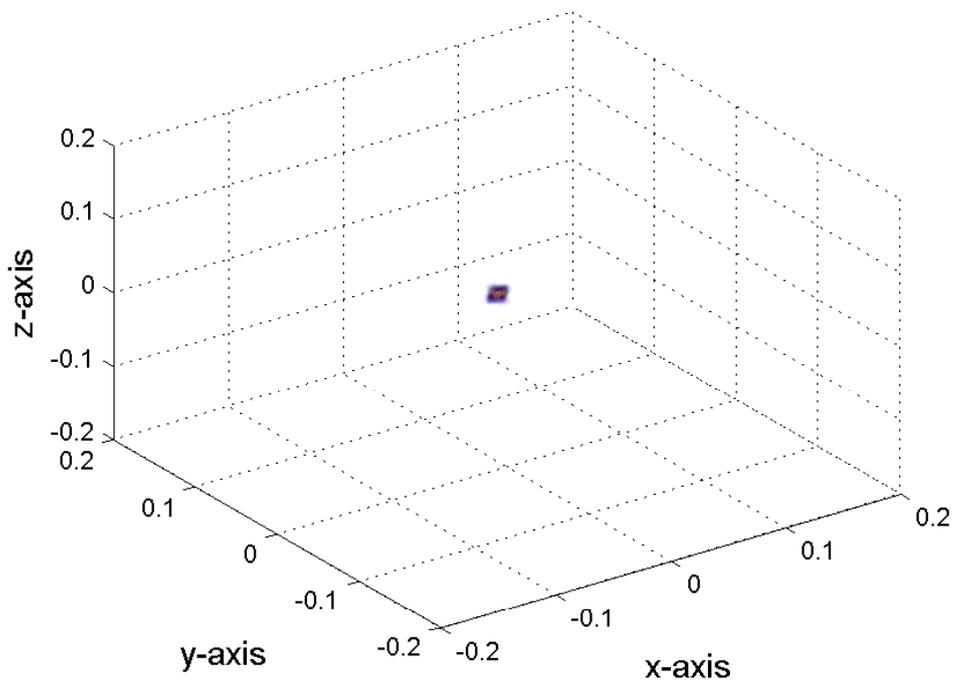


(b) Réseau Vivaldi

FIGURE 4.17 – Images reconstruites de la tumeur pour le réseau $1D_y$



(a) Réseau monopole



(b) Réseau Vivaldi

FIGURE 4.18 – Images reconstruites de la tumeur pour le réseau 2D final

— **Discussions**

La formation de l'image dans cet environnement est plus compliquée que dans un espace libre à cause de la présence d'un milieu hétérogène entre la cible et le réseau. Avec l'algorithme de BP, le principe consiste à calculer le temps aller-retour mis par l'onde pour arriver à la réception. Dans l'espace libre, il égale au rapport entre la distance (Tx-cible, cible-Rx) et la vitesse de la lumière. Toutefois, il devient difficile à estimer lors de la présence de l'environnement parce que ce dernier ralentit la propagation étant donné que ce délai dépendra de la permittivité moyenne du milieu.

La figure 4.13 montre les résultats des réseaux uniformes monopole et Vivaldi. Pour ce réseau, l'image est bruitée, où nous ne pouvons pas distinguer la tumeur des interférences à cause du milieu hétérogène et sa permittivité moyenne qui rend le délai aller-retour plus long. D'autre part ; la non fiabilité de la géométrie du réseau, où le nombre virtuel est plus petit que le réseau physique constitue le deuxième facteur affectant la qualité. Selon la figure 4.14 qui montre le résultat des réseaux non uniformes, nous pouvons observer que la majorité des artefacts sont supprimés. Ces réseaux ont pu atteindre une résolution mieux que les réseaux uniformes en modifiant l'arrangement des antennes. Ceci est justifié par le réseau virtuel qu'offre ce réseau par rapport au premier. Les interférences qui sont aussi présentes sont dues aussi à l'hétérogénéité du milieu et la simplicité de l'algorithme d'imagerie. Par ailleurs, les images des réseaux monopole et Vivaldi pour la topologie 2D initial sont présentées sur la figure 4.15. Nous pouvons constater qu'avec cette topologie, la tumeur ne peut pas être reconnue des fortes interférences à cause de la présence de la redondance dans son réseau virtuel. Les images dans les figures 4.16 et 4.17 montrent les résultats des réseaux 1Dx et 1Dy respectivement. La tumeur ne peut toujours être distinguée avec la présence des artefacts qui montre une autre fois l'incapacité des réseaux 1D à générer des images en 3D.

Dans l'autre côté, Comme nous pouvons le constater à partir de l'image 3D présentée en figure 4.18, nous obtenons de meilleurs résultats avec notre réseau MIMO 2D proposé, qui permet de détecter clairement la présence de la tumeur en supprimant tous les artefacts. Nous pouvons donc en conclure que notre système proposé est capable de détecter et de reconstruire avec succès la tumeur du sein grâce à son réseau virtuel le plus grand que le réseau physique ainsi à sa géométrie optimale qui évite les effets de couplage, redondance et de shadowing d'une part, et sa large bande passante offrant une bonne résolution d'autre part.

4.6 Conclusion

Le but visé par ce chapitre était de mettre en évidence les performances de notre réseau 2D en présentant l'ensemble des images résultantes par les différents réseaux radar MIMO que nous avons conçu dans le chapitre précédent. Nous avons tout d'abord commencé par les simulations sous la plateforme CST MWS des réseaux à la présence de l'environnement et de la cible à détecter. Ensuite, les résultats obtenus sont exportés en domaine fréquentiel et chargés dans le logiciel MATLAB afin de leur effectuer un prétraitement avant d'implémenter l'algorithme d'imagerie de rétroprojection. Les antennes émettrices émettent le même signal d'entrée dans une large bande passante.

Nous avons pu montrer à partir des résultats obtenus que la configuration 2D proposée fût la meilleure en matière de résolution des images reconstruites et a montré sa fiabilité surpassant ainsi les autres configurations à savoir uniforme, non uniforme et 1D. D'autre part, nous avons conclu que pour obtenir des images en 3D, une topologie en 2 dimensions est nécessaire, ce qui est en parfait accord avec la littérature. Nous pouvons montrer aussi qu'à côté de la diversité spatiale, la diversité fréquentielle a un intérêt décisif dans l'amélioration des images et la suppression des interférences. Cette topologie MIMO ULB 2D s'est avéré très efficace et nous a permis d'outrepasser les problèmes qui peuvent affecter l'imagerie tels que le shadowing, le couplage, etc... avec un nombre optimal d'antennes dans le réseau.

Conclusion générale et perspectives

Le système radar connaît une immense révolution ces derniers temps en domaine d'imagerie micro-onde en tant qu'un système imageur actif. Cela signifie qu'il génère une image virtuelle de la cible sous test à partir de sa réflectivité en se basant sur le contraste considérable entre les propriétés diélectriques des différents matériaux spécialement dans la bande des fréquences des micro-ondes. Cependant, assurer une bonne qualité d'imagerie tout en alliant les limitations du coût, la complexité, le temps d'acquisition des données etc., reste l'un des défis qui occupe les chercheurs. Dans le premier chapitre, l'imagerie micro-onde et le système radar ont été présentés d'une manière générale afin de se familiariser avec le concept de base de ces deux notions.

