

**Titre:** Nouveau radar harmonique à diversité de fréquence pour la détection des signes vitaux  
Title: [Nouveau radar harmonique à diversité de fréquence pour la détection des signes vitaux](#)

**Auteur:** Lydia Chioukh  
Author: [Lydia Chioukh](#)

**Date:** 2015

**Type:** Mémoire ou thèse / Dissertation or Thesis

**Référence:** Chioukh, L. (2015). Nouveau radar harmonique à diversité de fréquence pour la détection des signes vitaux [Thèse de doctorat, École Polytechnique de Montréal].  
Citation: [PolyPublie. <https://publications.polymtl.ca/1896/>](https://publications.polymtl.ca/1896/)

## Document en libre accès dans PolyPublie

Open Access document in PolyPublie

**URL de PolyPublie:** <https://publications.polymtl.ca/1896/>  
PolyPublie URL: <https://publications.polymtl.ca/1896/>

**Directeurs de recherche:** Ke Wu, & Dominic Deslandes  
Advisors: [Ke Wu](#), [Dominic Deslandes](#)

**Programme:** Génie Électrique  
Program: [Génie Électrique](#)

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

NOUVEAU RADAR HARMONIQUE À DIVERSITÉ DE FRÉQUENCE POUR LA  
DÉTECTION DES SIGNES VITaux

LYDIA CHIOUKH

DÉPARTEMENT DE GÉNIE ÉLECTRIQUE  
ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

THÈSE PRÉSENTÉE EN VUE DE L'OBTENTION  
DU DIPLÔME DE PHILOSOPHIAE DOCTOR  
(GÉNIE ÉLECTRIQUE)  
AOÛT 2015

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

Cette thèse intitulée :

NOUVEAU RADAR HARMONIQUE À DIVERSITÉ DE FRÉQUENCE POUR LA  
DÉTECTION DES SIGNES VITIAUX

présentée par : CHIOUKH Lydia

en vue de l'obtention du diplôme de : Philosophiae Doctor

a été dûment acceptée par le jury d'examen constitué de :

M. AKYEL Cevdet, D.Sc.A., président

M. WU Ke, Ph. D, membre et directeur de recherche

M. DESLANDES Dominic, Ph. D., membre et codirecteur de recherche

M. NERGUIZIAN Chahé, Ph. D., membre

M. KHAZAKA Roni, Ph. D., membre externe

## DÉDICACE

*À ceux et celles qui m'ont inculqué qu'à cœur vaillant rien d'impossible :*

*À mes parents,*

*À mon mari,*

*À ma famille et à mes êtres chers.*

## REMERCIEMENTS

Ce travail a été effectué au département génie électrique de l'école polytechnique de Montréal, au sein du laboratoire Poly-Grames. Je tiens à exprimer ma profonde gratitude à celles et ceux qui m'ont apporté leur soutien, leur amitié, et leur expérience tout au long de ce travail de thèse.

Tout d'abord, je tiens à exprimer ma sincère gratitude à mon directeur de thèse, le professeur Ke Wu, qui m'a offert la possibilité de poursuivre des études de doctorat à l'école polytechnique de Montréal. Mon projet de doctorat ne peut être accompli sans son soutien continu, ses encouragements, sa direction inspirante, et sa clairvoyance extraordinaire. Ces longues heures de discussions et de réflexions m'ont été très instructives et furent un enrichissement tant humain que professionnel.

Je remercie vivement, mon codirecteur, le professeur Dominic Deslandes, pour les échanges scientifiques fructueux, sa confiance et ses encouragements, et tous les efforts fournis à mon égard le long de ma thèse.

Que mes directeurs de recherche trouvent ici l'expression de ma reconnaissance et ma profonde gratitude.

Je remercie les professeurs Cevdet Akyel, Chahé Nerguizian, et Roni Khazaka qui ont accepté d'examiner mon travail et faire partie du jury de ma thèse.

Que tous les membres du centre de recherche Poly-Grames, en particulier M. Jules Gautier, M. Steve Dubé, M. Traian Antonescu, M. Maxime Thibault, M. Jean-Sébastien Décarie, et Mme Rachel Lortie soient remerciés pour leurs supports et aides permanents. Ma gratitude s'étends à madame Nathalie Lévesque pour son aide très apprécié.

Toute ma reconnaissance va à tous les membres de Poly-Grames et plus spécialement Dr. Halim Boutayeb et Dr. Tarek Djerafi pour leur aide substantielle et leur appui au cours de mes années d'études. Mes pensées vont également à mes collègues du bureau Mr. Pascal Burasa et Dr. Shabnam Ladan, ainsi que mes anciens collègues Dr. Simone A Winkler et Dr. Liang Hang. Sans oublier mes amies externes de l'école polytechnique de Montréal pour leurs encouragements permanents.

Avec beaucoup d'amour, ma plus grande gratitude revient : à ma douce mère Dalloula, à mon adorable père Salah, à mon cher mari Sid Ali, à mon oncle Boukhmis, à ma sœur Narimane et son mari, à mon frère Messaoud et sa femme, à mon frère Slimane et sa femme et toute ma belle-famille. Mon dernier chaleureux hommage est pour mes neveux et nièces, mes sources de bonheur quotidien : Karim, Lydia, Mélissa, Erwan et Yanis.

## RÉSUMÉ

Les technologies de télédétection sont essentielles pour répondre aux besoins des applications émergentes qui nécessitent le développement des dispositifs sans fil et des architectures innovantes. Durant les dix dernières années, les communications sans fil ont été en constante augmentation. Un grand nombre de services multimédias sont maintenant disponibles pour les utilisateurs. Il est clair que cette tendance ne fera que s'accentuer à l'avenir afin d'obtenir des services à haute vitesse de communication sans fil à tout moment et en tout lieu (5G, par exemple). De nouvelles bandes de fréquences millimétriques ont été allouées en Amérique du Nord et en Europe pour les communications personnelles sans fil. Les technologies radars sont utilisées dans un grand nombre d'applications civiles comme l'avertissement de collision pour automobile ou la navigation routière. L'émergence de nouvelles applications dans les technologies de détection est cruciale pour répondre aux besoins de la société moderne et nécessite le développement de nouveaux dispositifs innovants. En outre, les systèmes de détections émergents doivent avoir de hautes performances en termes de sensibilité et de fiabilité. Ces paramètres deviennent de plus en plus importants pour les applications biomédicales. En outre, le coût de ces systèmes est un paramètre essentiel qui doit être réduit au minimum ; autrement ces dispositifs sans fil ne seront pas en mesure de remplacer les systèmes conventionnels.

Récemment, le développement de radar pour la surveillance des fonctions vitales d'un patient telles que la respiration et/ou les battements de cœur a attiré beaucoup d'attention. L'activité cardiaque ou l'état respiratoire de plusieurs patients peuvent être surveillés simultanément si ces radars sont placés sur le plafond d'une salle de soins hospitaliers. Avec ces systèmes, il est également possible d'envoyer une alarme d'urgence rapide dans le cas des syndromes d'apnée du sommeil ou de la mort subite chez les nouveau-nés. Une autre application est la surveillance des fonctions vitales du fœtus dans l'utérus d'une mère pendant une grossesse anormale. Dans un contexte différent, ces systèmes Bio-radars peuvent également être conçus pour la surveillance de la sécurité des zones ou la recherche et le sauvetage des survivants après un tremblement de terre ou des catastrophes. Dans ce cas, de tels systèmes radiofréquences (RF) doivent être capables de faire deux fonctions : la mesure du signal vital et la détection de la position des éventuelles personnes.

Généralement, les techniques radars pour la surveillance des signaux vitaux reposent sur l'exploitation d'une unique fréquence porteuse dans la bande des micro-ondes. Lorsque la fréquence augmente, la longueur d'onde et la taille du système diminuent, et par conséquent une meilleure résolution de détection est obtenue. Différents radars à micro-ondes ont été conçus dans la bande Ka. Dans de tels systèmes, la technique Doppler est utilisée pour extraire le mouvement des patients et les signes vitaux. La détection est cependant perturbée par les harmoniques et les intermodulations de la respiration et du rythme cardiaque, le mouvement des patients, l'environnement, le bruit, et le phénomène des points nuls.

Due aux contraintes des architectures émetteurs-récepteurs à effet Doppler, la reconfiguration des systèmes est une direction prometteuse. D'autre part, la combinaison des différentes normes de communication et la reconfiguration des architectures conduisent à une évolution des architectures radars et le développement de nouveaux concepts technologiques : le radar à ondes combinées nommé radar harmonique ( $f$  et  $nf$ ) peut offrir plusieurs avantages par rapport à la plupart des techniques de radars classiques pour la surveillance des signes vitaux à porteuse unique.

Cette thèse concerne l'étude et le développement de nouveau système radars de type Doppler qui utilise la fréquence harmonique en plus de la fréquence fondamentale généralement associée à la fréquence de l'oscillateur local du mélangeur. Les résultats montrent que ce radar basé sur la diversité de fréquence ( $f$ ,  $2f$ ) peut améliorer la sensibilité du système, la fiabilité de détection, et également réduire le coût, la taille et la consommation de puissance par l'utilisation des composantes harmoniques. Cette approche harmonique permet de résoudre le problème des points nuls, d'augmenter le SNR, et d'améliorer la détection de l'amplitude du battement de cœur comparativement aux harmoniques supérieures de la respiration et aux harmoniques d'intermodulation et cela en comparant avec le radar conventionnel.

Afin de valider le concept proposé, deux prototypes sont fabriqués et testés. Le premier prototype utilise le mélangeur et le second utilise la jonction six-port harmonique. Tous les composants qui constituent les systèmes développés sont décrits en détail. Certains composants ont été conçus spécifiquement dans le cadre de ce travail tel qu'un réseau d'antennes double bande et la jonction six-port harmonique. Les différents tests sont effectués avec une plaque de métal ayant un mouvement périodique et avec des patients. Le bruit et la sensibilité d'un système radar harmonique fonctionnant à  $12\text{ GHz}$  et  $24\text{ GHz}$  pour la détection de signes vitaux sont étudiés théoriquement et

expérimentalement. La faisabilité d'une estimation cardiopulmonaire est prouvée en utilisant le radar basé sur la diversité harmonique qui présente une solution alternative aux radars classiques uni-porteurs pour le contrôle des signes vitaux et d'autres applications émergentes. La thèse contient également les conclusions et les suggestions pour les travaux futurs dans le but d'accroître l'efficacité de la technique de détection à diversité de fréquence.

## ABSTRACT

Remote sensing and detection technologies are essential to meet the needs of emerging applications that require the development of wireless devices and innovative architectures. During the last decade, wireless communications have been steadily expanding. A large number of multimedia services are now available to users. It is clear that this trend will only accelerate in the future to obtain high-speed wireless communication services anytime and anywhere (5G, for example). New millimeter frequency bands have been allocated in North America and Europe for wireless personal communications. Radar technologies are used in many civil applications such as automotive collision warning or road navigation. The emergence of new applications in detection technologies is crucial to meet the needs of modern society and requires the development of new devices and innovative architectures. In addition, emerging detections systems must have high performance in terms of sensitivity and reliability. These settings become increasingly important for biomedical applications. In addition, the cost of these systems is a key parameter to be minimized; otherwise these wireless devices will not be able to replace conventional systems.

Recently, the radar development for monitoring a patient's vital signs such as respiration and / or heart beat has attracted much attention. The cardiac activity or respiratory status of several patients can be monitored simultaneously if these devices are placed on the ceiling of a room of hospital care. With these systems, it is also possible to send a quick emergency alarm in the case of sleep apnea syndromes or sudden death in newborns. Another application is the monitoring of vital functions of the fetus in the womb of a mother during an abnormal pregnancy. In a different context, such Bio-radar systems can also be designed to monitor area security or search and rescue of survivors after disasters such as earthquake. In this case, such RF systems must be capable of providing two functions, namely vital signal measurement and physical positioning of survivor.

Generally, techniques for radar monitoring of vital signals are based on the operation of a single carrier frequency in the microwave band. When the frequency increases, the wavelength and the size of the system decrease, and therefore a better detection sensitivity is obtained. Different microwave radars were designed in the Ka band for such biomedical purposes. In such systems, Doppler technique is used to extract ribcage movement and vital signs. However, detection is

disturbed by harmonics and intermodulation of breathing and heart rate, the movement of patients and the environment, noise, and the phenomenon of zero points.

With the constraints of Doppler transceivers, the re-configurability of systems is a promising direction. On the other hand, the aggregation of multiple carriers or harmonics leads to the development of new radar techniques. In our case, a so-called harmonic radar scheme ( $f$  and  $nf$ ) can offer several advantages over most conventional radar techniques for monitoring vital signs.

This thesis is concerned with the study and development of a new Doppler radar system using the harmonic frequency in addition to the fundamental frequency normally associated with the frequency of the local oscillator of the mixer. The results show that this frequency diversity-based harmonic radar ( $f$ ,  $2f$ ) can improve system sensitivity, detection reliability, and also reduce its cost, size and power consummation through the use of harmonic components. The proposed harmonic radar design and demonstration are able to increase SNR, resolve null points, and improve the detection of heartbeat compared to the single carrier-frequency counterparts

To validate the proposed concept, two prototypes are manufactured and tested. The first prototype uses the mixer and the second uses harmonic six-port discriminator. All the components that constitute the systems developed are described in detail. Some components have been specifically designed as part of this work, such as a dual band antenna array and the harmonic six-port junction. Various tests are carried out with a metal plate having a periodic motion and with patients. Noise and sensitivity of harmonic radar system operating at  $12\text{ GHz}$  and  $24\text{ GHz}$  remote sensing and Detection of Vital Signs are studied theoretically and experimentally. The feasibility of a cardiopulmonary estimation using the harmonics-based diversity radar sensor is proven, so it presents an alternative to conventional radars uni-carrier for the control of vital signs and other emerging applications. The thesis also contains conclusions and suggestions for future work in order to increase the efficiency of frequency diversity detection technique.

## TABLE DES MATIÈRES

|   |      |
|---|------|
| DÉDICACE.....   | III  |
| REMERCIEMENTS .....   | IV   |
| RÉSUMÉ.....   | VI   |
| ABSTRACT .....  | IX   |
| TABLE DES MATIÈRES .....  | XI   |
| LISTE DES TABLEAUX.....   | XVI  |
| LISTE DES FIGURES.....  | XVII |
| LISTE DES SIGLES ET ABRÉVIATIONS .....  | XXV  |
| CHAPITRE 1 INTRODUCTION GÉNÉRALE.....   | 1    |
| 1.1 Motivation et contexte clinique de la recherche pour la surveillance des signaux vitaux | 1    |
| 1.2 Objectifs et Avantages du radar harmonique .....  | 5    |
| 1.2.1 Objectifs généraux.....   | 5    |
| 1.2.2 Objectifs spécifiques .....   | 5    |
| 1.2.3 Applications potentielles du radar harmonique.....                                    | 6    |
| 1.3 Méthodologie suivie pour la réalisation du bio-radar harmonique .....                   | 6    |
| 1.3.1 État de l'art .....   | 7    |
| 1.3.2 Méthode d'analyse .....   | 7    |
| 1.3.3 Conception et implémentation du radar harmonique .....                                | 7    |
| 1.3.4 Mesures et traitements des données .....  | 7    |
| 1.3.5 Évaluation et contributions aux recherches en surveillances des signaux vitaux .....  | 8    |
| 1.4 Organisation de la thèse .....  | 8    |

|            |   |    |
|------------|---|----|
| 1.5        | Contributions apportées par la thèse .....  | 9  |
| CHAPITRE 2 | TECHNIQUES DE CONTRÔLE DES SIGNAUX VITaux ET CHOIX DU RADAR HARMONIQUE POUR DES APPLICATIONS BIOMÉDICALES ..... | 12 |
| 2.1        | Signaux physiologiques et avancées de recherche .....   | 12 |
| 2.1.1      | Signaux cardiaques et techniques de détection .....   | 12 |
| 2.1.2      | Signaux respiratoires et techniques de détection.....   | 14 |
| 2.2        | Techniques de mesure en télémédecine et leurs contraintes .....   | 15 |
| 2.2.1      | Les appareils des mesures invasives <i>in-vivo</i> (implantables) .....   | 16 |
| 2.2.2      | Les technologies non invasives (avec et sans contact).....  | 18 |
| 2.2.3      | Motivations pour le radar en médecine et ses bénéfices .....  | 18 |
| 2.3        | Étude et choix de l'architecture du radar pour la mesure et le contrôle des signaux vitaux .....                | 21 |
| 2.3.1      | Principe de fonctionnement du radar à effet doppler en médecine .....   | 21 |
| 2.3.2      | Avancées de recherche du radar pour le contrôle des signaux vitaux.....   | 21 |
| 2.3.3      | Les différents types de systèmes radars .....   | 23 |
| 2.4        | Motivation pour le radar à deux fréquences comparativement au radar conventionnel 30                            |    |
| CHAPITRE 3 | LA TECHNIQUE DU RADAR HARMONIQUE À DIVERSITÉ FRÉQUENTIELLE.....   | 32 |
| 3.1        | Radar harmonique en littérature .....   | 32 |
| 3.2        | Quelle topologie faut-il choisir ?.....   | 34 |
| 3.3        | Avantages du concept de la diversité fréquentielle pour le radar harmonique .....                               | 37 |
| 3.3.1      | Intérêt de la non-linéarité des composants actifs .....   | 38 |
| 3.3.2      | Gain de conversion et intérêt du mélangeur harmonique à trois tones .....                                       | 39 |
| 3.3.3      | Point de compression 1 dB.....  | 41 |

|  |    |
|--|----|
| CHAPITRE 4 PROTOTYPE DU RADAR HARMONIQUE ET MODÉLISATION.....  | 43 |
| 4.1 Modélisation des signaux vitaux .....  | 43 |
| 4.1.1 Modèle du signal respiratoire .....  | 43 |
| 4.1.2 Modèle du signal cardiaque cohérent.....   | 43 |
| 4.1.3 Séparation et extraction des signaux .....   | 45 |
| 4.2 Considérations pour la conception du radar harmonique.....   | 46 |
| 4.2.1 Modèle du canal .....  | 46 |
| 4.2.2 Sécurité concernant la santé humaine .....   | 47 |
| 4.2.3 Choix des fréquences optimales du radar harmonique et interaction avec les tissus humains .....                              | 48 |
| 4.2.4 Champ proche et champ lointain.....  | 49 |
| 4.2.5 La surface équivalente radar pour un signal vital .....  | 51 |
| 4.3 Modélisation du radar harmonique pour la détection vitale.....   | 53 |
| 4.3.1 Mise en équations du système harmonique utilisant le mélangeur .....   | 54 |
| 4.3.2 Radar harmonique à jonction six-port.....  | 57 |
| 4.3.3 Simulation sous ADS du bio-radar harmonique avec mélangeur et jonction six-port comparativement au radar conventionnel ..... | 60 |
| CHAPITRE 5 ÉTUDES DES PERFORMANCES DU RADAR HARMONIQUE À DEUX CANAUX .....   | 66 |
| 5.1 Justification du choix des fréquences du radar harmonique .....  | 66 |
| 5.2 Amélioration de la détection vitale en utilisant le radar harmonique .....   | 68 |
| 5.2.1 Signal vital détecté en fonction de la variation de la respiration et du battement cardiaque .....                           | 68 |
| 5.2.2 Effet des harmoniques de la respiration et des intermodulations sur la précision de détection .....                          | 69 |

|       |   |     |
|-------|---|-----|
| 5.2.3 | Non-linéarité de la détection des signaux périodiques et effet de la distance ..... | 76  |
| 5.2.4 | La nature du problème des points nuls.....  | 78  |
| 5.2.5 | Solution proposée du radar harmonique pour le problème des points zéro .....        | 80  |
| 5.3   | L'analyse du signal reçu.....   | 85  |
| 5.4   | Sources du bruit et améliorations de la détection grâce au radar harmonique .....   | 87  |
| 5.4.1 | Le bruit de scintillation (Flicker) .....   | 88  |
| 5.4.2 | Bruit de phase résiduel .....   | 88  |
| 5.4.3 | Bruit thermique .....   | 90  |
| 5.4.4 | Sensibilité de détection des signes vitaux .....                                    | 91  |
|       | CHAPITRE 6 COMPOSANTS POUR LE RADAR-HARMONIQUE.....                                 | 94  |
| 6.1   | L'oscillateur .....   | 94  |
| 6.2   | Amplificateur à faible bruit (LNA) .....  | 95  |
| 6.3   | Mélangeur.....  | 96  |
| 6.4   | Coupleur Branch-Line double bande à stub ouvert.....                                | 96  |
| 6.5   | Coupleur hybride croisé .....   | 102 |
| 6.6   | Diviseur de puissance.....  | 104 |
| 6.7   | Détecteur de puissance à diode Schottky .....                                       | 109 |
| 6.8   | Jonction six-port harmonique.....   | 111 |
| 6.9   | Réseau bi-bande à antennes patchs .....   | 115 |
| 6.9.1 | Conception de l'antenne.....  | 117 |
| 6.9.2 | Effet de la position des sous-réseaux fonctionnant dans la bande haute.....         | 119 |
| 6.9.3 | Analyse du circuit filtre passe-bas .....   | 120 |
| 6.9.4 | Analyse de la distribution du champ électrique .....                                | 121 |
| 6.9.5 | Performances de l'antenne simulées et mesurées à champ lointain .....               | 122 |

|   |     |
|---|-----|
| CHAPITRE 7      VALIDATION ET MESURES EXPÉRIMENTALES DU RADAR HARMONIQUE POUR LA DÉTECTION DES SIGNES VITIAUX ..... | 125 |
| 7.1      Mesures utilisant le mélangeur.....  | 125 |
| 7.1.1      Prototype de mesures .....   | 125 |
| 7.1.2      Mesures en utilisant la plaque métallique .....  | 127 |
| 7.1.3      Considération importante pour la santé et la sécurité .....  | 129 |
| 7.1.4      Mesures vitales.....   | 130 |
| 7.1.5      Mesures vitales et répétabilité du système .....   | 132 |
| 7.1.6      Validation du déphasage pour la résolution des points nuls .....   | 135 |
| 7.1.7      Amélioration du ratio signal sur bruit en utilisant le radar harmonique .....                            | 136 |
| 7.2      Mesures utilisant la jonction six-port.....  | 139 |
| CHAPITRE 8      CONCLUSION ET TRAVAUX FUTURS .....  | 141 |
| BIBLIOGRAPHIE .....   | 146 |
| ANNEXE .....  | 158 |

**LISTE DES TABLEAUX**

|   |     |
|---|-----|
| Tableau 2-1: Techniques pour la mesure du déplacement de la paroi thoracique .....              | 14  |
| Tableau 2-2 : Méthode pour la mesure de rythme respiratoire .....                               | 15  |
| Tableau 2-3: Recherches du radar doppler pour la médecine .....                                 | 24  |
| Tableau 2-4 : Comparaisons entre le radar CW et le radar pulsé.....                             | 29  |
| Tableau 3-1 : Avantages et inconvénients des récepteurs standards.....                          | 35  |
| Tableau 3-2: Gain de conversion pour les mélangeurs à deux ou trois tones d'excitation .....    | 41  |
| Tableau 4-1 : Paramètres des zones de détection.....  | 51  |
| Tableau 4-2 : Calcul de la surface équivalente pour le muscle du cœur et les poumons .....      | 53  |
| Tableau 5-1 : Distances des points nuls et les points optimaux .....                            | 80  |
| Tableau 7-1 : Caractéristiques des composants et circuits pour le système radar.....            | 126 |
| Tableau 7-2 : Densité de puissance rayonnée maximale acceptable.....                            | 130 |
| Tableau 7-3 : Performances expérimentales de détection absolue des battements cardiaques....    | 134 |
| Tableau 7-4 : Spécification du radar conventionnel et du radar harmonique à 12 GHz et à 24 GHz. |     |
| .....   | 138 |

## LISTE DES FIGURES

|   |       |
|---|-------|
| Figure 1-1 : Synergie de l'ingénierie et de la médecine pour améliorer la santé et sauver des vies. | 1     |
| .....   | ..... |
| Figure 1-2 : Limitations des radars multi-bandes et la solution avec le radar harmonique proposé.   | 4     |
| .....   | ..... |
| Figure 2-1 : Emplacement du cœur dans la cage thoracique [20].                                      | 13    |
| Figure 2-2 : Exemple d'électrocardiogramme.   | 13    |
| Figure 2-3 : Système respiratoire [29].   | 14    |
| Figure 2-4 : Comparaison des différentes techniques pour le contrôle vital.                         | 15    |
| Figure 2-5 : Exigences demandées pour un bon contrôle vital.  | 19    |
| Figure 2-6 : Techniques de mesure vitaux et les attributaires du bio-radar.                         | 20    |
| Figure 2-7 : Composition du radar pour la surveillance vitale.                                      | 21    |
| Figure 2-8 : Principe de mesure du radar à impulsions.  | 25    |
| Figure 2-9 : Radar à ondes continues (CW).  | 27    |
| Figure 3-1 : Radar harmonique pour le suivi des petites espèces menacées d'insectes [70].           | 33    |
| Figure 3-2 : Schéma du système radar d'insectes [71].   | 33    |
| Figure 3-3 : Radar harmonique bi-statique [72].   | 33    |
| Figure 3-4 : Architecture hétérodyne pour le radar harmonique [73].                                 | 33    |
| Figure 3-5 : Représentation schématique des récepteurs partagés parallélisés multi-bande.           | 36    |
| Figure 3-6 : Topologie proposée du radar harmonique.  | 37    |
| Figure 3-7 : Circuits linéaires et non linéaires.   | 38    |
| Figure 3-8 : Mélangeurs à deux ou trois tones.  | 38    |
| Figure 3-9 : Les composantes fréquentielles générées par différents mélangeurs.                     | 39    |
| Figure 3-10 : Les composantes fréquentielles générées par différents mélangeurs                     | 40    |

|  |    |
|--|----|
| Figure 3-11 : Représentation du point de compression 1 dB [76].....  | 42 |
| Figure 4-1 : Modèle sinusoïdal du signal cardiaque.....  | 44 |
| Figure 4-2 : Modèle <i>ECG</i> du signal cardiaque.....  | 45 |
| Figure 4-3 : Les signaux reçus dans le domaine temporel, et fréquentiel pour les modèles des signaux vitaux.....   | 46 |
| Figure 4-4 : Propagation des ondes pour la surveillance des signes vitaux utilisant le concept du radar harmonique.....  | 46 |
| Figure 4-5 : Propagation des ondes électromagnétiques dans les tissus humains pour diverses fréquences porteuses (Simulation avec HFSS) [84].....  | 49 |
| Figure 4-6 : Densité de puissance d'une antenne.....   | 49 |
| Figure 4-7 : Différents domaines pour calcul de la surface équivalente [88]. .....   | 52 |
| Figure 4-8 : Modèles du cœur ou des poumons pour le calcul de la SER. ....   | 53 |
| Figure 4-9 : Concept du radar harmonique .....   | 54 |
| Figure 4-10 : (a) signal reçu dans le domaine temporel, sans bruit ; (b) signal reçu dans le domaine temporel avec le bruit ; (c) signal reçu avec le bruit dans le domaine fréquentiel après mixage. .... | 57 |
| Figure 4-11 : Architecture du radar harmonique à jonction six-port. ....   | 58 |
| Figure 4-12 : Réponses fréquentielles de la sortie $P_1$ , $P_2$ et $(P_1-P_2)$ après les détecteurs de la jonction six-port à la distance $d_0=1.007m$ .....  | 60 |
| Figure 4-13 : Schéma du radar Doppler pour modélisation.....   | 61 |
| Figure 4-14 : Schéma de de la simulation ADS du radar conventionnel à une seule porteuse.....  | 62 |
| Figure 4-15 : La réponse fréquentielle du signal reçu utilisant le radar standard à 24 GHz.....  | 62 |
| Figure 4-16 : Schéma de la simulation ADS du radar harmonique à deux fréquences porteuses. ....  | 63 |
| Figure 4-17 : Réponse fréquentielle du signal reçu avec le radar harmonique.....   | 64 |

|  |    |
|--|----|
| Figure 4-18 : Réponse fréquentielle normalisée du signal reçu avec : (a) le radar conventionnel à 24 GHz et (b) le radar harmonique à jonction six-port. ....  | 65 |
| Figure 5-1 : Détection théorique des battements cardiaques en fonction des différentes fréquences porteuses.....   | 67 |
| Figure 5-2 : Signal cardiaque détecté en fonction de la variation du signal respiratoire. ....   | 69 |
| Figure 5-3 : Amplitude de détection en fonction de $m_r$ et $m_h$ utilisant : (a) Le système à 12 GHz (b) Le système à 24 GHz (b) Le système harmonique à la fois 12 GHz et 24 GHz.....  | 71 |
| Figure 5-4 : Harmoniques de la respiration en fonction des différentes fréquences respiratoires. ....  | 72 |
| Figure 5-5 : Rapport de l'amplitude (cardiaque/3 <sup>ème</sup> harmonique) en fonction de $m_r$ utilisant le radar conventionnel à 24 GHz ou le radar harmonique. ....  | 73 |
| Figure 5-6 : Représentations en 3D du rapport de l'amplitude (cardiaque/3 <sup>ème</sup> harmonique) en fonction de $m_r$ et $m_h$ : (a) utilisant le radar conventionnel à 24 GHz, (b) utilisant le radar harmonique à 12 GHz et 24 GHz. .... | 73 |
| Figure 5-7 : Rapport de l'amplitude (cardiaque/ Intermodulation) en fonction de $m_r$ : (a) utilisant le radar standard à 24 GHz, (b) utilisant le radar harmonique à 12 GHz et 24 GHz simultanément. ....                                     | 75 |
| Figure 5-8 : Rapport en 3D de l'amplitude cardiaque/ Intermodulation en fonction de $m_r$ et $m_h$ et $m_h$ : (a) utilisant le radar conventionnel à 24 GHz, (b) utilisant le radar harmonique à 12 GHz et 24 GHz simultanément. ....          | 75 |
| Figure 5-9 : Spectres du signal reçu simulé pour différentes distances en utilisant le système conventionnel à 12 GHz. ....  | 77 |
| Figure 5-10 : Spectres du signal reçu simulé pour différentes distances en utilisant le système conventionnel à 24 GHz. ....   | 77 |
| Figure 5-11 : Amplitude de pics ( $r_1, h_1, r_2$ ) en fonction de la distance :.....  | 78 |
| Figure 5-12 : Les points nuls et les points optimaux le long de la distance séparant le système et le patient. ....  | 79 |

|   |    |
|---|----|
| Figure 5-13 : Répartition des points nuls et les points optimaux en utilisant les différents systèmes.  | 80 |
| Figure 5-14 : Amplitude du signal (max et min) en fonction du déphasage.  | 81 |
| Figure 5-15 : Amplitude du signal pour différents déphasages entre  | 81 |
| Figure 5-16 : Répartition des points nuls et optimaux en utilisant : (a-b) le système à doubles bandes latérales [18], (c-d) Système harmonique à 12 GHz, 24 GHz simultanément.   | 83 |
| Figure 5-17 : Répartition des points nuls et les points optimales utilisant : (a) Système à une seule porteuse (b) Système harmonique à deux porteuses ( $f$ et $2f$ ) avec $0^\circ$ de déphasage entre les porteuses(c) Système avec deux porteuses ( $f$ et $2f$ ) avec $45^\circ$ de déphasage. | 84 |
| Figure 5-18 : Architecture du système harmonique modifiée.  | 85 |
| Figure 5-19 : Puissances reçues calculées pour les systèmes radars (a) à 12 GHz (b) à 24 GHz ..   | 86 |
| Figure 5-20 : Plateforme pour la mesure du DC offset due aux fuites du LO au mélangeur ( <i>Flicker noise</i> ).  | 88 |
| Figure 5-21 : Mesures du bruit de scintillement à la sortie du mélangeur (a) Sans <i>LO</i> , (b) Système à 12 GHz ( $LO = 13 \text{ dBm}$ ), (c) Système à 24 GHz ( $LO = 13 \text{ dBm}$ ),   | 89 |
| Figure 5-22 : Bruit de phase résiduel simulé en bande de base <i>vs</i> la distance de la cible.  | 90 |
| Figure 5-23 : Caractéristiques de bruit thermique des composants du système harmonique.   | 91 |
| Figure 5-24 : Estimation de la détection des signaux cardiaques et respiratoires en fonction de la distance : (a) radar à 12 GHz, (b) radar à 24 GHz.   | 92 |
| Figure 5-25 : Puissance théorique du signal reçu en utilisant le radar à diversité de fréquence.  | 92 |
| Figure 6-1 : (a) Descriptions des entrées et (b) photographie du circuit VCO.   | 94 |
| Figure 6-2 : (a) Descriptions des entrées et (b) photographie du LNA.   | 95 |
| Figure 6-3 : Figure de bruit mesurée pour l'amplificateur à faible bruit LNA.   | 95 |
| Figure 6-4 : (a) Descriptions des entrées et (b) photographie du mélangeur.   | 96 |

|   |     |
|---|-----|
| Figure 6-5 : (a) Coupleur hybride quadrature conventionnel, (b) et ligne de transmission quart d'onde (c) et le modèle équivalent de la ligne. ....   | 97  |
| Figure 6-6 : (a) Topologie du coupleur proposée double-bande, (b) schématique ADS Structure, (c) structure et Lay-out, et (d) photographie du coupleur Branch-Line double bande à stub ouvert. .... | 100 |
| Figure 6-7: Résultats de simulations des paramètres $S_{ij}$ du coupleur Branch-Line .....  | 100 |
| Figure 6-8: Mesures du coupleur Branch-Line double bande à stub ouvert. ....  | 101 |
| Figure 6-9 : Résultats de simulations de la différence de phase entre les ports directe et couplé du coupleur Branch-Line double bande à stub ouvert.....   | 101 |
| Figure 6-10 : (a) Topologie du coupleur hybride croisé, (b) schématique ADS, (c) structure et Lay-out et (d) photographie du coupleur croisé.....   | 102 |
| Figure 6-11 : Résultats de simulations du coupleur hybride croisé. ....   | 103 |
| Figure 6-12 : Mesures du coupleur hybride croisé.....   | 103 |
| Figure 6-13 : Résultats de simulations de la différence de phase entre les ports directe et couplé du coupleur hybride croisé. ....   | 103 |
| Figure 6-14 : Topologuie du diviseur de puissance.....  | 105 |
| Figure 6-15 : Les schémas équivalents à deux ports pour le diviseur de puissance (a) mode pair et (b) mode impair.....  | 105 |
| Figure 6-16 : (a) Topologie du diviseur de puissance RF Wilkinson harmonique et (b) sa photographie.....  | 108 |
| Figure 6-17 : Performances simulées de l'adaptation ( $S_{11}$ , $S_{22}$ , $S_{33}$ ), de l'isolation ( $S_{23}$ , $S_{32}$ ), et de la perte d'insertion ( $S_{31}$ , $S_{21}$ ).....             | 108 |
| Figure 6-18 : Circuit de simulation du détecteur.....   | 109 |
| Figure 6-19 : (a) Topologie du détecteur harmonique et sa photographie. ....  | 109 |
| Figure 6-20 : Résultats de simulation de l'adaptation du détecteur à diode Schottky. ....   | 110 |
| Figure 6-21 : Résultats mesurés de l'adaptation du détecteur à diode Schottky.....  | 110 |

|  |     |
|--|-----|
| Figure 6-22 : Rapport de conversion du détecteur par rapport à la fréquence .....  | 110 |
| Figure 6-23 : Topologie et photographie en technologie micro-ruban du circuit six-port.....  | 111 |
| Figure 6-24 : Performances simulées des adaptations aux ports d'entrée et de sortie du six-port.   |     |
| .....  | 112 |
| Figure 6-25 : L'isolation entre les ports d'entrée du six-port. ....   | 112 |
| Figure 6-26 : Les paramètres simulés de transmission entre le port LO et les ports de sortie du six-port. ....                                   | 113 |
| Figure 6-27 : Les paramètres simulés de transmission entre le port RF et les ports de sortie du six-port. ....                                   | 113 |
| Figure 6-28 : Le schéma de simulation d'équilibrage harmonique du six-port à $12\text{ GHz}$ .....   | 114 |
| Figure 6-29 : Amplitudes des tensions de sortie par rapport à la variation du déphasage entre les deux signaux d'entrée à $12\text{ GHz}$ . .... | 114 |
| Figure 6-30 : Le schéma de simulation d'équilibrage harmonique du six-port à $24\text{ GHz}$ .....   | 114 |
| Figure 6-31 : Amplitudes des tensions de sortie par rapport à la variation du déphasage entre les deux signaux d'entrée à $24\text{ GHz}$ . .... | 115 |
| Figure 6-32 : Géométrie de l'antenne patch bi-bande proposée. ....   | 117 |
| Figure 6-33 : Géométrie du sous-réseau d'antennes alimenté par couplage électromagnétique fonctionnant dans la bande de fréquence haute.....     | 117 |
| Figure 6-34 : Coefficient de réflexion de l'antenne pour différentes distances $s24$ .....   | 119 |
| Figure 6-35 : Coefficient de réflexion de l'antenne pour différentes longueurs $l24$ .....   | 120 |
| Figure 6-36 : Caractéristiques de fréquence du circuit filtre passe-bas. ....  | 120 |
| Figure 6-37 : Distribution du courant électrique à $12\text{ GHz}$ .....   | 121 |
| Figure 6-38 : Distribution du courant électrique à $24\text{ GHz}$ .....   | 121 |
| Figure 6-39 : Photo de l'antenne fabriquée.....  | 122 |
| Figure 6-40 : Coefficient de réflexion de l'antenne à la bande des basses fréquences.....  | 122 |

|   |     |
|---|-----|
| Figure 6-41 : Coefficient de réflexion de l'antenne à la bande des hautes fréquences.....   | 123 |
| Figure 6-42 : Diagrammes de rayonnement dans le plan E à 12 GHz.....  | 124 |
| Figure 6-43 : Diagrammes de rayonnement dans le plan E à 24 GHz.....  | 124 |
| Figure 7-1 : (a) Diagramme bloc et (b) photographie du banc de test de mesure du radar harmonique.....  | 126 |
| Figure 7-2 : Système fabriqué de la plaque métallique en mouvement périodique.....  | 127 |
| Figure 7-3 : Spectre du signal mesuré pour un mouvement périodique de la plaque métallique utilisant le radar conventionnel à 12 GHz à (a) $d_0$ (b) $d_0 + 1mm$ (c) $d_0 + 2mm$ .....                  | 128 |
| Figure 7-4 : Spectre du signal mesuré pour un mouvement périodique de la plaque métallique utilisant le radar conventionnel à 24 GHz à (a) $d_0$ (b) $d_0 + 1mm$ (c) $d_0 + 2mm$ .....                  | 128 |
| Figure 7-5 : Spectre du signal mesuré pour un mouvement périodique de la plaque métallique utilisant le radar harmonique proposé à 12 GHz et à 24 GHz à (a) $d_0$ (b) $d_0 + 1mm$ (c) $d_0 + 2mm$ ..... | 128 |
| Figure 7-6 : Puissances mesurées reçues pour un mouvement périodique de la plaque métallique.....   | 129 |
| Figure 7-7 : Spectre du signal vital mesuré à l'aide du radar conventionnel à 12 GHz.....   | 131 |
| Figure 7-8 : Spectre du signal vital mesuré à l'aide du radar conventionnel à 24 GHz.....   | 131 |
| Figure 7-9 : Le système radar harmonique fonctionnant à 12 GHz et 24 GHz avec un déphasage de 45°.....  | 131 |
| Figure 7-10 : Configuration pour la mesure du rythme cardiaque.....   | 132 |
| Figure 7-11 : Mesures du rythme cardiaque avec l'oxymètre et avec le système radar harmonique.....  | 132 |
| Figure 7-12 : Puissance mesurée normalisée du signal reçu pour la plaque métallique en mouvement vs le décalage entre les deux porteuses.....   | 135 |
| Figure 7-13 : Puissance mesurée normalisée du signal vital reçu de la cage thoracique d'un patient vs le décalage entre les deux porteuses.....   | 135 |

|  |     |
|--|-----|
| Figure 7-14 : Spectres des signaux reçus pour un déplacement périodique de la plaque à la distance $d=115$ cm utilisant (a) le système conventionnel à 12 GHz, (b) le système conventionnel à 24 GHz (c) le système radar harmonique ..... | 137 |
| Figure 7-15 : Mise en œuvre du système de radar harmonique à jonction six-port.....  | 139 |
| Figure 7-16 : Spectre du signal vital mesuré utilisant (a) le radar classique à 24 GHz et (b) le radar harmonique à jonction six-port. ....  | 140 |

## LISTE DES SIGLES ET ABRÉVIATIONS

|        |   |
|--------|---|
| RF     | Radio fréquence                             |
| CW     | Continuous Wave                             |
| IRM    | Imagerie par résonance magnétique           |
| ISM    | Industrial-Scientific-Medical               |
| Radar  | RAdio Detection And Ranging                 |
| FMCW   | Frequency Modulated Continuous Wave         |
| SNR    | Signal to Noise Ratio                       |
| DC     | Direct Current                              |
| LO     | Local Oscillator                            |
| LNA    | Low Noise Amplifier                         |
| BPF    | Band-Pass Filter                            |
| IF Amp | Intermediate-Frequency Amplifier            |
| NL     | Noise Level                                 |
| SER    | Surface Efficace/Équivalente Radar          |
| RCS    | Radar Cross Section                         |
| IF     | Intermediate Frequency                      |
| IIP3   | Third-Order Intermodulation Intercept Point |
| ECG    | Electrocardiogram                           |
| SAR    | Specific Absorption Rate                    |
| DAS    | Débit d'Absorption Spécifique               |
| EBG    | Electromagnetic Band Gap                    |
| HBT    | Heterojunction Bipolar Transistor           |

|           |   |
|-----------|---|
| MMIC      | Monolithic Hybrid Microwave Integrated Circuit  |
| PHEMT     | Pseudomorphic High-Electron-Mobility Transistor |
| VCO       | Voltage Control Oscillator                      |
| NF        | Noise Figure                                    |
| $N_s$     | Bruit à la sortie                               |
| $N_e$     | Bruit en entrée                                 |
| HFSS      | High Frequency Structural Simulator             |
| ADS       | Advanced Design System                          |
| Mix       | Mixeur  |
| PwrSplit  | Power Split                                     |
| TFD       | Transformée de Fourier Discrète                 |
| DFT       | Discrete Fourier Transform                      |
| CMOS      | Complementary Metal–Oxide–Semiconductor         |
| P1dB      | Output 1dB compression point                    |
| $P_{out}$ | Puissance de sortie                             |

## CHAPITRE 1 INTRODUCTION GÉNÉRALE

### 1.1 Motivation et contexte clinique de la recherche pour la surveillance des signaux vitaux



Figure 1-1 : Synergie de l'ingénierie et de la médecine pour améliorer la santé et sauver des vies.