Dans ce travail, notre objectif a visé la conception d'un système radar multi antennes (MIMO) ultra large bande (ULB) pour des applications en imagerie micro-onde. Les radars MIMO ULB sont une bonne alternative des systèmes radar conventionnel ayant la capacité à achever une très bonne qualité d'imagerie tout en remédiant aux limitations des radars traditionnels.

Pour arriver à notre objectif, l'accent a été mis en premier lieu sur la conception des antennes élémentaires qui vont former nos réseaux MIMO. Evidemment, pour émettre et recevoir dans une ultra large bande passante, l'antenne doit assurer de bonne performances dans toute cette bande. A cette fin, nous avons donc conçu deux antennes appropriées pour assurer la bonne transmission. Dans cette thèse les antennes ULB imprimées étaient utilisées grâce à leurs nombreux avantages principalement leur faible profile, qui leur permet de s'intégrer facilement dans un réseau tout en réduisant ses dimensions. Les deux antennes se diffèrent dans leur diagramme de rayonnement. Ainsi les antennes ont prouvé leurs performances (dans toute la bande passante opérationnelle) dans les deux domaines fréquentiel et temporel. Les antennes ont été réalisées au sein de notre laboratoire et les résultats de mesure en termes de coefficients de réflexion ont montré la crédibilité des conceptions simulées.

La transmission dans une large bande passante (avec des impulsions ultra courte dans

le temps) pour augmenter le débit n'était pas la seule raison de l'utilisation de la technologie ULB mais aussi elle a la capacité à améliorer la résolution considérablement avec ses hautes fréquences et garantir une bonne pénétration dans les matériaux optiquement opaques avec ses basses fréquences. De plus, sur le plan de rayonnement elle aide à diminuer le niveau de lobes secondaires même dans un réseau clairsemé dont les éléments sont quasiment éloignés. En profitant de cet avantage nous pouvons donc concevoir des réseaux clairsemés en palliant le problème des réseaux denses. D'autre part, la technologie MIMO combinée à l'ULB nous permet de concevoir des architectures réseaux contenant un faible nombre d'antennes avec un espacement petit afin d'achever la résolution requise. Pour une bonne compréhension, nous avons brièvement démontré l'intérêt de la configuration MIMO en radar par rapport aux autres systèmes radar traditionnels. Grâce à la création du réseau virtuel, une ouverture plus grande qu'avec des réseaux physiques peut être atteinte ce qui améliore la résolution en azimuth. Ce système garantit entre autre le compromis performance/cout en alliant la meilleure résolution, le moindre cout, l'encombrement minime, temps d'acquisition et sûreté. Toutefois, l'arrangement des antennes élémentaires dans le réseau est l'étape inévitable pour compléter le système radar. Conventionnellement, la conception des réseaux MIMO est principalement expérimentale et empirique, mais cela tout en respectant les principes de conception des réseaux MIMO ULB 2D à savoir la méthode de projection et le concept du réseau virtuel. On commence le procédé par déterminer la résolution requise qui permet de déduire la taille du réseau virtuel. Puis, et vue que l'application est à courte portée, le nombre d'élément virtuels est fixé à 16 éléments. Plusieurs combinaisons physiques peuvent être obtenues à partir de ce nombre des éléments du réseau virtuel. A notre avantage, la combinaison adéquate est celle qui contient le moins nombre d'antennes. Une fois le nombre des antennes Tx et Rx est déterminé, nous reconstruisons la topologie initial. Ensuite en se basant sur la minimisation des facteurs du shadowing et la redondance, nous avons finie par choisir la topologie qui élimine les effets de ces facteurs qui détériorent la qualité d'imagerie. Notre topologie 2D proposée contient 4 émetteurs et 4 récepteurs ayant la géométrie d'un losange. Nous avons pu constater que le changement de l'arrangement des antennes dans le réseau MIMO ULB influe d'une manière remarquable sur les performances du réseau, et cela en termes de couplage, selon l'étude faite entre les antennes réceptrices seules et entre les antennes émettrices-réceptrices.

Pour évaluer les systèmes de détection que nous avons conçus et encore prouver l'effet de l'arrangement des antennes ainsi l'influence décisive de la largeur de bande passante, nous avons modélisé et simulé les différentes structures dans l'environnement CST MWS

en présence des cibles à détecter. Nous avons visé dans cette thèse deux applications à savoir la détection des tumeurs du cancer du sein et la détection d'objet en espace libre. Les topologies conçues sont construites pour les deux types d'antennes pour former des réseaux identiques. A noter que la même impulsion a été émise dans toutes les antennes émettrices. Nous avons ensuite récupéré les fonctions de transfert de chaque pair émetteur/récepteur au niveau des récepteurs afin de passer à la phase de traitement des signaux. Sous MATLAB, un prétraitement est effectué afin de former les signaux finaux avant l'implémentation de l'algorithme de rétro-propagation. Les images 3D fournis montrent la fiabilité de notre réseau 2D MIMO ULB par rapport aux autres réseaux qui contiennent le même nombre d'antennes. L'architecture de ce réseau nous a permis d'éliminer les artéfacts causés par l'effet du couplage ou de redondance qui ont été présents dans les autres architectures. La forme de la cible a été également reconstruite. Par ailleurs, nous avons pu montrer l'effet décisif de la diversité fréquentielle, où de meilleurs résultats sont obtenus en augmentant la bande de fréquence utilisée.

Plusieurs recommandations pour des travaux futures dans le prolongement et l'amélioration des travaux présentés dans cette thèse peuvent être suggérées. Au cours de la recherche, nous avons rencontrés un certain nombre de problèmes qui nécessitent des études et des investigations supplémentaires. Nous citons comme perspectives alors :

- Extension d'autres configurations du système radar.
- La diversité de formes d'onde peut fournir une autre dimension pour explorer les avantages du réseau MIMO (i.e. en utilisant différentes formes d'onde pour différents éléments du réseau), ce qui peut améliorer la performance du système d'imagerie complet.
- Extension vers d'autres algorithmes d'imagerie plus performants.
- Réalisation et expérimentation du système radar.

Annexes

Annexe A

Antennes Imprimées

Définition de l'antenne imprimée

L'apparition de l'antenne imprimée remonte aux années soixante-dix, lorsqu'elle était utilisée initialement dans des applications militaires, c'est depuis les années quatre-vingt-dix qu'un intérêt absolu en matière de recherche s'est accordé à cette antenne et l'a aidé à surgir le monde industriel.

Nous pouvons effectivement utiliser plusieurs terminologies pour décrire une antenne imprimée, telles que antenne planaire, antenne micro-ruban (ou micro-strip en anglais), antenne plaqué, ou encore antenne patch.

Elle consiste dans sa structure de base à une pellicule de métal d'épaisseur t appelée « élément rayonnant » ou « patch » en anglais gravée au-dessus d'un substrat de permittivité ϵ_r et de hauteur h . dans la deuxième face du substrat est gravé le plan de masse conducteur qui peut être soit total soit partiel, la géométrie de base est illustrée dans la figure A.1.