Le développement de la technologie et de l'ingénierie est fondamental pour les besoins économiques et sociaux des pays. La création de nouvelles technologies afin de répondre aux besoins vitaux et d'améliorer les soins et le quotidien des êtres humains constituent des défis de taille. De nouvelles technologies ont été utilisées dans les soins de santé sur plusieurs axes comme pour la chirurgie robotique, la surveillance dans la salle d'opération, le traitement électronique des dossiers médicaux des patients, les applications de la télémédecine, les dispositifs de surveillance et autres applications biomédicales.

De nos jours, des efforts considérables sont déployés pour étendre nos connaissances et nos capacités à solutionner des problèmes biomédicaux. À la figure 1-1, nous soulignons la nécessité d'intégrer avec succès l'ingénierie dans les sciences de la vie et de la santé, particulièrement pour le système cardiovasculaire et le système neuronal. De ce fait, la technologie joue et jouera un rôle de plus en plus grand dans l'établissement de diagnostiques et la prévention pour donner des bons traitements et des thérapies rapides et appropriés aux patients. Cela ne peut se faire sans le transfert

des connaissances vers les applications cliniques, la promotion de la recherche et la formation interdisciplinaires des génies aux prochaines générations de chercheurs.

Les radiofréquences (RF) et les technologies radars sont utilisées dans les secteurs civils pour un grand nombre d'applications, tels que l'automobile (avertisseur anticollision automobile ou pour la circulation), la navigation marine, les applications domestiques (fours micro-ondes) et professionnelles (soudure, radiocommunications), les applications grand public (badges de contrôle, d'identité ou de titres de transport), les diagnostics médicaux (IRM : Imagerie par Résonance Magnétique) et les thérapies (physiothérapie, hyperthermie, etc..). L'utilisation des ondes radiofréquences dans le domaine de la santé est un phénomène relativement récent (début des années 1980) [1-4]. Les applications médicales de ces ondes peuvent être classées selon trois grandes catégories :

- dans le traitement des patients en utilisant les effets thermiques et/ou non thermiques,
- dans le diagnostic de maladies,
- dans une partie de traitement combiné avec autre technique (radiothérapie, chimiothérapie, intervention chirurgicale, etc.).

Actuellement, dans la sphère médicale, les radiofréquences sont principalement utilisées en tant que traitements pour leurs effets thermiques. En effet, la thermothérapie par micro-ondes a des applications en oncologie (cancers), physiothérapie (rhumatismes) et urologie (hyperplasies prostatiques bénignes). D'autres possibilités sont également à l'étude afin d'utiliser ce traitement en cardiologie (stimulation cardiaque), en chirurgie (croissance d'implants) et en ophtalmologie (corrections de rétine) [5-7]. De plus, les micro-ondes sont utilisées pour la communication des appareils médicaux, qu'ils soient externes ou implantés.

Le développement de radar pour la surveillance des signes vitaux (la respiration et le rythme cardiaque) a attiré beaucoup d'attention au cours des trente dernières années [8-14]. Ces systèmes pourraient remplacer plusieurs équipements tels que l'électrocardiogramme, le stéthoscope, l'oxymètre, ou le phonocardiogramme. L'utilisation du concept du radar à effet Doppler facilite le travail du médecin pour les prises des signes vitaux et cela sans contact direct avec le patient.

Il existe plusieurs inconvénients aux architectures typiques d'émetteurs-récepteurs à effet Doppler comme l'équilibre entre l'efficacité et la compatibilité, la capacité de s'adapter dynamiquement, l'acceptation des schémas de modulation multiples et la maximisation d'utilité des fréquences disponibles. Pour ces points, la reconfiguration des systèmes est une direction souhaitable et inévitable. La combinaison de différentes normes de communication conduit à une évolution des architectures radars et au développement de nouveaux concepts technologiques. Dans de tels systèmes émetteurs/récepteurs, la technique à effet Doppler est utilisée pour extraire le mouvement des patients et leurs signes vitaux [10-15]. Cependant, différents facteurs perturbent la détection : les harmoniques des fréquences respiratoires et cardiaques ainsi que leurs intermodulations, le mouvement du patient, les mouvements des objets ou des êtres environnant le patient, le bruit, et le problème des points nuls. Ce dernier phénomène est associé à l'interférence entre différentes ondes présentes au niveau du mélangeur à la réception, ce qui entraîne une annulation du signal reçu à certaines positions des patients [15]. Dans [16-19], les auteurs ont testé différentes architectures de systèmes radars afin d'améliorer la sensibilité de détection et résoudre le problème des points nuls. Ce phénomène des points nuls peut être réduit en utilisant une architecture d'émetteur/récepteur avec modulation/démodulation I/Q [16-17], une architecture à double transmission de bande latérale [18] ou en utilisant un déphasageur RF accordable [19]. Ces différentes solutions vont néanmoins augmenter de manière significative la complexité du système et par conséquent son coût.

L'utilisation d'un radar à plusieurs fréquences porteuses au lieu du radar conventionnel à une seule porteuse a pour but d'améliorer la sensibilité de détection, de réduire le bruit et d'augmenter la portée de détection. En effet, la diversité de fréquence permet d'augmenter la probabilité de détection du signal, car les autres porteuses pourront compenser la perte de signal observé dans la première porteuse pour une position donnée du patient et pour un état donné de l'environnement. De plus, un des avantages importants pour les systèmes multi-bandes est la redondance d'information collectée avec deux récepteurs séparés (lorsqu'un des émetteurs est en panne, on est assuré du bon fonctionnement du second). Donc, la puissance moyenne reçue du signal augmente en utilisant plusieurs fréquences porteuses. Néanmoins, les systèmes multi-bandes ont des inconvénients majeurs : augmentations prohibitives de la complexité, de la taille et du coût (car il faut deux, trois ou plus émetteurs/récepteurs fonctionnant en parallèle).

L'objectif de cette thèse est de proposer un nouveau concept : le radar à détection multifréquences harmonique. Celui-ci exploite les avantages des radars multi-bandes tout en évitant leurs inconvénients. Le principe consiste essentiellement à bénéficier des propriétés naturelles des composants non linéaires constituant les radars conventionnels. Cela permet de concevoir des systèmes radars harmoniques performants pour la mesure vitale, avec un coût faible, une taille réduite et une complexité faible. Nous verrons comment le système proposé permet de supprimer le problème des points nuls, de réduire l'effet du bruit, et d'augmenter la sensibilité de détection.

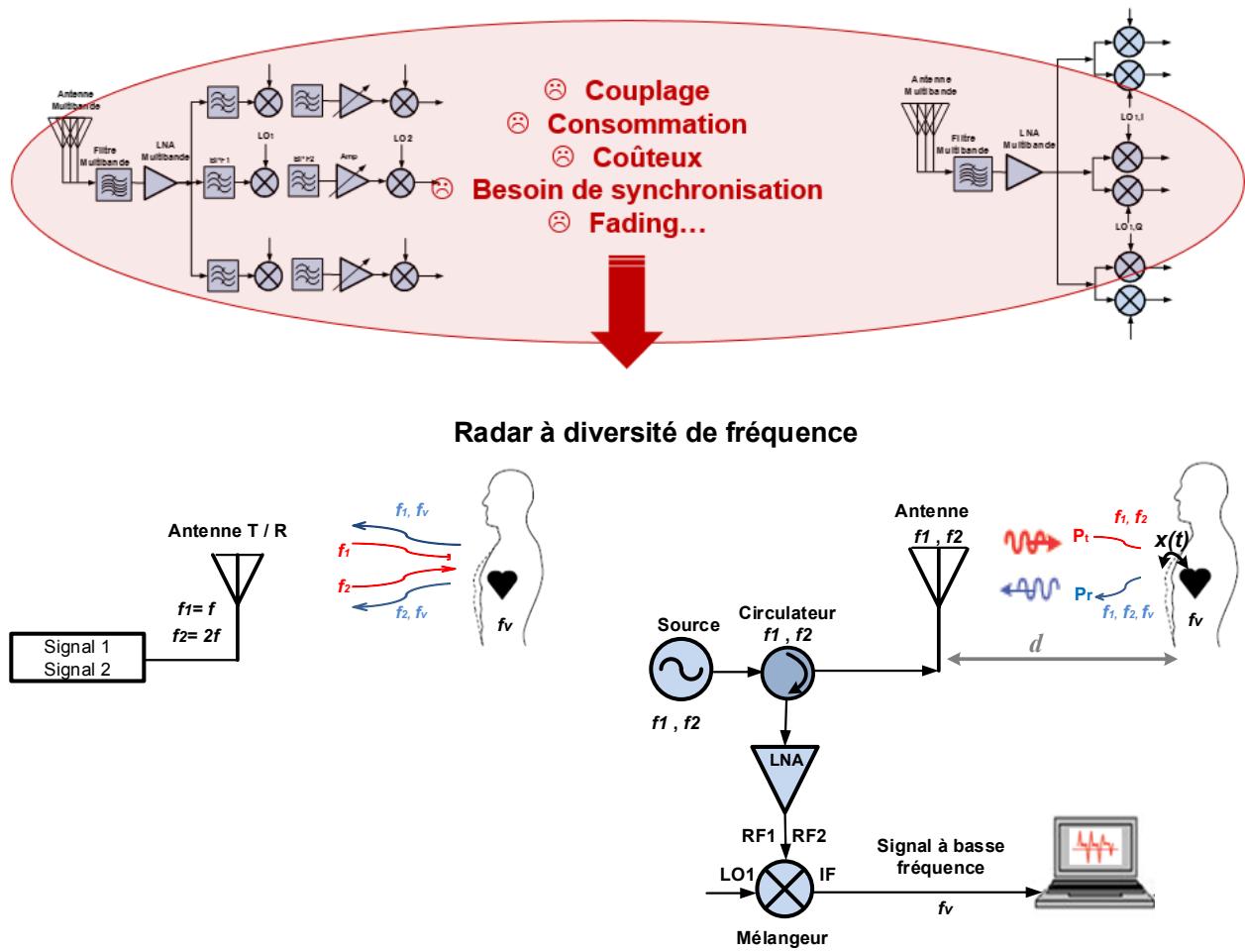


Figure 1-2 : Limitations des radars multi-bandes et la solution avec le radar harmonique proposé.

## 1.2 Objectifs et Avantages du radar harmonique

La thèse porte sur le développement d'un système émetteur/récepteur compact pour des applications biomédicales. Ce dernier repose sur un nouveau concept de radar harmonique à multi-bandes en utilisant des composants multifonctionnels. L'utilisation d'un seul mélangeur qui tire partie des caractéristiques inhérentes de la non-linéarité des composants et par conséquent ce système radar à diversité de fréquence peut fournir un bon compromis entre efficacité, compacité, et faible coût.

Les principaux objectifs fixés dans la thèse peuvent se diviser en objectifs généraux et objectifs spécifiques décrits dans les sous-sections suivantes :

### 1.2.1 Objectifs généraux

Les objectifs généraux de ce projet sont :

1. Analyse, synthèse, design, réalisation et validation d'un nouveau radar harmonique fonctionnant à deux fréquences, la fondamentale à 12 GHz et sa première harmonique à 24 GHz.
2. Étude et conception des composants harmoniques constituant les deux prototypes proposés et reposant sur la non-linéarité des composants actifs dans le but d'avoir certaines fonctionnalités communes sur deux bandes, pour les mêmes composants.

### 1.2.2 Objectifs spécifiques

À long terme, ce projet de recherche permettra la conception d'un système à forte densité d'intégration fonctionnant à deux fréquences, la fréquence fondamentale et son harmonique (12 GHz et 24 GHz). Les objectifs spécifiques sont :

1. Maximiser l'utilisation des avantages de la non-linéarité des composants actifs et le fonctionnement des autres harmoniques comparant aux composants conventionnels ;
2. Améliorer la sensibilité et la fiabilité de détection en utilisant le principe de la diversité harmonique ;

3. Supprimer les effets du mouvement du corps humain et réduire les effets d'intermodulations entre les signaux vitaux ;
4. Limiter les effets du *fading* en utilisant la diversité de fréquences ;
5. Réduire la taille, la consommation, et les coûts du système, grâce à l'utilisation de composants fonctionnant à deux fréquences.

### 1.2.3 Applications potentielles du radar harmonique

Le principal avantage des systèmes radars est qu'ils ne nécessitent pas de contact direct avec la peau des patients. Cette caractéristique permet de suivre les fonctions vitales de plusieurs personnes en même temps avec un seul système. En outre, l'utilisation de ces systèmes sera avantageuse pour les grands brûlés, les sportifs et autres. Ces systèmes ont également été étudiés pour la surveillance des zones de haute sécurité ou pour la recherche des survivants après les tremblements de terre ou autres catastrophes [10].

Notre radar harmonique vise la détection de signaux vitaux avec deux fréquences porteuses et par conséquent, une redondance d'information vitale détectée. Ce nouveau radar à deux canaux pourrait aussi être utilisé pour d'autres applications en télécommunication dont chaque canal sera utilisé pour collecter différentes informations séparément l'une de l'autre.

## 1.3 Méthodologie suivie pour la réalisation du bio-radar harmonique

Le projet comporte plusieurs tâches innovatrices, qui comprennent l'étude d'une nouvelle structure de radar à diversité de fréquence, la modélisation et la conception de circuits harmoniques, l'intégration d'un système complet émetteur-récepteur ainsi que son application pratique. En outre, nous nous intéresserons aux aspects de caractérisation du système, à des analyses théoriques et des simulations. Cela conduira à la découverte des fonctionnalités intéressantes, à des règles de conception et de traitement à faible coût réel des systèmes de surveillance à hautes fréquences. Pour mener à bien le projet proposé, nous avons utilisé la méthodologie suivante.

### 1.3.1 État de l'art

Premièrement, une recherche bibliographique est effectuée sur les différentes technologies pour la surveillance des signes vitaux. Cette recherche concentre les avancées et les développements des systèmes radars, leurs avantages et leurs fiabilités respectives au niveau des applications de contrôle biomédical et plus spécifiquement, les radars à effet Doppler pour la précision du signal cardiaque et respiratoire. Notre choix du radar harmonique à diversité de fréquence sera justifié après citations des inconvénients de différentes architectures conventionnelles à uni ou multicanaux.

### 1.3.2 Méthode d'analyse

Suite à la recherche bibliographique, des analyses mathématiques ainsi que des analyses de performance seront effectuées pour démontrer le concept du prototype harmonique proposé. Un aperçu des effets des ondes électromagnétiques dans les tissus humains, la justification du choix des fréquences de fonctionnement et la tendance de miniaturisation du système seront étudiés. Des simulations seront effectuées avec les logiciels commerciaux : Matlab, ADS d'*Agilent* et HFSS d'*AnSoft*. Deux architectures seront étudiées (avec mélangeur ou avec jonction six-port) et la méthode de traitement de signal pour extraire le signal vital sera proposée.

### 1.3.3 Conception et implémentation du radar harmonique

La conception et fabrication des composants bi-fréquences se fera grâce aux équipements des laboratoires au centre de recherche *Poly-Grames*. Cette partie concerne l'assemblage des composants qui constituent les deux prototypes avec une seule antenne pour l'émission et la réception puis la validation du système avec une plaque métallique en mouvement périodique. Enfin, les deux plates-formes seront utilisées dans des scénarios réels pour des mesures vitaux avec des patients.

### 1.3.4 Mesures et traitements des données

Après collections des mesures, des méthodes de traitement du signal seront appliquées pour séparer le signal des battements cardiaques de celui de la respiration. Les performances obtenues

expérimentalement seront comparées et discutées. On a prévu la réalisation d'une interface en temps réel sur ordinateur, utilisant le logiciel LabView.

### **1.3.5 Évaluation et contributions aux recherches en surveillances des signaux vitaux**

Des spécifications de rendements attendus ainsi que les aspects expérimentaux et technologiques liées aux techniques de conception de circuits micro-ondes employés pour la réalisation concrète des composants ont été prises en compte. L'analyse des performances sera effectuée, y compris l'analyse de tolérance par rapport à un certain nombre de paramètres du système qui sont importants pour la fabrication. Comme pour les effets du bruit sur la précision des mesures. Les résultats simulés et mesurés seront comparés pour une évaluation de ce nouveau système à diversité fréquentielle comparant au système conventionnel.

## **1.4 Organisation de la thèse**

Cette thèse est divisée en sept chapitres. Dans le deuxième chapitre, après une brève description des signaux vitaux et des contraintes des technologies existantes pour la surveillance de ces derniers, les avantages de la détection non invasive et sans contact sont présentés. Ce chapitre décrit aussi les technologies radars pour la détection des signaux cardio-respiratoires. Nous comparerons notre topologie avec différentes structures de radar afin de justifier notre choix porté sur l'utilisation du radar à ondes continues basé sur l'effet doppler et fonctionnant à deux fréquences porteuses.

Dans le troisième chapitre, nous ferons une introduction du nouveau radar Doppler harmonique pour la mesure des signes vitaux et nous le comparerons aux radars harmoniques existants. L'accent sera mis sur l'importance d'investiguer les propriétés de la non-linéarité des composants actifs pour la conception du nouveau concept à diversité de fréquence. Nous étudierons le principe du mixage à trois tones et comparerons cette structure au mélangeur conventionnel à deux tones.

La modélisation des signaux vitaux pour l'analyse et la simulation des caractéristiques du radar harmonique est primordiale et sera présentée au chapitre quatre avec le prototype proposé de l'architecture du radar harmonique. Plusieurs considérations de conception, incluant le modèle du

canal, le choix des fréquences porteuses optimales, la surface équivalente du radar harmonique pour un signal vital, etc., seront exposés.

Le chapitre cinq donnera les performances de détection du radar harmonique. D'une façon spécifique, nous abordons l'efficacité de l'approche harmonique pour la détection des battements cardiaques en les comparants aux détections des harmoniques supérieures de la respiration et les intermodulations.

Le sixième chapitre décrit les composants actifs et passifs utilisés dans le prototype et les mesures préliminaires du bio-radar harmonique. Aussi, nous présentons les conceptions des différents composants passifs à savoir le diviseur harmonique à deux fréquences et deux types de coupleurs qui sont utilisés pour la réalisation de la jonction six-port. On donnera les détails de la réalisation d'une antenne réseau harmonique. Tous les composants du radar harmonique sont prévus pour un fonctionnement à la fréquence de  $12\text{ GHz}$  et sa première harmonique  $24\text{ GHz}$ , ce qui constitue une première non seulement du point de vue fréquence, mais aussi pour la conception des composants harmoniques pour ce nouveau concept de radar harmonique.

Le dernier chapitre présente les bancs de mesures utilisés pour valider le concept du radar à diversité de fréquence harmonique et ses avantages pour applications biomédicales, plus précisément la détection des signaux cardio-respiratoires.

La thèse se termine avec une conclusion générale mettant en évidence les performances et les limitations du nouveau concept à diversité fréquence réalisée avec mélangeur ou à jonction six-port harmonique. Enfin, quelques suggestions et perspectives d'avenir pour la surveillance des signes vitaux et des applications potentielles du radar harmonique seront mentionnées.

## 1.5 Contributions apportées par la thèse

Les principales contributions apportées par cette thèse sont les suivantes :

- Une nouvelle architecture de radar pour la surveillance des signes vitaux a été présentée. Cette dernière est basée sur l'utilisation des fréquences, la fondamentale à  $12\text{ GHz}$  et son harmonique  $24\text{ GHz}$ .

- Nous avons étudié le mélangeur à trois tones et mis en évidence l'importance de la non-linéarité des composants actifs.
- Une analyse des caractéristiques et la faisabilité du nouveau système radar à diversité de fréquence pour la surveillance des signes vitaux ont été proposées et développés. Des comparaisons du nouveau radar harmonique avec le radar conventionnel à ondes continues fonctionnant à une seule fréquence porteuse ont démontré l'intérêt de la diversité de fréquence pour améliorer la surveillance des signaux vitaux.
- L'amélioration de la sensibilité de détection est réalisée par la résolution du problème du point zéro à l'aide de deux porteuses avec un décalage de phase et l'utilisation des fréquences harmoniques générées par le mélangeur, grâce à ses caractéristiques non linéaires.
- Les résultats théoriques et les simulations ont montré que la détection est meilleure en utilisant le radar harmonique à cause de la réduction des interférences entre les harmoniques de la respiration et la fondamentale des battements cardiaques. Nous avons étudié l'effet des différentes sources de bruits sur la précision de détection et aussi nous avons présenté avec une technique d'analyse détaillée basée sur l'évaluation de l'amplitude du signal détecté par rapport au niveau du bruit. Il a été démontré aussi que le bruit dominant du système, qui est le bruit de scintillation, peut être réduit de façon significative (20 dB) en utilisant le principe harmonique. Donc, le radar harmonique à effet Doppler présente un faible rapport signal à bruit (SNR) comparativement au radar conventionnel.
- Deux types d'architectures harmoniques sont présentés et analysés dans cette thèse (la première utilisant le mélangeur et l'autre en utilisant la jonction six-port). Ces deux prototypes diffèrent au niveau de la méthode de la translation des fréquences *RF* aux fréquences basses *IF*.
- Afin de valider le concept proposé, nous avons décrit l'implémentation des composants constituant les deux plates-formes du radar harmonique utilisées pour nos mesures. Tous les composants sont en mesure de fonctionner aux deux fréquences, la fondamentale et son harmonique.

- La conception d'un nouveau réseau d'antennes patch micro-ruban à un seul port. Ce réseau est basé sur la caractéristique de filtre passe-bas, sur la notion des antennes patch avec alimentation en série et sur le principe de l'alimentation par couplage de proximité. Cette antenne fabriquée pour nos mesures fonctionne à la fréquence fondamentale et ses harmoniques.
  - L'étude et la fabrication de deux coupleurs avec fonctionnement bi-bande : le premier coupleur basé sur le modèle branch-line double bande à stub ouvert et le second coupleur repose sur la structure croisée du coupleur hybride.
  - La conception du diviseurs/combineurs de puissance harmonique. Il est conçu en modifiant le diviseur conventionnel Wilkinson pour un fonctionnement bi-bande.
  - Conception d'un prototype de la jonction six-port harmonique composé de deux coupleurs multi-bande harmoniques, du diviseur Wilkinson harmonique, et aussi quatre détecteurs harmoniques conçus en utilisant la diode Schottky MA4E1317(MACOM).
- Deux types d'architectures de récepteurs accordables sont présentés et analysés dans cette thèse ; une des structures est composée du mélangeur, tandis que le deuxième système est basé sur la jonction six-port harmonique. Les bancs de test de mesure complet sont réalisés afin d'obtenir expérimentalement les performances du radar harmonique pour la détection des signes vitaux.

## CHAPITRE 2 TECHNIQUES DE CONTRÔLE DES SIGNAUX VITaux ET CHOIX DU RADAR HARMONIQUE POUR DES APPLICATIONS BIOMÉDICALES

La prise de mesure des paramètres physiologiques (température, pression, taux de sucre dans le sang, pH, etc.) est la pierre angulaire du diagnostic médical. C'est grâce aux données recueillies durant l'examen que le médecin peut déterminer les pathologies ou les conditions du patient. La précision des mesures prises sur ces paramètres physiologiques revêt donc une importance capitale sur tous les processus de soin dans les établissements de santé.

Traditionnellement, le radar à micro-ondes peut être divisé en deux catégories : le radar à impulsions et le radar à ondes continues. Ce chapitre décrit les compromis entre les topologies radars existantes et les avantages de notre choix porté pour le radar à ondes continu (CW) à effet Doppler fonctionnant à deux fréquences pour la surveillance des signaux vitaux.

### 2.1 Signaux physiologiques et avancées de recherche

Les signaux vitaux sont l'ensemble des pulsations veineuses et artérielles y compris les rythmes cardiaques et respiratoires. Ces derniers sont des informateurs de l'état de santé du patient en donnant des indices permettant d'accélérer le diagnostic et de prévoir un traitement pour une guérison rapide des patients.

#### 2.1.1 Signaux cardiaques et techniques de détection

Le motif de la palpation cardiaque est la clé de plusieurs diagnostics de maladies, d'anomalies, et d'états physiopathologiques. Le battement cardiaque est dû à chaque rotation partielle en frappant la paroi thoracique et aussi en déplaçant le sang dans les artères ce qui change la taille de ces derniers. Cela induit un déplacement moyen de *0.08 mm* de l'apex, ce qui équivaut à *50-90* battements par minutes chez les adultes.



Figure 2-1 : Emplacement du cœur dans la cage thoracique [20].

La figure 2-1 présente la position du cœur dans la cage thoracique. À chaque battement, une rotation du cœur en frappant la paroi thoracique donne naissance à une impulsion à l'apex. La figure 2-2, présente un exemple d'électrocardiogramme. L'onde *P* est causée par la dépolarisation atriale et l'onde *T* est la phase terminale de la repolarisation ventriculaire. La dépolarisation se traduit par l'onde *QRS*.

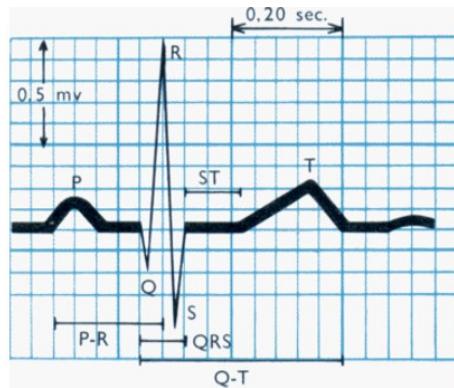


Figure 2-2 : Exemple d'électrocardiogramme.

Le tableau 2-1 résume l'état-de-l'art de la recherche dans le domaine de la mesure du déplacement de la paroi thoracique dû au mouvement du cœur. Dans ses études, l'exactitude des données est peu claire, car il n'y a pas d'indication de l'erreur causée par la mesure utilisant ces techniques. En effet, ces études laissent beaucoup de pistes ouvertes pour des recherches futures sur le déplacement de la paroi thoracique et donc des diagnostiques de maladies.

Tableau 2-1: Techniques pour la mesure du déplacement de la paroi thoracique

| Techniques   |                          | Description                          | Avantages ou inconvénients  |
|--------------|--------------------------|--------------------------------------|---|
| Avec contact | Deliyannis, et al. [21]  | Cardiogramme impulsional             | Risque d'allergie<br>Manque de précision<br>Influence des mouvements du patient |
|              | Ikegaya, et al. [22]     | Microphone et phonocardiographique   |   |
|              | Mohri, et al. [23]       | Capteur à déplacement                |   |
|              | Ramachandran et al. [24] | Transducteur à capacitance           |   |
|              | Brandt et al. [25]       | Photo-potentiomètre                  |   |
| Sans contact | Aubert, et al. [26]      | Système à déplacement par infrarouge | Le sujet doit être sans vêtements   |
|              | Ramachandran et al. [27] | Interféromètre à laser               |   |
|              | Ronaszeki et al. [28]    | Déplacement par laser linéaire       |   |

## 2.1.2 Signaux respiratoires et techniques de détection

La respiration est l'ensemble de l'inspiration et l'expiration de l'air alternativement comme montré à la figure 2-3. À l'inspiration, le diaphragme (*ligne rouge*) se contracte et s'aplatit et à l'expiration, il reprend sa position de repos. Les vibrations du thorax et de l'abdomen provoquent des déplacements importants à la surface de la peau de l'ordre de  $0,8\text{ mm}$  et équivaut à 16-24 battements respiratoires par minute pour un adulte à l'état normal. Certaines études indiquent que des rythmes plus bas comme 8 respirations par minute sont aussi normaux. Le tableau 2-2 résume quelques méthodes pour la mesure de la respiration avec et sans contact direct avec la peau du patient.

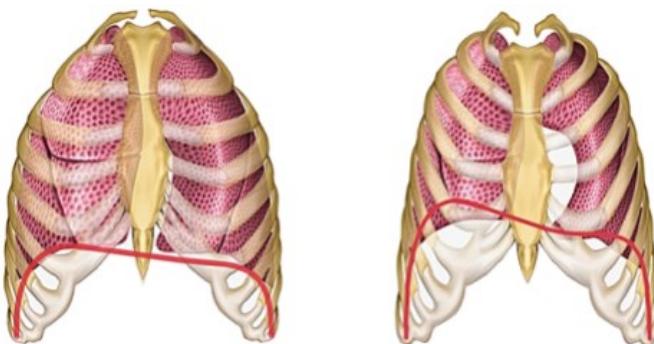


Figure 2-3 : Système respiratoire [29].

Tableau 2-2 : Méthode pour la mesure de rythme respiratoire

| Techniques   |  | Description   | Avantages ou inconvénients               |
|--------------|--|---|--|
| Avec contact | Wolf, et al. [30]                              | Mesure d'impédance en injectant de faible courant sur le sujet    | Risque d'allergie et manque de précision |
|              | Wolf, et al. [30]                              | Mesure d'inductance avec une bande élastique entourant le patient | Moins précis                             |
|              | Lee-Chiong, et al. [31]<br>McCool, et al. [32] | Magnétomètre.<br>Mesure du changement du champ magnétique         | changement de la position du patient     |
|              | Gribbin, et al. [33]                           | Mesure des changements de la circonférence                        | Influence des mouvements du patient      |
| Sans contact | Kondo, et al. [34]                             | Le laser pour mesurer le déplacement                              | Le sujet doit être sans vêtements        |

## 2.2 Techniques de mesure en télémédecine et leurs contraintes

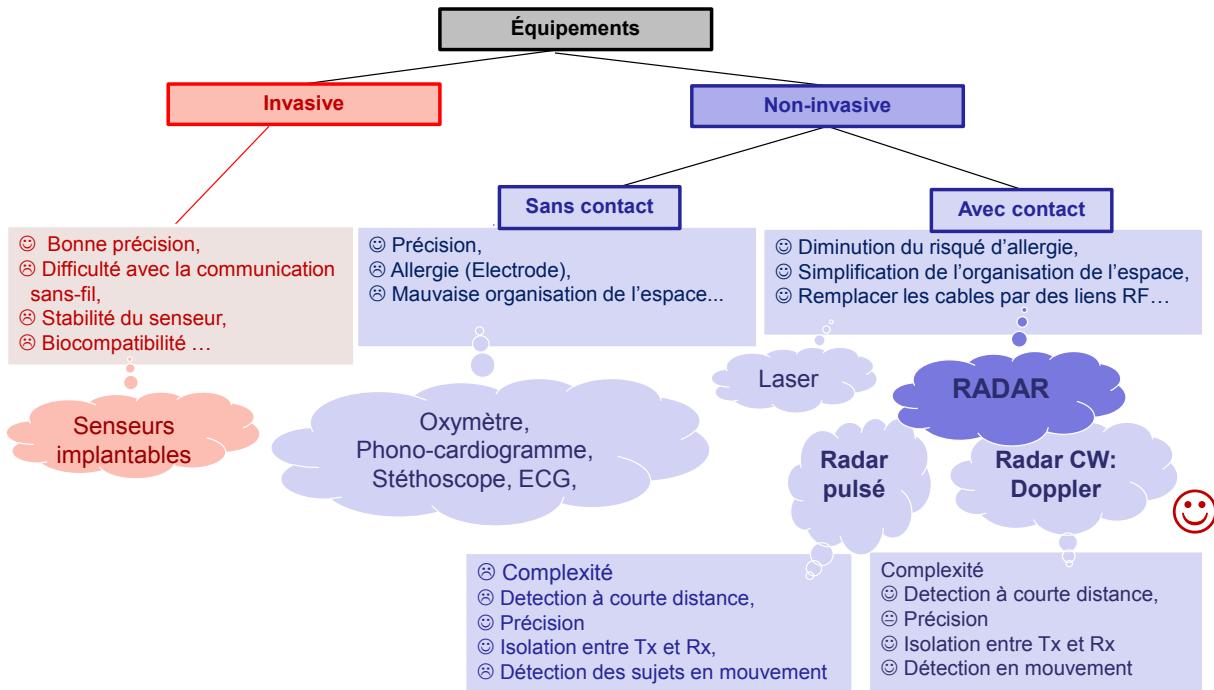


Figure 2-4 : Comparaison des différentes techniques pour le contrôle vital.

La figure 2-4, résume les techniques existantes invasives et non invasives et avec et sans contact pour la surveillance des signaux vitaux. Chaque méthode présente des avantages et des inconvénients. Pour exemple, l'électrocardiogramme repose sur la mesure du déplacement de la paroi thoracique à l'apex et il est difficile de le placer correctement [35].

Traditionnellement, les appareils permettant les prises de mesures vitales sont plus ou moins coûteux et encombrants comme pour le phonocardiogramme. Ces systèmes doivent être opérés par du personnel qualifié pendant toute la durée de la prise de mesures. Cependant, ces appareils classiques sont de plus en plus remplacés par des systèmes sans fil qui fonctionnent généralement dans les fréquences radio ou micro-ondes. Ces appareils sans fil présentent plusieurs avantages : ils sont plus petits et moins encombrants ce qui est désiré étant donné l'espace limité à l'hôpital, l'absence de fils ne limite pas les déplacements du patient, la prise de mesures peut s'étaler sur un temps plus long ce qui améliore les performances.

Les appareils médicaux utilisant les ondes micro-ondes comme moyen de communication peuvent être divisés en deux grandes classes : les senseurs implantables et les appareils externes sans fil plus classiques qui sont essentiellement des améliorations des appareils existants.

### **2.2.1 Les appareils des mesures invasives *in-vivo* (implantables)**

Il est maintenant possible de miniaturiser suffisamment les appareils de mesures pour les planter directement dans le corps humain. Effectivement, puisque les appareils médicaux implantables sont issus de la technologie micro-fabrication, ces dispositifs peuvent être fabriqués en parallèle par groupe de plusieurs milliers, ce qui réduit les coûts du dispositif individuel.

Il est évident que pour les dispositifs et senseurs médicaux implantables au corps humain, l'approche filaire où la transmission de l'information se fait par fils n'est pas souhaitable. En effet, il faut trouver un moyen pour transmettre l'information à travers la peau et les tissus du patient sans utiliser des fils. Les approches possibles sont bien sûr les ondes électromagnétiques, mais on peut aussi envisager la lumière pour les parties du corps suffisamment minces (doigts, oreilles, etc.). Par exemple, la mesure du taux d'oxygène dans le sang peut se faire à l'aide de la lumière comme dans le cas du sphygmo-oxymètre où la lumière sert de signal et passe à travers le doigt du

patient, cette lumière pourrait donc servir pour la communication entre un implant et le monde extérieur.

Pour une communication sans fil, il faut une antenne. L'antenne de l'implant doit être la plus petite possible pour des raisons évidentes [36]. Les petites antennes seront plus faciles à introduire dans le corps et risquent moins d'entraîner des réactions ou de l'inconfort. De plus, certaines antennes très petites peuvent être introduites dans le corps sans chirurgie au moyen de cathéters et via les cavités naturelles du corps humain. Ensuite, la puissance requise doit être minimale tout en maintenant une distance de transmission entre le patient et le récepteur. Il s'agit alors de faire un compromis entre ces critères. Par exemple, une antenne de type dipôle est très petite, mais radie de façon isotrope, il faudra donc fournir plus de puissance à l'antenne pour transmettre à une distance donnée puisqu'elle émet dans toutes les directions. Une antenne hautement directionnelle peut transmettre plus loin pour une même puissance d'alimentation, mais elle sera plus grosse et il faudra maintenir une certaine orientation durant toute la prise de mesures. Un autre critère à considérer est la fréquence à utiliser pour le transfert de l'information. De façon générale, plus la fréquence sera élevée et plus l'antenne sera petite, ce qui est clairement un avantage. Par contre, les tissus humains (gras, muscle, os, sang, *etc.*) absorbent certaines fréquences plus que d'autres, alors il faut si possible utiliser une de ces fenêtres de transmission. D'un autre côté, il n'est pas possible d'utiliser n'importe quelle fréquence puisque l'émission d'ondes électromagnétiques est légiférée afin d'éviter les interférences. Pour les applications médicales, ce sont les bandes *ISM* (*industrial, scientific, medical*) qui doivent être utilisées en Amérique du Nord.

Les techniques implantables doivent faire face à plusieurs contraintes : biocompatibilités des matériaux utilisés en fabrications, stérilisations, fixations et mobilités des capteurs dans les tissus humains, méthode de transmission d'énergie et le transfert des données, stabilité de fonctionnement des senseurs avec une longue durée de vie.

Il existe donc des risques importants pour le patient qui utilise des techniques implantables à cause des contraintes et des inconvénients de ces derniers. Les technologies sans contact permettront de réduire ces contraintes et inconvénients.

### 2.2.2 Les technologies non invasives (avec et sans contact)

Les appareils externes sans fil sont généralement similaires aux appareils qu'ils remplacent, mais utilisent la technologie du sans-fil pour communiquer les mesures prises avec contact. Comme pour le stéthoscope sans fil, l'information recueillie est acheminée directement vers l'ordinateur grâce à un réseau local sans fil (*WLAN* à 2.45 GHz ou 5.8 GHz). Les avantages de cette approche sont nombreux. Outre l'élimination des fils, le signal mesuré est numérique ce qui facilite sa manipulation (filtrer, amplifier, comparer, *etc.*). Un autre appareil est l'électrocardiogramme portable qui permet de mesurer la santé cardiaque en temps réel [38-39]. Dans ce cas, le patient peut porter le module toute la journée et se faire avertir si son activité cardiovasculaire est inhabituelle. De plus, le système télécharge automatiquement les informations recueillies durant la journée directement à son ordinateur personnel via un lien *Bluetooth*™ (2.45 GHz) ou encore par un lien radio, dépendamment du modèle. Puisqu'il existe un grand nombre d'appareils médicaux externes qui peuvent profiter de ce type de technologie sans fil, il est logique d'élaborer une plateforme générique qui permettrait d'y ajouter n'importe quel module de mesure, que ce soit l'électrocardiogramme, la mesure du *pH* sanguin, de l'oxygène dans le sang ou encore de la pression sanguine.

Effectivement, ces méthodes sans fil ont des avantages pour le patient et le système médical, mais ne diminuent pas les risques d'allergie dues au contrôle continu avec le touché direct de la peau du patient. Il faut donc penser à d'autres méthodes non implantables et sans contacts donnant une mesure précise des signes vitaux. Dans la bande de fréquences laser, ces systèmes sont sans contact, mais nécessitent que le patient soit sans vêtements sur la poitrine, ce qui crée des difficultés dans les situations d'urgence. Dans ce qui suit, nous allons aborder l'avantage du contrôle vital utilisant le concept non invasif et sans contact utilisant le radar.

### 2.2.3 Motivations pour le radar en médecine et ses bénéfices

Les appareils de mesures qui ont été présentées précédemment utilisent la technologie Wi-Fi et les micro-ondes pour améliorer les fonctionnalités des appareils qui existaient déjà en technologie filaire. Bien qu'ils permettent de meilleures lectures et qu'ils présentent souvent des nettes améliorations face à leurs concurrents plus classiques, il reste que la nature des appareils n'a pas changé malgré tous ces perfectionnements et spécialement pour un besoin de contrôle sans contact.

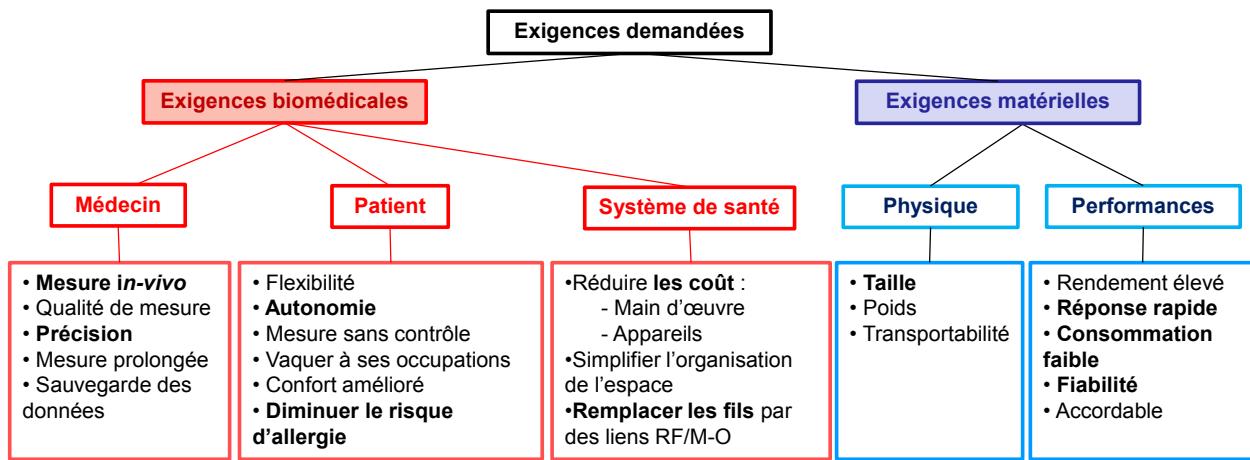


Figure 2-5 : Exigences demandées pour un bon contrôle vital.

La figure 2-5, résume les exigences demandées soit pour le patient, soit pour le système médical ou bien pour le médecin. Les médecins souhaitent l'utilisation des technologies qui apportent une aide au diagnostic précis et rapide avec un confort pour les patients. Pour le système de santé, le principal avantage est la réduction des coûts au niveau de la main-d'œuvre avec l'utilisation des appareils à grandes performances (bonnes précisions des mesures). Économiquement, c'est un gain de temps et d'argent, tout en apportant un niveau de service de qualité pour différents patients à différentes situations comme pour les grands brûlés.

Aussi, les inconvénients des technologies décrites à la figure 2-4 et les besoins cliniques importants (voir figure 2-5) pour des mesures sans contact et à distance mènent la recherche vers d'autres méthodes non invasives comme les systèmes radars. Suivant la comparaison des différentes techniques décrites à la figure 2-4, le système radar présente le meilleur moyen qui permet la mesure des deux mouvements cardiaque et respiratoire. Cette mesure est sans contact avec le patient et permet sans doute la réduction des risques d'allergie.

Dans ce cas, un tel système doit posséder une excellente sensibilité et un bruit très faible, ce qui devrait être en mesure de remplir deux fonctions : mesurer les signes vitaux et la localisation des survivants. Dans le futur, les efforts seront focalisés sur la conception et la miniaturisation du système radar pour la surveillance et le contrôle à distance.

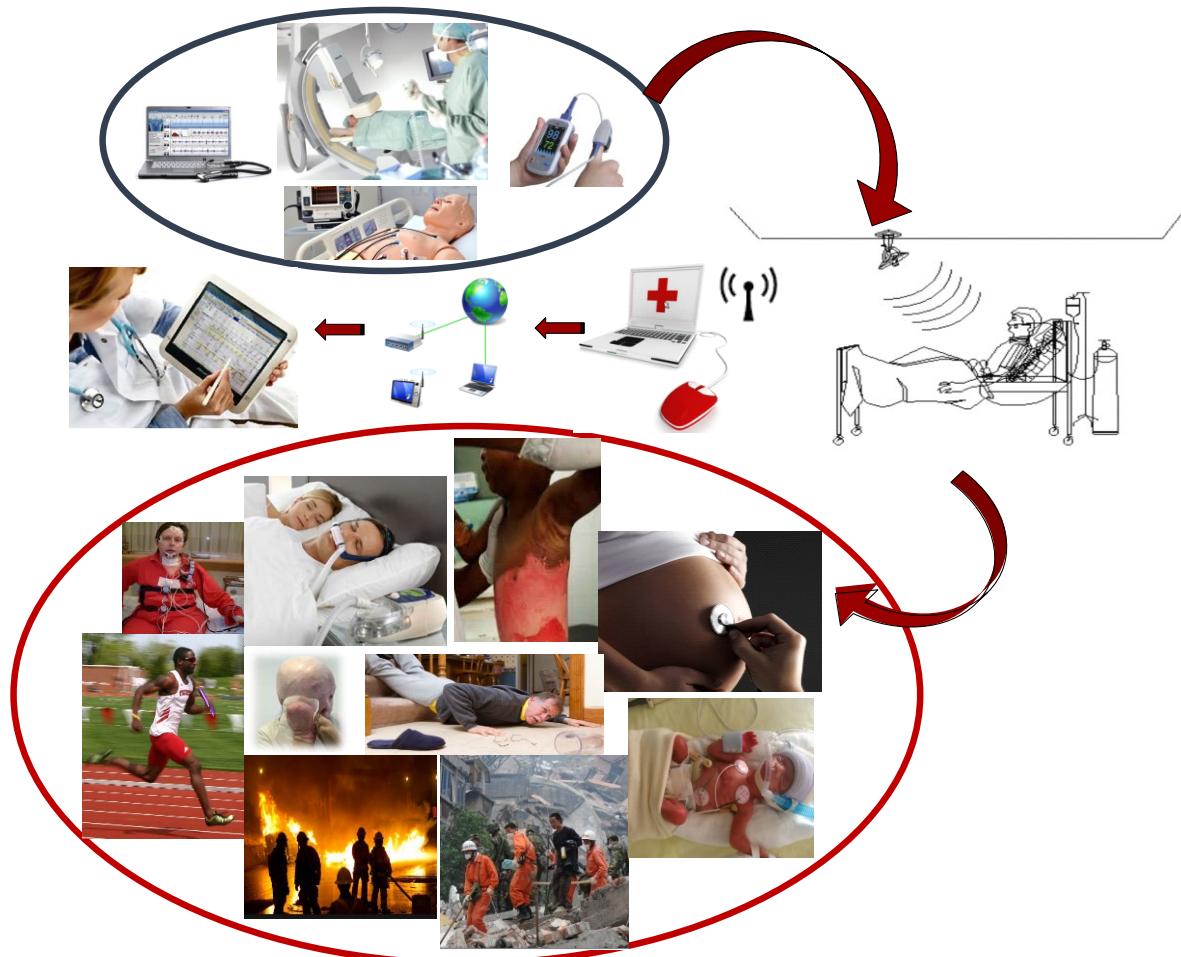


Figure 2-6 : Techniques de mesure vitaux et les attributaires du bio-radar.

Plusieurs applications nouvelles qui possèdent chacune ses propres ensembles d'exigences uniques pour la technologie radar.

La figure 2-6 résume quelque bénéficiaires d'un contrôle à distance comme pour la détection des survivants dans des situations de sauvegarde qui exige relativement une large plage de fonctionnement, pour la surveillance des signaux vitaux pour foetus, des sportives, des personnes avec le syndrome de l'apnée de sommeil, des grands brûlés et sans aucun risque d'allergie, et autres attributaires.

Bien que la technologie soit encore en phase de développement, l'approche non invasive présente une méthode de contrôle avec une grande précision et avec moindre risque pour les patients. Les caractéristiques attrayantes du bio-radar indiquent son futur potentiel à intégrer la vie quotidienne pour beaucoup de personnes.

## 2.3 Étude et choix de l'architecture du radar pour la mesure et le contrôle des signaux vitaux

### 2.3.1 Principe de fonctionnement du radar à effet doppler en médecine

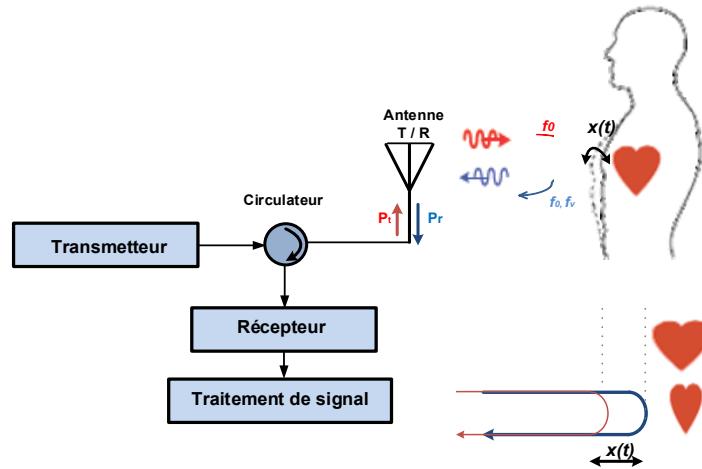


Figure 2-7 : Composition du radar pour la surveillance vitale.

Le système radar pour la télédétection des mouvements périodiques utilisant l'effet Doppler est basé sur les propriétés des ondes radio qui se propagent dans le vide à la vitesse de la lumière. Comme présenté à la figure 2-7, le système de détection de mouvements périodiques de la cage thoracique du patient utilise le radar à effet Doppler pour transmettre une onde continue (CW) qui sera réfléchie à la paroi thoracique donnant naissance à une onde qu'on appelle dans les applications radars « écho radar ». Après démodulation, la phase contient des informations sur le mouvement dû à la respiration et aux battements du cœur, et à partir de laquelle les fréquences cardiorespiratoires peuvent être déterminées.

### 2.3.2 Avancées de recherche du radar pour le contrôle des signaux vitaux

Le radar à micro-ondes a été utilisé pour les applications de télédétection [37-38] depuis de nombreuses années. La plupart des applications comprennent la mesure du déplacement, la mesure de la position (la distance), et la mesure de la vitesse de la cible. Nos recherches seront focalisées pour la mesure du déplacement de la poitrine dû au mouvement périodique, cardiaque et

respiratoire. Le tableau 2.3 présente la revue de littérature du radar en médecine. Cela est une vue d'ensemble de la surveillance et la détection des signes vitaux à l'aide du radar à effet Doppler.

Les radars à effet Doppler ont été utilisés pour la surveillance vitale depuis le début des années 1970 [41]. Des oscillateurs dans la bande X, avec des antennes cornets pour diriger l'énergie, ont été utilisés pour collecter des données vitales. Dans les années 1990, des émetteurs-récepteurs ont été mis en place pour une détection simultanée des rythmes cardiaques et respiratoires. Des avancées de recherche ont visé les méthodes de traitement de signal pour séparer les signaux cardiorespiratoires. Ces émetteurs-récepteurs ont été utilisés pour la détection des taux cardiaque et respiratoire des personnes sous des décombres et les personnes derrière les murs [55]. Récemment, il est également rapporté dans [56] que le mouvement du corps aléatoire peut être annulé par des détections en avant et en arrière du corps humain et en utilisant un traitement de démodulation complexe. Cette technique d'annulation peut être largement adoptée pour des applications telles que pour la surveillance de l'apnée du sommeil. Pour cette application, deux radars portables identiques peuvent être mis en œuvre sous et au-dessus du lit, ou à une distance de l'avant et l'arrière d'un sujet assis [57]. Un récepteur de quadrature a été utilisé pour éviter le problème des points nuls à [58], ce qui facilite la mesure des signatures cardiaque et respiratoire.

Des études comparatives pour différents systèmes à différentes porteuses sont présentées au [59-61]. Ces systèmes fonctionnent à 2.5 GHz, à 2.5 GHz et à 60 GHz et il était démontré que la détection et très sensible et meilleure avec le système à haute fréquence. La combinaison de trois systèmes de surveillance des signes vitaux dans les bandes ISM à 433MHz, 2.4 GHz et 24 GHz étaient proposés et testées dans [62]. Un système multi-tunable pour détection du rythme cardiaque sans contact est proposé dans [63]. Le système proposé est basé sur l'utilisation d'un analyseur de réseau vectoriel. Les mesures sont effectuées à 16 GHz pour une puissance de différents niveaux entre 0 et -25 dBm. Résultats obtenus sont comparés à un signal ECG simultanée en termes de rythme cardiaque et la variabilité de la fréquence cardiaque. Dans [64], un système à deux porteuses à 800 MHz et 2.4 GHz est proposé. Comme le signal reçu par ce radar Doppler à 2.4 GHz est bruyant en raison des systèmes WLAN, les signaux reçus sont mélangés à un autre oscillateur local de 1.6 GHz. Trois prototypes radars fonctionnant à 5,8 GHz, 24 GHz et 35GHz séparément étaient présentés dans [65]. Ces systèmes diffèrent par la fréquence d'opération, par leurs architectures et par les techniques de fabrication. Dans le cas de nos travaux [66-68] nous présentons du radar à

ondes combinées ( $f$  et  $2f$ ) appelé radar harmonique et qui peut offrir plusieurs avantages par rapport à la plupart des techniques de radars classiques de surveillance des signes vitaux.

Ce radar harmonique fondé sur la diversité de fréquence peut apporter des améliorations à la sensibilité, la fiabilité de la détection et réduire également la taille des coûts et la puissance consommation du système grâce à l'utilisation de composantes harmoniques. La conception proposée en utilisant l'approche harmonique peut augmenter le SNR, résoudre le problème des points nuls, et améliorer la détection des battements du cœur par rapport à la détection radar en utilisant une seule fréquence porteuse.

Une comparaison plus significative de toutes les avancées de recherche est trop complexe, et cela à cause des différences dans les architectures proposées et les conditions de prises des mesures à savoir les différences pour les bandes de fonctionnements, la puissance transmise, le type d'antenne et autres.

### 2.3.3 Les différents types de systèmes radars

Dans la plupart des applications, l'émetteur et le récepteur du radar partagent une électronique et une antenne commune, on parle alors du radar mono-statique ce qui permet de réduire l'encombrement et les coûts. Dans la configuration bi-statique, le récepteur est distinct de l'émetteur et ceci afin de pouvoir positionner l'émetteur et le récepteur à volonté et aussi d'augmenter l'isolation entre la transmission et la réception. Cependant, cette configuration demande une bonne synchronisation entre l'émetteur et le récepteur, et l'utilisation d'une géométrie d'acquisition qui prend en considération le fait d'avoir des antennes séparées soit du point de vue distance ou du point de vue angulaire. Une autre possibilité consiste à utiliser une configuration multistatique, où on a un émetteur et plusieurs récepteurs distincts.

Nous distinguons deux familles de radars, selon la gamme de fréquences utilisées : les radars basse fréquence à grandes longueurs d'ondes (30 cm à 300 m), et les radars haute fréquence à courtes longueurs d'onde (3 mm à 30 cm). Ces derniers sont très utilisés dans les applications de détection et de localisation des cibles proches et mobiles, nécessitant une grande précision.

Tableau 2-3: Recherches du radar doppler pour la médecine

| Année | Groupes de recherche               | Description  |
|-------|------------------------------------|--|
| 1975  | Lin. [39]                          | Système à la bande $X$ . Mesure de la respiration  |
| 1977  | Lin et al. [40]                    | Utiliser des antennes cornets. Détection de l'apnée de sommeil.  |
| 1986  | Seals et al. [41]                  | Système à $3\text{ GHz}$ et séparation du signal respiration et cœur.  |
| 1991  | Chen et al. [42]                   | Détection des vivants sous les décombres   |
| 2004  | Droitcour et al. [43]              | Système CMOS avec démodulation $I/Q$ . Détection du battement du cœur à $50\text{ cm}$ .   |
| 2006  | C. Li et al. [12]                  | Résultats à $26.5\text{ GHz}$ et $27.1\text{ GHz}$ .   |
| 2007  | B.-K. Park et al. [17]             | Radar Doppler avec démodulateur quadrature. Résultats at $2.4\text{ GHz}$  |
| 2008  | Changzhi Li et al. [44]            | Technique de suppression du mouvement aléatoire. Mesures pour différentes positions à $5 - 6\text{ GHz}$ .   |
| 2009  | D'Urso et al. [45]                 | Système à $10\text{ GHz}$ . Utilisation de l'antenne cornet. Évaluation en utilisant la fonction de corrélation.   |
| 2010  | Li. et al. [46]                    | Système CMOS reconfigurable à $5.8\text{ GHz}$ .   |
| 2010  | Wang et al. [47]                   | Radar Doppler basé sur blocage d'injection mutuelle pour la détection de signes vitaux. Utilisation d'une seule antenne.                                 |
| 2011  | Yu et al. [48]                     | Détection à deux dimensions en utilisant des réseaux d'antennes.   |
| 2011  | Pan et al. [49]                    | Élimination des points nuls.   |
| 2012  | Chuang et al. [50]                 | Radar CMOS MLDS à $60\text{ GHz}$ . Mesures à $1\text{m}$ .  |
| 2013  | Zhu et al. [51]<br>Zhu et al. [52] | Radar UWB.<br>Détection sous des décombres.  |
| 2013  | Mercuri et al. [53]                | Radar de communication sans fil, et techniques de traitement de données sont combinés, permettant la détection de chute et la localisation des patients. |
| 2013  | Koelpin et al. [54]                | Radar à jonction six-port pour la surveillance vitale.   |

Nous pouvons subdiviser les radars suivant la forme d'onde en deux autres groupes : les radars à impulsions et les radars à ondes continues.

### 2.3.3.1 Radar à impulsions

Le radar pulsé repose sur une commutation entre émetteur et récepteur [66]. Un faisceau d'ondes électromagnétiques est émis pendant un temps très court (quelques microsecondes) et se propage à la vitesse de la lumière. Ensuite l'émetteur est verrouillé pendant une centaine de microsecondes. Les paramètres les plus importants pour la détermination de la portée maximale et la résolution du radar, sont la durée des impulsions et la fréquence de répétition  $f_r$ . Afin d'éviter l'ambiguïté dans la mesure de la distance, il faut que l'écho de la cible soit reçu par le radar avant que l'impulsion suivante soit émise. Donc, la durée  $\tau$  doit être inférieure à  $(1/f_r)$ , sachant que la distance maximale est :

$$D_{\max} = \frac{c}{2 f_r}, \quad (2-1)$$

où  $c$  est la vitesse de la lumière.

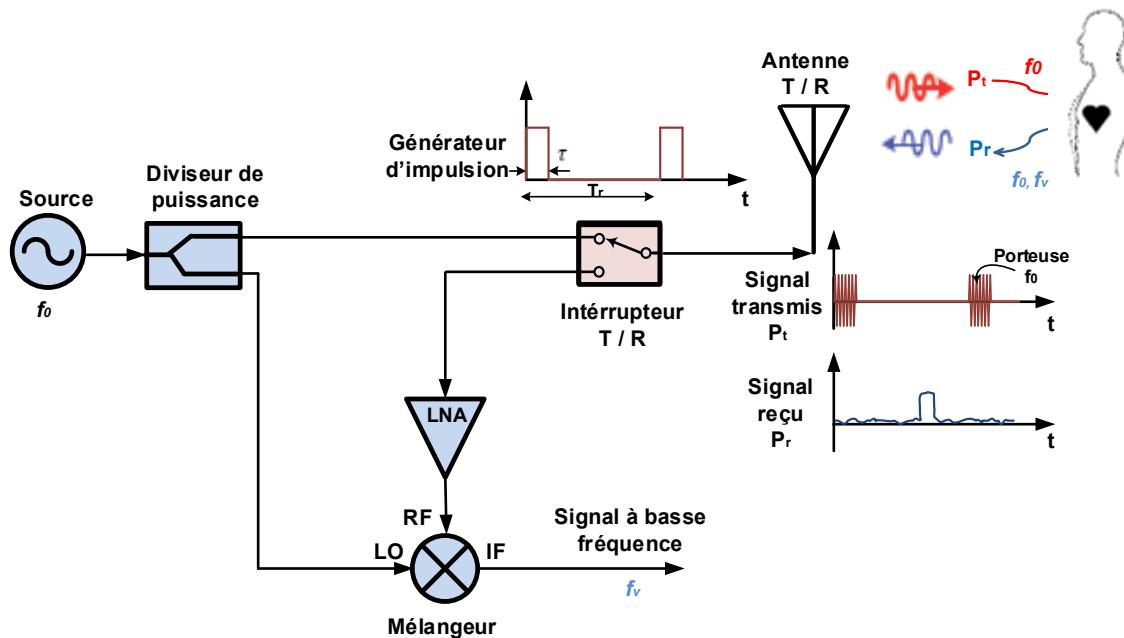


Figure 2-8 : Principe de mesure du radar à impulsions.

La mesure de la vitesse peut être effectuée en se servant de l'effet Doppler, donc il faut que la durée d'impulsion soit grande pour avoir un bon pouvoir séparateur en vitesse. Pour la mesure de la vitesse, il faudrait extraire la fréquence du signal reçu ainsi que la déviation Doppler, mais ceci rend le radar assez compliqué au niveau de l'architecture. Pour fonctionner correctement, le radar à impulsions doit envoyer une très grande quantité d'énergie concentrée dans une direction pendant un temps très court et le récepteur doit être assez sensible pour pouvoir détecter ne serait-ce qu'une infime partie renvoyée sous forme d'écho.

Les radars à impulsions sont les plus utilisés, mais ils s'avèrent moins adaptés pour notre application, car :

- La distance la plus courte que l'on puisse mesurer est déterminée d'une part par la durée de l'impulsion et d'autre part par le temps de commutation. Or ces deux derniers sont très petits dans un environnement dense, et en plus l'intégration d'un système de génération d'impulsions ultra-courtes cohérentes est très couteuse.
- Ces systèmes présentent des instabilités. Plus particulièrement, l'instabilité d'impulsion à impulsion, issue des éléments de la chaîne d'émission du radar, se caractérise par l'apparition entre deux impulsions de signaux parasites impulsionnels de très faible amplitude. Ces signaux parasites proviennent essentiellement du comportement non linéaire des amplificateurs qu'on utilise dans la chaîne d'émission et des fuites engendrées par les différents éléments du système qui induisent un phénomène de couplage entre les signaux émis et reçus.

### 2.3.3.2 Radar à ondes continues et à effet doppler

Dans ce type de radar, l'effet Doppler permet de déterminer la vitesse relative du déplacement de la cible par rapport à l'antenne d'émission. Les radars à ondes continues sont utilisés pour déterminer l'altitude et la vitesse des avions, détecter les mouvements, et dans plusieurs autres applications. Plusieurs formes de modulations sont employées telles que la modulation en dents de scie et la modulation de fréquence sinusoïdale. Dans le cas où la modulation est une modulation de fréquence, le radar *FMCW* (à ondes continues modulées en fréquence) nous fournit la vitesse de la cible par effet Doppler et la distance relative entre l'antenne et la cible par modulation.

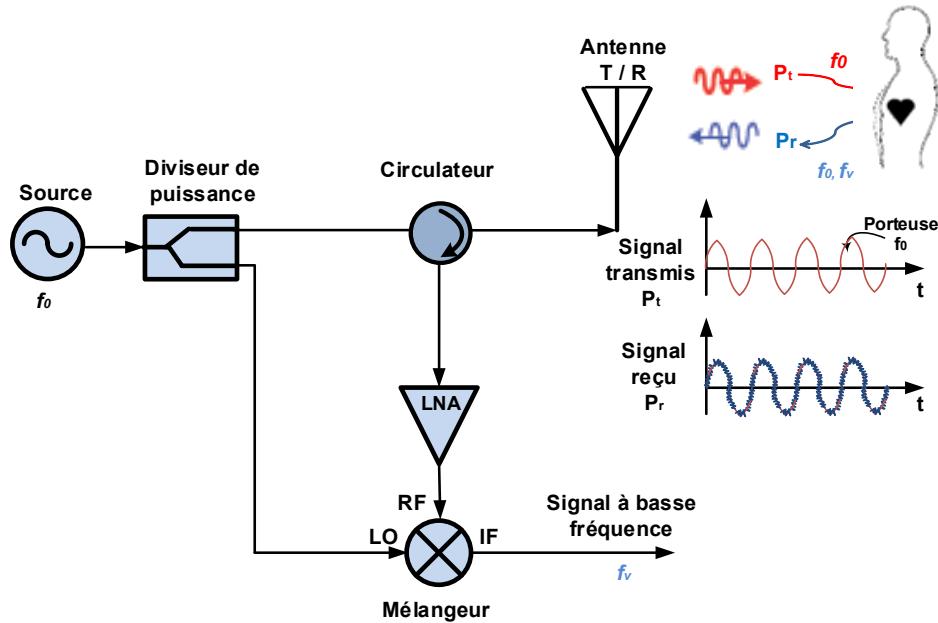


Figure 2-9 : Radar à ondes continues (CW).

Pour le radar CW, le signal reçu aura une fréquence différente de celle du signal émis  $f_0$  à cause de l'effet Doppler [67], et la fréquence de battement  $f_v$  sera proportionnelle à la vitesse.

$$f_v = f_0 \frac{v_r}{c}, \quad (2-2)$$

où  $v_r$  est la vitesse relative et  $c$  est la vitesse de la lumière.

Comme indiqué à la figure 2-9, le radar le plus simple à concevoir pour l'application vitale est basé sur le principe suivant : un émetteur *RF* délivre un signal sinusoïdal et au récepteur, le signal émis et le signal reçu seront mélangé pour extraire le signal vital à basse fréquence.

Dans la section suivant, une comparaison des différentes architectures radars et nos motivations pour développer le radar harmonique à diversité de fréquence (fonctionnant à la fréquence fondamentale et son harmonique) sont discutées.

### 2.3.3.3 Comparaisons des différents radars

Le radar à ondes continues et à effet Doppler et le radar à impulsion diffèrent de par leur forme d'ondes. Tous les deux permettent la détection des mouvements périodiques ayant une fréquence fixe. Une comparaison de ces deux techniques est primordiale pour le bon choix de notre

architecture harmonique. Le système radar à impulsions commute entre émission et réception, et reçoit un signal à large bande en raison des impulsions. À l'opposé, le système radar à onde continue transmet et reçoit un signal de bande passante très étroite en permanence.

À la figure 2-8, le radar à impulsions émet une courte impulsion de signal radio à chaque point d'échantillonnage. La distance entre l'antenne et le sujet qui correspond à la moitié du produit de la durée aller-retour sera extraite à partir du temps qu'il faut pour la réflexion du signal écho. À l'inverse, le radar à onde continu et spécialement le radar Doppler mesure la fréquence ou la vitesse de déplacement de la cible d'après le décalage de la fréquence Doppler. Ce dernier utilise une topologie simple, constitué d'une source de signal pour l'émission ainsi qu'un récepteur hétérodyne ou homodyne. Les filtres à chaque étage du récepteur peuvent être très simples à cause de la bande extrêmement étroite du radar CW.

Sur le plan matériel, l'architecture du radar à ondes continues ne nécessite pas l'utilisation d'interrupteur pour commuter entre l'émission et la réception, comparativement au système radar à impulsions. La complexité d'un radar à impulsions comparativement au radar à ondes continues ne se traduit pas par une augmentation proportionnelle de ses avantages. Le radar à impulsions utilise un magnétron puissant pour générer des signaux micro-ondes avec des impulsions de tension appliquée très courtes, ce qui augmente le coût et rend parfois le système volumineux.

Le principal avantage d'un système de radar à onde continue est qu'il peut sans ambiguïté mesurer la vitesse des cibles à une distance avec un traitement de signal simple. Par contre, les systèmes pulsés ont une certaine ambiguïté dans les deux mesures, de la distance et de vitesse.

Les plus gros problèmes avec les radars *CW* sont liés à l'impossibilité de séparer les réflexions directement dans le temps. Une partie du signal émis par l'émetteur est directement transmise vers le récepteur, soit par couplage entre le circuit de transmission et de réception ou directement par l'intermédiaire de l'antenne.

Comme les ondes radio se propagent à la vitesse de la lumière, la mesure précise de la distance nécessite une électronique de haute performance. La zone de détection est au moins la moitié de la longueur de l'impulsion multipliée par la vitesse de la lumière. Par conséquent, pour le radar pulsé une impulsion courte est nécessaire pour détecter les cibles proches. D'autre part, l'intervalle d'impulsion devrait être utilisé pour maximiser la portée de détection. Comme la résolution de la

distance et les caractéristiques du rapport signal/bruit (*SNR*) reçu dépendent fortement de la forme et de la puissance de l'impulsion, la technique de compression d'impulsion est souhaitée.

Le radar pulsé repose sur le principe d'évaluer la distance d'une cible en mesurant le temps aller-retour du signal micro-ondes pulsé. Par contre, il ne permet pas la mesure directe de la vitesse. Sans calcul direct de ces deux données, cela ne va pas apporter une aide à la surveillance directe des signes vitaux. D'autre part, le radar CW permet la mesure directe de la vitesse de la cible.

Pour ces raisons, et lorsque le but est la mesure du mouvement périodique de la cage thoracique au lieu de la distance du patient, un système radar à onde continue est le choix idéal. Par contre, il existe aussi des contraintes sur l'architecture des émetteurs-récepteurs à effet Doppler à uniporteuse comme l'équilibre entre l'efficacité et la capacité de s'adapter dynamiquement. Pour ces raisons, nous proposons un nouveau système à diversité de fréquence.

Tableau 2-4 : Comparaisons entre le radar CW et le radar pulsé

| Spécifications   | CW Radar                              | Pulse Radar   |
|--|---------------------------------------|---|
| <b>Réalisation</b>                                     | Simple                                | complexe  |
| <b>Détection des courtes distances</b>                 | Supérieure                            | Mauvaise  |
| <b>Détection des longues distances</b>                 | Mauvaise                              | Supérieure  |
| <b>Précision</b>                                       | Modérée                               | Supérieure  |
| <b>Détection des sujets en mouvement</b>               | Supérieure                            | mauvaise<br>Demande de traitement de signal compliqué |
| <b>Isolation entre la transmission et la réception</b> | Bonne<br>dans le cas de deux antennes | Supérieure  |

## 2.4 Motivation pour le radar à deux fréquences comparativement au radar conventionnel

Habituellement, la plupart des dispositifs radars à effet Doppler utilisés pour la surveillance des signes vitaux sont constitués d'un système à micro-ondes fonctionnant à une seule fréquence porteuse. Lorsqu'on augmente la fréquence de la porteuse, la longueur d'onde diminue, et donc, la taille du système diminue. D'autre part, la perte en espace libre augmente avec la fréquence. Cela pousse la recherche à investiguer des architectures multi-bandes à diversité fréquentielle. Ces derniers utilisent deux (ou plus) fréquences porteuses. Dans ce cas, la diversité de fréquence est réalisée par le biais de deux émetteurs fonctionnant en tandem permettant la transmission de deux signaux de fréquences distinctes l'une de l'autre. Ces architectures multi-bandes ont l'inconvénient d'augmenter la taille et les coûts dus à l'utilisation de plusieurs émetteurs-récepteurs *RF* opérant en parallèle dans plusieurs fréquences.

Ceci suggère que le radar à plusieurs fréquences porteuses doit présenter un compromis entre sa taille, son coût, et son efficacité. Nous avons proposé et investigué le nouveau concept radar à diversité fréquentielle harmonique en utilisant deux ou plusieurs composantes porteuses (deux porteuses dans notre étude pour la simplification de nos discussions), la fondamentale et son harmonique [66-68]. Cette dernière repose sur l'utilisation d'un seul mélangeur en tirant parti de sa caractéristique non linéaire. Les autres éléments constituant le système tel que l'antenne, l'amplificateur et le circulateur peuvent également fonctionner aux fréquences harmoniques. Cela rend le système compact avec une réduction de la consommation d'énergie et des coûts puissance par l'utilisation de composantes harmoniques comparativement au radar conventionnel multicanaux.

Le bruit et la sensibilité sont des caractéristiques importantes pour les systèmes radar pour la biodétection en raison d'une faible intensité du signal liée à la détection des signes vitaux, en particulier les signaux cardiaques. On va prouver que le radar à diversité de fréquence est une solution capable d'augmenter la sensibilité de détection en augmentant le rapport SNR. De ce fait, ce nouveau type de radar sera avantageux pour la surveillance des signes vitaux en améliorant la fiabilité de surveillance ; en annulant le mouvement du corps et en évitant le problème des points

nuls pour un contrôle vital à différentes distances entre le patient et le système radar harmonique. Cette approche présentera plusieurs avantages pour une multitude d'applications émergentes.

## CHAPITRE 3 LA TECHNIQUE DU RADAR HARMONIQUE À DIVERSITÉ FRÉQUENTIELLE

Ce chapitre est consacré à l'étude du nouveau radar Doppler harmonique pour la mesure des signaux vitaux. Nous comparerons aussi l'architecture harmonique proposée avec les radars harmoniques existants. Une discussion des bénéfices du concept à diversité fréquentielle et plus précisément l'avantage de la non-linéarité des composants actifs pour la conception de ce dernier seront présentés.

### 3.1 Radar harmonique en littérature

Dans la littérature, plusieurs auteurs ont proposé des systèmes radars basés sur l'utilisation des ondes harmoniques. Dans [69] – [70], les auteurs ont proposé d'utiliser des balises pour générer l'harmonique, qui sont attachés à un sujet, comme les insectes. Dans leur architecture proposée, une onde fondamentale est transmise et la deuxième fréquence harmonique est réémise par la cible et reçue par le récepteur. Le signal harmonique permet de donner avec précision la position de l'insecte et donc, ces systèmes sont utiles pour la traçabilité des espèces menacées (voir figure 3-1). Dans [71], les auteurs ont proposé un radar harmonique. Les mesures ont été effectuées sur des escargots et les résultats ont montré que l'émetteur-récepteur est sensible à la polarisation de l'antenne (voir figure 3-2). Le même principe a été utilisé dans [72], comme le montre la figure 3-3. Aussi dans [73], deux récepteurs homodynes et hétérodynes sont également utilisés pour détecter avec succès un battement de cœur en attachant une étiquette passive harmonique sur la poitrine d'un sujet (voir figure 3-4). Dans ce dernier article, les auteurs ont proposé une balise harmonique pour isoler les mouvements respiratoires du sujet. À cet effet, un patch connecté à une diode a été placée sur la poitrine d'un patient afin de générer le signal de second harmonique. L'inconvénient de cette configuration est qu'elle ne peut pas être utilisée pour certaines applications. Par exemple, il n'est pas possible de placer une étiquette sur la poitrine de la personne brûlée pour le suivi de ses signes vitaux ou pour trouver une personne disparue après une catastrophe.

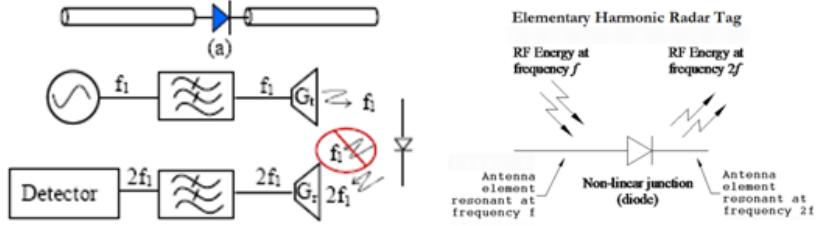


Figure 3-1 : Radar harmonique pour le suivi des petites espèces menacées d'insectes [70].