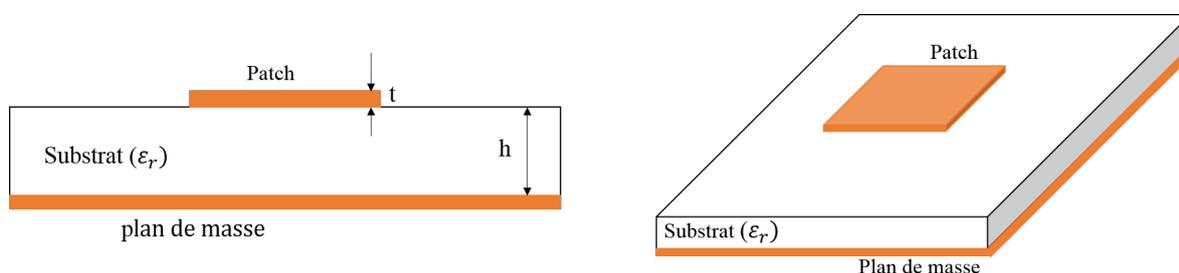


FIGURE A.1 – Structure de base d'une antenne patch

L'élément rayonnant peut prendre une forme quelconque, en pratique, les géométries

usuellement utilisées sont rectangulaires, circulaires, triangulaires, annulaires, etc [53] dans le but de simplifier les analyses de la structure. La fréquence du travail de l'antenne (selon le cahier de charge) et les propriétés du substrat utilisé déterminent les dimensions du patch qui sont de l'ordre de grandeur de la longueur d'onde.

Choix du substrat

Le substrat dans une antenne imprimée représente le support de la structure et joue le rôle d'un intermédiaire entre l'élément rayonnant et le plan de masse. Toutefois, son influence sur les performances de l'antenne est capitale.

Le substrat est caractérisé par sa permittivité diélectrique ϵ_r , sa hauteur h et sa tangente de perte $\tan \delta$. Pour une meilleure efficacité, cette tangente de perte doit être minimale ($\tan \delta < 3 \cdot 10^{-3}$) ainsi que le matériau du substrat doit satisfaire les critères de stabilité en température et de résistance aux produits chimiques, puisque la réalisation de ces antennes peut entraîner plusieurs techniques et peut engendrer des variations de températures ou l'exposition à des produits chimiques.

Quant à la permittivité diélectrique, ses valeurs typiques sont comprises dans la gamme de 2.2 à 12 [106]. Nous pouvons obtenir des meilleures performances avec une faible permittivité et une hauteur élevée au prix des plus larges dimensions du patch vu que les dimensions de celui-ci sont calculées en fonction des propriétés du substrat. La structure devient plus encombrante et donc une mise en réseau sera plus difficile. Inversement, un haut constant diélectrique va limiter les performances de l'élément rayonnant de l'antenne en concentrant le champ dans le substrat minimisant les rayonnements vers l'extérieur. Par conséquent, il est important d'apercevoir un compromis entre la dimension et le constant diélectrique et les performances de l'antenne.

Quant à la permittivité diélectrique, ses valeurs typiques sont comprises dans la gamme de 2.2 à 12 [107]. Nous pouvons obtenir des meilleures performances avec une faible permittivité et une hauteur élevée au prix des plus larges dimensions du patch vu que les dimensions de celui-ci sont calculées en fonction des propriétés du substrat. La structure devient plus encombrante et donc une mise en réseau sera plus difficile. Inversement, un haut constant diélectrique va limiter les performances de l'élément rayonnant de l'antenne en concentrant le champ dans le substrat minimisant les rayonnements vers l'extérieur. Par conséquent, il est important d'apercevoir un compromis entre la dimension et le constant diélectrique et les performances de l'antenne.

L'épaisseur, est également un des paramètres cruciaux dans la sélection du substrat.

Pour cela, nous allons étudier son effet sur la bande passante de l'antenne. Dans ce but, une antenne carré simple est considérée, de dimensions $12 \times 18 \text{ mm}^2$, ayant un plan de masse partiel $L_{gnd} = 4.5 \text{ mm}$. Nous allons fixer la permittivité diélectrique en $\epsilon_r = 3.38$ et faire varier la valeur de l'épaisseur h . Nous pouvons extraire de la figure A.2 que la bande passante augmente avec l'augmentation des valeurs de h , cependant ces dernières sont limitées et nous ne pouvons pas prendre n'importe quelle valeur. D'autre part, augmenter l'épaisseur du substrat résulte des très larges dimensions du patch.

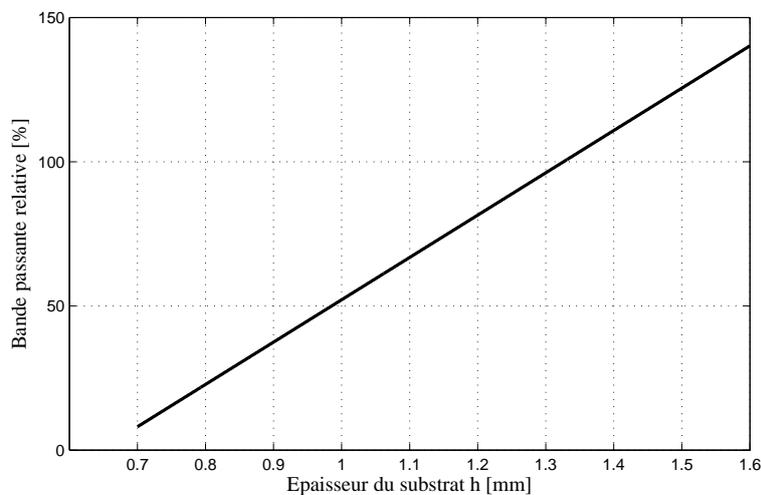


FIGURE A.2 – Effet de la hauteur du substrat sur la bande passante

Techniques d'alimentation

Adapter l'antenne à son alimentation est un point essentiel, une antenne ne peut être utilisable que si son circuit d'alimentation alloue un transfert maximal d'énergie, ceci est valable même si l'antenne est susceptible à rayonner. Pour les antennes patch, les techniques d'alimentation sont classées en deux grandes catégories, avec contact et avec proximité. Pour la première catégorie, la ligne d'alimentation est directement liée à l'élément rayonnant, tandis que pour la deuxième on exploite le couplage entre la ligne et l'élément rayonnant, qui sont généralement séparés, pour assurer le transfert de la puissance. On trouve principalement quatre techniques pour alimenter les antennes imprimées, notamment :

- Alimentation par câble coaxial

Elle est assurée en passant l'âme centrale d'un connecteur coaxial à travers une cavité dans le plan de masse et le substrat diélectrique, cet âme sera soudé avec l'élément rayonnant de l'antenne et l'embase du connecteur sera soudé avec le plan de masse comme le montre la figure A.3. Ce dispositif s'appelle un « via hole » [50]. Le principal avantage de cette technique réside dans le fait de pouvoir déplacer la sonde à n'importe quelle position à l'intérieur de l'élément rayonnant pour avoir une meilleure adaptation mais la bande passante fournie par cette technique est étroite.