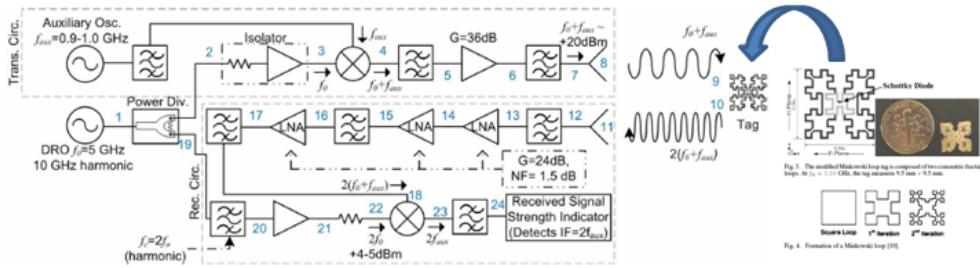


Fig. 1. Schematic of the insect radar system. The 5 GHz signal and 10 GHz signal originate in the same (nominally 5 GHz) oscillator, using the oscillator's first harmonic. The node numbers mark points referred to in Table I, the system power budget analysis.

Figure 3-2 : Schéma du système radar d'insectes [71].

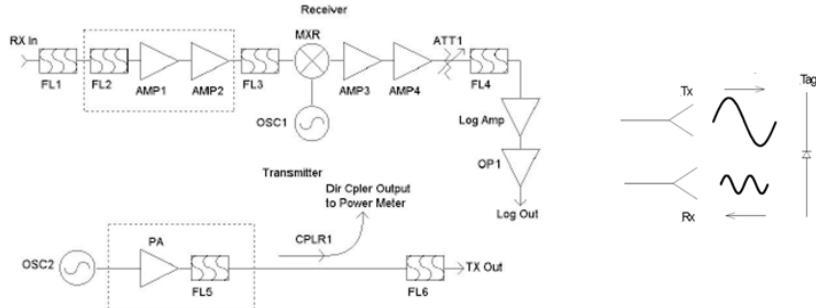


Figure 3-3 : Radar harmonique bi-statique [72].

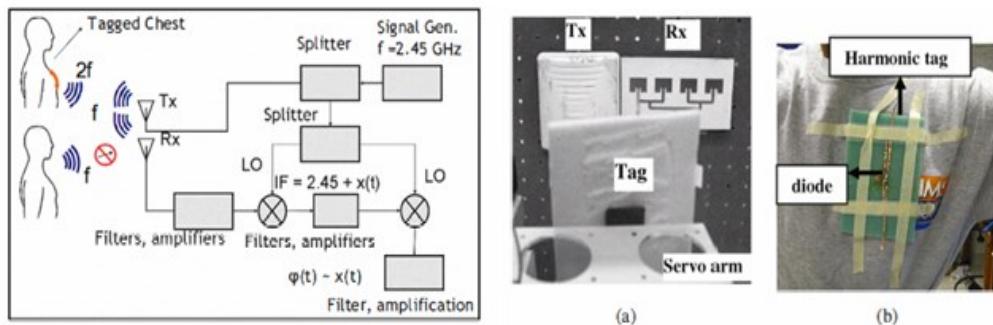


Fig.1. Proposed heterodyne architecture for harmonic Doppler radar

Fig.3. Tag mover with tag (a), Tx and Rx antenna and Human subject with harmonic tag placed on his chest (b).

Figure 3-4 : Architecture hétérodyne pour le radar harmonique [73].

Dans [74], les auteurs ont proposé un radar harmonique et ils ont analysé la relation entre la fréquence incidente et la troisième onde harmonique. L'utilisation de la deuxième onde harmonique peut être également utile pour l'imagerie par ultrasons des tissus humains [75]. Cette technique donne une amélioration de la visualisation des structures profondes.

Dans notre contribution, nous proposons un nouveau concept de radar harmonique sans contact pour la mesure des fréquences respiratoires et cardiaques. Le système proposé n'utilise pas de balise à placer sur le thorax d'un patient, mais il aura pour objectif de transmettre et de détecter deux ondes, la fondamentale et son second harmonique. Des résultats théoriques et expérimentaux seront présentés pour valider le concept proposé.

### 3.2 Quelle topologie faut-il choisir ?

Les systèmes radars peuvent être classés en deux topologies : homodyne ou hétérodyne. Le tableau 3-1 résume quelques avantages et inconvénients de ces deux architectures.

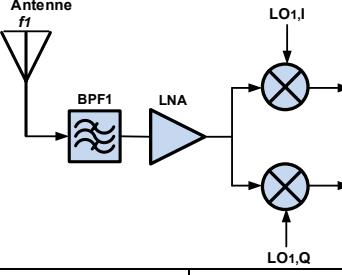
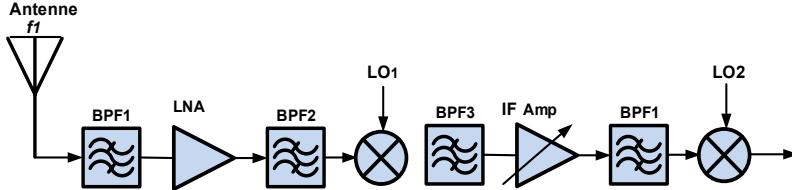
La topologie superhétérodyne repose sur le principe de la transposition indirecte de la fréquence du signal RF en bande de base. Cela se fait en plusieurs étapes, la première transposition autour d'une fréquence intermédiaire, puis une deuxième transposition autour de la fréquence du canal souhaité avec une démodulation *IQ*. La synoptique du radar est présenté au tableau 3-1. Cette architecture présente plusieurs avantages :

- Simple à concevoir,
- Peu de composantes DC parasites (*DC offset*) liées aux fuites entre les différentes entrées des mélangeurs,
- Les contraintes de linéarité du récepteur sont gérées par le filtrage et l'amplification progressive.

L'architecture homodyne (Zero-IF) repose sur le principe de transposition directe du signal *RF* à la fréquence *IF* en bande de base en utilisant une démodulation *IQ*. Elle se définit par les avantages suivants :

- Simplicité de la structure
- La conversion étant homodyne donc on aura besoin juste d'un oscillateur local.

Tableau 3-1 : Avantages et inconvénients des récepteurs standards

| Architecture           | Avantages  | Inconvénients  |
|------------------------|--|--|
| <b>Homodyne</b>        |    | <ul style="list-style-type: none"> <li>- 1 seul étage (1 seul LO).</li> <li>- Faible consommation.</li> <li>- Simplicité de conception.</li> <li>- Faible coût.</li> <li>- Nombre de composants réduit.</li> <li>- Pas de problème de fréquence image.</li> </ul> <ul style="list-style-type: none"> <li>- Composantes parasites DC (DC-Offset).</li> <li>- Contrainte linéarité PA et Mixer.</li> <li>- Bruit en 1/f (Flicker noise).</li> <li>- Distorsion de second ordre.</li> <li>- Équilibrage des voies I/Q difficile.</li> <li>- Sensibilité.</li> </ul> |
| <b>Superhétérodyne</b> |  | <ul style="list-style-type: none"> <li>- Réduction de l'effet des composants DC.</li> <li>- Technique de réalisation facile.</li> <li>- Gérer les contraintes de linéarité du récepteur.</li> </ul> <ul style="list-style-type: none"> <li>- Réjection de la fréquence image.</li> <li>- Filtre de grandes qualités.</li> <li>- Grand nombre de composants.</li> <li>- Complexité.</li> <li>- Intégration difficile.</li> <li>- Consommation élevée.</li> </ul>  |

Les principaux inconvénients sont liés à la présence du phénomène *DC offset*. Ce dernier est dû aux fuites entre les entrées *RF* et *LO* du mélangeur donc une dégradation du signal en bande de base (grand rapport *SNR*).

Il existe déjà des architectures multi-bande qui sont des émetteurs/récepteurs standards parallélisés hétérodyne ou homodyne (voir figure 3-5). Ces derniers ont les inconvénients majeurs d'une grande consommation et d'un niveau d'intégration difficile à cause du nombre élevé de composants à

intégrer (plusieurs antennes, filtres, et amplificateurs à faible bruit). Ce type de système a besoin d'un bon contrôle en amplitude et d'une bonne synchronisation pour commuter entre les bandes de fonctionnements. Aussi, il faut noter que lorsqu'une antenne est placée dans la zone de champ proche d'une autre antenne, de forts couplages vont exister entre ces deux dernières et, par conséquent, vont contribuer à modifier significativement leurs propriétés (impédance, fréquence de résonance, diagramme de rayonnement). Afin de réduire les contraintes architecturales existantes, la nouvelle topologie radar harmonique permet une intégration maximale de solutions en permettant d'optimiser les topologies proposées en haut. Cette dernière est donc une architecture hétérodyne modifiée à diversité de fréquence.

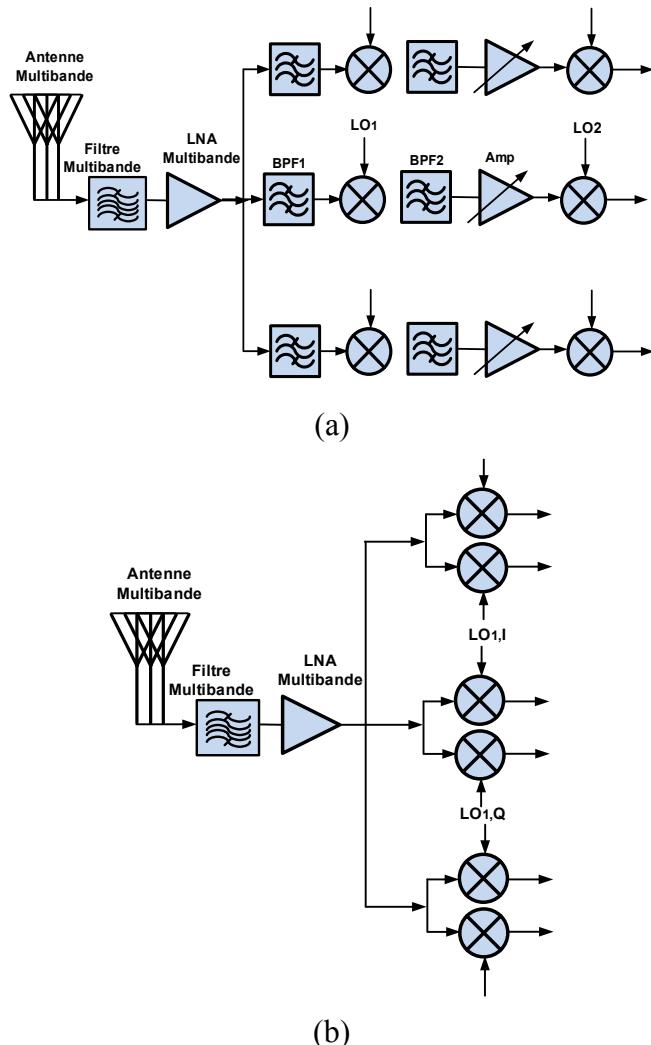


Figure 3-5 : Représentation schématique des récepteurs partagés parallélisés multi-bande  
 (a) Superhétérodyne (b) Homodyne.

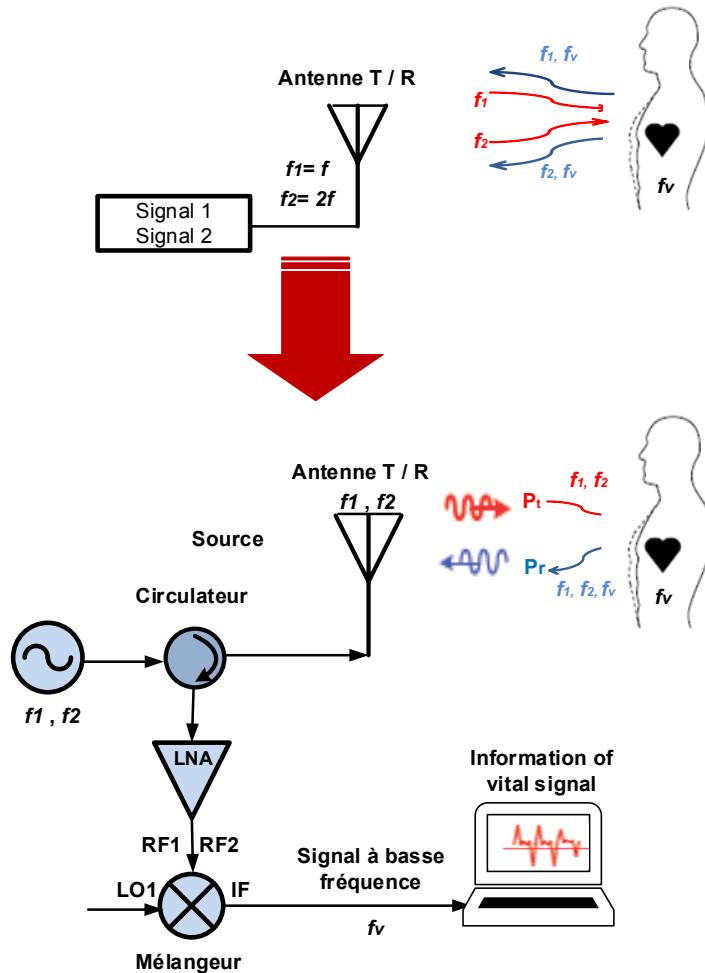


Figure 3-6 : Topologie proposée du radar harmonique.

La complexité et la consommation du radar harmonique vont être réduites à cause de la diminution du nombre de composants utilisés. Ainsi, la possibilité d'intégrer la plupart des composants harmoniques apporte une optimisation technique constituant le radar harmonique à diversité de fréquences. La figure 3-6 présente le concept proposé pour ce dernier.

### 3.3 Avantages du concept de la diversité fréquentielle pour le radar harmonique

Le concept du radar harmonique repose sur le concept de transposition de fréquence, mais en utilisant deux fréquences porteuses *RF*. Dans cette partie, nous discutons des avantages de l'utilisation du concept de diversité fréquentielle et du phénomène de la non-linéarité pour la conception du nouveau radar harmonique dédié à la surveillance des signaux vitaux. Les

paramètres de performance de ce dernier seront discutés. Ces paramètres seront utilisés dans le prochain chapitre.

### 3.3.1 Intérêt de la non-linéarité des composants actifs

Les circuits non linéaires (figure 3-7 (a)) comme les amplificateurs et les mélangeurs (figure 3-8) génèrent un bon nombre de signaux indésirables que nous devons filtrer à l'opposé des circuits linéaires (figure 3-7 (b)). La non-linéarité peut réaliser la fonction du mixage, comme présenté à la figure 3-8. Les signaux à mélanger sont additionnés et leur résultante traverse l'élément non linéaire (*NL*) puis un filtre pour éliminer les fréquences non désirables. Les propriétés naturelles de ces composants non linéaires et la génération des harmoniques seront utilisées avantageusement pour le radar à diversité de fréquence pour augmenter les performances et l'intégration du système de surveillance vitale.



Figure 3-7 : Circuits linéaires et non linéaires.

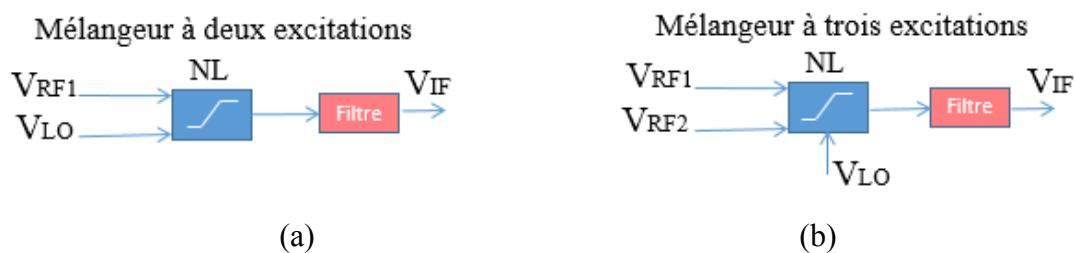


Figure 3-8 : Mélangeurs à deux ou trois tones.

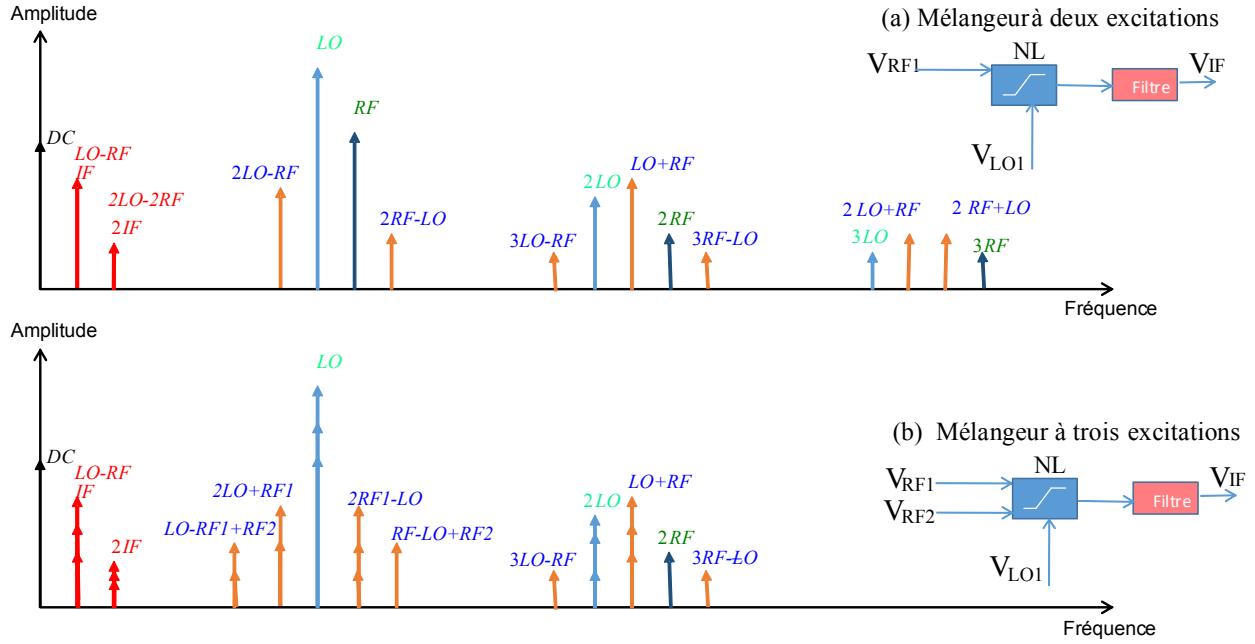


Figure 3-9 : Les composantes fréquentielles générées par différents mélangeurs.

### 3.3.2 Gain de conversion et intérêt du mélangeur harmonique à trois tones

Dans les systèmes radars, le mélangeur joue un rôle important pour les conversions de fréquences. La figure 3-9, illustre les fréquences des raies de spectre du mélangeur à deux ou trois tones.

Dans cette sous-section, nous calculons le gain de conversion (ou la perte) du mélangeur lorsque deux fréquences porteuses ( $f$  et  $2f$ ) sont utilisées simultanément. D'après la figure 3-8(b), les trois signaux à l'entrée du mélangeur (trois tones) peuvent être écrits comme suit :

$$V_{in} = V_{RF1} + V_{RF2} + V_{LO} \quad (3-1)$$

$$= v_{RF1} \cos(\omega_{RF1}t + \phi_{RF1}) + v_{RF2} \cos(\omega_{RF2}t + \phi_{RF2}) + v_{LO} \cos(\omega_{LO}t + \phi_{LO}).$$

Pour simplification, nous considérons que :

$$\phi_{RF1} = \phi_{RF2} = \phi_{LO} = 0. \quad (3-2)$$

Le mélangeur est constitué d'un composant non linéaire qui donne à son signal de sortie la tension  $V_{out}$ , qui peut être écrite comme une série de puissance du petit signal  $V_{in}$  :

$$V_{out} = \sum_{n=0}^{\infty} A_n (V_{in})^n = A_0 + A_1 V_{in} + A_2 (V_{in})^2 + \dots \quad (3-3)$$

Nous négligeons les termes avec une puissance supérieure à  $n=4$ . Avec cette approximation et en utilisant (3-2) in (3-3), l'expression analytique suivante est générée :

$$\begin{aligned}
 V_{out} \approx & A_0 + A_1 (v_{RF1} \cos \omega_{RF1} t + v_{RF2} \cos \omega_{RF2} t + v_{LO} \cos \omega_{LO} t) + \\
 & A_2 (v_{RF1} \cos \omega_{RF1} t + v_{RF2} \cos \omega_{RF2} t + v_{LO} \cos \omega_{LO} t)^2 + \\
 & A_3 (v_{RF1} \cos \omega_{RF1} t + v_{RF2} \cos \omega_{RF2} t + v_{LO} \cos \omega_{LO} t)^3 + \\
 & A_4 (v_{RF1} \cos \omega_{RF1} t + v_{RF2} \cos \omega_{RF2} t + v_{LO} \cos \omega_{LO} t)^4.
 \end{aligned} \tag{3-4}$$

Lors de l'identification des différents termes de l'équation développée, il faut garder à l'esprit que la fréquence de la porteuse pour le signal  $RF_2$  est deux fois la fréquence porteuse de  $RF_1$ . Comme montré à la figure 3-10 et grâce à l'effet non linéaire du mélangeur, trois transpositions de la fréquence  $RF$  vers la fréquence  $FI$  (*down-conversion*) sont possibles :

$$\begin{aligned}
 \omega_{IF} &= \omega_{RF1} - \omega_{LO} \\
 \omega_{IF} &= \omega_{RF2} - 2\omega_{LO} \\
 \omega_{IF} &= \omega_{RF2} - 2\omega_{RF1}.
 \end{aligned} \tag{3.5}$$

Le troisième terme peut-être trouvé par :

$$\begin{aligned}
 \omega_{RF1} &= \omega_{IF} + \omega_{LO} \\
 \omega_{RF2} &= \omega_{IF} + 2\omega_{LO}.
 \end{aligned} \tag{3.6}$$

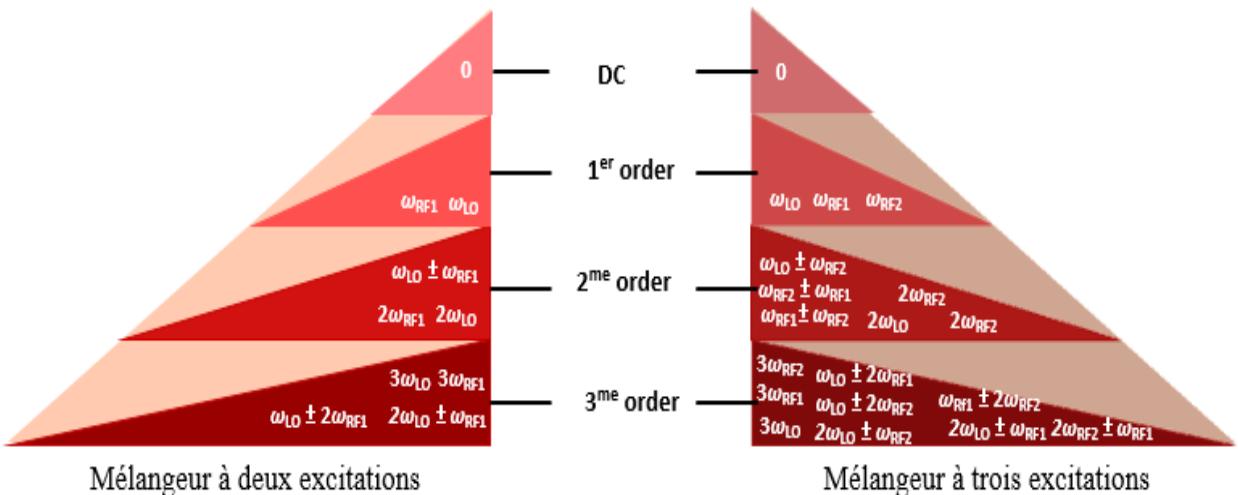


Figure 3-10 : Les composantes fréquentielles générées par différents mélangeurs à deux ou à trois tones.

Tableau 3-2: Gain de conversion pour les mélangeurs à deux ou trois tones d'excitation

| Type du mélangeur         | Mélangeur à deux tones  | Mélangeur à trois tones   |
|---------------------------|---|---|
|                           | $V_{in} = v_{LO} \cos(\omega_{LO}t)$ $+ v_{RF1} \cos(\omega_{RF1}t)$                        | $V_{in} = v_{LO} \cos(\omega_{LO}t)$ $+ v_{RF1} \cos(\omega_{RF1}t)$ $+ v_{RF2} \cos(\omega_{RF2}t)$  |
| <b>Gain de conversion</b> | $A_2 v_{LO} v_{RF}$ $+ \frac{3}{2} A_4 v_{LO}^3 v_{RF}$ $+ \frac{3}{2} A_4 v_{LO} v_{RF}^3$ | $A_2 v_{LO} v_{RF1} + \frac{3}{2} A_3 v_{LO}^2 v_{RF1}$ $+ \frac{3}{2} A_3 v_{RF2} v_{RF1}^2 + 3 A_3 v_{LO} v_{RF1} v_{RF2}$ $+ \frac{3}{2} A_4 v_{LO}^3 v_{RF1} + 3 A_4 v_{LO}^2 v_{RF1} v_{RF2}$ $+ 6 A_4 v_{LO} v_{RF1}^2 + 6 A_4 v_{LO} v_{RF1}^2 v_{RF2}$ $+ 3 A_4 v_{LO} v_{RF1} v_{RF2}^2$ |

Dans le tableau 3-2, nous présentons une comparaison du gain de conversion pour le mélangeur harmonique à trois tones avec le gain de conversion du mélangeur classique à deux tones. Le premier terme dans les deux gains de conversion est similaire. Dans le mélangeur à trois tones, il y a des termes avec le facteur  $A_3$  et  $A_4$  tandis que son absence est observée pour le mélangeur à deux tones. Les valeurs des coefficients  $A_i$  dépendent des composants actifs (diodes ou transistors) et les architectures qui sont utilisées pour le mixage, mais habituellement  $A_3$  est supérieur à  $A_4$ . Pour les deux configurations de mixage, les termes avec facteur  $A_i$  pour  $i \geq 5$  ne sont pas pris en compte, car ils deviennent négligeables. Au total, en utilisant la même précision (du même ordre dans le développement de la série de *Taylor*), nous observons neuf termes avec le mélangeur à trois tones et trois termes dans le mélangeur à deux tones. Une comparaison qualitative montre clairement que le mélangeur à trois tones a un gain de conversion amélioré comparativement au mélangeur conventionnel à deux signaux d'entrées (tableau 3-2).

### 3.3.3 Point de compression 1 dB

Les composants constitués d'éléments actifs ont un fonctionnement non linéaire et la perte de conversion sera constante, indépendamment de la puissance d'entrée  $P_{in}$ . La courbe de puissance est présentée à la figure 3-11.

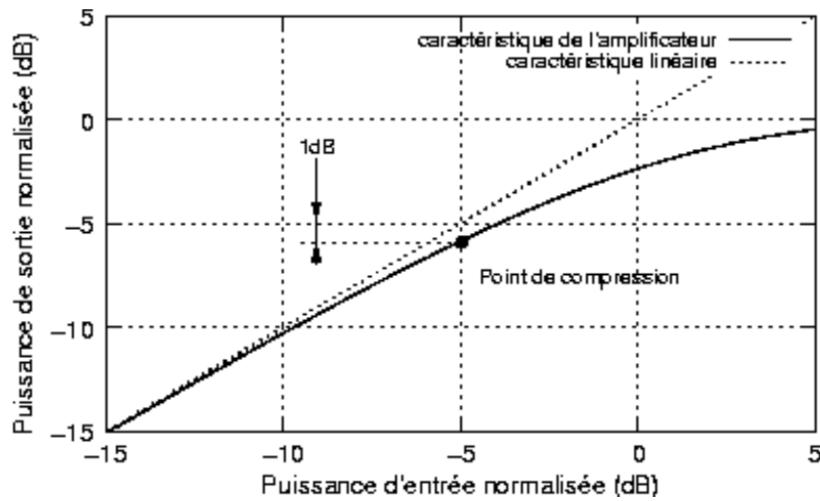


Figure 3-11 : Représentation du point de compression  $1\text{ dB}$  [76].

Quand l'écart entre la puissance de sortie et son extrapolation linéaire atteint  $1\text{ dB}$ , on est donc au point de compression à  $1\text{ dB}$  ( $P_{1\text{dB}}$ ). Ce point de compression à  $1\text{ dB}$  caractérise donc la limite du fonctionnement linéaire du circuit à une seule porteuse. À ce stade, de grandes distorsions seront générées avec une augmentation plus rapide de la puissance des harmoniques parasites par rapport à l'augmentation de la composante utile. D'après le tableau 3-2, et en comparant le gain de conversation pour le mixage à deux tones et celui à trois tones, on peut remarquer que le point de compression à  $1\text{ dB}$  du mélangeur à trois tones sera toujours plus petit que celui à deux tones à cause du terme supplémentaire ( $3A_4V_{LO}V_{RF1}V_{RF2}^2$ ).

Un des avantages du radar harmonique est de pouvoir utiliser la  $2^{\text{ème}}$  composante fréquentielle harmonique créée par la distorsion au niveau du mélangeur.

## CHAPITRE 4 PROTOTYPE DU RADAR HARMONIQUE ET MODÉLISATION

Ce chapitre est consacré à la modélisation et la simulation du radar Doppler à diversité de fréquence pour la mesure des signaux vitaux. Ce dernier utilise le mélangeur pour la translation des fréquences *RF* aux fréquences basses *IF*. Une partie de ce chapitre sera consacrée à la modélisation des signes vitaux utilisés pour l'analyse du radar harmonique proposé. Quelques considérations pour la conception comme l'analyse de la puissance du signal reçu, en tenant compte de la surface équivalente radar (*SER*) de la cage thoracique du patient, sont décrites.

### 4.1 Modélisation des signaux vitaux

La modélisation des signaux vitaux est primordiale pour l'analyse et la simulation du radar harmonique. Dans les sous-sections suivantes, nous discutons de nos méthodes pour la modélisation des signaux respiratoires et cardiaques utilisés pour nos modélisations.

#### 4.1.1 Modèle du signal respiratoire

Le rythme respiratoire est régulier, périodique et doit s'établir, au repos, autour de 20 battements par minute. Pour nos modélisations, le mouvement simple de la cage thoracique dû au rythme respiratoire est une fonction du temps qui satisfait la condition suivante :

$$x_r(t) = m_r \cos \omega_r t. \quad (4-1)$$

où  $m_r$  est l'amplitude du mouvement périodique de la poitrine du patient et  $\omega_r$  est la pulsation ( $rad/s$ ) du mouvement respiratoire périodique.

#### 4.1.2 Modèle du signal cardiaque cohérent

##### 4.1.2.1 Signal sinusoïdal

L'allure d'un signal cardiaque est donnée à la figure 4-1. N'ayant à priori pas de modèle mathématique pour spécifier l'activité cardiaque, nous avons cherché à établir un modèle approximatif pour l'utiliser dans nos codes Matlab. La première idée que nous avons investiguée

fut celle d'un cosinus amorti, qui présentait un pic positif puis un pic négatif. Il suffisait ensuite simplement de convoluer la période obtenue par un peigne de Dirac, pour périodiser le signal et obtenir un signal cardiaque complet. Par souci de cohérence avec le cas réel du rendement cardiaque (donné par un électrocardiogramme) et interprété à la figure (2-2), ce modèle a été abandonné.

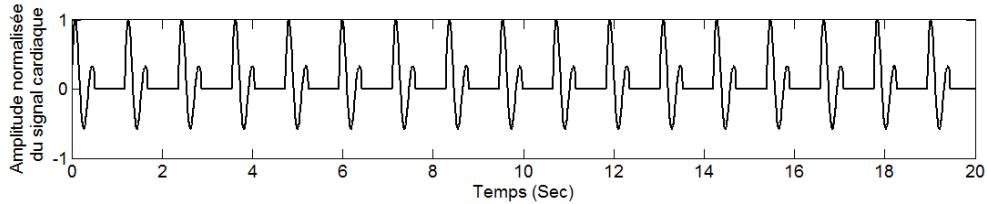


Figure 4-1 : Modèle sinusoïdal du signal cardiaque.

#### 4.1.2.2 Fonction *ECG* sous Matlab

Des recherches nous ont ensuite conduits vers l'utilisation de la fonction *ecg* sous Matlab. Cette fonction génère une période de battement cardiaque sur un nombre d'échantillons qu'il faut indiquer en paramètre. Pour répéter le signal, il est préconisé d'utiliser la fonction *repmat* de Matlab. Un des inconvénients de cette fonction, outre les difficultés de manipulation, était dans l'affichage du spectre du signal cardiaque complet. En effet, on indiquait vouloir observer le signal sur *40 secondes* avec une fréquence de *75 bpm*. Après documentations, la forme du spectre semblait correcte, mais la difficulté à manipuler les axes temporels et fréquentiels a conduit à l'abandon de cette fonction. Une convolution avec un peigne de *Dirac* dont la fréquence a été déterminée, a permis d'obtenir des résultats meilleurs. Cependant l'absence de caractéristiques d'amplitude pour le signal nous amène à la solution des modèles en ondelettes, et à des approches polynomiales.

D'après [77], l'auteur a proposé un modèle polynomial implantable sous Matlab, de par la précision des caractéristiques de la période cardiaque qu'il indiquait. Ces caractéristiques ont toutes été reprises pour construire une période *ecg* qui dépendait du temps. Il suffisait de convoluer avec un peigne de *Dirac* dont la fréquence avait été judicieusement choisie, pour obtenir un authentique signal cardiaque. Notre fonction proposée prend en arguments le temps sur lequel on veut voir le signal, et la fréquence du signal cardiaque, et qui permet d'obtenir le signal cardiaque désiré.

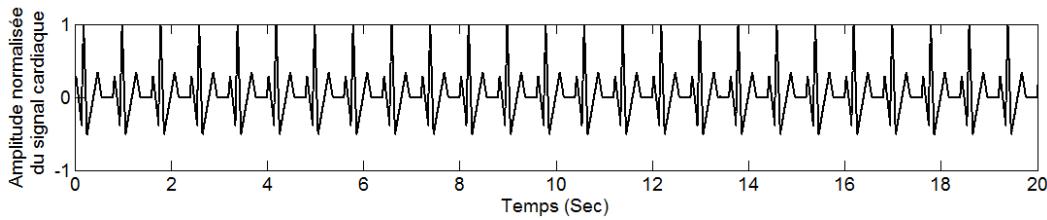


Figure 4-2 : Modèle *ECG* du signal cardiaque.

### 4.1.3 Séparation et extraction des signaux

Il était souhaité de réaliser une chaîne de traitement sur un signal composé essentiellement d'une composante respiratoire sous la forme sinusoïdale, et d'une composante cardiaque proche du signal donné par l'électrocardiogramme. Les deux composantes évoluent à des fréquences moyennes distinctes, à savoir  $0.33 \text{ Hz}$  pour la fréquence respiratoire, et  $1.25 \text{ Hz}$  pour la fréquence cardiaque.

Notre nouvelle fonction (à la section 4.1.2.2) remplace le modèle sinusoïdal utilisé dans la première partie, et se marie très bien avec le signal respiratoire pour donner un nouveau signal vital total plus proche de celui attendu par une détection vitale réelle utilisant le radar.

Les premiers objectifs fixés étaient d'afficher le signal brut, et son spectre. D'autres exigences sont apparues par la suite comme la séparation des signaux cardiaque et respiratoire en vue d'un affichage séparé. On commence par appliquer un filtre passe-bande pour éliminer le bruit dont les fréquences se situent en dehors de l'intervalle  $0.1 \text{ Hz}$  et  $3.5 \text{ Hz}$ . On applique ensuite, deux filtres en parallèle, l'un passe-bas, et l'autre passe-haut. La figure 4-3 présente les signaux vitaux dans les domaines temporel et fréquentiel pour les modèles des signaux vitaux générés.

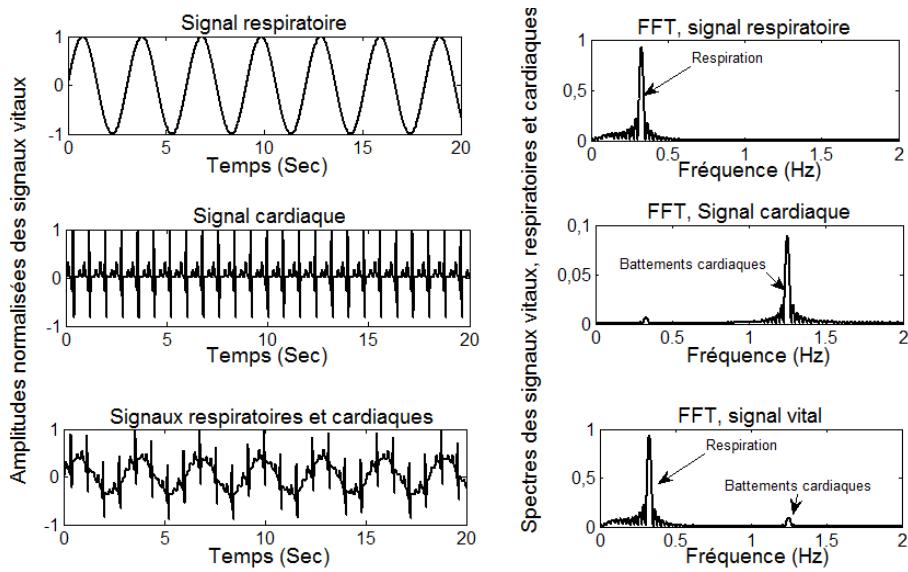


Figure 4-3 : Les signaux reçus dans le domaine temporel, et fréquentiel pour les modèles des signaux vitaux.

## 4.2 Considérations pour la conception du radar harmonique

### 4.2.1 Modèle du canal

Dans un radar, le canal est caractérisé par le milieu de propagation qui est souvent l'espace libre et assure la liaison sélective entre émetteur et récepteur. La figure 4-4, décrit la propagation des ondes dans l'espace libre pour une communication radar, composée d'un aller-retour de l'onde transmise.

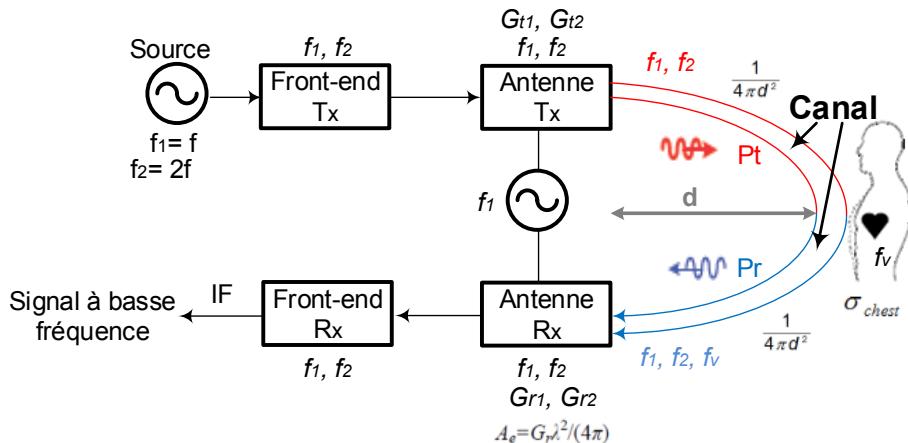


Figure 4-4 : Propagation des ondes pour la surveillance des signes vitaux utilisant le concept du radar harmonique.