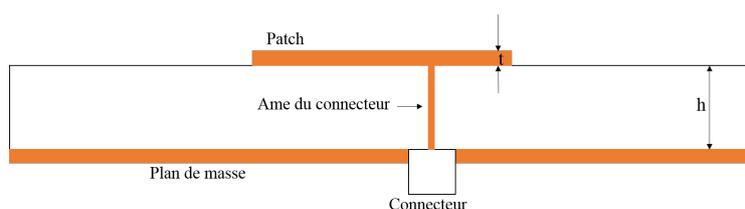


FIGURE A.3 – Alimentation d'un patch par câble coaxial

— Alimentation par ligne micro-ruban

Cette alimentation correspond à la plus utilisée parmi les autres techniques, car elle offre l'avantage de la simplicité de la conception et de la réalisation. Elle est assurée par une ligne micro-ruban placée sur le même plan que le patch rayonnant (figure A.4). L'impédance caractéristique de cette ligne micro-ruban dépendra de la largeur de la ligne d'alimentation.

Réaliser des encoches ou des découpes en marches d'escaliers au niveau de l'élément rayonnant ou encore décaler la ligne micro-ruban sont les méthodes couramment utilisées pour améliorer l'adaptation par ce type d'alimentation.

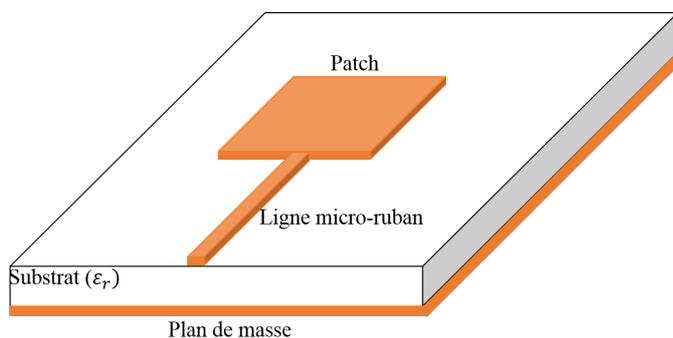


FIGURE A.4 – Alimentation d'un patch par ligne micro-ruban

— Alimentation par fente

Elle consiste à placer le patch rayonnant et la ligne d'alimentation dans deux plans différents. Utilisant deux substrats diélectriques, on grave la ligne sur la face inférieure du premier substrat et le plan de masse avec fente sur sa face supérieure, ce dernier est recouvert par le deuxième substrat qui supporte le patch sur sa face supérieure (figure A.5). Le transfert de l'énergie s'accomplit à travers la fente du plan de masse qui est généralement centrée sous le patch.

Pour un rayonnement optimal de l'antenne patch, on utilise une permittivité diélectrique élevée pour substrat inférieur, et pour le substrat supérieur on utilise une constante diélectrique faible avec une épaisseur élevée. Elle présente l'avantage de réduire le rayonnement parasite mais présente un inconvénient majeur qui est la complexité de sa réalisation causée par l'utilisation de plusieurs couches, ce qui engendrera une augmentation de l'encombrement et du coût.

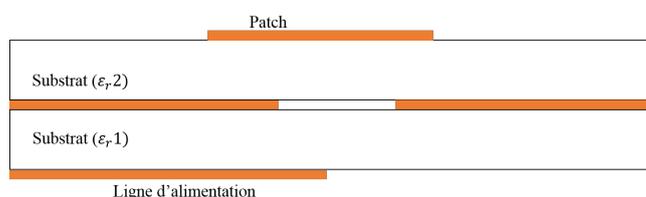


FIGURE A.5 – Vue de côté d'un patch alimenté par fente

— Alimentation par couplage par proximité

Cette alimentation est aussi assurée par couplage électromagnétique entre la ligne d'alimentation et l'élément rayonnant. Comme schématisé dans la figure A.6, la ligne d'alimentation se situe entre deux couches diélectriques, le plan de masse se retrouve dans la face inférieure du premier substrat et le patch est supporté par la face supérieure du deuxième substrat. L'augmentation globale de l'épaisseur de l'antenne fournit une large bande passante. L'inconvénient capital de ce type d'alimentation est sa complexité de fabrication tout en augmentant le coût.

Avantages et inconvénients des antennes imprimées

Les antennes imprimées sont devenues très populaires et adoptées par la plus part des technologies présentant de nombreux avantages.

- Mentionnant en premier lieu leur faible poids et leur simplicité.
- Avec des substrats souples, ces antennes pourraient également être imprimées sur des surfaces non-planes (sphères, cylindre, etc.).

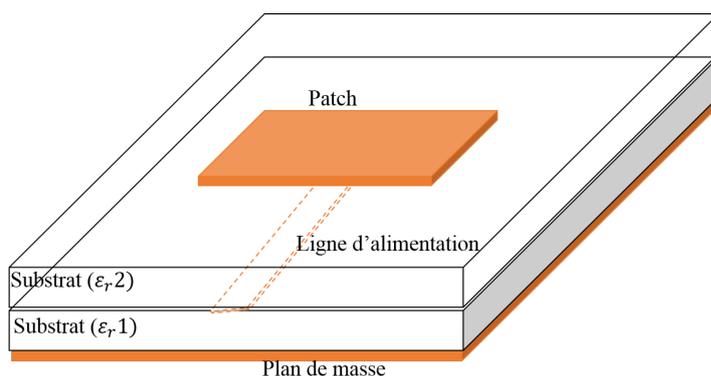


FIGURE A.6 – Alimentation d'un patch par couplage par proximité

- Un autre avantage majeur qui réside dans leur faible coût de fabrication étant donné qu'elles sont réalisées généralement avec la technique de photo-lithographie qui assure une fabrication parfaite produisant une grande quantité (d'autres méthodes sont également utilisées mais n'entraînent pas une augmentation du coût de sa fabrication).
- Vu la faible épaisseur du substrat, ces antennes sont légères et moins encombrantes, donc facilitent la mise en réseau et encore permettent leur intégration dans des appareils électroniques avec d'autres composants dans le même PCB.
- Possibilité d'intégrer des composants actifs associés.
- Obtenir une polarisation circulaire en modifiant la géométrie (insertion des fentes etc.) et l'alimentation du patch.

Elles présentent aussi des limites qu'on peut les remédier notamment :

- Faible gain : pour notre application, ce gain est considéré satisfaisant vu la proximité de l'antenne et la cible (espace libre ou le corps humain à explorer). Sinon il pourrait être amélioré avec l'ajout d'un superstrat à l'environnement de l'antenne.
- Dans certains cas l'alimentation peut causer des rayonnements parasites et des ondes de surface.
- L'étroitesse de leur bande passante : avec les techniques d'élargissement de la bande passante, ce problème est devenu du passé. A l'aide de ces techniques, nous pouvons significativement améliorer la largeur de la gamme de fréquence.

Annexe B

Publications & Communications

Publications Internationales

- Djamila ZIANI, Sidi Mohammed MERIAH, Lotfi MERAD : « A compact modified square printed planar antenna for UWB microwave imaging », International Journal of Advanced Computer Science and Applications (IJACSA), Volume 9, No 2, pp. 325-330, DOI : 10.14569/IJACSA.2018.090246.