La relation entre la puissance reçue et la puissance émise dans le cas du radar conventionnel à une seule porteuse au champ lointain est donnée par l'équation de *Friis* :

$$P_r = \frac{P_t G_t}{4\pi d^2} \frac{G_r}{4\pi d^2} \frac{\lambda^2 \sigma}{4\pi}, \quad (4-2)$$

où  $P_t$  est la puissance de sortie de l'émetteur,  $P_r$  est la puissance reçue,  $\lambda$  est la longueur d'onde de la porteuse,  $d$  est la plage de détection,  $\sigma$  est la surface équivalente radar (SER) de la cage thoracique,  $G_t$  et  $G_r$  sont les gains des antennes d'émission et de réception, respectivement.

Le rapport d'atténuation  $A_{radar}$  résultant peut-être obtenu par :

$$A_{radar} = \sqrt{\frac{P_r}{P_t}} = \sqrt{G_t G_r} \frac{\lambda}{4\pi d^2} \sqrt{\frac{\sigma}{4\pi}}, \quad (4-3)$$

Ainsi, l'atténuation des signaux radars harmonique dépendra de la longueur d'onde propagée dans l'espace libre et de la surface équivalente radar qui sont eux-mêmes fonction de la fréquence de la porteuse. Dans notre cas du radar harmonique à diversité de fréquence, on doit prendre en considération les deux modèles de canaux au fondamentale et son harmonique.

#### 4.2.2 Sécurité concernant la santé humaine

La question de sécurité au sujet de la santé humaine devrait être l'un des facteurs importants pris en compte [78-81]. Il est généralement admis qu'une exposition à long terme à des ondes électromagnétiques sur des patients peut être dangereuse si la densité de puissance est supérieure aux limites acceptées. La densité d'exposition  $S$  maximale acceptable pour l'humain, peut être exprimée comme suit :

$$S \left( \frac{W}{m^2} \right) = \frac{\text{Énergie de transmission} \times \text{gain de l'antenne}}{4\pi (\text{distance})^2}, \quad (4-4)$$

Pour nos tests vitaux, la puissance transmise, les gains d'antennes utilisées et les distances de nos mesures seront résumés au chapitre 7. La densité de puissance maximale obtenue est toujours beaucoup plus faible que la densité de puissance maximale autorisée par Santé Canada [80]. Les mesures proposées, par conséquent, ne posent aucun risque pour les patients.

### 4.2.3 Choix des fréquences optimales du radar harmonique et interaction avec les tissus humains

Les études sur la propagation des ondes électromagnétiques ne permettent pas de conclure sur les effets néfastes avérés des ondes électromagnétiques. Peu d'études nous donnent les effets d'interaction des ondes électromagnétiques avec les tissus humains. Néanmoins, le *DAS* (Débit d'absorption spécifique, ou *SAR* : *Specific Absorption Rate*) est la grandeur fixée par les chercheurs pour quantifier et limiter la dissipation d'énergie dans la matière vivante [82-83]. Il est donné par :

$$DAS = \frac{\sigma |E_{int}|^2}{\rho}. \quad (4-5)$$

où  $\sigma$  est la conductivité électrique du tissu en S/m,  $\rho$  est la constante diélectrique du vide en  $kg/m^3$ , et  $E_{int}$  est la valeur crête du champ électrique en  $V/m$ .

Pour le cas du radar harmonique, on aura un émetteur à deux porteuses, la fondamentale et son harmonique. Dans ce cas, il faut tenir compte de l'effet combiné des rayonnements radiofréquences totales provenant des deux porteuses sur le patient. Une étude [84] de la propagation des ondes électromagnétiques dans les tissus humains prouve que la moitié de l'énergie incidente est réfléchie à la surface de la peau et l'autre moitié se propage dans les tissus, mais est atténué dans chaque couche par la réflexion. Pour notre application, la totalité du signal reçu par le récepteur est due à la réflexion du signal à la poitrine du sujet. Ce qu'on souhaite détecter est le petit déplacement  $x(t)$  de la poitrine due à l'activité cardiopulmonaire ( $0.8mm$  pour la respiration et  $0.08mm$  pour l'activité cardiaque). L'information sur le mouvement de la poitrine du patient sera modulée et cette modulation de phase ( $4\pi x(t)/\lambda$ ) à la sortie est inversement proportionnelle à la longueur d'onde. Pour le même déplacement, la plus courte longueur d'onde génère une modulation de phase plus grande (à 12 GHz ( $\lambda = 25mm$ ), et à 24 GHz ( $\lambda = 12.5mm$ )). Par conséquent, la plus courte longueur d'onde est plus sensible au petit déplacement. Il s'agit clairement d'un avantage justifiant nos choix de porteuses et l'appartenance de la porteuse à 24 GHz à la bande *ISM* (Industriel, Scientifique et Médicale).

Suivant nos travaux à la référence [84], la figure 4-5 montre la cartographie des champs électriques dans les différents tissus humains éclairés par une onde électromagnétique de fréquences différentes. On a pu également observer que la moitié de l'énergie incidente est réfléchie à la surface

de la peau et l'autre moitié est atténuée dans les tissus. En outre, la réflexion du cœur est comprise entre  $-30$  et  $-90$  dBm. De là, pour notre application, la majorité de la puissance reçue à l'antenne réceptrice est la puissance réfléchie à la surface de la poitrine du patient en mouvement.

Nous observons aussi que la pénétration des ondes à l'intérieur des tissus humains diminue à plus haute fréquence (supérieure à  $10$  GHz, la pénétration ne dépasse pas  $3$  mm). Comme il est judicieux d'utiliser une fréquence supérieure à  $10$  GHz pour éviter la pénétration du champ dans le tissu humain (voir figure 4-5), et afin d'inclure une fréquence qui est dans la bande *ISM*, les fréquences  $12$  GHz et  $24$  GHz sont sélectionnées pour le fonctionnement du radar harmonique à diversité de fréquence.

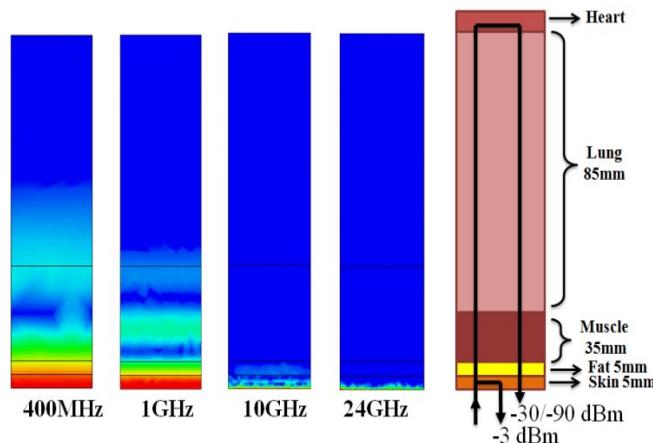


Figure 4-5 : Propagation des ondes électromagnétiques dans les tissus humains pour diverses fréquences porteuses (Simulation avec HFSS) [84].

#### 4.2.4 Champ proche et champ lointain

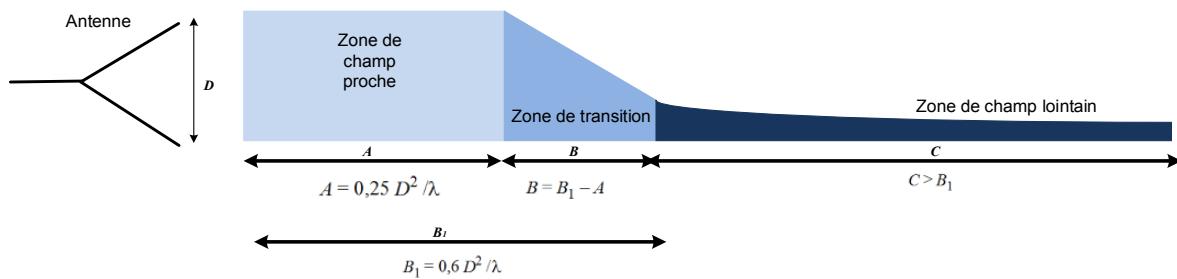


Figure 4-6 : Densité de puissance d'une antenne.

La figure 4-6, présente la variation de la densité  $S$  de puissance d'une antenne en fonction de la distance séparant l'antenne et la cible. Il existe trois régions pour le diagramme de l'antenne [85-87] :

1. Zone du champ proche : Dans cette région, le diagramme de rayonnement dépend à la fois de la portée de l'antenne et de l'angle. Cette région est également connue comme la région de *Fresnel*.

D'après la figure 4-6, la zone du champ proche ( $A$ ) est donnée par la formule :

$$A(m) = \frac{1}{4} \frac{D^2}{\lambda}, \quad (4-6)$$

Généralement, une antenne rayonne dans l'ensemble de la région du champ proche de la même façon le long de la plus grande dimension  $D$  de l'antenne. Sur l'ensemble de la zone du champ proche, la densité de puissance est maximale donnée par :

$$S(W/m^2) = \frac{16\eta P}{\pi D^2}, \quad (4-7)$$

où  $\eta$  est l'efficacité de l'antenne,  $P$  est la puissance de l'émetteur ( $W$ ), et  $D$  est le diamètre de l'antenne (m).

2. Zone de transition : Depuis le point du début de la zone de transition, la densité  $S$ , décroît linéairement en fonction de la distance  $d$  jusqu'au point du début de la zone de champ lointain.
3. Zone du champ lointain : L'amplitude et la phase relative des composants provenant de différentes parties de l'antenne ne varie pas avec la distance. L'intensité du champ décroît de façon monotone. Cette région est également connue comme la région de *Fraunhofer*.

D'après la figure, le champ lointain est défini à une distance  $C > B_1$  avec  $B_1$  donné par :

$$B_1(m) = 0.6 \frac{D^2}{\lambda}, \quad (4-8)$$

où  $D$  représente la longueur maximale de l'antenne et  $\lambda$  la longueur d'onde du champ illuminant le patient. À cette zone du champ lointain, le front de l'onde incidente sur la cage thoracique du patient, issue du radar d'émission, présente alors une structure d'onde plane. De même, à la réception, le champ électromagnétique diffracté à la poitrine du patient et reçu à l'antenne satisfait

les conditions de rayonnement en onde plane. À la fin de la zone de transition,  $S$  décroît de façon inversement proportionnelle au carré de la distance, selon la formule :

$$S(\text{W/m}^2) = \frac{G \cdot P}{4\pi \cdot d^2}, \quad (4-9)$$

où  $G$  est le gain de l'antenne,  $P$  est la puissance de l'émetteur ( $W$ ), et  $d$  est la distance entre l'antenne et la cible ( $m$ ).

Nos cas de mesures du rythme cardiaque et respiratoire utilisant le radar doivent tenir compte uniquement du mouvement de la cage thoracique. Donc, on doit prendre en considération la densité de rayonnements des antennes et s'assurer que nos mesures seront à champ lointain. Le tableau 4-1 résume les paramètres des zones de détection pour quelques cas de mesures utilisés au chapitre 7.

Tableau 4-1 : Paramètres des zones de détection.

| Fréquence                            | à 12 GHz | à 24 GHz |
|--------------------------------------|----------|----------|
| $\lambda$ (cm), longueur d'onde      | 2.5      | 1.25     |
| $D$ (cm), longueur de l'antenne      | 11.5     | 11.5     |
| $A$ (cm), distance du champ proche à | 13.22    | 21.22    |
| $B_1$ (cm)                           | 31.74    | 50.92    |
| $B$ (cm), zone de transition à       | 18.52    | 29.7     |
| $C$ (cm), champ lointain à           | 31.74    | 50.92    |

#### 4.2.5 La surface équivalente radar pour un signal vital

La surface de la cage thoracique du patient se déplace en raison de l'activité cardio-pulmonaire. Le signal de retour du radar en ondes continues est modulé en phase par l'effet Doppler. Seule la surface en mouvement du corps est mesurée et captée par la surface équivalente efficace du radar (*SER* ou *RCS* : Radar Cross Section). Donc, la surface équivalente radar du patient quantifie la possibilité réflectrice de celui-ci en réponse au signal radar. Cette surface équivalente radar  $\sigma$  est fonction de la forme de l'objet, de la nature de ses matériaux constitutifs ainsi que de la longueur d'onde, et des angles d'incidence et de réflexion du rayonnement.

Pour des cibles à formes simples, les *SER* peuvent être calculées en résolvant les équations de *Maxwell* avec les conditions aux limites appropriées. La détermination de la *SER* pour les cas de la cage thoracique mène aux calculs des deux quantités de la surface équivalente pour les poumons et le cœur séparément. La figure 4-7 présente les différents domaines pour le calcul de la surface équivalente radar en fonction de la longueur d'onde transmise  $\lambda$ .

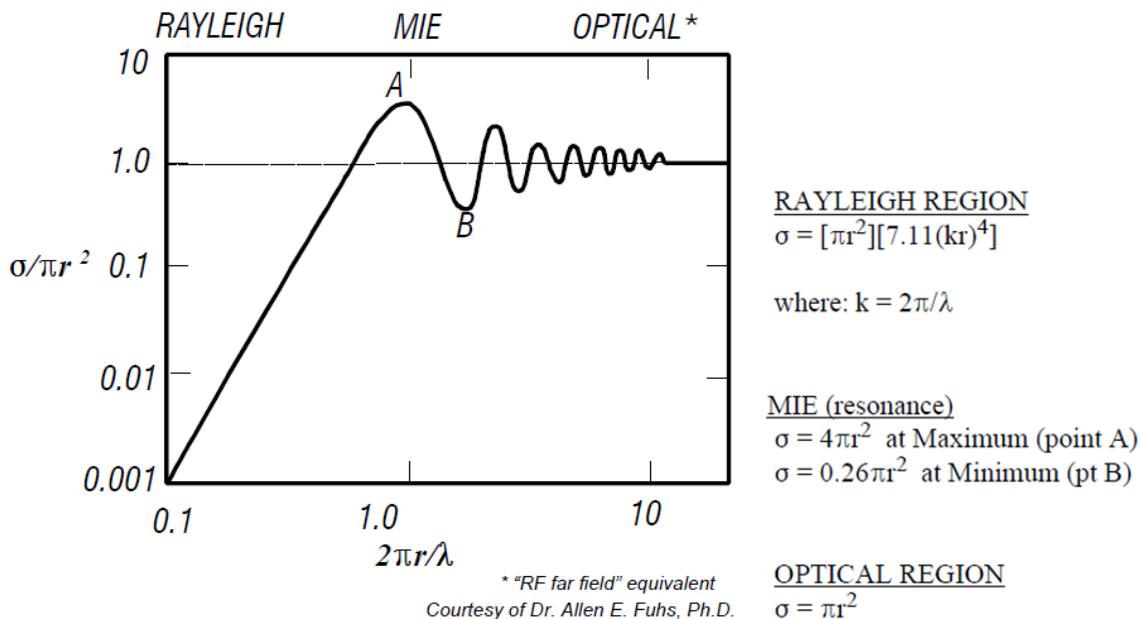


Figure 4-7 : Différents domaines pour calcul de la surface équivalente [88].

Dans notre cas de la surveillance des fonctions vitales, les dimensions du muscle du cœur sont petites comparativement aux poumons et aussi on doit donc s'assurer de la détection des signaux cardiaques qui sont 10 fois moins faible en amplitudes que ceux de la respiration. Pour calculer la SER, on se base sur la figure 4-8 en prenant en considération le rayon du cœur  $r$  (cas du cœur sphérique). Chez un adulte, le cœur mesure de  $10$  à  $12$  cm de hauteur,  $8$  à  $9$  cm de largeur et  $6$  cm d'épaisseur. Prenant l'exemple du cas d'un cœur avec un rayon ( $r = 4$  Cm) et calculant ( $2\pi r / \lambda$ ) aux deux fréquences porteuses ( $12$  GHz et  $24$  GHz), le tableau 4-2 résume que pour les signes vitaux, la surface équivalente radar suit les lois du domaine optique. Dans cette région, la cible est beaucoup plus grande que la longueur d'onde utilisée et la surface équivalente radar devient indépendante de celle-ci.

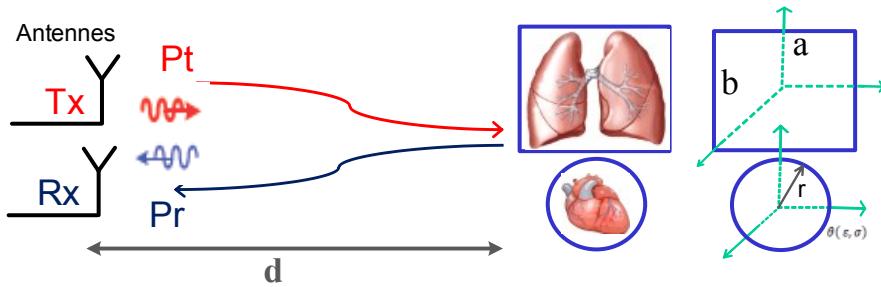


Figure 4-8 : Modèles du cœur ou des poumons pour le calcul de la SER.

Tableau 4-2 : Calcul de la surface équivalente pour le muscle du cœur et les poumons

| Fréquence  | SER Cœur<br>( $r = 4 \text{ cm}$ )                                   | SER Respiration<br>( $a = 13 \text{ cm}, b = 9 \text{ cm}$ )                |
|--|--|---|
| $12 \text{ GHz}; \lambda_1 = 25 \text{ mm}$<br>$\frac{2\pi r}{\lambda_1} = 10.04$  | $\sigma_{\text{Coeur}} = \pi r^2$ $= 3.8 \times 10^{-3} \text{ m}^2$ | $\sigma_{\text{Respiration}} = \pi a b$ $= 36.7 \times 10^{-3} \text{ m}^2$ |
| $24 \text{ GHz}; \lambda_2 = 12.5 \text{ mm}$<br>$\frac{2\pi r}{\lambda_2} = 20.1$ |  |   |

### 4.3 Modélisation du radar harmonique pour la détection vitale

Dans cette section nous analysons deux types de radar à diversité de fréquence : le premier système utilise un mélangeur comme élément de démodulation, tandis que le deuxième est basé sur un démodulateur six-port harmonique. Nous aborderons la modélisation de deux types de radars à conversion directe harmonique. L'architecture du premier radar à diversité de fréquence repose sur l'utilisation du mélangeur pour récupérer les fréquences vitales, tandis que le second système est basé sur le démodulateur *I/Q* réalisé avec la jonction six-port multi-bandes.

### 4.3.1 Mise en équations du système harmonique utilisant le mélangeur

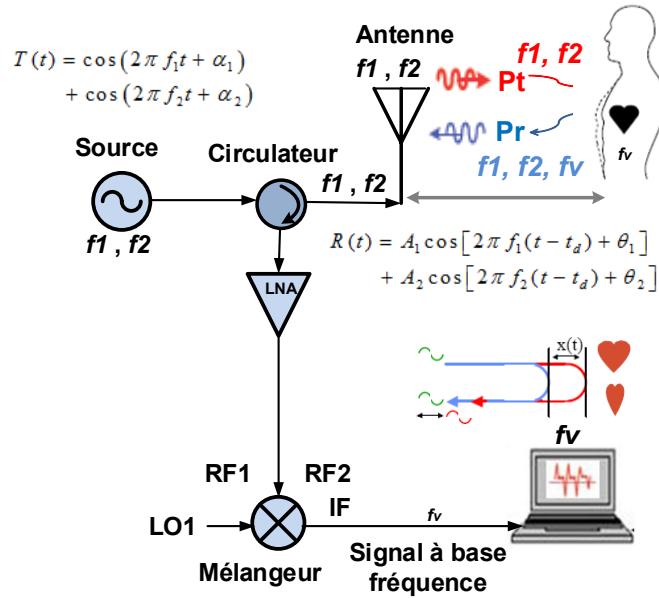


Figure 4-9 : Concept du radar harmonique

La figure 4-9, présente le système harmonique proposé pour notre recherche. Le signal transmis  $T(t)$ , qui contient deux fréquences, peut être exprimé comme suit :

$$T(t) = \cos(2\pi f_1 t + \alpha_1) + \cos(2\pi f_2 t + \alpha_2), \quad (4-10)$$

où  $f_1$  et  $f_2$  sont les fréquences porteuses fondamentales et harmoniques et  $\alpha_1$  et  $\alpha_2$  sont le bruit de phase des signaux sources. Le mouvement de la poitrine du patient, qui est dû à la respiration et aux battements cardiaques, applique un décalage au signal retour. Le signal reçu peut être exprimé comme :

$$R(t) = A_1 \cos[2\pi f_1(t - t_d) + \theta_1] + A_2 \cos[2\pi f_2(t - t_d) + \theta_2], \quad (4-11)$$

où  $A_1$ ,  $A_2$ ,  $t_d$ , et  $\theta_1$  et  $\theta_2$  sont les amplitudes des signaux réfléchis, le temps de retard en raison de la propagation en espace libre et les déphasages pour les deux fréquences porteuses, respectivement.

Le délai peut être écrit :

$$t_d = \frac{d(t)}{c}, \quad (4-12)$$

où  $d(t)$  est la distance entre l'antenne et le thorax du patient (qui est fonction du temps) et  $c$  la vitesse de la lumière dans l'espace libre.

La distance entre l'antenne de transmission et le corps est  $d(t)$  :

$$d(t) = d_0 + x(t), \quad (4-13)$$

où  $d_0$  est la distance moyenne entre le thorax du patient et le radar.

Pour simplifier notre étude théorique et pour des raisons comparatives avec les travaux présentés dans les références [15-19], le mouvement de la poitrine  $x(t)$  dû à la respiration et au battement cardiaque peut être représenté comme :

$$x(t) = x_r(t) + x_h(t) = m_r \cos(2\pi f_r t) + m_h \cos(2\pi f_h t), \quad (4-14)$$

où  $m_r$  et  $m_h$  sont les amplitudes des mouvements du corps dû à la respiration et les battements cardiaques, respectivement.  $f_r$  et  $f_h$  sont les fréquences de la respiration et les battements cardiaques, respectivement. Le temps de la transmission à la réception est :

$$t_d = (2/c) (d_0 + x(t - (d(t)/c))), \quad (4-15)$$

Donc, le signal à la réception est :

$$\begin{aligned} R(t) &= A_1 \cos [2\pi f_1 (t - t_d) + \theta_1] + A_2 \cos [2\pi f_2 (t - t_d) + \theta_2] \\ &= A_1 \cos [2\pi f_1 t - (4\pi d_0)/\lambda - (4\pi x(t))/\lambda + \theta_1 (t - 2d_0/c)] \\ &\quad + A_2 \cos [2\pi f_2 t - (4\pi d_0)/\lambda - (4\pi x(t))/\lambda + \theta_2 (t - 2d_0/c)], \end{aligned} \quad (4-16)$$

L'information souhaitée est le  $x(t)$  et  $B(t)$  est le signal reçu après le mélangeur :

$$\begin{aligned}
B(t) &= IF(t) = T(t) * R(t) \\
&= [\cos(2\pi f_1 t) + \cos(2\pi f_2 t)] * [A_1 \cos 2\pi f_1(t - t_d) + A_2 \cos 2\pi f_2(t - t_d)] \\
&= [\cos(2\pi f_1 t)][A_1 \cos 2\pi f_1(t - t_d)] + [\cos(2\pi f_2 t)][A_2 \cos 2\pi f_2(t - t_d)] \\
&\quad + [\cos(2\pi f_1 t)][A_1 \cos 2\pi f_1(t - t_d)] + [\cos(2\pi f_2 t)][A_2 \cos 2\pi f_2(t - t_d)] \\
&= (A_1/2)[\cos(2\pi(2f_1)t - \varphi_1) + \cos\varphi_1] + (A_2/2)[\cos(2\pi(f_1 + f_2)t - \varphi_2)] \\
&\quad + (A_2/2)[\cos(2\pi(f_1 + f_2)t - \varphi_2)] + (A_1/2)[\cos(2\pi(f_1 + f_2)t - \varphi_1)] \\
&\quad + (A_2/2)[\cos(2\pi(2f_2)t - \varphi_2) + \cos\varphi_2],
\end{aligned} \tag{4-17}$$

Avec :  $\varphi_1 = 2\pi f_1 t_d$ ,  $\varphi_2 = 2\pi f_2 t_d$ ,

Le signal vital peut être obtenu par le mélange de  $T(t)$  et  $R(t)$  et le filtrage des hautes fréquences. Compte tenu du fait que les fréquences porteuses ont la même amplitude, le signal de bande de base reçu noté  $B(t)$ , peut s'écrire comme :

$$B(t) = B_1 \cos \left[ \frac{4\pi x_r(t)}{\lambda_1} + \frac{4\pi x_h(t)}{\lambda_1} + \frac{4\pi d_0}{\lambda_1} \right] + B_2 \cos \left[ \frac{4\pi x_r(t)}{\lambda_2} + \frac{4\pi x_h(t)}{\lambda_2} + \frac{4\pi d_0}{\lambda_2} \right], \tag{4-18}$$

Où  $B_1, B_2$  sont des amplitudes du signal reçu à basse fréquence.

Il est important de noter que le signal reçu est bruité ( $n_1$  et  $n_2$  sont des bruits Gaussiens à  $f_1$  et  $f_2$  respectivement). De là, à la réception, le signal peut être écrit comme suit :

$$R_n(t) = A_1 \cos[2\pi f_1(t - t_d) + \theta_1] + n_1(t) + A_2 \cos[2\pi f_2(t - t_d) + \theta_2] + n_2(t), \tag{4-19}$$

Après le mélangeur, le signal avec bruit peut être exprimé comme suit :

$$S(t) = R_n(t) * T(t). \tag{4-20}$$

Une analyse théorique a été réalisée en utilisant un code Matlab. Pour cela, nous avons considéré les valeurs suivantes :  $f_1 = 12\text{GHz}$ ,  $f_2 = 24\text{ GHz}$ ,  $m_r = 0.8\text{ mm}$ ,  $m_h = 0.08\text{ mm}$ ,  $f_r = 0.33\text{ Hz}$ ,  $f_h = 1.25\text{ Hz}$ . La figure 4-10 présente les signaux obtenus avec l'équation (4-10) en temps et en fréquence. Dans le domaine temporel, à la fois bruyant et les signaux non-bruyants sont tracés pour comparaison. Le spectre de ce signal obtenu à la figure 4-10 (c) permet d'observer plusieurs pics de fréquences. Nous pouvons clairement voir la respiration à  $0.33\text{ Hz}$  et  $1.25\text{ Hz}$  pour le rythme

cardiaque. Les facteurs importants influençant l'exactitude de la détection est l'amplitude du battement de cœur ( $h_1$ ) comparée aux harmoniques supérieures de la respiration ( $r_2, r_3$ ) et aux harmoniques d'intermodulation ( $c_1, c_2$ ). Ce point sera étudié d'avantage au chapitre cinq.

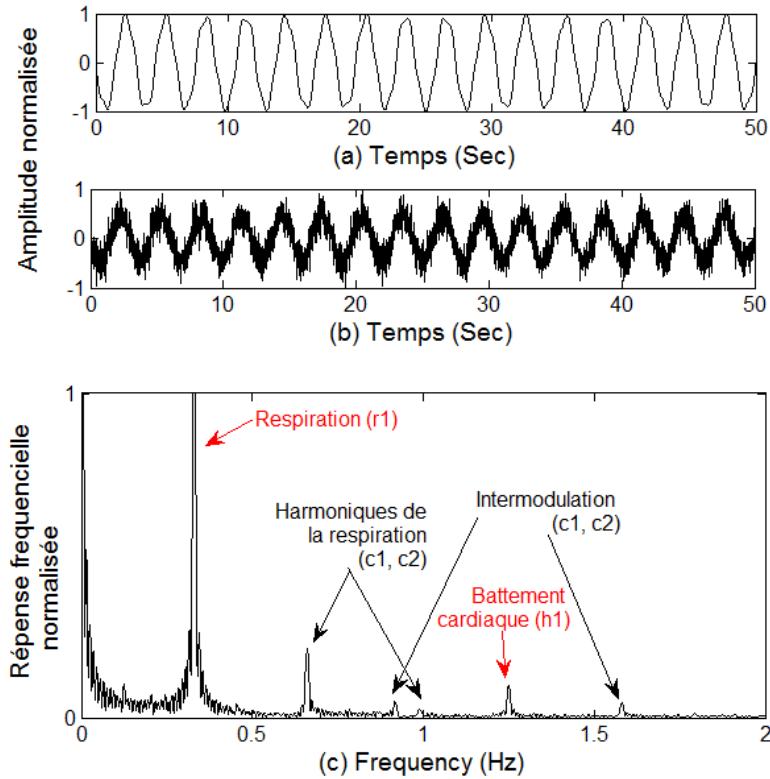


Figure 4-10 : (a) signal reçu dans le domaine temporel, sans bruit ; (b) signal reçu dans le domaine temporel avec le bruit ; (c) signal reçu avec le bruit dans le domaine fréquentiel après mixage.

### 4.3.2 Radar harmonique à jonction six-port

La conception des mélangeurs en RF est difficile par rapport à la conception des circuits passifs. Le circuit passif six-port présente une solution alternative pour le mélangeur de fréquences. Le système radar à jonction six-port a acquis une pertinence dans la dernière décennie dans l'industrie, la recherche [89-90] et récemment pour des applications biomédicales [54]. Dans ce travail, nous proposons d'utiliser la topologie harmonique à six-port très utile pour réduire les fréquences harmoniques de la respiration et aussi les intermodulations [91-92]. Le système proposé à jonction six-port sera validé par des simulations et la mesure de la détection des signes vitaux (chapitre 7).

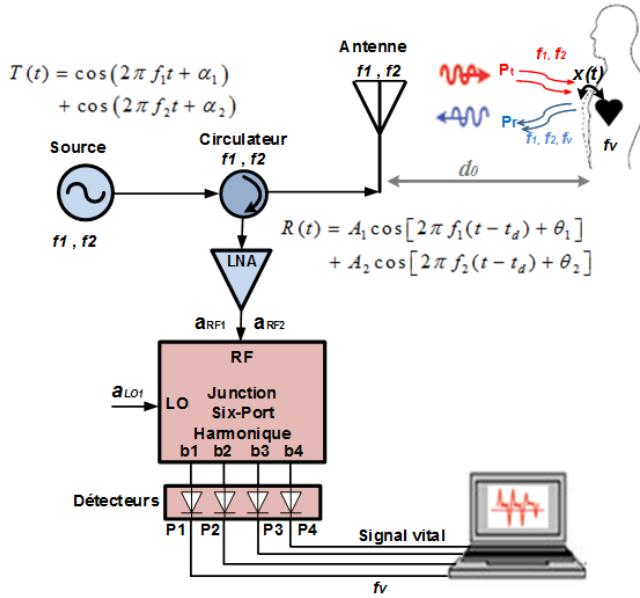


Figure 4-11 : Architecture du radar harmonique à jonction six-port.

Au récepteur du radar, les ondes d'entrée sont ( $a_{LO1}$ ) et ( $a_{RF1} + a_{RF2}$ ) pour les signaux émis et reçus respectivement. Le facteur important qui influence la précision de la détection est l'amplitude du battement cardiaque par rapport aux harmoniques et les intermodulations avec la respiration.

Avant les détecteurs :

$$b_1 = \frac{1}{2}(a_s - ja_6) = \frac{1}{2}(\nu_{LO} \cos \omega_{LO} t + \nu_{RF1} \sin \omega_{RF1} (t - t_d) + \nu_{RF2} \sin \omega_{RF2} (t - t_d)), \quad (4-21)$$

$$b_2 = \frac{1}{2}(-ja_s + a_6) = \frac{1}{2}(\nu_{LO} \sin \omega_{LO} t + \nu_{RF} \cos \omega_{RF} (t - t_d) + \nu_{RF2} \cos \omega_{RF2} (t - t_d)), \quad (4-22)$$

$$b_3 = \frac{1}{2}(ja_s + ja_6) = \frac{1}{2}(\nu_{LO} \sin \omega_{LO} t + \nu_{RF} \sin \omega_{RF} (t - t_d) + \nu_{RF2} \sin \omega_{RF2} (t - t_d)), \quad (4-23)$$

$$b_4 = \frac{1}{2}(a_s - a_6) = \frac{1}{2}(\nu_{LO} \sin \omega_{LO} t - \nu_{RF} \cos \omega_{RF} (t - t_d) - \nu_{RF2} \cos \omega_{RF2} (t - t_d)), \quad (4-24)$$

Donc, les quatre puissances  $P_i$  délivrées par les détecteurs de puissance sont données par :

$$P_1 = \frac{1}{4} \left| (a_{LO1}) + j(a_{RF1} + a_{RF2}) \right|^2, \quad (4-25)$$

$$P_2 = \frac{1}{4} \left| j(a_{LO1}) + (a_{RF1} + a_{RF2}) \right|^2, \quad (4-26)$$

$$P_3 = \frac{1}{4} \left| j(a_{LO1}) + j(a_{RF1} + a_{RF2}) \right|^2, \quad (4-27)$$

$$P_4 = \frac{1}{4} \left| (a_{LO1}) - (a_{RF1} + a_{RF2}) \right|^2, \quad (4-28)$$

Les deux bandes de base sont données par l'équation :

$$I + jQ = (P_3 - P_4) + j(P_1 - P_2), \quad (4-29)$$

Enfin, le déplacement de la poitrine  $x(t)$  peut être calculé par :

$$x(t)_{I,2} = \frac{\tan^{-1} \left( \frac{Q}{I} \right) \lambda_{I,2}}{2\pi}. \quad (4-30)$$

Cela démontre que la jonction six-port terminé par une paire d'amplificateurs différentiels agit comme mélangeur pour la translation des fréquences *RF* aux fréquences basses *IF*.

La figure 4-12 présente les réponses fréquentielles de la sortie  $P_1$ ,  $P_2$  et  $(P_1 - P_2)$  après les détecteurs de la jonction six-port à une distance  $d_0 = 1.007m$  et utilisant le modèle mathématique sous Matlab.

On a testé ce modèle mathématique du radar à six-port harmonique pour différentes distances séparant ce dernier et le patient. D'après le spectre du signal  $(P_1 - P_2)$ , la détection des signaux cardio-pulmonaires est meilleure avec une réduction des amplitudes des harmoniques respiratoires et intermodulation. Ces résultats prouvent l'avantage de la jonction six-port harmonique par rapport à l'approche conventionnelle.

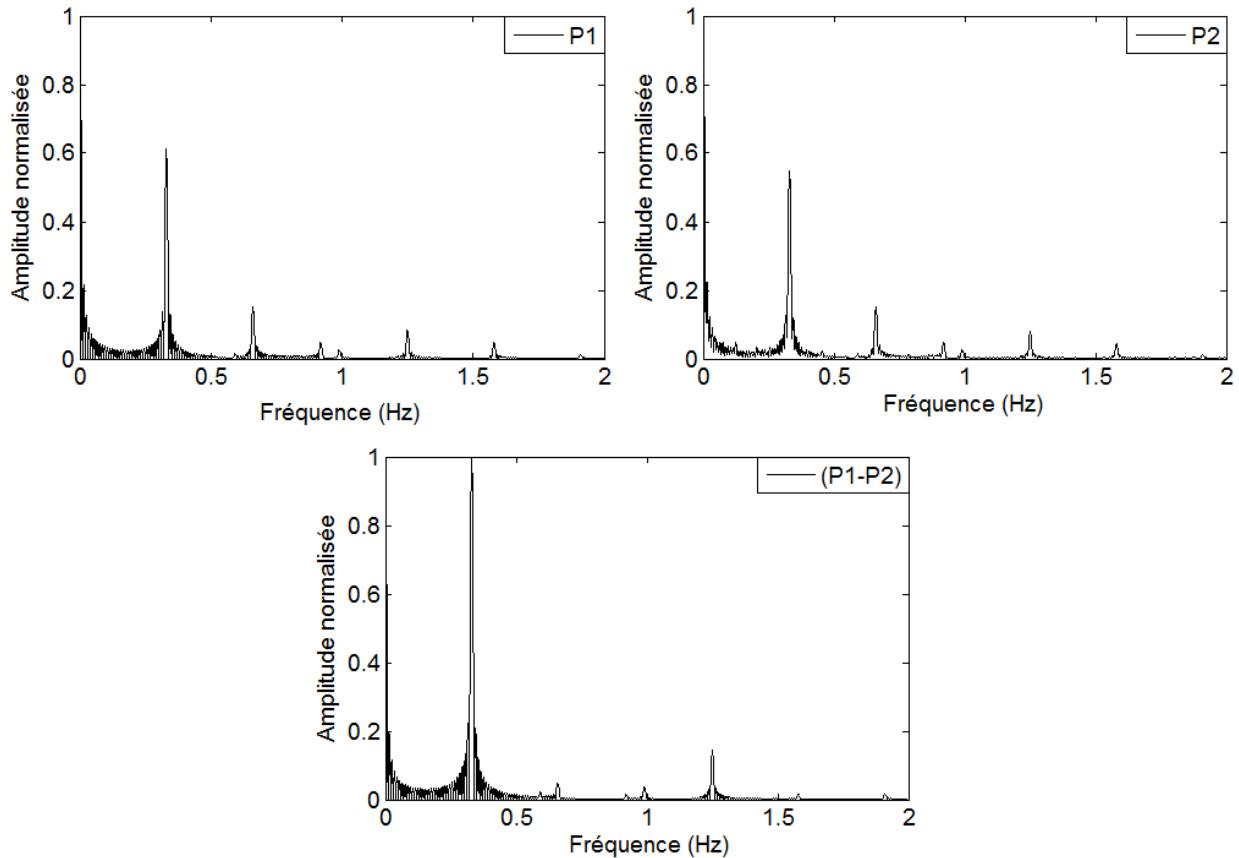


Figure 4-12 : Réponses fréquentielles de la sortie  $P_1$ ,  $P_2$  et  $(P_1-P_2)$  après les détecteurs de la jonction six-port à la distance  $d_0=1.007m$ .

#### 4.3.3 Simulation sous ADS du bio-radar harmonique avec mélangeur et jonction six-port comparativement au radar conventionnel

L'objectif final de nos études est l'estimation des performances et des avantages de l'architecture radar proposée pour la surveillance vitale. Dans ce contexte, des séries de simulations pour souligner l'aspect comparatif de l'architecture harmonique (à mélangeur ou à jonction six-port) proposée à celle conventionnelle. La modélisation va s'appuyer sur les différents blocs fonctionnels présents dans *ADS* (*Agilent Technologies*), où chacun des blocs caractérise le fonctionnement théorique d'un composant électronique, avec intégration de certains phénomènes physiques de ces derniers.

#### 4.3.3.1 Modèle du bio-radar conventionnel monocanal

La simulation des phénomènes physiques spécifiques au passage du signal *RF* par le canal de propagation, et la modélisation globale d'une transmission/réception en caractérisant les différents

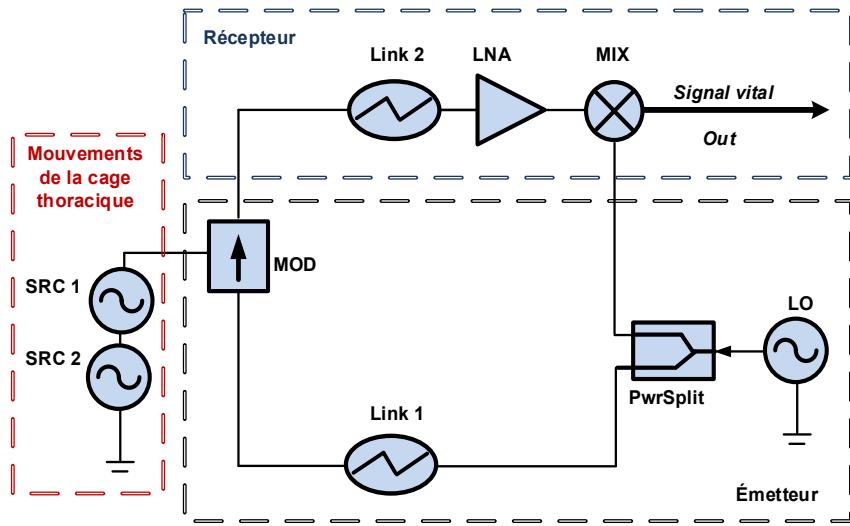


Figure 4-13 : Schéma du radar Doppler pour modélisation.

éléments des chaînes *RF* au niveau de l'émetteur et du récepteur sont réalisées par le biais de simulations *ADS*.

La figure 4-13, montre le schéma du radar utilisé en simulation. Nous considérons que le radar émet une onde continue (*CW*) à une fréquence donnée. Ce signal émis dans l'espace libre sera ensuite modulé en phase par les signaux vitaux (la respiration et rythme cardiaque).

Différents blocs fonctionnels d'*ADS* sont l'illustre à figure 4-13. Ils sont décrits comme suit :

- LO : Oscillateur local à la fréquence porteuse du radar.
- SwrSplit : diviseur de puissance (*3-dB*).
- SRC1 et SRC2 : deux sources sinusoïdales simulant le mouvement thoracique dû à la respiration et aux battements cardiaques, respectivement. Les fréquences liées à la respiration et les battements cardiaques sont supposées de *0.33Hz* et *1.2Hz*, respectivement avec des amplitudes de *0,8 V* pour la respiration et de *0.08 V* pour le cœur.
- Link1 et Link2 : Représentent les blocs de la modélisation et de la propagation du signal dans l'espace libre (une distance de *1m* est considérée en simulation).

- MIX : Mélangeur permettant d'extraire les signaux vitaux à la réception du signal *RF*.

- Out : Signal vital reçu obtenu après le mélangeur.

Pour la simulation, les paramètres des blocs utilisés sont similaires à ceux des circuits utilisés à la plate-forme des prises de mesures.

#### 4.3.3.2 Réponse fréquentielle du signal reçu utilisant un radar conventionnel à une seule fréquence porteuse

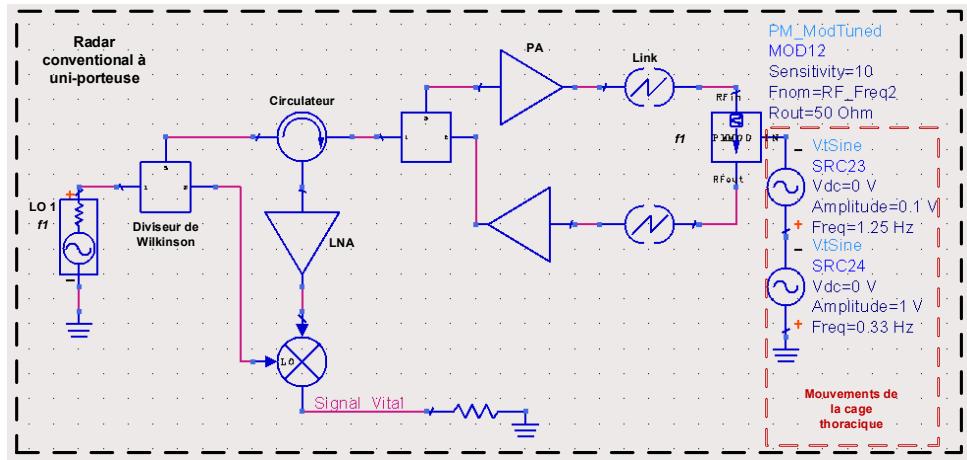


Figure 4-14 : Schéma de la simulation ADS du radar conventionnel à une seule porteuse.

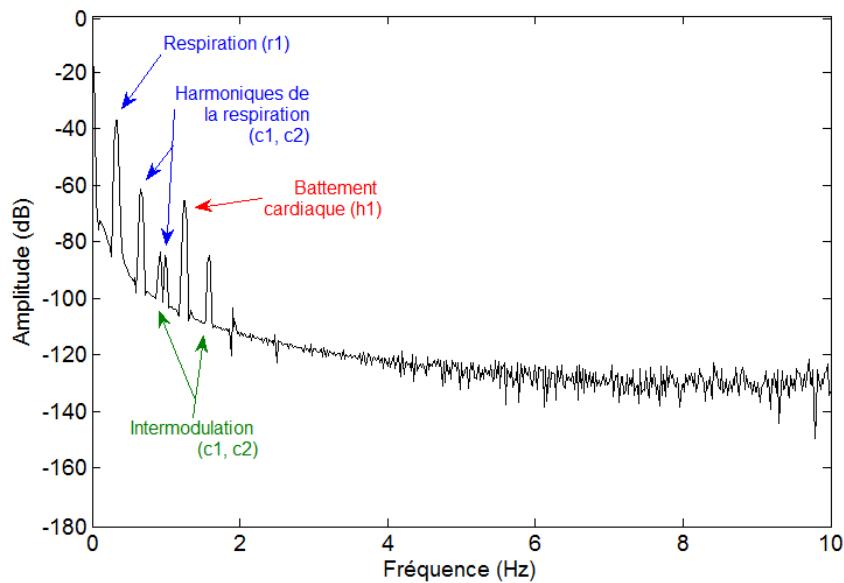


Figure 4-15 : La réponse fréquentielle du signal reçu utilisant le radar standard à 24 GHz.

La figure 4-14 présente le schéma ADS des séries de simulation utilisant le radar conventionnel à 12 GHz ou à 24 GHz. La configuration des paramètres de la simulation est similaire à celle utilisée à la plate-forme des mesures réelles avec les patients (résultats des mesures au chapitre 7). La figure 4-15 illustre un exemple de spectre après le mixage du signal reçu pour le radar conventionnel à 24 GHz. On remarque bien la composante respiratoire  $r_1$  à 0.33 Hz ; les composantes harmoniques de la respiration  $r_2$  et  $r_3$  à 0.66 Hz et 0.99 Hz respectivement ; la composante cardiaque  $h_1$  à 1.25 Hz ; et les composantes d'intermodulation  $c_1$  et  $c_2$  à 0.95 Hz et 1.58 Hz respectivement. On peut voir que l'amplitude de la deuxième harmonique de la respiration ( $c_2$ ) est plus grande que celle du battement du cœur ( $h_1$ ). Nous concluons qu'il est plus facile d'extraire l'information respiratoire comparativement à celle cardiaque et cela est dû à la difficulté d'extraire la composante cardiaque qui est enterrée entre les harmoniques de la respiration et les intermodulations. Aussi cette difficulté de détection cardiaque est due au déplacement de la poitrine due aux mouvements cardiaques qui est 10 fois plus faible que le déplacement de la cage thoracique dû à la respiration. Le radar harmonique présente une solution à ce défi pour la détection de la faible composante cardiaque.

#### 4.3.3.3 Amélioration de la réponse fréquentielle du signal reçu utilisant le radar harmonique

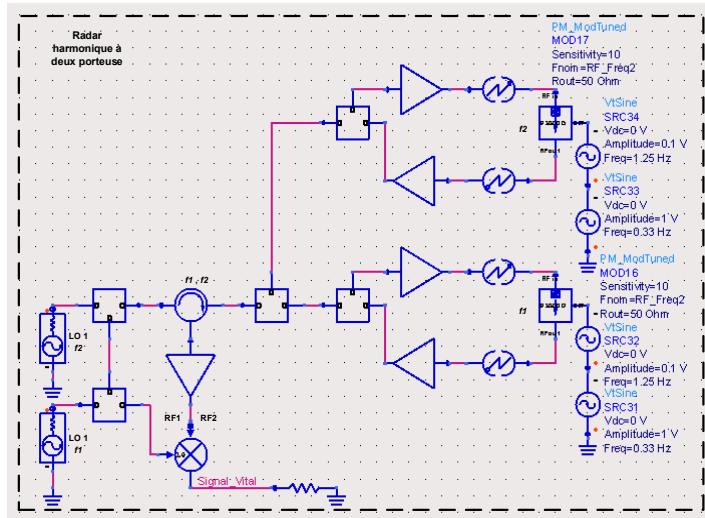


Figure 4-16 : Schéma de la simulation ADS du radar harmonique à deux fréquences porteuses.

Le mécanisme du radar Doppler basé sur le concept harmonique pour la détection du signal vital est modélisé sur *ADS* comme montre la figure 4-16. La réponse fréquentielle du signal reçu est

illustrée à la figure 4-17 et cela dans le cadre des valeurs typiques de  $x_h(t)$  et  $x_r(t)$ . D'après cette dernière, l'amplitude de la respiration augmente et la deuxième harmonique respiratoire diminue comparativement à l'amplitude du rythme cardiaque et cela en utilisant le radar harmonique.

Ces simulations faites lors de cette étude préliminaire montrent le fait que le niveau de détection des signaux issus d'une détection à radar harmonique augmente comparativement aux détections issues du radar conventionnel.

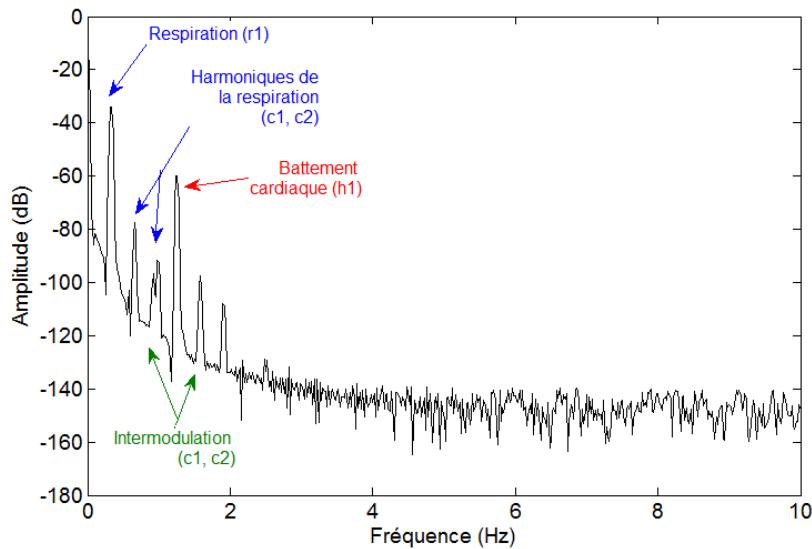


Figure 4-17 : Réponse fréquentielle du signal reçu avec le radar harmonique.

Aussi, on constate que le radar harmonique permettra de diminuer les interférences entre le battement cardiaque et les harmoniques de la respiration. Cela valide l'analyse théorique concluant l'avantage d'exploiter le radar harmonique qui tire profit de la diversité fréquentielle caractérisant deux canaux de transmission radiofréquence.

#### 4.3.3.4 Amélioration de la détection en utilisant la jonction six-port harmonique

Pour appuyer nos résultats à la section 4.3.2, la figure 14-18 (a) présente la puissance reçue dans le domaine fréquentiel pour le radar classique à 24 GHz. Le spectre du signal défini par l'équation (4.28) est représenté à la figure 14-18 (b). Nous pouvons voir que le radar harmonique proposé avec la jonction six-port présente une réduction considérable des interférences entre le rythme cardiaque et les harmoniques de respiration. Ces résultats de simulation mettent en évidence la

validité et la fiabilité de la surveillance vitale utilisant le radar à six-port basé sur la diversité de fréquence.

Le nouveau radar biomédical harmonique basé sur l'utilisation de la jonction à six-port est proposé pour améliorer les performances de la surveillance des signes vitaux. Les performances des composants constituant le six-port à savoir le coupleur harmonique, le diviseur de puissance Wilkinson harmonique et les quatre détecteurs ne sont pas présentées dans cette sous-section puisqu'elles feront l'objet d'une analyse détaillée au chapitre 6.

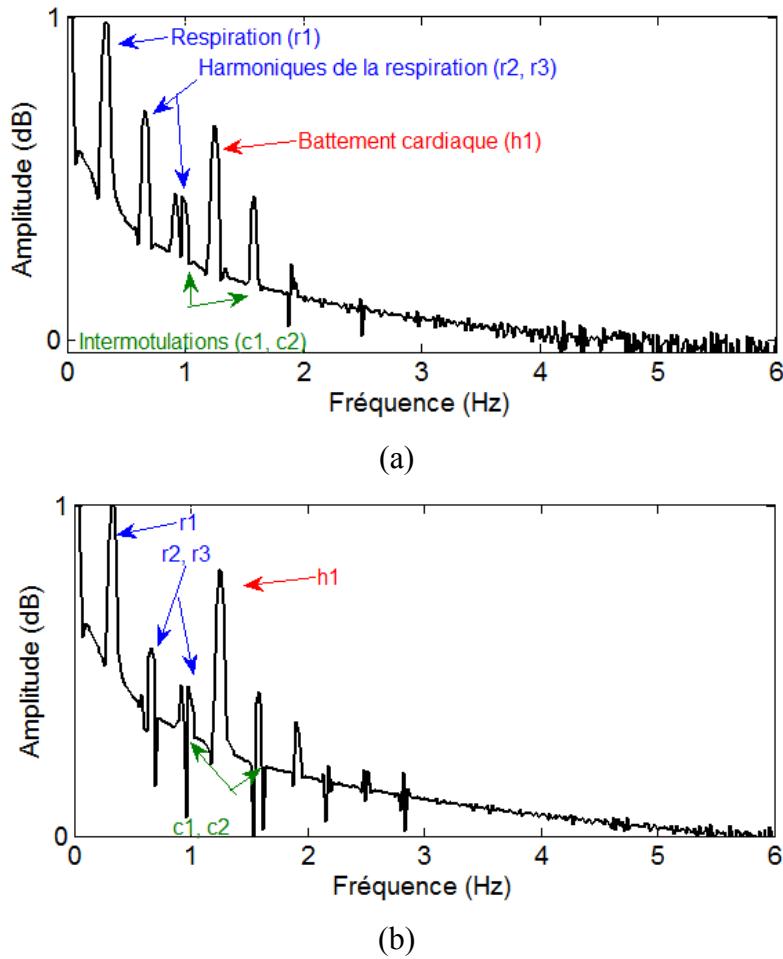


Figure 4-18 : Réponse fréquentielle normalisée du signal reçu avec : (a) le radar conventionnel à 24 GHz et (b) le radar harmonique à jonction six-port.

## CHAPITRE 5 ÉTUDES DES PERFORMANCES DU RADAR HARMONIQUE À DEUX CANAUX

Nous présentons dans ce chapitre, l'analyse de l'efficacité du radar harmonique pour la détection des signes vitaux. Nous justifions les avantages de cette approche avec l'analyse théorique proposée basée sur l'évaluation de l'amplitude du signal détecté et la répartition des points nuls quand une fréquence porteuse unique ou de multiples fréquences porteuses sont utilisées. Il a été confirmé aussi que la diversité harmonique peut améliorer la détection avec une diminution du rapport *SNR*. Il a aussi été démontré que le bruit dominant du système, qui est le bruit de scintillation, peut être réduit de façon significative (20 dB) en utilisant le principe harmonique.

### 5.1 Justification du choix des fréquences du radar harmonique

Pour le radar harmonique à diversité de fréquence, l'emploi de la série de Fourier utilisant les fonctions de Bessel  $J_i(x)$  d'ordre  $i$  à l'équation (4-18) permet d'écrire le signal de bande de base reçu des deux porteuses comme :

$$\begin{aligned}
 B(t) = & \\
 \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \sum_{l=-\infty}^{+\infty} J_k \left( \frac{4\pi m_r}{\lambda_1} \right) J_l \left( \frac{4\pi m_h}{\lambda_1} \right) \cos[2\pi(kf_r + lf_h)] \cos \frac{4\pi d_0}{\lambda_1} + \\
 \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \sum_{m=-\infty}^{+\infty} J_n \left( \frac{4\pi m_r}{\lambda_2} \right) J_m \left( \frac{4\pi m_h}{\lambda_2} \right) \cos[2\pi(mf_r + nf_h)] \cos \frac{4\pi d_0}{\lambda_2}, \tag{5-1}
 \end{aligned}$$

Il est clair que grâce à la fonction sinusoïdale, les harmoniques de la respiration et les termes d'intermodulations entre les signaux respiratoires et cardiaques sont des facteurs importants pour la précision de la détection. Il est possible d'identifier les amplitudes des différentes raies du spectre du signal reçu à l'aide de l'équation (5-1). L'amplitude du signal cardiaque dépend à la fois de  $m_r$  et  $m_h$  et déterminée en choisissant les termes ( $k=0, l = \pm 1, n = 0, m = \pm 1$ ) comme suit :

$$\begin{aligned}
& J_0\left(\frac{4\pi m_r}{\lambda_1}\right) J_{\pm 1}\left(\frac{4\pi m_h}{\lambda_1}\right) \cos \frac{4\pi d_0}{\lambda_1} + \\
& J_0\left(\frac{4\pi m_r}{\lambda_2}\right) J_{\pm 1}\left(\frac{4\pi m_h}{\lambda_2}\right) \cos \frac{4\pi d_0}{\lambda_2}.
\end{aligned} \tag{5-2}$$

L'amplitude théorique du rythme cardiaque détectée en fonction des différentes fréquences de porteuses et pour différents cas du mouvement de la cage thoracique variant de  $0.8 \text{ mm}$  à  $1.8 \text{ mm}$  est représentée sur la figure 5-1. L'amplitude de la pulsation détectée augmente avec la fréquence de la porteuse. D'après la figure 5-1, à des fréquences supérieures à  $25 \text{ GHz}$ , l'amplitude du signal de battement cardiaque détectée diminue avec la fréquence porteuse.

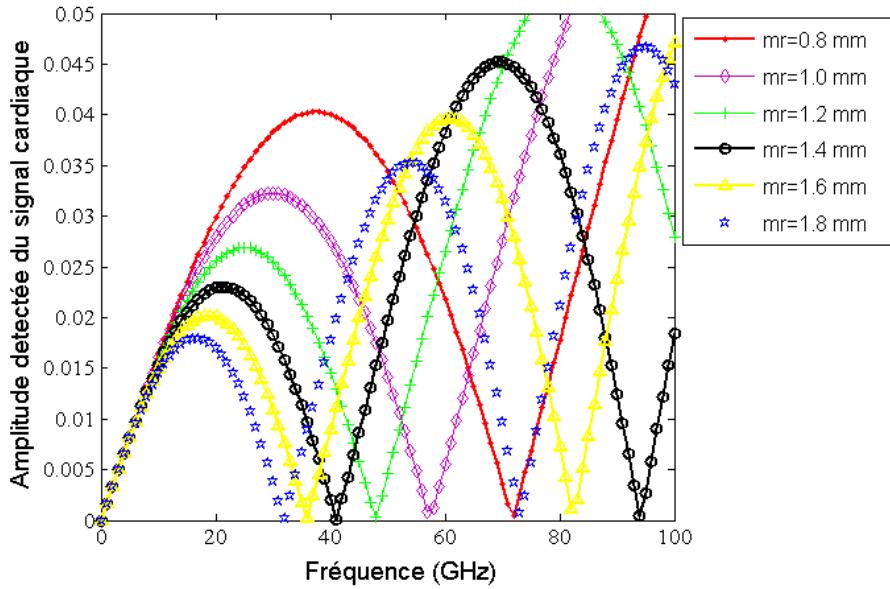


Figure 5-1 : Détection théorique des battements cardiaques en fonction des différentes fréquences porteuses.

Suivant la figure 5-1 et à certaines fréquences porteuses comme à  $32 \text{ GHz}$ , l'information du rythme cardiaque détectée est presque nulle. Ces points nuls détectés sont causés par les points nuls de la fonction de Bessel [15]. Plus précisément pour les radars conventionnels à ondes continues, on aura les points nuls lorsque le signal reçu et le signal de l'oscillateur local sont en phase ou à  $180^\circ$  de différence de phase. D'après la figure 5-1, et pour éviter les points nuls avec l'assurance d'avoir l'amplitude maximale du rythme cardiaque détectée, on doit utiliser l'optimum bande de fréquences

d'intérêt de  $11$  à  $25\text{ GHz}$ . Ainsi, les fréquences de fonctionnement de  $12\text{ GHz}$  et de  $24\text{ GHz}$  sont de bons candidats en raison de leurs emplacements à la bande *ISM* et aussi la facilité de procurer des composants à hautes performances à ces deux bandes.

## 5.2 Amélioration de la détection vitale en utilisant le radar harmonique

### 5.2.1 Signal vital détecté en fonction de la variation de la respiration et du battement cardiaque

La détection de cœur est  $10$  fois plus petite que la respiration. Il est important de comparer la détection du rythme cardiaque par rapport à la respiration en utilisant les deux systèmes conventionnels à  $12\text{ GHz}$  et  $24\text{ GHz}$  et la détection du radar harmonique. La figure 5-2 présente l'amplitude détectée du rythme cardiaque par rapport à la respiration pour les deux systèmes conventionnels (à  $12\text{ GHz}$  ou  $24\text{ GHz}$ ), et le système radar harmonique à deux fréquences.

Selon l'équation 5-1, l'intensité du signal vital détecté pour le radar conventionnel a l'amplitude  $\left[ J_k \left( \frac{2\pi m_r}{\lambda_1} \right) J_l \left( \frac{2\pi m_h}{\lambda_1} \right) \right]$  pour toutes valeurs de  $m_r$  and  $m_h$ . Lorsque la topologie harmonique est

utilisée, l'amplitude  $\left[ J_k \left( \frac{2\pi m_r}{\lambda_1} \right) J_l \left( \frac{2\pi m_h}{\lambda_1} \right) + J_m \left( \frac{2\pi m_r}{\lambda_2} \right) J_n \left( \frac{2\pi m_h}{\lambda_2} \right) \right]$  de l'intensité de détection est

fonction des longueurs d'ondes des deux fréquences porteuses. Comme représenté sur la figure 5-2 et pour une variation de l'amplitude respiratoire de  $0.8\text{ mm}$  à  $1.8\text{ mm}$ , on remarque que lorsque  $m_r$  est petite, l'amplitude du battement cardiaque détectée  $m_h$  augmente, et lorsque  $m_r$  augmente, l'amplitude du battement cardiaque détectée diminue.

L'augmentation de la sensibilité du radar harmonique pour la surveillance des signes vitaux est claire et justifié à la figure 5-2. Dans cette dernière et pour les systèmes conventionnels (à  $12\text{ GHz}$  ou à  $24\text{ GHz}$ ), l'amplitude des battements cardiaques diminue avec la variation de la respiration  $m_r$  jusqu'à la valeur de  $m_r = 1.66\text{ mm}$ . Pour voir l'effet de la variation de l'amplitude cardiaque et aussi la variation de l'amplitude respiratoire simultanément sur la détection, les figures 5-3 présentent l'ordre des valeurs les plus élevées de la détection sur toute la plage de variation de  $m_r$  (de  $0.8\text{ mm}$  à  $1.8\text{ mm}$ ) et  $m_h$  (de  $0.1\text{ mm}$  à  $0.5\text{ mm}$ ).

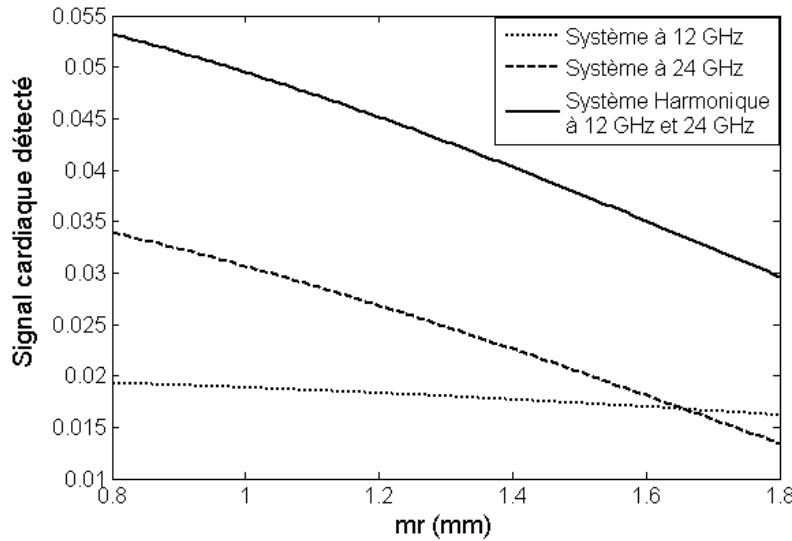


Figure 5-2 : Signal cardiaque détecté en fonction de la variation du signal respiratoire.

Les figures 5-3 (a) et 5-3 (b) relèvent les amplitudes vitales détectées en fonction de  $m_r$  et  $m_h$  utilisant les radars conventionnels à  $12 \text{ GHz}$  ou à  $24 \text{ GHz}$ , respectivement. La figure 5-3 (c), montre la détection vitale théorique utilisant le système harmonique à  $12 \text{ GHz}$  et  $24 \text{ GHz}$ . Le système harmonique paraît clairement le plus avantageux, puisque l'amplitude détectée est la plus élevée comparativement aux radars standards. De plus, la valeur la plus basse détectée ne descend pas en dessous de  $0.18 \text{ mm}$  pour les différentes valeurs possibles de  $m_h$  et  $m_r$ . L'augmentation de détection avec le radar harmonique peut s'expliquer par la redondance de détection à l'aide du système à deux canaux harmoniques.

### 5.2.2 Effet des harmoniques de la respiration et des intermodulations sur la précision de détection

À la figure 4-10 (c), le facteur important influençant l'exactitude de la détection est l'amplitude du battement de cœur ( $h_1$ ) comparée aux harmoniques supérieures de la respiration ( $r_2, r_3$ ) et aux harmoniques d'intermodulation ( $c_1, c_2$ ).

En utilisant les fonctions et les coefficients de Bessel, l'équation 5-1 peut s'écrire sous la forme :

$$B(t) = D C_1 - 2[C_{10} \sin(w_r t) + C_{01} \sin(w_h t) + \dots] \cdot \sin(\phi) + \\ 2[C_{20} \cos(2w_r t) + C_{02} \cos(2w_h t) + \dots] \cdot \cos(\phi), \quad (5-3)$$

où  $C_{ij}$  sont les coefficients de Bessel de la forme suivante :

$$C_{ij} = J_i\left(\frac{4\pi m_r}{\lambda}\right)J_j\left(\frac{4\pi m_h}{\lambda}\right), \quad (5-4)$$

$DC_I$  est la composante  $DC$  définie par :

$$DC_I = J_0\left(\frac{4\pi m_r}{\lambda}\right)J_0\left(\frac{4\pi m_h}{\lambda}\right)\cos(\phi), \quad (5-5)$$

où  $m_r$  et  $m_h$  sont les amplitudes dues à la respiration et le cœur,  $f_r$  et  $f_h$  sont les fréquences de la respiration et du cœur,  $\lambda$  est la longueur d'onde de la porteuse utilisée et  $\Phi$ , la phase.

Ainsi, les coefficients de Bessel  $C_{ij}$  joueront un rôle important dans la suite de nos études des signaux vitaux. Ceci traduit l'influence de la  $i^{\text{ème}}$  harmonique de la respiration sur la  $j^{\text{ème}}$  harmonique du cœur à une fréquence donnée. L'amplitude de la  $i^{\text{ème}}$  harmonique est déterminée par le  $i^{\text{ème}}$  ordre de la fonction de Bessel en fonction de  $\left(\frac{4\pi m_r}{\lambda}\right)$ . Par conséquent, lorsque deux signaux existent simultanément, la nature de la modulation de phase apporte inévitablement un autre effet qui n'est pas souhaité, il s'agit d'une interférence harmonique générée par le signal avec une fréquence plus basse et à plus grande amplitude. Cet effet joue un rôle destructeur lorsque l'une des harmoniques coïncide avec le signal souhaité à une fréquence plus élevée, en particulier lorsque celui-ci est faible par rapport à la première.

Typiquement la gamme de fréquence du signal de la respiration se situe entre 0.2 et 0.7 Hz, et la fréquence de battement du cœur est comprise entre 0.8 et 3 Hz. Comme le montre la figure 5-4, les premières harmoniques du signal respiratoire (et aussi certains produits d'intermodulation) révèlent une gamme de fréquences cardiaques.

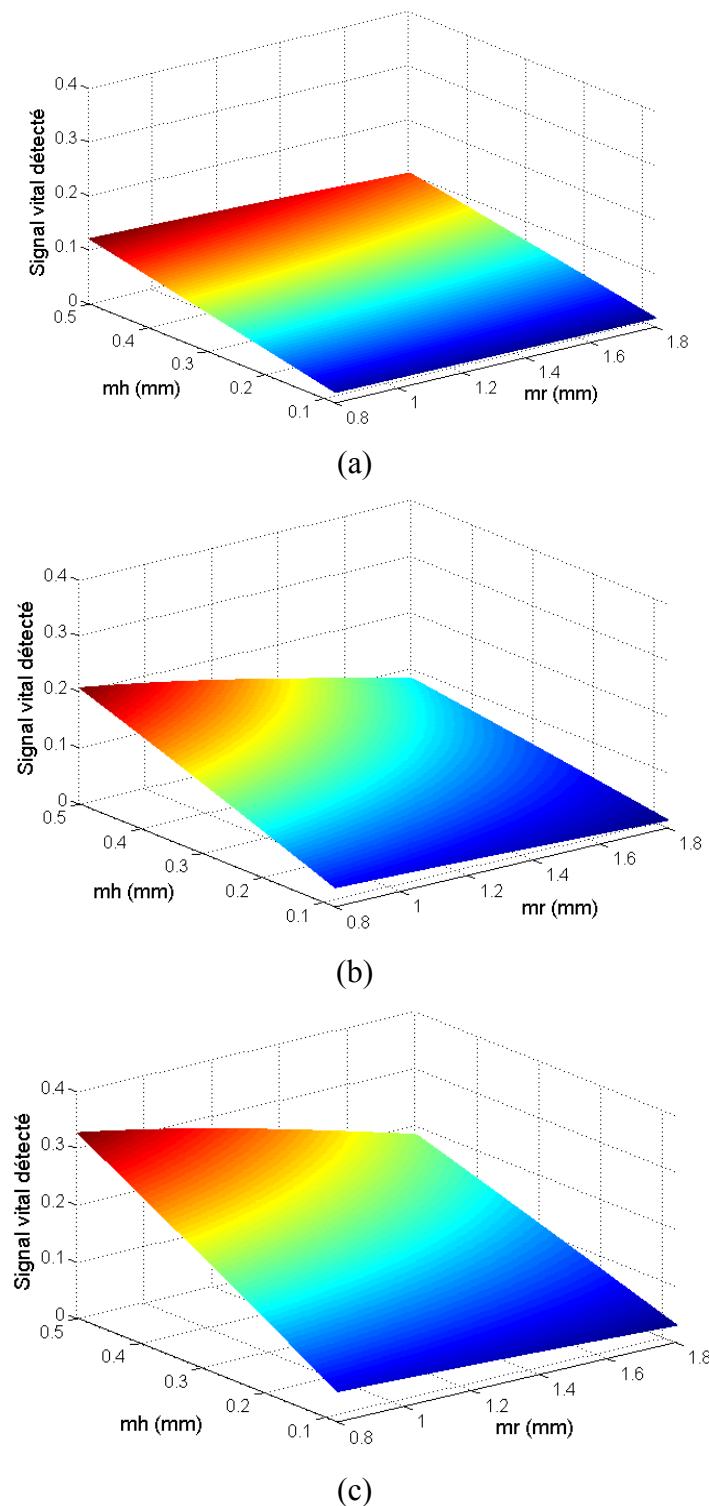


Figure 5-3 : Amplitude de détection en fonction de  $m_r$  et  $m_h$  utilisant : (a) Le système à 12 GHz  
 (b) Le système à 24 GHz (b) Le système harmonique à la fois 12 GHz et 24 GHz.

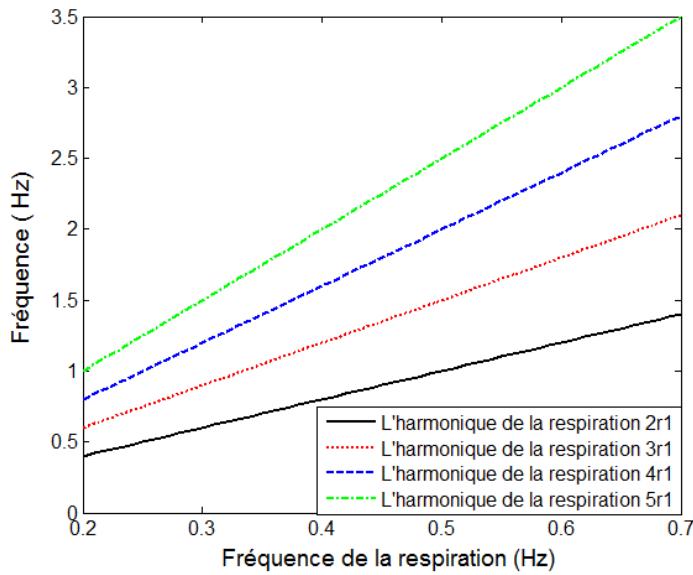


Figure 5-4 : Harmoniques de la respiration en fonction des différentes fréquences respiratoires.

Comme l'amplitude de la composante cardiaque est 10 fois plus faible que la fondamental respiratoire, il peut être difficile à l'identifier. Par conséquent, l'estimation du battement cardiaque observée à partir des pics du spectre peut être erronée. Il est important d'évaluer la détection des battements cardiaques comparativement à la détection des harmoniques respiratoires et les composantes d'intermodulation entre les signaux respiratoires et cardiaques.

### 5.2.2.1 Effet de la 3<sup>ème</sup> harmonique de la respiration sur la détection du signal cardiaque

Il est important de préciser que la détection de la respiration est plus simple que celle du cœur, en effet la respiration est une action qui modifie le mouvement du corps de façon beaucoup plus forte, contrairement au cœur qui ne le modifie que très peu. Ainsi il est difficile de détecter le signal du cœur sans procéder à différents traitements. On peut maintenant tracer le rapport de l'amplitude (cardiaque/3<sup>ème</sup> harmonique) de la respiration en fonction des amplitudes du corps induit par la respiration ( $m_r$ ) et le cœur ( $m_h$ ) :

$$J_1\left(\frac{4\pi m_h}{\lambda}\right)J_0\left(\frac{4\pi m_r}{\lambda}\right) / J_3\left(\frac{4\pi m_r}{\lambda}\right)J_0\left(\frac{4\pi m_h}{\lambda}\right) \quad (5-6)$$

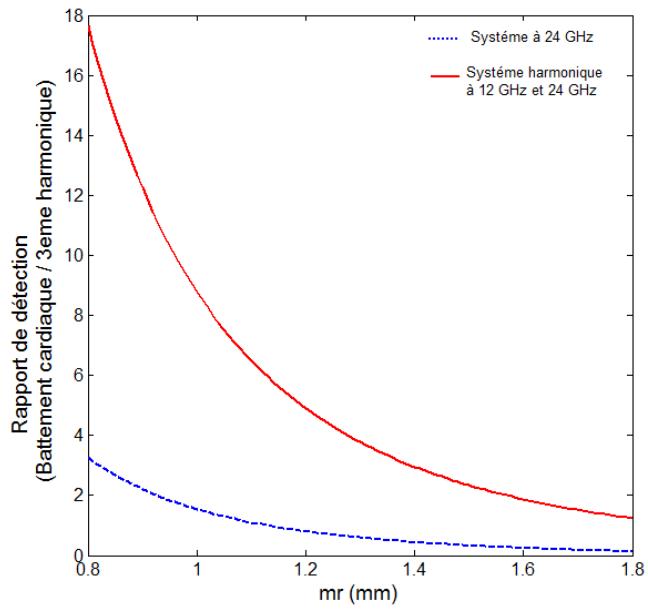


Figure 5-5 : Rapport de l'amplitude (cardiaque/3<sup>ème</sup> harmonique) en fonction de  $m_r$  utilisant le radar conventionnel à 24 GHz ou le radar harmonique.

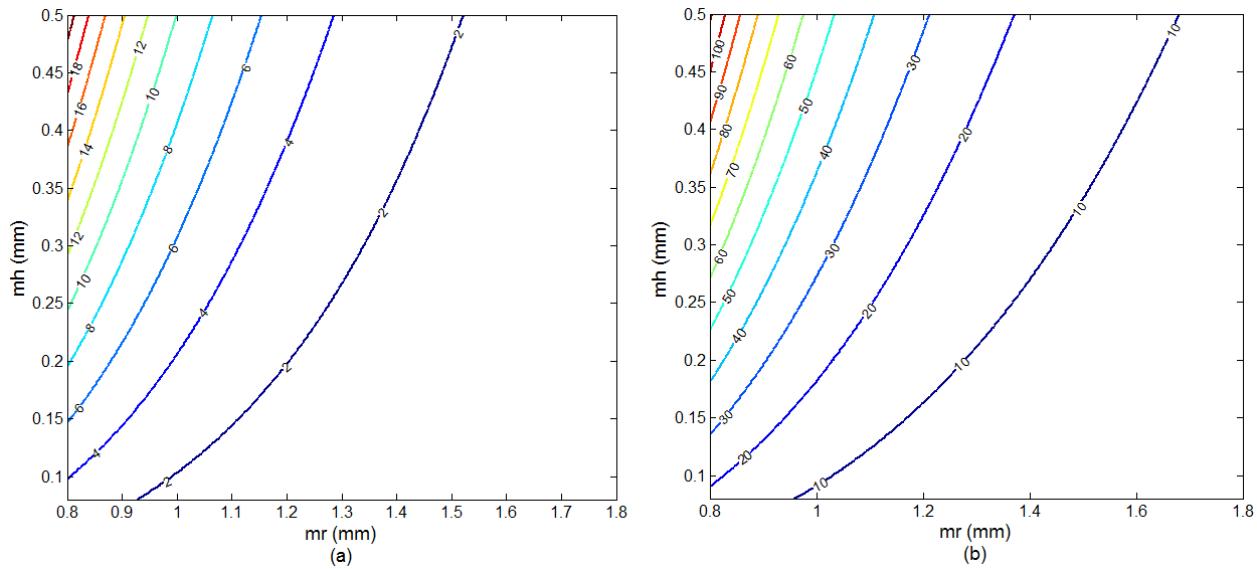


Figure 5-6 : Représentations en 3D du rapport de l'amplitude (cardiaque/3<sup>ème</sup> harmonique) en fonction de  $m_r$  et  $m_h$  : (a) utilisant le radar conventionnel à 24 GHz, (b) utilisant le radar harmonique à 12 GHz et 24 GHz.