Communications Internationales

- Djamila ZIANI, Sidi Mohammed MERIAH, Lotfi MERAD : « A novel miniature UWB monopole antenna for microwave imaging applications », International Conference on Advanced Communications Systems and Signal Processing ICOSIP, 2015, Tlemcen, Algérie.

- Djamila ZIANI, Sidi Mohammed MERIAH, Lotfi MERAD : « UWB MIMO Array Design for Medical Applications », 2ème Conference Internationale en Sciences et Technologies Electriques au Maghreb CISTEM, 2016, Marrakech, Maroc.

- Djamila ZIANI, Sidi Mohammed MERIAH, Lotfi MERAD : « Bandwidth Enhancement of a New Modified Circular Printed Planar Antenna for UWB applications », Fifth International Conference on Image and Signal Processing and their Applications ISPA, 2017.

Communications Nationales

- Réseaux d'antennes MIMO ultra large bande pour système radar micro-onde, JLTT'2014.
- Système Radar ultra large bande pour des applications d'imageries micro-ondes, JLTT'2015.
- Conception d'un réseau MIMO ULB pour une application médicale, JLTT'2016.
- Réseaux d'antennes MIMO ultra large bande pour système radar micro-onde JLTT'2017.

Bibliographie

- [1] A. Charoy, *Compatibilité électromagnétique*. Dunod, 2ème édition ed., 2005.
- [2] T. Huynh, P. M. Jarolimek, and S. Daye, “The False-negative Mammogram,” vol. 18, no. 5, pp. 1239–1246, 1998.
- [3] J. G. Elmore, M. B. Barton, V. M. Moceris, S. Polk, P. J. Arena, and S. W. Fletcher, “Ten-Year Risk of False Positive Screening Mammograms and Clinical Breast Examinations,” *New England Journal of Medicine*, vol. 338, pp. 1089–1096, Apr. 1998.
- [4] C. Derouiche and A. Boukhamla, “Pectoral Muscle Boundary detection using digital mammograms,” (Mostaganem, Algeria), Dec. 2017.
- [5] asi mag.com, “x-ray-limitations-getting-equipment,” <https://www.asi-mag.com/x-ray-limitations-getting-equipment/>.
- [6] E. L. Larsen and J. H. Jacobi, *Medical Applications of Microwave Imaging*. New York : IEEE, 1985.
- [7] Y. M. Abbosh, “Breast Cancer Diagnosis Using Microwave and Hybrid Imaging Methods,” *International Journal of Computer Science & Engineering Survey*, vol. 5, pp. 41–48, June 2014.
- [8] A. Alain, D. Jean-Claude, D. Jean-François, H. Martine, and V. Paolo, “Évaluation des risques sanitaires liés à l’utilisation du scanner corporel à ondes « millimétriques » ProVision 100,” *Rapport d’expertise collective de AFSSET*, 2010.
- [9] F. Bardati and S. Iudicello, “Modeling the Visibility of Breast Malignancy by a Microwave Radiometer,” *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, vol. 55, pp. 214–221, Jan. 2008.
- [10] E. L. KPRÉ, *Contribution à l’étude de techniques de codage analogique pour l’imagerie microonde active et passive*. Thèse de Doctorat, Université de Limoges, France, Oct. 2017.

- [11] E. C. Fear, S. C. Hagness, P. M. Meaney, M. Okoniewski, and M. A. Stuchly, “Enhancing breast tumor detection with near-field imaging,” *IEEE Microwave Magazine*, vol. 3, pp. 48–56, 2002.
- [12] M. Bertero and P. Boccacci, *Introduction to Inverse Problems in Imaging*. CRC Press, Jan. 1998.
- [13] W. Sekkal, L. Merad, and S. M. Meriah, “A comparative study for breast cancer detection by neural approach for different configurations of the microwave imaging system,” *Progress In Electromagnetics Research M*, vol. 65, pp. 69–78, 2018.
- [14] A. Miraoui, L. Merad, and S. M. Meriah, “Breast Tumors Classification Using Support Vector Machine and Artificial Neural Networks,” *International Journal of Microwave and Optical Technology*, vol. 12, no. 02, pp. 69–73, 2017.
- [15] M. Pastorino, *Microwave imaging*. John Wiley & Sons, 2010.
- [16] M. Guarnieri, “The Early History of Radar,” *IEEE Industrial Electronics Magazine*, vol. 4, no. 3, pp. 36–42, 2010.
- [17] L. A. Hyland, A. H. Taylor, and L. C. Young, “System for detecting objects by radio.”
- [18] C. Raymond and J. Watson, *Radar Origins Worldwide : History of Its Evolution in 13 Nations Through World War II*. Trafford Publishing, 2009.
- [19] C. Wolff, “Radartutorial, Chapitre 1 : Notions de base,” p. 26, 2011.
- [20] y. Aardal, *Radar monitoring of heartbeats and respiration*. Thèse de Doctorat, Université d’Oslo, 2013.
- [21] B. Boudamouz, *Contribution à l’étude de nouvelles techniques de radar MIMO pour la détection de cibles en contexte urbain (à l’intérieur des bâtiments)*. Thèse de Doctorat, Université de Toulouse, Mar. 2013.
- [22] R. Zetik and R. S. Thoma, “Monostatic imaging of small objects in UWB sensor networks,” in *2008 IEEE International Conference on Ultra-Wideband*, (Hannover), pp. 191–194, IEEE, Sept. 2008.
- [23] X. Zhao, *Détection et localisation de cibles derrière un mur avec un système radar ULB*. Thèse de Doctorat, Université la Rochelle, Nov. 2012.
- [24] T. Counts, A. C. Gurbuz, W. R. Scott, J. H. McClellan, and K. Kim, “Multistatic Ground-Penetrating Radar Experiments,” *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, vol. 45, pp. 2544–2553, Aug. 2007.

-
- [25] C. Wolff, “Radartutorial, Chapitre 2 : Types de radar et fréquences,” 2011.
- [26] Yunqiang Yang and A. Fathy, “Development and Implementation of a Real-Time See-Through-Wall Radar System Based on FPGA,” *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, vol. 47, pp. 1270–1280, May 2009.
- [27] T. S. Ralston, G. L. Charvat, and L. E. Peabody, “Real-time through-wall imaging using an ultrawideband multiple-input multiple-output (MIMO) phased array radar system,” pp. 551–558, Oct. 2010.
- [28] S. M. Chouiti, *Détection et Reconstruction de forme d’Objets par les Techniques d’Imagerie Micro-ondes*. Thèse de Doctorat, Université de Tlemcen, Apr. 2017.
- [29] L. Carrer and A. Yarovoy, “Concealed weapon detection using UWB 3-D radar imaging and automatic target recognition,” pp. 2786 – 2790, 2014.
- [30] L. E. Larsen and J. H. Jacobi, “Microwave scattering parameter imagery of an isolated canine kidney,” *Medical Physics*, vol. 6, no. 5, pp. 394–403, 1979.
- [31] S. S. Tiang, M. S. Hathal, N. S. N. Anwar, M. F. Ain, and M. Z. Abdullah, “Development of a Compact Wide-Slot Antenna for Early Stage Breast Cancer Detection Featuring Circular Array Full-View Geometry,” *International Journal of Antennas and Propagation*, vol. 2014, pp. 1–11, 2014.
- [32] S. M. Chouiti, L. Merad, S. M. Meriah, X. Raimundo, and A. Taleb-Ahmed, “An Efficient Image Reconstruction Method for Breast Cancer Detection Using an Ultra-Wideband Microwave Imaging System,” *Electromagnetics*, vol. 36, pp. 225–235, May 2016.
- [33] X. Zhuge and A. G. Yarovoy, “A Sparse Aperture MIMO-SAR-Based UWB Imaging System for Concealed Weapon Detection,” *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, vol. 49, pp. 509–518, Jan. 2011.
- [34] Federal Communication Commission, “Revision of Part 15 of the Commission’s Rules Regarding Ultra-Wide-Band Transmission Systems First Report and Order,” *FCC 02-V48.Tech.Rep*, pp. Washington,DC, USA, 2002.
- [35] A. Chami, *Miniaturisation et intégration d’antennes imprimées pour systèmes communicants ULB pulsés*. Thèse de Doctorat, Université de Nice-Sophia Antipolis, 2011.
- [36] G. León, *Analysis and Design of Ultra-Wideband Antennas in the spectral and temporal domains*. Thèse de Doctorat, École Polytechnique Fédérale De Lausanne (EPFL), 2010.

- [37] M.-G. Di Benedetto, T. Kaiser, A. , I. Oppermann, C. Politano, and D. , *Ultra-wideband Communication Systems : A Comprehensive Overview*. Jan. 2006.
- [38] M. Devulder, *Etude et faisabilité d'un système Ultra Large Bande (ULB en gamme millimétrique en technologie Silicium avancée*. Thèse de Doctorat, Université des sciences et technologie de Lille, 2008.
- [39] N. Fortino, *Conception et caractérisation d'antennes imprimées pour systèmes Ultra-Large-Bande impulsions*. Thèse de Doctorat, Université de Nice-Sophia Antipolis, Feb. 2006.
- [40] J. G. Proakis, *Digital Communications*. mcgraw-hill ed., 1989.
- [41] C. Shannon, "A Mathematical Theory of Communication," *Bell System Technical Journal*, vol. 27, pp. 379–423, 623–656, Oct. 1948.
- [42] M. Ghavami, L. Michael, and R. Kohno, "Hermite Function Based Orthogonal Pulses for Ultra Wideband Communication," (Aalborg, Denmark), pp. 437–440, Jan. 2001.
- [43] L. B. Michael, M. Ghavami, and R. Kohno, "Multiple pulse generator for ultra-wideband communication using Hermite polynomial based orthogonal pulses," in *2002 IEEE Conference on Ultra Wideband Systems and Technologies (IEEE Cat. No.02EX580)*, pp. 47–51, May 2002.
- [44] M. Ghavami, L. B. Michael, S. Haruyama, and R. Kohno, "A Novel UWB Pulse Shape Modulation System," *Wireless Personal Communications*, vol. 23, pp. 105–120, Oct. 2002.
- [45] H. Sheng, P. Orlik, A. Haimovich, L. Cimini, and Jinyun Zhang, "On the spectral and power requirements for ultra-wideband transmission," in *IEEE International Conference on Communications, 2003. ICC '03.*, vol. 1, (Anchorage, AK, USA), pp. 738–742, IEEE, 2003.
- [46] C. M. Studio *CST Inc.*, 2014.
- [47] J. Valleau, *Miniaturisation des antennes très large bande pour applications spatiale*. Thèse de Doctorat, Université Toulouse, France, Dec. 2016.
- [48] G. Durisi and S. Benedetto, "Comparison between Coherent and Noncoherent Receivers for UWB Communications," *EURASIP Journal on Advances in Signal Processing*, vol. 2005, p. 781630, Mar. 2005.
- [49] P.-F. Combes, *MICRO-ONDES. Tome 2, Circuits passifs, propagation, antennes.*, dunod ed., 1997.

-
- [50] O. Picon, *Les antennes. Théorie, conception et applications*. Paris : Dunod, 2009.
- [51] A. Boyer, *Antennes*. Support de cours, Institut national des sciences appliquées de Toulouse, Oct. 2011.
- [52] L. Babour, *Etude et conception d'antennes ultra large bande miniaturisées en impulsionnel*. Thèse de Doctorat, Institut polytechnique de Grenoble, May 2009.
- [53] K. Aksas, *Antennes, Théorie et applications*. ellipses, Dec. 2013.
- [54] C. A. Balanis, *Antenna theory, analysis and design*. John Wiley and Sons, 2005.
- [55] A. Mehdipour, K. Mohammadpour-Aghdam, and R. Faraji-Dana, "Complete dispersion analysis of vivaldi antenna for ultra wideband applications," *Progress In Electromagnetics Research*, vol. 77, pp. 85–96, 2007.
- [56] G. Quintero, J. Zurcher, and A. K. Skrivervik, "System Fidelity Factor : A New Method for Comparing UWB Antennas," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 59, pp. 2502–2512, July 2011.
- [57] M. Koohestani, A. A. Moreira, and A. K. Skrivervik, "Fidelity concepts used in UWB systems," in *2014 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI)*, pp. 824–825, July 2014.
- [58] O. J. Lodge, "Electric Telegraphy," Aug. 1898.
- [59] V. Callec, *Systèmes antennaires reconfigurables pour l'observation spatiale*. Thèse de Doctorat, Institut national des sciences appliquées de Rennes, Nov. 2013.
- [60] 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,, Apr. 2013.
- [61] G. A. T. W. L. Stutzman, *Antenna Theory and Design :2nd (Second) edition*. Wiley, John & Sons, Incorporated, Dec. 1997.
- [62] A. Hamadi, *Analyse et prédiction comportementales du radar GPR planimétrique de la mission spatiale exomars*. Thèse de Doctorat, Université de Limoges, Nov. 2010.
- [63] M. Grelier, « *Miniaturisation des antennes large bande à l'aide de matériau artificiels*. Thèse de Doctorat, Ecole doctorale d'informatique et télécommunications et électronique de Paris, Jan. 2011.
- [64] A. Kamil, *Conception d'une antenne patch ultra large bande (3.1 GHz-10.6 GHz)*. Thèse pour l'obtention du grade de maitre en science, université de Quebec, 2011.