Il faut bien préciser ici que nous étudions des rapports. La figure 5-5 présente ce rapport de détection de l'amplitude (cardiaque/3<sup>ème</sup> harmonique) en fonction de la variation de l'amplitude respiratoire  $m_r$ . Pour les deux types de radars soit le standard à 24 GHz ou harmonique à 12 GHz et 24 GHz simultanément, plus le rapport sera grand et moins l'influence de la 3<sup>ème</sup> harmonique sur la fondamentale du cœur se fera ressentir.

Aux figures 5-6 (a-b), les représentations en trois dimensions (3D) du rapport de l'amplitude (cardiaque/3<sup>ème</sup> harmonique) en fonction des variations de  $m_r$  et  $m_h$  sont données pour le radar conventionnel à 24 GHz et le radar harmonique à 12 GHz et à 24GHz. On remarque que lorsque  $m_h$  augmente le rapport augmente, et à l'opposé lorsque  $m_r$  augmente le rapport diminue. Cela est logique, puisque lorsque la respiration est beaucoup plus forte, il recouvre complètement le cœur, et ainsi sa détection devient très difficile.

En utilisant le radar standard à 24 GHz, la détection se détériore au fur et à mesure que l'amplitude de la respiration  $m_r$  augmente. On aura donc, une détérioration de l'amplitude  $m_h$  du rythme cardiaque et cela cause des interférences avec la 3<sup>ème</sup> harmonique respiratoire. Le rapport de détection est toujours supérieur pour le système utilisant deux porteuses qui est un des avantages du radar à diversité de fréquence.

### 5.2.2.2 Effet des intermodulations sur la détection du signal cardiaque

Afin de détecter l'amplitude du battement cardiaque lorsque celui-ci est altéré par l'intermodulation du signal cardiaque et de la respiration, la figure 5-7 présente le rapport de l'amplitude (cardiaque/Intermodulation) en fonction de la variation de l'amplitude respiratoire  $m_r$ . Là aussi, la détection s'amoindrit au fur et à mesure que  $m_r$  augmente pour le système conventionnel à 24 GHz ou pour le radar harmonique. Il faut noter que le rapport de détection est plus grand en utilisant le système harmonique, ce qui présente un avantage pour le radar à diversité de fréquence. Les figures 5-8 (a-b) sont les représentations en 3 dimensions qui ne viennent que confirmer l'avantage du radar harmonique. La figure 5-8 (b) présente le rapport de l'amplitude (cardiaque/intermodulation) en utilisant le concept harmonique (max = 7 et min = 3), ce qui est mieux qu'une détection utilisant le radar conventionnel.

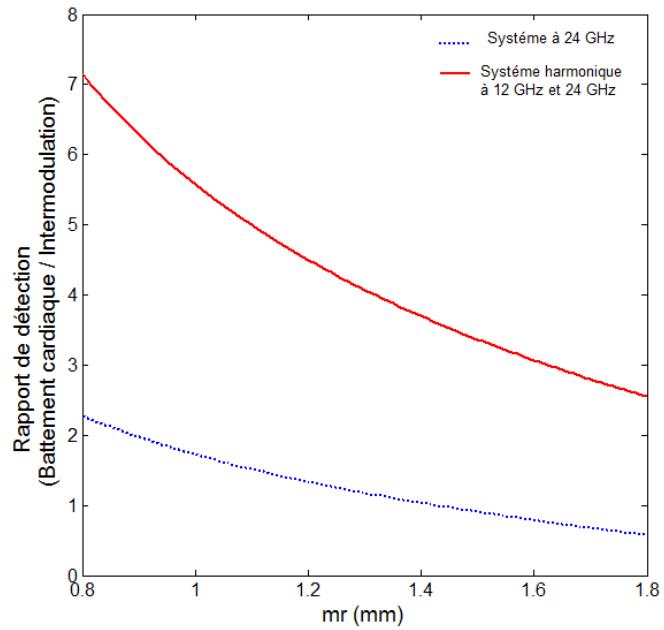


Figure 5-7 : Rapport de l'amplitude (cardiaque/ Intermodulation) en fonction de  $m_r$  : (a) utilisant le radar standard à 24 GHz, (b) utilisant le radar harmonique à 12 GHz et 24 GHz simultanément.

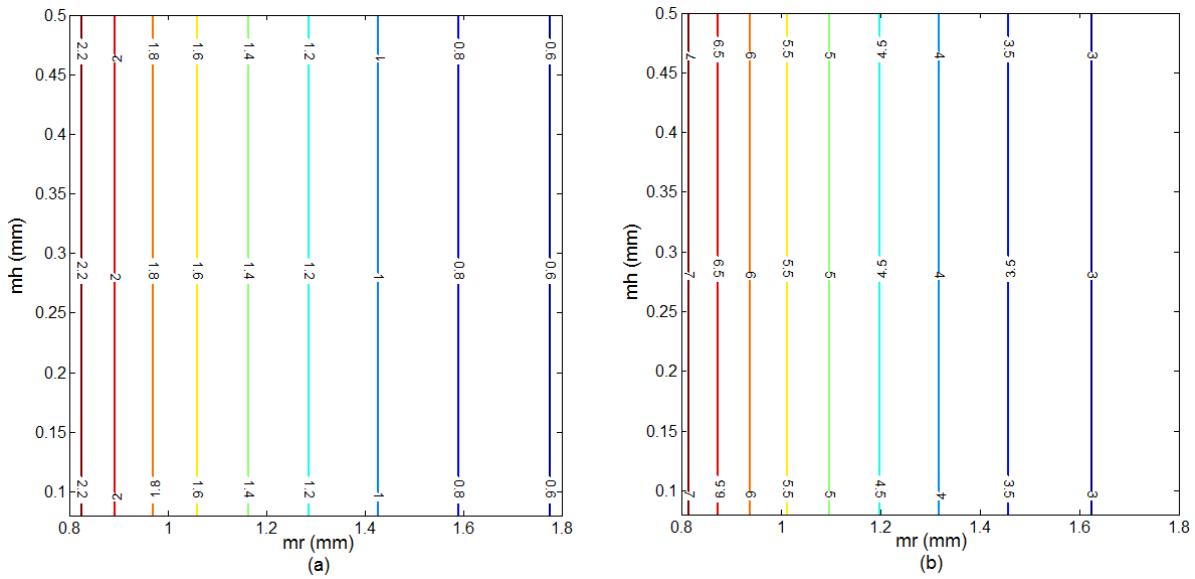


Figure 5-8 : Rapport en 3D de l'amplitude cardiaque/ Intermodulation en fonction de  $m_r$  et  $m_h$  et  $m_h$  : (a) utilisant le radar conventionnel à 24 GHz, (b) utilisant le radar harmonique à 12 GHz et 24 GHz simultanément.

### 5.2.3 Non-linéarité de la détection des signaux périodiques et effet de la distance

Pour un radar standard à une seule fréquence porteuse, le signal  $B(t)$  après mixage s'écrit :

$$B(t) = \cos\left(\frac{4\pi x_r(t)}{\lambda} + \frac{4\pi x_h(t)}{\lambda} + \varphi\right), \quad (5-7)$$

où  $\varphi$  est le déphasage total dû à la propagation et la réflexion ainsi que le bruit résiduel de phase.

On peut écrire le signal reçu  $B(t)$  en série de Fourier comme suit :

$$B(t) = R e \left[ \sum_{k=-\infty}^{\infty} J_k \left( \frac{4\pi m_r}{\lambda} \right) e^{jk\omega_r t} \sum_{l=-\infty}^{\infty} J_l \left( \frac{4\pi m_h}{\lambda} \right) e^{jl\omega_h t} e^{j\varphi} \right], \quad (5-8)$$

Cette dernière équation montre que la modulation de phase du radar à effet Doppler est non linéaire et produit des harmoniques du mouvement périodique (respiration et battement cardiaque). Cela induit qu'une précision de détection de l'amplitude d'un mouvement périodique peut être obtenue juste pour des cas précis.

Le signal en bande de base peut être analysé dans le domaine fréquentiel. Les figures 5-9 (a) et (b) évoquent deux spectres du signal reçu après le mélangeur avec la condition ( $l = \pm 1, k=0$ ) pour deux différentes distances  $d_0$  à l'aide du radar classique fonctionnant à 12 GHz. Ainsi, la Fig. 5-10 (a) et (b) représentent deux spectres du signal reçu à 24 GHz. Ces figures montrent que pour une seule porteuse à 12 GHz ou à 24 GHz, le spectre de détection vitale est variable pour différente distance séparant le patient du radar.

Les amplitudes de la respiration, ses harmoniques, le battement cardiaque, et les intermodulations sont présentés aux figures 5-11 (a) pour le radar à 12 GHz, et à la figure 5-11 (b) pour le radar à 24 GHz ; en fonction de la distance séparant le patient et les radars séparément. Ces graphiques prouvent que la distance influence significativement l'exactitude de la détection.

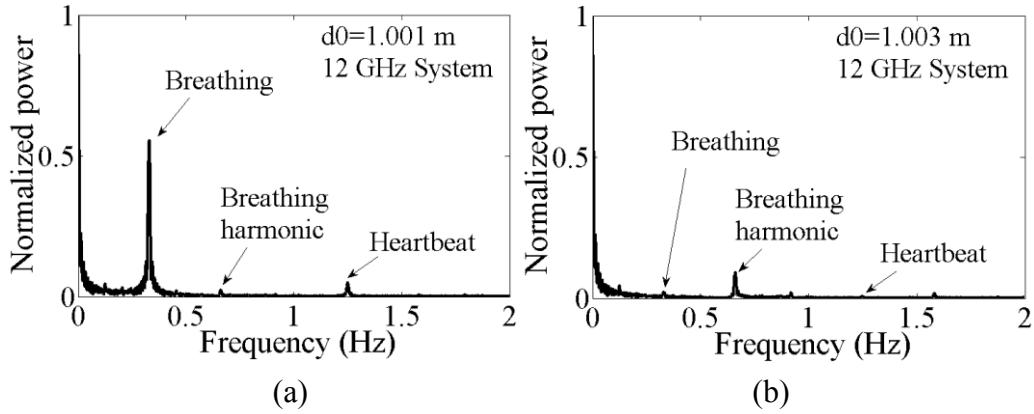


Figure 5-9 : Spectres du signal reçu simulé pour différentes distances en utilisant le système conventionnel à 12 GHz.

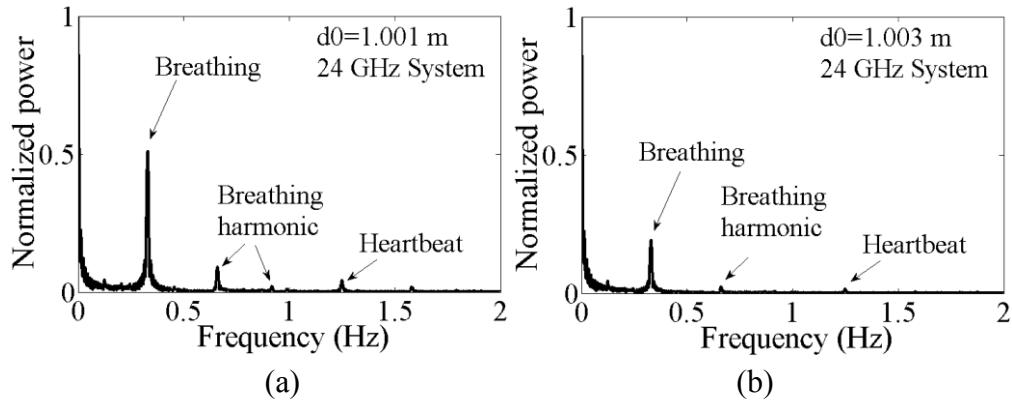


Figure 5-10 : Spectres du signal reçu simulé pour différentes distances en utilisant le système conventionnel à 24 GHz.

La distance est un facteur crucial pour la précision de détection et en outre, une petite variation de distance peut réduire considérablement l'amplitude du signal reçu. Cette dégradation des performances provient des points nuls qui sont présents pour les radars conventionnels lorsque le signal reçu (RF) et le signal de l'oscillateur local (LO) sont en phase ou en opposition de phase.

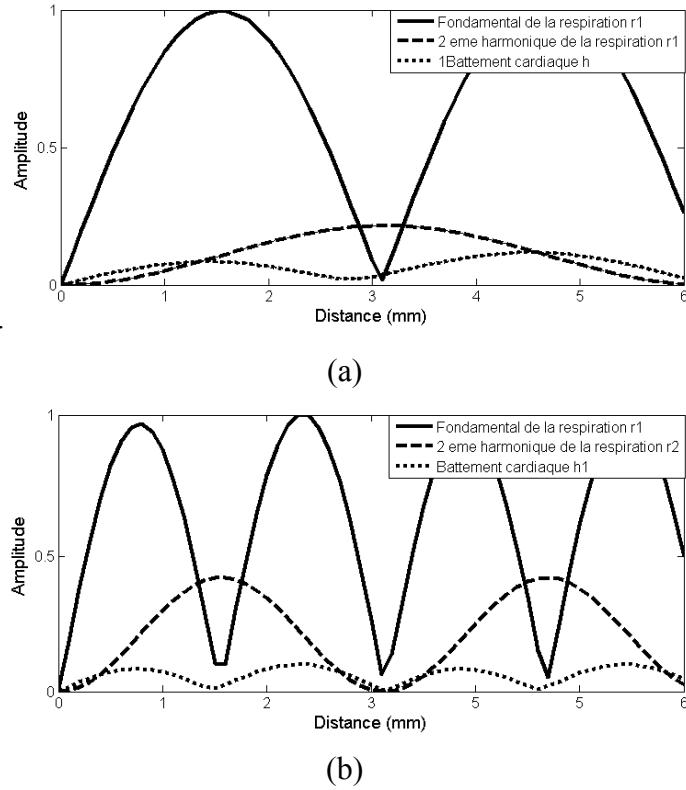


Figure 5-11 : Amplitude de pics ( $r_1, h_1, r_2$ ) en fonction de la distance :  
 (a) Système standard à 12 GHz (b) Système standard à 24 GHz.

#### 5.2.4 La nature du problème des points nuls

Récemment, la détection des signes vitaux utilisant une architecture à double bande latérale a également été proposée [18], remplaçant l'architecture de récepteur en quadrature précédemment utilisées [16], pour résoudre le problème des points nuls dans le cas de la détection à des distances précises où on perd l'information sur la respiration et le battement cardiaque. Cependant, ces approches existantes vont augmenter la complexité du système et par conséquent son coût. En se basant sur ses deux techniques, on propose une nouvelle architecture et les résultats mathématiques montrent des améliorations dans la gamme de détection et quelle que soit la distance séparant le patient et le radar, donc une augmentation de la sensibilité de détection des petits mouvements physiologiques. Un modèle théorique a été mis au point, il a apporté d'autres constatations importantes sur le phénomène de la non-linéarité de la modulation de phase du radar à effet Doppler.

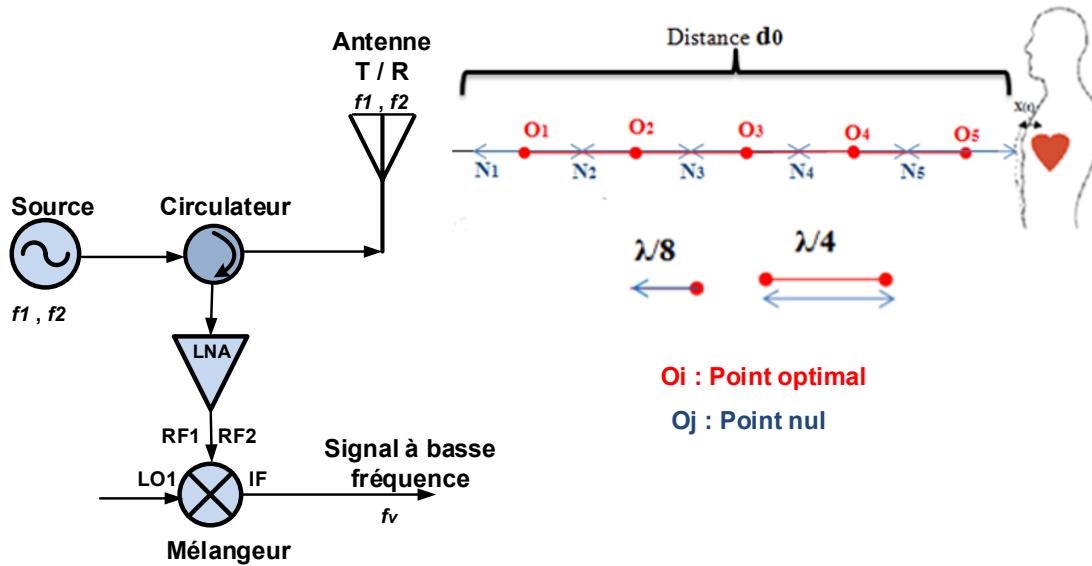


Figure 5-12 : Les points nuls et les points optimaux le long de la distance séparant le système et le patient.

En utilisant le radar standard pour la surveillance des petits mouvements de la cage thoracique, les valeurs nulles peuvent être rencontrées tous les quarts d'onde, ce qui dégrade considérablement la précision de détection. Les deux méthodes, le récepteur quadrature et le radar à transmission double bande latérale permettent de résoudre le problème de ces points nuls, mais avec des architectures complexes et ne garantissent pas la détection pour toute distance séparant le patient et le radar [18]-[43].

D'après l'équation 5-7, le point zéro se produit à chaque  $(\lambda/4)$  de distance du radar et on a aussi des points optimaux. Les points nuls et les points optimaux sont adjacents et séparés de  $(\lambda/8)$  et leurs répartitions sont montrées à la figure 5-12. Pour une transmission à  $12 \text{ GHz}$ , la distance entre le point zéro et le point adjacent optimale est seulement de  $3.125 \text{ mm}$  ( $\lambda/8$ ). Cette distance est si petite qu'une mesure fiable au point optimal est difficile à réaliser.

Tableau 5-1 : Distances des points nuls et les points optimaux

|  | Système à 12 GHz | Système à 24 GHz |
|--|------------------|------------------|
| <b>Longueur d'onde <math>\lambda</math> (mm)</b>   | 25               | 12.5             |
| <b>Distance entre deux points nuls <math>\lambda/4</math> (mm)<br/>= Distance entre deux points optimaux</b> | 6.25             | 3.125            |
| <b>Distance entre un point zéro et un point optimal = <math>\lambda/8</math> (mm)</b>                        | 3.125            | 1.5625           |

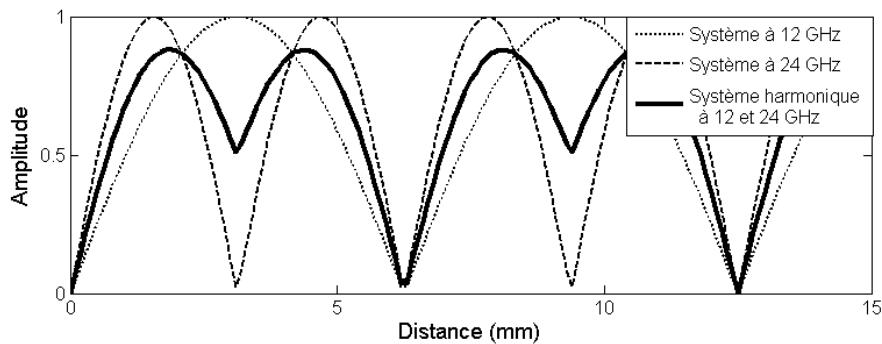


Figure 5-13 : Répartition des points nuls et les points optimaux en utilisant les différents systèmes.

L'analyse qui précède montre que, lorsque la position de l'objet est fixée, cette position peut être réglée à un point optimum ou à un point nul. En se basant sur l'équation 5-7, les calculs numériques de l'amplitude du signal reçu et la position des points optimaux et les points nuls pour différents systèmes soit standard à 12 GHz ou à 24 GHz ou harmonique à 12 et 24 GHz simultanément sont présentés à la figure 5-13.

### 5.2.5 Solution proposée du radar harmonique pour le problème des points zéro

La figure 5-13 montre la position des points optimaux et des points nuls pour différents systèmes quand ils sont séparés par ( $\lambda/8$ ). En utilisant le radar à deux porteuses, nous pouvons voir que le nombre de points nuls est réduit, mais certains existent encore. Si nous voulons nous assurer que le signal reçu sera toujours supérieur à zéro, nous devons nous assurer que les deux fonctions cosinus ne sont pas nulles en même temps. Nous pouvons supprimer tous les points nuls restants

en ajoutant un déphasage entre les porteuses à  $12 \text{ GHz}$  et à  $24 \text{ GHz}$ . Nous utilisons un modèle mathématique pour prévoir le meilleur déphasage entre les deux porteuses et trouver un meilleur compromis entre la distance de détection et la fréquence porteuse. Notre but est de fournir un décalage suffisant pour accorder un point nul à la deuxième porteuse et un optimum à la première fréquence porteuse. Pour ce faire et d'après la figure 5-14, le bon déphasage entre les deux porteuses est de  $(\pi/4)$ . La courbe en gras à la figure 5-15 illustre le choix du déphasage de  $(\pi/4)$ .

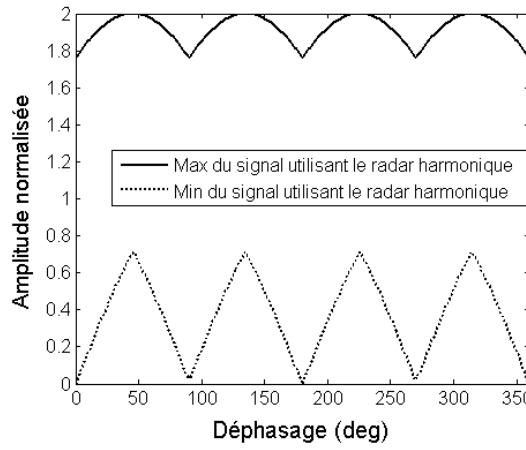


Figure 5-14 : Amplitude du signal (max et min) en fonction du déphasage.

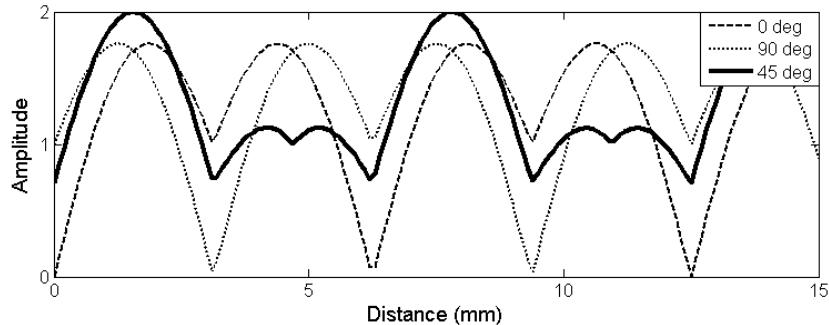


Figure 5-15 : Amplitude du signal pour différents déphasages entre les deux porteuses à  $12 \text{ GHz}$  et  $24 \text{ GHz}$  simultanément.

La figure 5-16 (a) montre l'amplitude de détection en fonction de la distance. Elle montre que le système à double bandes latérales (à  $26.5 \text{ GHz}$  et  $27.5 \text{ GHz}$ ) du groupe de recherche du professeur *J. Lin* [18] est un concept limité à des distances précises entre le patient et le radar. Utilisant notre modèle mathématique du radar à diversité de fréquence, on a pu tracer l'amplitude de détection en

fonction de la distance des travaux à la référence [18] et à leurs fréquences de fonctionnement. Par contre, la figure 5-16 (c-d) présente l'amplitude de détection en fonction de la distance et cela en utilisant ce même modèle mathématique du radar harmonique avec le déphasage de  $(\pi/4)$  entre les deux porteuses ( $12 \text{ GHz}$  et  $24 \text{ GHz}$ ). Il est clair ici que le radar harmonique permet d'élargir la gamme de détection et cela avec la possibilité de surmonter le problème des points nuls. Par conséquent, l'obtention d'une précision de détection plus élevée est obtenue pour toute distance séparant le patient du système.

Les figures 5-17 illustrent la répartition en  $3D$  des points nuls et des points optimaux en fonction de la fréquence des porteuses et aussi le déphasage. Figure 5-17 présente la répartition des points nuls et les points optimaux de détection pour (a) le système standard à une seule porteuse, (b) le système harmonique avec deux porteuses ( $f$  et  $2f$ ) avec  $0^\circ$  de déphasage entre les porteuses, et (c) système avec deux porteuses ( $f$  et  $2f$ ) avec un déphasage de  $45^\circ$ .

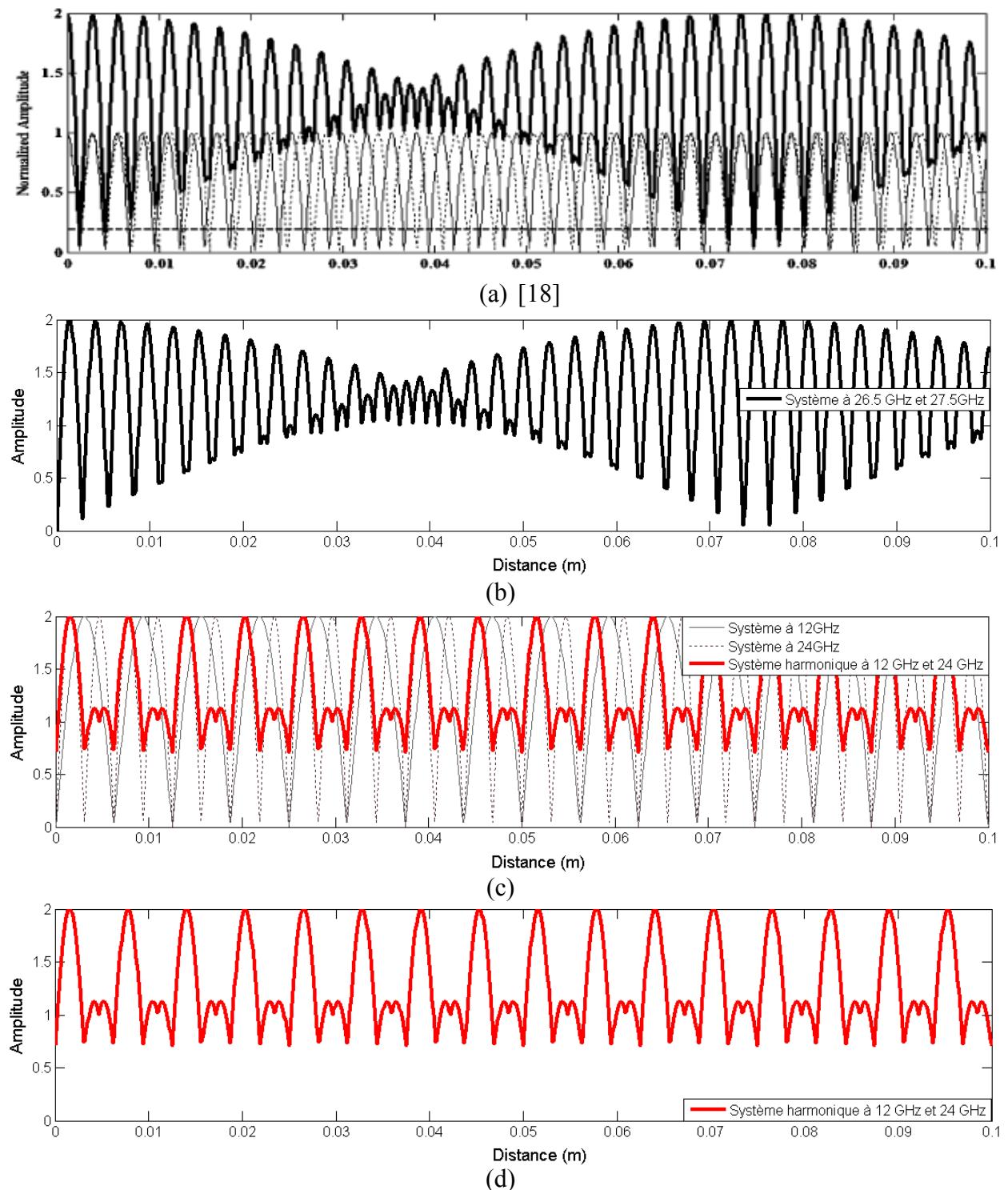


Figure 5-16 : Répartition des points nuls et optimaux en utilisant : (a-b) le système à doubles bandes latérales [18], (c-d) Système harmonique à 12 GHz, 24 GHz simultanément.

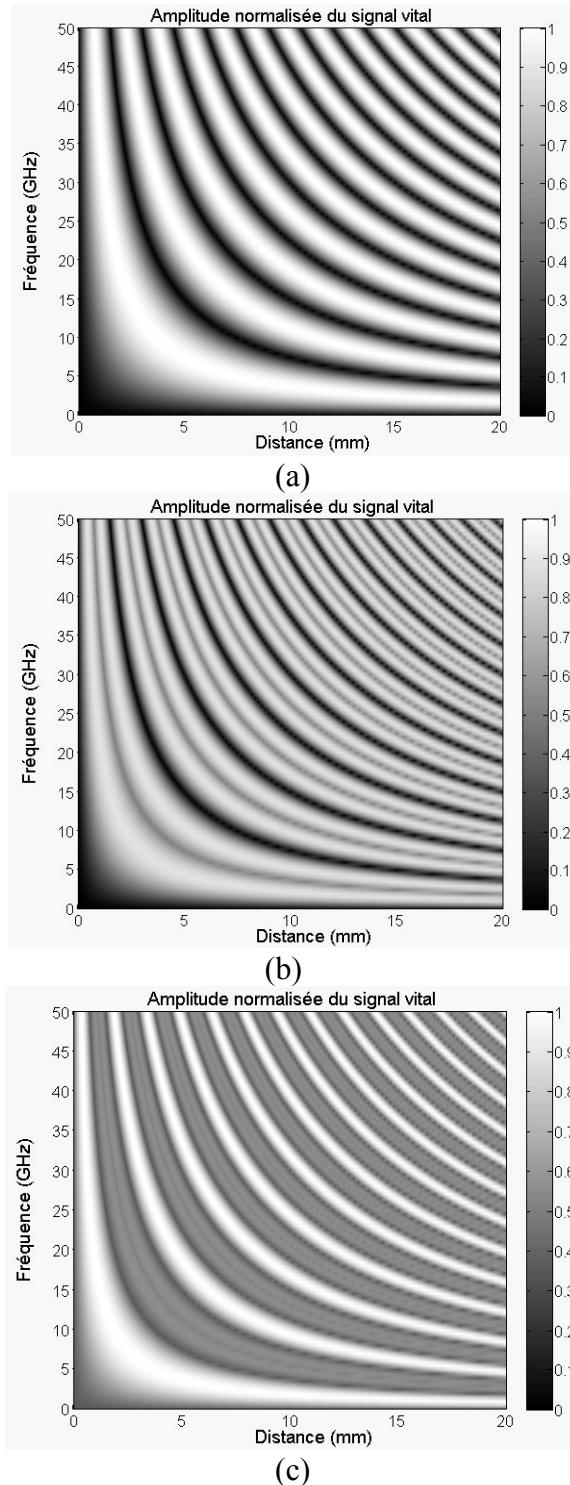


Figure 5-17 : Répartition des points nuls et les points optimales utilisant :

- (a) Système à une seule porteuse
- (b) Système harmonique à deux porteuses ( $f$  et  $2f$ ) avec  $0^\circ$  de déphasage entre les porteuses
- (c) Système avec deux porteuses ( $f$  et  $2f$ ) avec  $45^\circ$  de déphasage.

### 5.3 L'analyse du signal reçu

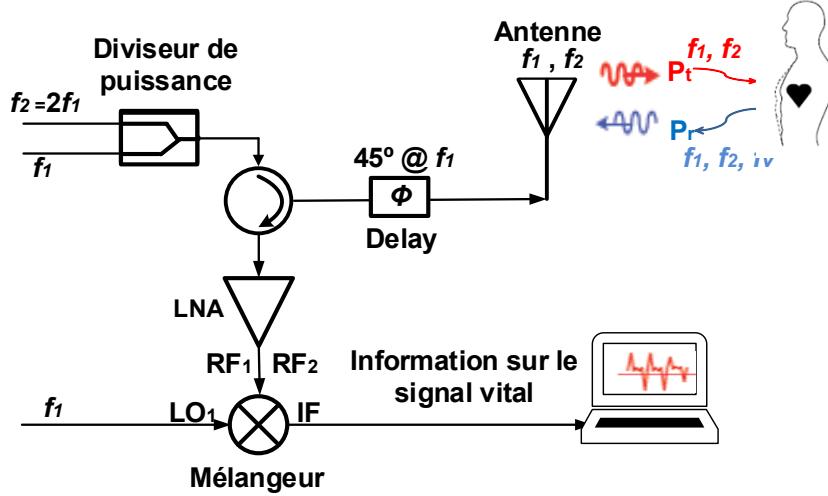


Figure 5-18 : Architecture du système harmonique modifiée.

La figure 5-18, présente l'architecture modifiée du radar harmonique à effet Doppler utilisant un décalage de phase pour résoudre le problème des points nuls. En supposant les conditions du champ lointain et en tenant compte de la surface équivalente radar, le signal reçu avec l'approximation du premier ordre peut être exprimé par :

$$R(t) = \sqrt{\frac{P_{t1} G^2 \lambda_1^2 \sigma_{chest}}{(4\pi)^3 d^4}} \cos \left[ 2\pi f_1 t - \frac{4\pi d_0 - 4\pi x(t)}{\lambda_1} + \frac{\theta_1(t - 2d_0)}{c} \right] + \sqrt{\frac{P_{t2} G^2 \lambda_2^2 \sigma_{chest}}{(4\pi)^3 d^4}} \cos \left[ 2\pi f_2 t - \frac{4\pi d_0 - 4\pi x(t)}{\lambda_2} + \frac{\theta_2(t - 2d_0)}{c} \right], \quad (5-9)$$

où  $p_{t1}$  et  $p_{t2}$  sont les puissances transmises,  $f_1$  et  $f_2$  sont la fréquence fondamentale de la porteuse et son harmonique, respectivement,  $G$  est le gain de l'antenne,  $\sigma$  est la surface équivalente du radar (RCS) de la poitrine du patient, et  $\theta_1$  et  $\theta_2$  sont les déphasages dus à la détection nominale et au bruit de phase.

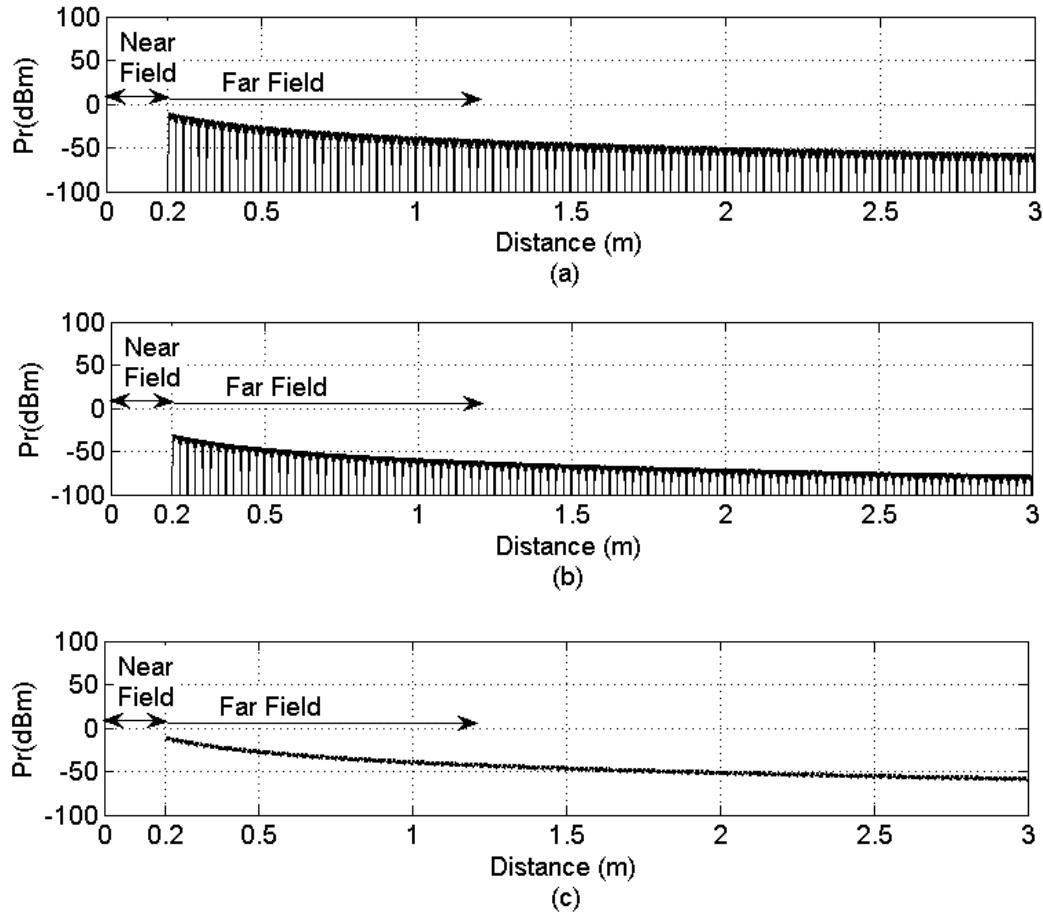


Figure 5-19 : Puissances reçues calculées pour les systèmes radars (a) à 12 GHz (b) à 24 GHz (c) radar harmonique à 12 GHz et 24 GHz ensemble.

Pour nos calculs, nous considérons la surface équivalente suivante de la poitrine du patient :

$$\sigma_{C_{hest}} = \pi a b = 36.74 \times 10^{-3} \text{ m}^2,$$

où  $a$  et  $b$  sont les dimensions approximatives de la poitrine :  $a = 25 \text{ cm}$ ,  $b = 20 \text{ cm}$ .

Un niveau de puissance d'émission de  $13 \text{ dBm}$  est utilisé pour le radar classique (fonctionnement à une seule fréquence porteuse) et  $10 \text{ dBm}$  à deux fréquences pour le radar harmonique, afin de conserver la même puissance totale émise dans les deux cas.

En utilisant l'équation 5-9, la figure 5-19 présente les puissances du signal reçu calculées pour les systèmes standards à fréquence porteuse unique et le système harmonique à deux fréquences en fonction de la distance entre l'antenne et le patient. À la distance de  $0.2 \text{ m}$ , les données commencent

à satisfaire la condition de champ lointain pour la formule *Friis* utilisée pour le calcul des puissances reçues.