- [65] A. A. L. Neyestanak, "Ultra wideband rose leaf microstrip patch antenna," *Progress In Electromagnetics Research, PIER*, vol. 86, pp. 155–168, 2008.
- [66] O. Haraz and A.-R. Sebak, "UWB Antennas for Wireless Applications," in *Advancement in Microstrip Antennas with Recent Applications*, IntechOpen, Mar. 2013.
- [67] D. Ziani Kerarti and S. Meriah, "New monopole antenna for ultra wideband applications," *Intenational Journal of Computer applications*, vol. 47, no. 11, 2012.
- [68] N. Seladji-Hassaine, L. Merad, S. M. Meriah, and F. T. Bendimerad, "UWB Bowtie Slot Antenna for Breast Cancer Detection," *international journal of biomedical and biological engineering*, vol. 6, no. 11, pp. 571–574, 2012.
- [69] S. Taleb, *Simulations de systèmes d'antennes pour imagerie micro-onde*. Thèse de Doctorat, Université de Tlemcen, Oct. 2016.
- [70] D. Ziani, S. M. Meriah, and L. Merad, "A Compact Modified Square Printed Planar Antenna for UWB Microwave Imaging Applications," *International Journal of Advanced Computer Science and Applications*, vol. 9, no. 2, 2018.
- [71] S. Maci, G. B. Gentili, P. Piazzesi, and C. Salvador, "Dual-band slot-loaded patch antenna," *Antennas and Propagation IEE Proceedings - Microwaves*, vol. 142, pp. 225–232, June 1995.
- [72] S. Maci and G. B. Gentili, "Dual-frequency patch antennas," *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 39, pp. 13–20, Dec. 1997.
- [73] M. Mighani and M. Akbari, "New uwb monopole planer antenna with dual band notched," *Progress In Electromagnetics Research C*, vol. 52, pp. 153–162, 2014.
- [74] P. J. Gibson, "The Vivaldi aerial," (Brighton, UK), pp. 101–105, Sept. 1979.
- [75] E. Gazit, "Improved design of Vivaldi antenna," in *IEEE Proceeding, Microwave Antennas Propagation*, vol. 135, pp. 89–92, Apr. 1988.
- [76] H. B. Chu, H. Shirai, and C. N. Dao, "Effect of curvature of antipodal structure on Vivaldi antennas," in *2015 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation USNC/URSI National Radio Science Meeting*, pp. 2331–2332, July 2015.
- [77] D. M. N. Elsheakh, N. A. Eltresy, and E. A. A. Fattah, "Ultra wide bandwidth high gain vivaldi antenna for wireless communications," *Progress In Electromagnetics Research Letters*, vol. 69, pp. 105–111, 2017.
- [78] L. Li, X. Xia, Y. Liu, and T. Yang, "Wideband balanced antipodal Vivaldi antenna with enhanced radiation parameters," *Progress In Electromagnetics Research C*, vol. 66, pp. 163–171, 2016.

-
- [79] A. M. d. Oliveira, J. F. Justo, M. B. Perotoni, S. T. Kofuji, A. G. Neto, R. C. Bueno, and H. Baudrand, "A high directive Koch fractal Vivaldi antenna design for medical near-field microwave imaging applications," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 59, no. 2, pp. 337–346, 2017.
- [80] M. Moosazadeh, S. Kharkovsky, Z. Esmati, and B. Samali, "UWB elliptically-tapered antipodal Vivaldi antenna for microwave imaging applications," in *2016 IEEE-APS Topical Conference on Antennas and Propagation in Wireless Communications (APWC)*, pp. 102–105, Sept. 2016.
- [81] M. Moosazadeh, S. Kharkovsky, J. T. Case, and B. Samali, "UWB antipodal vivaldi antenna for microwave imaging of construction materials and structures," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 59, no. 6, pp. 1259–1264, 2017.
- [82] R. K. Mehra, "Optimal input signals for parameter estimation in dynamic system - survey and new results," *IEEE Trans. Automat. Control*, vol. 38, pp. 753–768, Dec. 1974.
- [83] J. Li and P. Stoica, *MIMO Radar Signal Processing*. John Wiley & Sons Inc, 2008.
- [84] J. Dorey, Y. Blanchard, and F. Christophe, "The RIAS project, a new approach to air surveillance radar," (Versailles, France), 1984.
- [85] A. S. Luce, H. Molina, D. Muller, and V. Thirard, "Experimental results on RIAS digital beamforming radar," pp. 74–77, 1992.
- [86] D. Bliss and K. Forsythe, "Multiple-input multiple-output (MIMO) radar and imaging : degrees of freedom and resolution," in *The Thrity-Seventh Asilomar Conference on Signals, Systems & Computers, 2003*, (Pacific Grove, CA, USA), pp. 54–59, IEEE, 2003.
- [87] M. L. Bencheikh, *Exploitation des propriétés des signaux dans les systèmes radar MIMO pour la détection et la localisation*. Thèse de Doctorat, Université de Nantes, July 2011.
- [88] M. Peichl, S. Dill, M. Jirousek, and H. Süß, "Microwave Radiometry - Imaging Technology and Applications," (Chemnitz, Germany), 2007.
- [89] A. Sibille, "Time-domain Diversity in Ultra-wideband MIMO Communications," *EURASIP J. Appl. Signal Process.*, vol. 2005, pp. 316–327, Jan. 2005.
- [90] Y.-C. Yang, *UWB Antennas and MIMO Antenna Arrays Development for Near-Field Imaging*. Thèse de Doctorat, TU Delft University, Netherlands, 2011.

- [91] J. Schwartz and B. Steinberg, "Ultrasparse, ultrawideband arrays," *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control*, vol. 45, pp. 376–393, Mar. 1998.
- [92] Xiaodong Zhuge, *Short-Range Ultra-Wideband Imaging with Multiple-Input Multiple-Output Arrays*. Thèse de Doctorat, TU Delft University, Netherlands, 2010.
- [93] G. Lookwood and F. Foster, "Optimizing the radiation pattern of sparse periodic two-dimensional arrays," *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control*, vol. 43, pp. 15–19, Jan. 1996.
- [94] S. S. Ahmed, A. Schiessl, and L.-P. Schmidt, "Near Field mm-Wave Imaging with Multistatic Sparse 2d-Arrays," (Rome, Italy), pp. 180–183, 2009.
- [95] B. Yang, A. Yarovoy, P. Aubry, and X. Zhuge, "Experimental Verification of 2d UWB MIMO Antenna Array for Near-field Imaging Radar," (Rome, Italy), pp. 97–100, 2009.
- [96] X. Zhuge and A. Yarovoy, "Near-Field Ultra-Wideband Imaging with Two-Dimensional Sparse MIMO Array," (Barcelona, Spain), p. 4, 2010.
- [97] X. Zhuge and A. G. Yarovoy, "Study on Two-Dimensional Sparse MIMO UWB Arrays for High Resolution Near-Field Imaging," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 60, pp. 4173–4182, Sept. 2012.
- [98] K. Tan, S. Wu, Y. Wang, S. Ye, J. Chen, and G. Fang, "A Novel Two-Dimensional Sparse MIMO Array Topology for UWB Short-Range Imaging," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 15, pp. 702–705, 2016.
- [99] K. Tan, S. Wu, Y. Wang, S. Ye, J. Chen, X. Liu, G. Fang, and S. Yan, "On Sparse MIMO Planar Array Topology Optimization for UWB Near-Field High-Resolution Imaging," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 65, pp. 989–994, Feb. 2017.
- [100] E. Anadol, Ilgin Seker, S. Camlica, Tankut Oguz Topbas, S. Koc, L. Alatan, F. Oktem, and O. A. Civi, "UWB 3d near-field imaging with a sparse MIMO antenna array for concealed weapon detection," in *Radar Sensor Technology XXII*, vol. 10633, p. 106331D, International Society for Optics and Photonics, May 2018.
- [101] B. Yang, A. G. Yarovoy, and L. P. Ligthart, "Performance analysis of UWB antenna array for short-range imaging," *2nd European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, pp. 597–597, Jan. 2007.

- [102] W. A. Schneider, “Developments in seismic data processing and analysis (1968–1970),” *GEOPHYSICS*, vol. 36, pp. 1043–1073, Dec. 1971.
- [103] F. Fioranelli, *Through-the-wall detection using ultra wide band frequency modulated interrupted continuous wave signals*. Thèse de Doctorat, Université de Durham, 2013.
- [104] Z. Tahar, X. Derobert, and M. Benslama, “An ultra wideband modied vivaldi antenna applied to ground and through the wall imaging,” *Progress In Electromagnetics Research C*, vol. 86, p. 12, 2018.
- [105] W. Sekkal, *Imagerie micro-onde pour la détection et la localisation du cancer du sein. Application d’une approche neuronale*. Thèse de Doctorat, Université Tlemcen, 2018.
- [106] 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.
- [107] J.-M. Laheurte, *Petites antennes : Communications sans fil et terminaux*. Lavoisier, Apr. 2011.

Résumé : L'objectif principal de notre travail consiste à concevoir un système radar MIMO (Multiple Input Multiple Output) ultra large bande (ULB) pour imagerie microonde. Cette étude nous a permis de viser des applications d'imagerie en espace libre et dans le domaine médical. Afin de garantir une transmission fidèle, la première étape de ce travail a été de se focaliser sur la conception et la réalisation de deux nouvelles antennes ULB en technologie micro-ruban. Pour cela, nous avons suivi une approche systématique appuyée sur la théorie des antennes imprimées, et en utilisant le logiciel CST MWS comme outil de simulations. Ces antennes ont réussi à prouver leurs caractéristiques ultra large bande et ses performances en domaine temporel et fréquentiel. Ainsi, sur la base de ces antennes conçues, une mise en place en réseaux d'antennes est effectuée en combinant alors la technique MIMO avec la technologie ULB. La conception d'un réseau d'antennes 2D MIMO ULB se base sur le concept du réseau virtuel et la méthode de projection afin de choisir la topologie optimale. L'arrangement des antennes dans le réseau permet la réduction drastique en nombre des émetteurs-récepteurs tout en maintenant les mêmes performances qu'un système radar conventionnel dense. Dans la dernière étape, la topologie proposée est modélisée sous le logiciel CST MWS, puis nous avons prétraité les signaux recueillis dans les récepteurs avant la mise en œuvre de l'algorithme d'imagerie de rétro-propagation pour reconstruire les images de l'objet étudié. L'intérêt de cette recherche réside dans les apports apportés par la configuration multistatique (MIMO) ultra large bande associé au système radar pour la résolution des images des objets à détecter, la reconstruction de leurs forme ainsi que la réduction du cout de tout le système. Dans une première application, nous avons pu détecter et reconstruire à haute qualité la forme d'une cible d'un aspect compliqué dans un espace libre. En ce qui concerne l'application de l'imagerie médicale par micro-ondes, nous avons réussi à détecter une tumeur dans le sein. Les résultats confirment que la topologie proposée offre des images à haute résolution en comparant avec d'autres topologies.

Mots-clés : Système Radar, antenne ULB, réseau d'antennes MIMO ULB 2D, algorithme d'imagerie de rétro-propagation, résolution.

Abstract: The main objective of our research is to design an Ultra-Wideband (ULB) Multiple Input Multiple Output (MIMO) radar system. This study will allow us to target free space and medical imaging applications. To ensure faithful transmission, the first step in this work is to design and realize the two new UWB micro-strip antennas. For this, we followed a systematic approach based on the theory of printed antennas and simulations under the CST MWS platform, these antennas were able to prove their ultra-broadband characteristics and its performance in time and frequency domain. Thereby, based on these designed antennas, a 2D MIMO UWB antenna array is implemented. The array design rely on the virtual array concept and projection slice method to choose the optimal topology. Our antennas arrangement within the array allows a drastic reduction in the number of transceivers while maintaining the same performance as a conventional radar systems. In the last step, the proposed topology is modeled under CST MWS software, then we pre-processed the signals collected in the receivers before the implementation of the back-projection imaging algorithm to reconstruct the images of the studied object. Results confirm that our topology offers a high resolution images compared with another topologies. The interest of this research resides in the contributions brought by the ultra-wideband multistatic (MIMO) technology associated with the radar system for the high resolution of the images of the objects to be detected, the reconstruction of their shape as well as the reduction of the cost of the whole system. In a first application, we were able to detect and reconstruct with high quality the shape of a target of a complicated aspect in the free space. Regarding the application of microwaves medical imaging, we succeeded to detect a tumor in the breast. The results confirm that the proposed topology offers high resolution images by comparing with other topologies.

Keywords: Radar system, UWB antenna, 2D UWB MIMO antenna array, back-projection imaging algorithm, resolution.

ملخص: الهدف الرئيسي من بحثنا هو تصميم نظام رادار فائق النطاق الترددي ومتعدد المرسلات والمستقبلات. هذه الدراسة سوف تسمح لنا باستهداف تطبيقات في الفضاء الحر وفي مجال التصوير الطبي. لضمان ارسال واستقبال جيد للنضبات UWB تتمثل الخطوة الأولى لهذا العمل في تصميم وتحقيق هوائيين صغيرين بتكنولوجيا UWB. لهذا، اتبعنا منهجية قائمة على نظرية الهوائيات المطبوعة وتصميمها ومحاكاتها تحت منصة CST MWS، وقد اثبتت هذه الهوائيات خصائص النطاق العريض للغاية وأدائها الجيد في مجال الوقت والتردد. ثم، استناداً على هذه الهوائيات المصممة، يتم تطبيق صفيق هوائي ثنائي الأبعاد MIMO UWB. يعتمد تصميم الصفيق على مفهوم الصفيق الافتراضي وطريقة شريحة الإسقاط لاختيار الطوبولوجيا الأمثل. يتيح ترتيب الهوائيات المقترح من طرفنا ضمن الصفيق انخفاضاً كبيراً في عدد أجهزة الإرسال والاستقبال مقارنة مع أنظمة الرادار التقليدية مع الحفاظ على نفس أداء هذه الأخيرة. في خطوة أخيرة، قمنا بتصميم الطوبولوجيا المقترحة ضمن برنامج CST MWS، بعد ذلك قمنا بمعالجة الإشارات التي تم جمعها في المستقبلات قبل تنفيذ خوارزمية تصوير الإسقاط الخلفي (BP) لإعادة بناء صور الهدف المدروس. يكمن اهتمام هذا البحث في المساهمات التي قدمتها تكنولوجيا MIMO ULB المرتبطة بنظام الرادار للحصول على درجة وضوح عالية في اكتشاف الأشياء وإعادة بناء أشكالها وتخفيض تكلفة النظام بأكمله. حيث قمنا بالكشف عن وجود وإعادة بناء هدف معقد الشكل في الفضاء الحر بدرجة عالية. وفيما يخص تطبيق التصوير الطبي بالموجات الدقيقة، نجحنا بالكشف عن ورم سرطان الثدي. تؤكد النتائج أن الطوبولوجيا المقترحة تقدم صوراً عالية الدقة مقارنة بالطوبولوجيات الأخرى.

الكلمات المفتاحية: نظام الرادار، هوائي UWB، صفيق هوائيات ثنائي الأبعاد MIMO ULB، خوارزمية الإسقاط الخلفي، الدقة.