Comme présenté sur les figures 5-19 (a-b), une forte réduction de la détection en raison de points nuls survient avec les systèmes classiques. Ce problème est la conséquence d'un problème de phase entre le signal reçu et celui de l'oscillateur local du mélangeur qui sont en phase ou hors phase). Comme on peut le voir sur la figure 5-19 (c), avec un déphasage de  $45^\circ$  entre la fondamental et son harmonique, nous pouvons résoudre le problème des points nuls en utilisant le système harmonique proposé. En outre, la figure 5-19 (c) montre une augmentation de la puissance moyenne reçue par le radar harmonique par rapport aux radars à une seule fréquence.

## 5.4 Sources du bruit et améliorations de la détection grâce au radar harmonique

Cette partie traite la question du bruit et la sensibilité pour la télédétection des signes vitaux basés sur le radar biomédical à onde continue fonctionnant à plusieurs fréquences porteuses harmoniques ou des canaux. Ce radar doppler fait usage d'un seul mélangeur, en tirant parti des caractéristiques inhérentes de non-linéarité et harmoniques de ce dernier. D'autres éléments de construction du système peuvent le rendre plus compact comme l'utilisation d'une seule antenne harmonique, un amplificateur et un circulateur multicanaux.

Le bruit est l'un des facteurs les plus importants qui affectent la sensibilité de ce type de système dédié à la détection vitale. Le bruit total est la contribution combinée du bruit thermique, du bruit de phase résiduelle, et du bruit de scintillement (*Flicker noise*). Il se trouve que le bruit de scintillation est le paramètre critique pour la détection des signes vitaux. Dans cette partie du chapitre 5, on va montrer que l'utilisation de la technique de radar harmonique permet de réduire le bruit de scintillation d'environ  $20 \text{ dB}$  à  $1 \text{ Hz Offset}$  de fréquence en bande de base par rapport au radar classique fonctionnant à une fréquence porteuse unique. Le bruit et la sensibilité du système radar harmonique fonctionnant à  $12 \text{ GHz}$  et  $24 \text{ GHz}$  pour la détection de signes vitaux sont étudiés théoriquement et expérimentalement. Il est prouvé que la solution de radar harmonique est capable d'augmenter la sensibilité de détection en augmentant le rapport *SNR*.

### 5.4.1 Le bruit de scintillation (Flicker)

Le bruit de scintillement est généré par le décalage *DC*. Il est la cause de l'auto-mixage (the self-mixing) du signal reçu avec le signal de fuite  $T_X$  [93-94]. Comme le montre la figure 5-20, pour mesurer ce bruit, le port *RF* du mélangeur est terminé par une charge de  $50 \text{ ohms}$ .

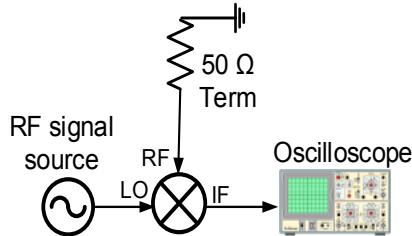


Figure 5-20 : Plateforme pour la mesure du DC offset due aux fuites du LO au mélangeur (*Flicker noise*).

La puissance *LO* est réglée pour être  $13 \text{ dBm}$  ou  $10 \text{ dBm}$  (ces valeurs de puissance *LO* donnent la meilleure perte de conversion). Les bruits de scintillation mesurés à la sortie du mélangeur sans la puissance *LO* est présenté sur la figure 5-21 (a). Dans les figures 5-21 (b) - (d), nous pouvons voir que le niveau de bruit pour le système harmonique est inférieur à  $-109 \text{ dBm}$  à  $1 \text{ Hz}$  offset par rapport à  $-83.7 \text{ dBm}$  et  $-87 \text{ dBm}$  pour les systèmes conventionnels à  $12 \text{ GHz}$  et  $24 \text{ GHz}$ .

### 5.4.2 Bruit de phase résiduel

Le bruit d'auto-phase (self-phase noise) des composants est un bruit de phase additif qui est le rapport de la densité spectrale de bande de base à la fréquence  $f_0$  (Hz) par rapport à la densité de bruit de phase *RF* de la cible à une distance  $d$  (m).

La puissance du bruit résiduel de phase est donnée par [93-96] :

$$S_{\Delta\Phi}(f_0) = S_{\Phi}(f_0) \left[ 4 \sin^2(2\pi f_0 d / c) \right], \quad (5-10)$$

où  $S_{\Delta\Phi}(f_0)$  est la densité spectrale du bruit de la bande de base ( $\text{dBc / Hz}$ ) à la fréquence de décalage (1 Hz *Offset frequency*)  $f_0$ (Hz),  $S_{\Phi}(f_0)$  est la densité de bruit de phase RF ( $\text{dBc / Hz}$ ) à la distance  $d$ (m), et  $c$  est la vitesse de la lumière ( $3 \times 10^8 \text{ m / s}$ ).

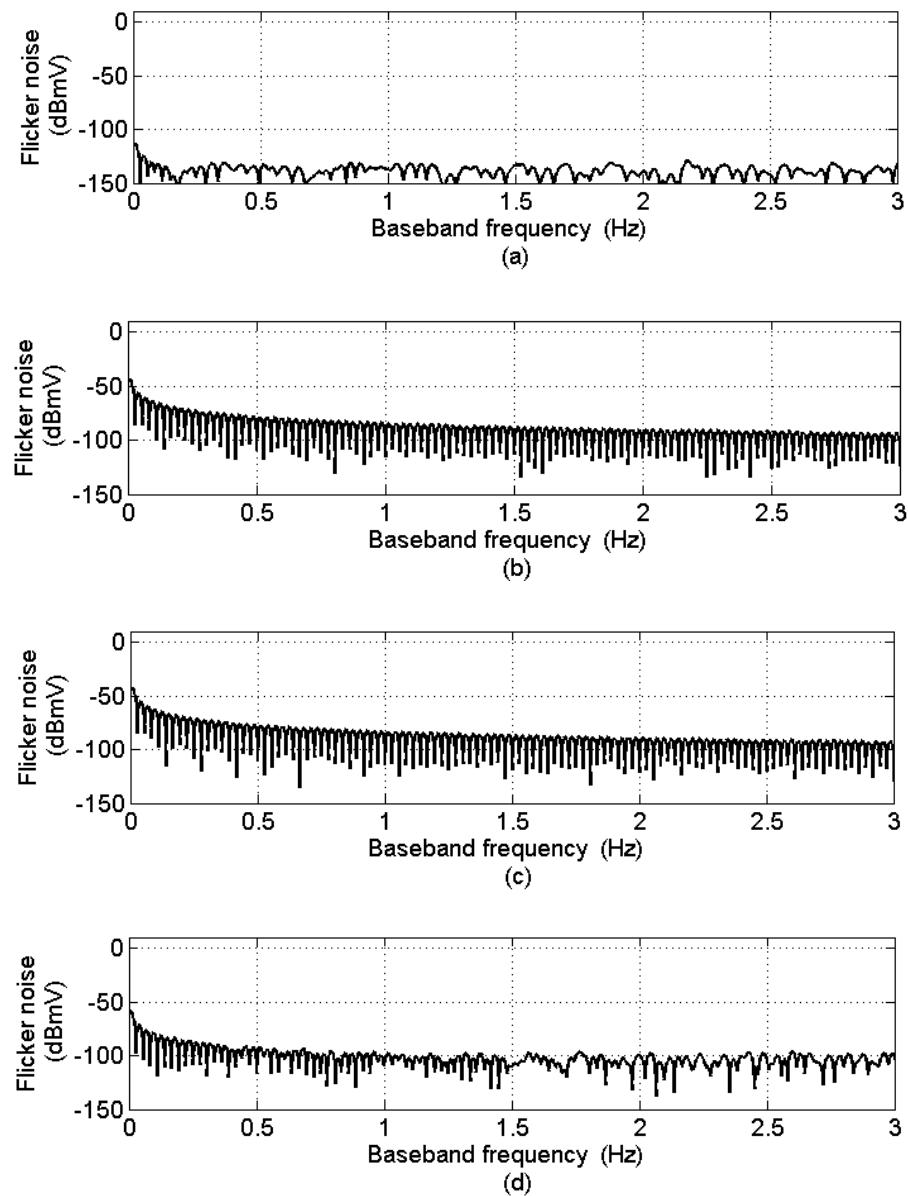


Figure 5-21 : Mesures du bruit de scintillement à la sortie du mélangeur (a) Sans  $LO$ , (b) Système à  $12\text{ GHz}$  ( $LO = 13\text{ dBm}$ ), (c) Système à  $24\text{ GHz}$  ( $LO = 13\text{ dBm}$ ), (d) Système harmonique ( $LO = 10\text{ dBm}$ ).

La figure 5-22 présente le bruit de phase résiduel en bande de base pour une cible allant de  $0 \text{ m}$  à  $3 \text{ m}$ . À un décalage de  $1 \text{ Hz}$  ( $1 \text{ Hz Offset}$ ) et à  $50 \text{ cm}$  de distance, le bruit de phase résiduel est d'environ  $-154 \text{ dBm}$ .

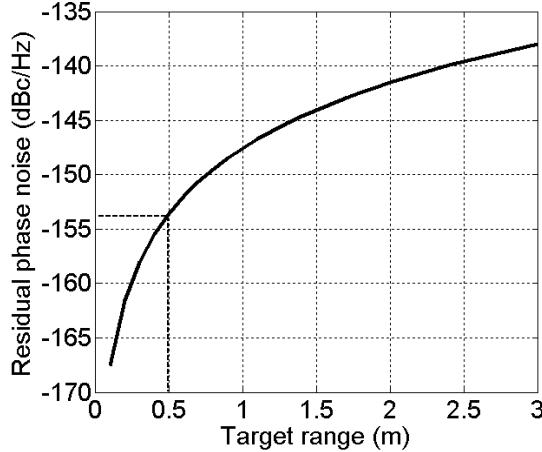


Figure 5-22 : Bruit de phase résiduel simulé en bande de base vs la distance de la cible.

### 5.4.3 Bruit thermique

Le mouvement aléatoire des électrons libres donne naissance à une tension à l'entrée et la sortie d'un conducteur. Le bruit thermique à l'entrée du système peut être écrit comme suit :

$$KTB = (-174 \text{ dBm} / \text{Hz}) B = -167 \text{ dBm}, \quad (5-11)$$

où  $K$  est la constante de Boltzmann =  $1,38 \times 10^{-23} \text{ J/K}$ ,  $T$  est la température ambiante =  $25^\circ$ ,  $B$  est la largeur de bande ( $5 \text{ Hz}$ ). La figure 5-25 décrit les pertes, les gains et les figures de bruit ( $NF$ ) des différents composants du système. Le  $NF$  mesurée du LNA est représenté sur la figure 5-25. En utilisant la formule de Friis, la figure de bruit calculée du récepteur  $NF_{RX}$  est de  $4.71 \text{ dB}$  à  $12 \text{ GHz}$  et de  $5.49 \text{ dB}$  à  $24 \text{ GHz}$ .

Le bruit thermique à la sortie du système est donné par [94] :

$$T_N = 8 G_m G_{RX} (NF_{RX}) (NF_m) (KTB), \quad (5-12)$$

où  $G_m$  est la perte de conversion du mélangeur,  $G_{RX}$  est le gain du récepteur : Pour notre prototype,  $G_{RX} = 13.3 \text{ dBi}$  à  $12 \text{ GHz}$  et  $G_{RX} = 13.9 \text{ dBi}$  à  $24 \text{ GHz}$ . L'équation 5-12 donne un bruit thermique  $T_N$  de  $-159,38 \text{ dBm}$  à  $12 \text{ GHz}$  et  $-158,62 \text{ dBm}$  à  $24 \text{ GHz}$  pour une bande passante de  $5 \text{ Hz}$ .

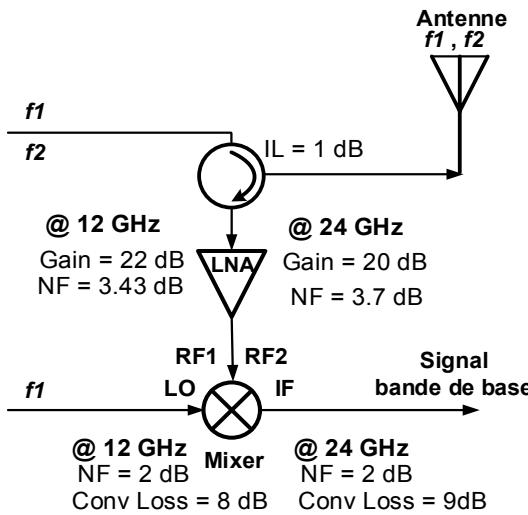


Figure 5-23 : Caractéristiques de bruit thermique des composants du système harmonique.

#### 5.4.4 Sensibilité de détection des signes vitaux

Pour une détection radar, le signal cardiaque reçu à la réception devrait être plus fort que les autres sources de bruit à la sortie du récepteur après mixage. Nous devrions connaître l'ampleur du signal et de la puissance de bruit et l'amplitude du signal en bande de base qui dépend de la puissance reçue et de la modulation de phase. La figure 5-24 présente l'estimation de la détection des signaux cardiaques et respiratoires en fonction de la distance.

En utilisant l'équation 5-9, l'estimation de la sensibilité de détection du récepteur standard et harmonique simulée pour une détection de la sphère du muscle cardiaque par rapport à la distance (Puissance de transmission est de  $13 \text{ dBm}$  et le gain de l'antenne à  $12 \text{ GHz}$  est de  $13 \text{ dBi}$  et  $12 \text{ dBi}$  à  $24 \text{ GHz}$ ) est présenté à la figure 5-24. Pour notre application, la sensibilité de détection est déterminée par le niveau du bruit de scintillation, car c'est le bruit dominant et donc c'est le paramètre critique pour la détection de bande de base. Cette étude montre clairement l'amélioration de la détection cardiorespiratoire en utilisant le concept de deux fréquences porteuses, et ce pour tous les cas étudiés.

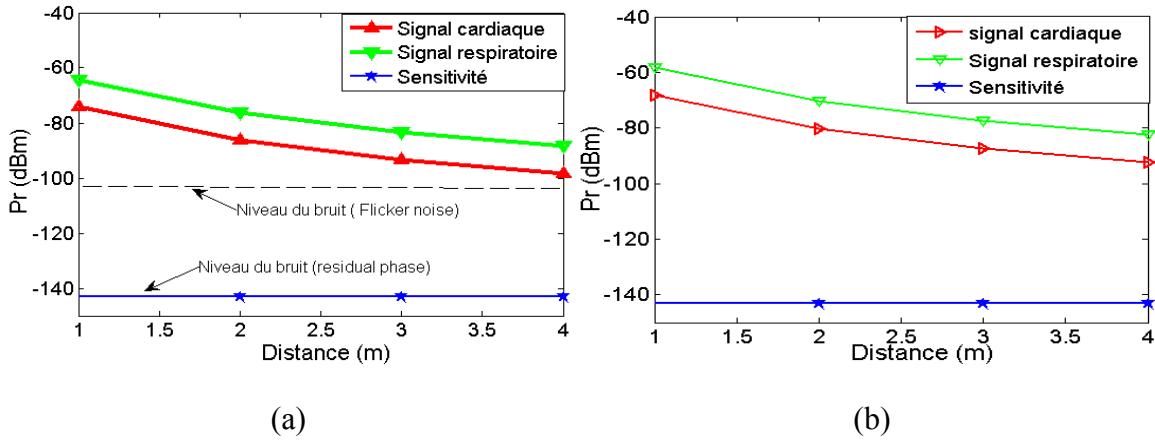


Figure 5-24 : Estimation de la détection des signaux cardiaques et respiratoires en fonction de la distance : (a) radar à 12 GHz, (b) radar à 24 GHz.

Nous pouvons voir que le bruit de scintillement est le bruit dominant dans le système par rapport aux bruits thermique et résiduel de phase. En outre, nous avons une réduction d'environ 20 dB au niveau de ce bruit avec le système harmonique par rapport aux radars classiques à 12 GHz ou 24 GHz. Cela peut s'expliquer par un produit de convolution non corrélée des bruits de scintillement à 12 GHz et 24 GHz.

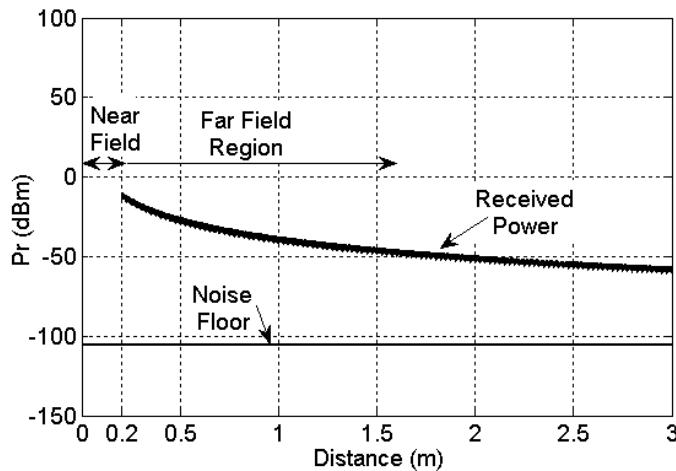


Figure 5-25 : Puissance théorique du signal reçu en utilisant le radar à diversité de fréquence.

La figure 5-25 montre, pour le système harmonique, la puissance du signal reçu par rapport à la portée, tel que calculé à la section 5.5 et le niveau de bruit total mesuré présenté au paragraphe précédent 5.6.1. Les puissances émises de 10 dBm à deux fréquences sont prises en considération

et le bruit de fond est dominé par le bruit de scintillement à  $-109 \text{ dBm}$ . De la figure 5-25, nous pouvons voir une large gamme théorique de détection du système harmonique.

Le rapport entre les deux courbes représentées sur la figure 5-25 représente le  $SNR$  à la sortie du système. Ce  $SNR$  peut être utilisé pour évaluer les performances en termes de la gamme de la portée et la sensibilité du radar harmonique. Dans le chapitre 7, nous comparons le  $SNR$  mesuré pour une cible constituée d'une plaque mobile pour les différents systèmes et aussi pour des mesures vitales.

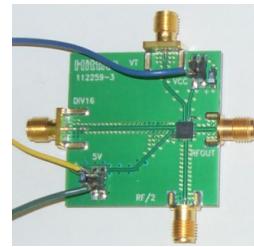
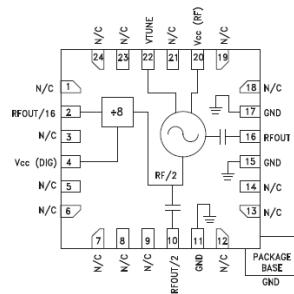
## CHAPITRE 6 COMPOSANTS POUR LE RADAR-HARMONIQUE

Afin de réduire les coûts de fabrication des systèmes de communication des radars et des capteurs, une solution très prometteuse est de concevoir tous les composants passifs et d'assembler tous les composants actifs sur le même substrat. Les sections suivantes présentent les différents composants pour la conception des deux prototypes proposés pour la plate-forme des mesures (avec mélangeur ou démodulateur à six-port). Nous présentons aussi la topologie et les performances du réseau bi-bande à antennes patchs conçu pour la détection vitale avec le système harmonique.

## 6.1 L'oscillateur

Le VCO (Voltage Controlled Oscillator) est un système électronique qui génère un signal à sa sortie dont la fréquence varie proportionnellement à la tension d'entrée. Pour notre application, il génère les deux signaux, à  $12\text{ GHz}$  et son harmonique  $24\text{ GHz}$ . On a opté pour le VCO large bande *HMC739LP4 (E)* de HITTITE. Ce VCO fonctionne de la fréquence  $f=23.8$  à  $f=26.8\text{ GHz}$  et à  $f/2$ . Les puissances de sortie sont comprises entre  $0\text{ dBm}$  et  $-9\text{ dBm}$  à  $12\text{ GHz}$  et  $24\text{ GHz}$ , respectivement.

Le *HMC739LP4 (E)* est un oscillateur hétérojonction *GaAs InGaP* à Transistor bipolaire (*HBT*). L'*HMC739LP4 (E)* intègre un résonateur, une résistance négative, une diode varactor et un diviseur par 16. La puissance de sortie est de  $+8 \text{ dBm}$  à une tension d'alimentation de  $5V$ . La description des entrées du circuit ainsi que la photo sont illustrées à la Figure 6-1.



(a)

(b)

Figure 6-1 : (a) Descriptions des entrées et (b) photographie du circuit VCO.

## 6.2 Amplificateur à faible bruit (LNA)

Le principal apport en gain dans une chaîne d'amplification est l'amplificateur à faible bruit (LNA). La saturation de l'amplificateur et le facteur de bruit limitent son gain. La figure de bruit (Noise Figure) est le rapport entre le signal ( $S$ ) et le bruit en entrée ( $N_e$ ) et celui à la sortie de l'amplificateur ( $N_s$ ) :

$$NF = \frac{S / N_e}{S / N_s}, \quad (6-1)$$

L'utilisation d'un LNA hyperfréquence est plus intéressante qu'un amplificateur de puissance, car les facteurs de bruit augmentent généralement lorsque la fréquence diminue. On a opté pour le LNA *HMC342LC4* de Hittite qui est un amplificateur à faible bruit (*MMIC GaAs PHEMT*), fonctionnant de *13* à *25 GHz*, avec un facteur de bruit de *3.5 dB* et fournissant *22 dB* de gain à *12 GHz* et *20 dB* à *24 GHz*. La description des entrées du circuit ainsi que la photo sont illustrées sur la Figure 6-2.

La mesure de la figure de bruit de *11 GHz* à *24 GHz* est présentée à la figure 6-3.



Figure 6-2 : (a) Descriptions des entrées et (b) photographie du LNA.

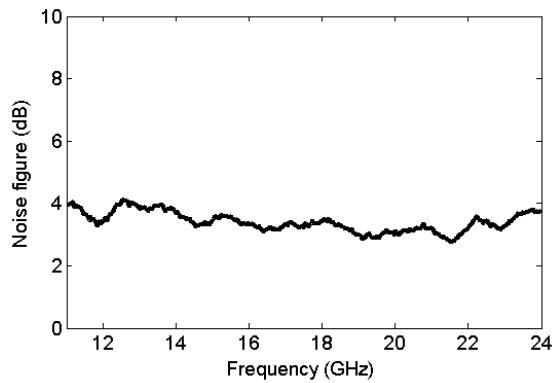
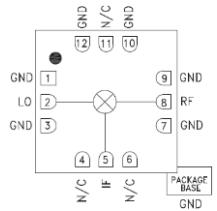


Figure 6-3 : Figure de bruit mesurée pour l'amplificateur à faible bruit LNA.

## 6.3 Mélangeur

Le mélangeur est un circuit permettant de combiner plusieurs signaux contenant des informations différentes et qui existent dans tous les systèmes d'émission et de réception fonctionnant aux fréquences micro-ondes. Pour le radar, le mélangeur permettra de récupérer la fréquence de battement à partir du signal émis et reçu. Les mélangeurs fonctionnent suivant deux modes :

- Convertisseur à fréquence ascendante (Up-converter) correspond à la transposition de la fréquence *IF* vers la fréquence *RF*.
- Convertisseur à fréquence descendante (Down-converter) correspond à la transposition de la fréquence *RF* vers la fréquence *IF*.



(a)



(b)

Figure 6-4 : (a) Descriptions des entrées et (b) photographie du mélangeur.

Les mélangeurs sont des sources de bruit qui peuvent avoir plusieurs origines comme le bruit thermique, le bruit de grenaille, le bruit de scintillation ou « bruit en *I/f* ». On a opté pour le mélangeur *HMC773LC3B* de Hittite fonctionnant entre 6 et 26 GHz avec un point de compression à *1dB* (saturation) à *11 dBm*, des pertes d'insertion de *9 dBm*, et isolation (LO/RF) de *38 dB*. À la figure 6-4, la description des entrées du mélangeur ainsi que sa photo sont données.

## 6.4 Coupleur Branch-Line double bande à stub ouvert

Un coupleur directionnel idéal est un composant à quatre ports passifs et utilisé pour combiner ou diviser de la puissance. Pour la fabrication, il a été décidé d'aller avec le modèle (Branch-Line double bande à stub ouvert). Ce choix a été fait pour sa simplicité de conception et ses bonnes performances comparativement à d'autres modèles [97].

Pour la conception de ce coupleur, on a suivi une méthode de modification de la structure du coupleur hybride quadrature conventionnel (figure 6-5 (a)) pour qu'il fonctionne à deux bandes de fréquence d'opération  $f$  et  $2f$ . La figure 6-5 (a) présente le modèle équivalent d'une ligne de transmission micro-ruban de longueur électrique  $90^\circ$  ( $\lambda/4$ ) et d'impédance  $Z_T$ . Ce modèle est composé d'une ligne d'impédance  $Z_A$  (sa longueur électrique  $\theta$ ) et de deux lignes de transmissions en parallèle et d'admittances  $jY$ .

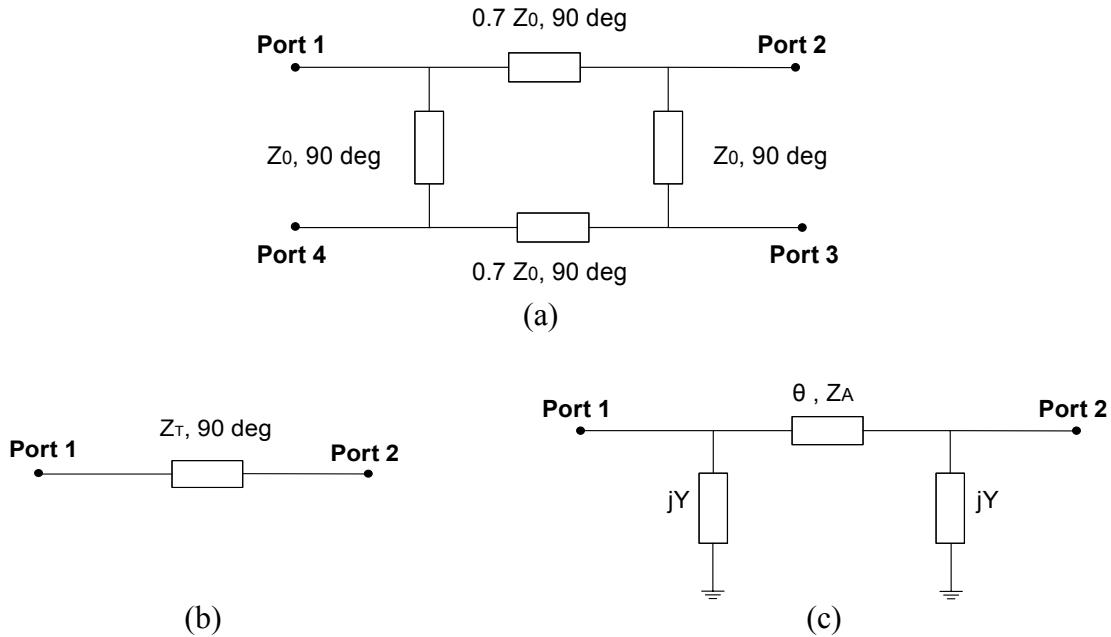


Figure 6-5 : (a) Coupleur hybride quadrature conventionnel, (b) et ligne de transmission quart d'onde (c) et le modèle équivalent de la ligne.

La matrice ABCD décomposée du modèle est :

$$\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ jY_1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & jZ_A \sin \theta \\ jY_A & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ jY_2 & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}, \quad (6-1)$$

Après simplification, nous avons :

$$\begin{bmatrix} \cos \theta - Z_A Y \sin \theta & jZ_A \sin \theta \\ jY_A \sin \theta (1 - Z_A^2 Y^2 + 2 Z_A Y \cot \theta) & \cos \theta - Z_A Y \sin \theta \end{bmatrix}, \quad (6-2)$$

Nous obtenons :

$$Z_A \sin \theta = \pm Z_T, \quad (6-3)$$

$$Z_A = \frac{\cot \theta}{Y}, \quad (6-4)$$

Pour un fonctionnement à double-fréquences, on opte pour les conditions suivantes :

$$Z_A \sin \theta_1 = \pm Z_T, \quad (6-5)$$

$$Z_A \sin \theta_2 = \pm Z_T, \quad (6-6)$$

Avec  $\theta_1$  et  $\theta_2$  sont les longueurs électriques pour un fonctionnement entre  $f_1$  et  $f_2$ . La solution générale est pour :

$$\theta_2 = n\pi + \theta_1, \quad (6-7)$$

Avec  $n=1, 2, 3, \dots$ , avec le facteur :

$$\frac{\theta_1}{\theta_2} = \frac{f_1}{f_2}, \quad (6-8)$$

On définit la variable  $\delta$  comme :

$$\delta = \frac{f_1 - f_2}{f_1 + f_2}, \quad (6-9)$$

Donc, on peut écrire les longueurs électriques comme :

$$\theta_1 = \frac{n\pi}{2}(1 - \delta), \quad (6-10)$$

$$\theta_2 = \frac{n\pi}{2}(1 + \delta), \quad (6-11)$$

La longueur électrique d'une ligne du coupleur d'impédance  $Z_T$  est :

$$\theta_0 = \frac{\theta_1 + \theta_2}{2} = 90^\circ, \quad (6-12)$$

On peut donc trouver que :

$$\text{Pour } f_1 : Y = \frac{\tan\left(\frac{\delta\pi}{2}\right)}{Z_A}, \quad (6-13)$$

$$\text{Pour } f_2 : Y = - \frac{\tan\left(\frac{\delta\pi}{2}\right)}{Z_A}, \quad (6-14)$$

$$\text{Avec : } Z_A = \frac{Z_T}{\left| \cos\left(\frac{\delta\pi}{2}\right) \right|}, \quad (6-15)$$

En prenant le cas de la ligne de transmission ouverte d'un quart de longueur d'onde, l'admittance d'entrée  $Y$  revient alors :

$$\text{Pour } f_1 : Y = \frac{\cot\left(\frac{\delta\pi}{2}\right)}{Z_B}, \quad (6-16)$$

$$\text{Pour } f_2 : Y = - \frac{\cot\left(\frac{\delta\pi}{2}\right)}{Z_B}, \quad (6-17)$$

Avec  $Z_B$  représente l'impédance caractéristique de la ligne de transmission ouverte d'un quart de longueur d'onde donnée par :

$$Z_B = - \frac{Z_T}{\sin\left(\frac{\delta\pi}{2}\right) \tan\left(\frac{\delta\pi}{2}\right)}, \quad (6-18)$$

Pour atteindre l'objectif souhaité du coupleur pour un fonctionnement double-bande, les conditions suivantes doivent être remplies :

$$z_1 = \frac{z_0}{\sqrt{2}} \frac{1}{\cos\left(\frac{\delta\pi}{2}\right)}, \quad (6-19)$$

$$z_2 = z_0 \frac{1}{\cos\left(\frac{\delta\pi}{2}\right)}, \quad (6-20)$$

$$z_3 = \frac{z_0}{1 + \sqrt{2}} \frac{1}{\sin\left(\frac{\delta\pi}{2}\right) \tan\left(\frac{\delta\pi}{2}\right)}, \quad (6-21)$$

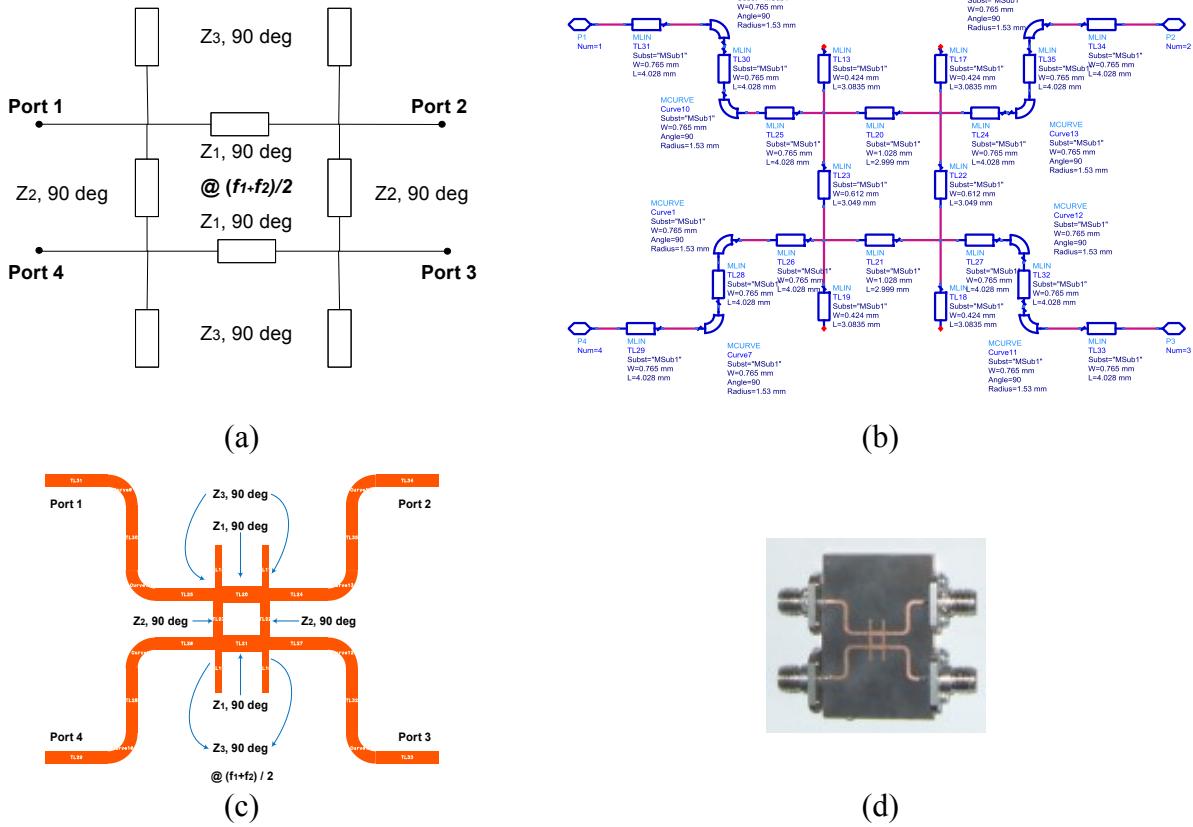


Figure 6-6 : (a) Topologie du coupleur proposé double-bande, (b) schéma ADS Structure, (c) structure et Lay-out, et (d) photographie du coupleur Branch-Line double bande à stub ouvert.

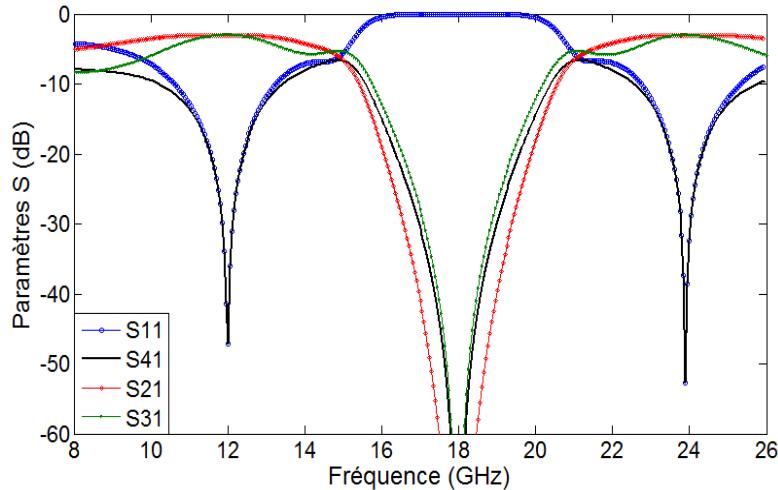


Figure 6-7: Résultats de simulations des paramètres  $S_{ij}$  du coupleur Branch-Line double bande à stub ouvert.

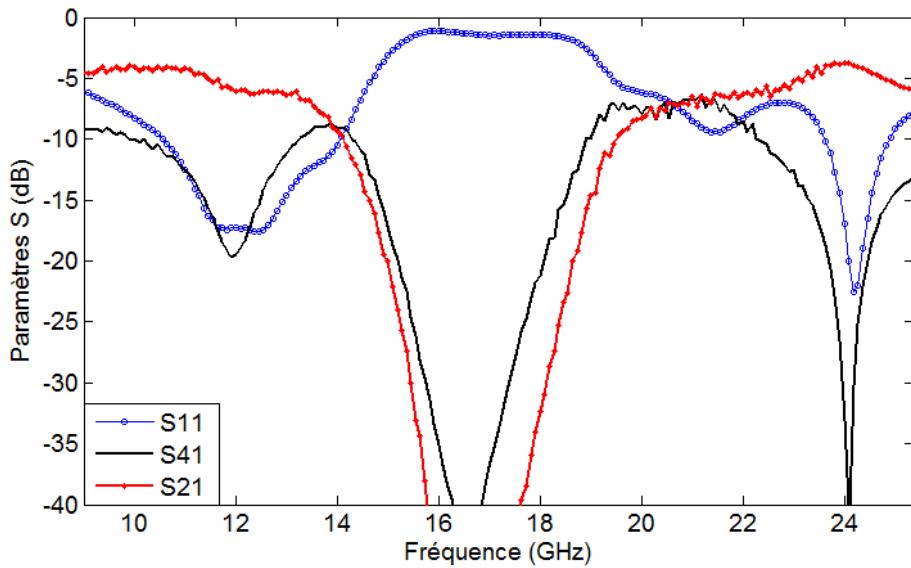


Figure 6-8: Mesures du coupleur Branch-Line double bande à stub ouvert.

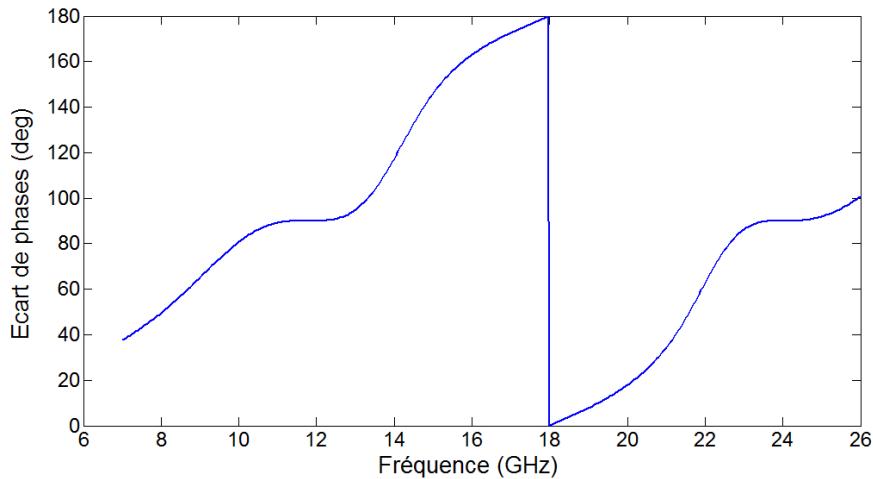


Figure 6-9 : Résultats de simulations de la différence de phase entre les ports directe et couplé du coupleur Branch-Line double bande à stub ouvert.

Le coupleur est simulé et optimisé en utilisant *ADS d'Agilent*. Les figures 6-6 (a-b-c) montre le schéma de simulation et la photo du coupleur fabriqué sur le substrat Rogers ( $\epsilon_r = 2.2$ ,  $h = 10 \text{ mil}$ ) à 12 GHz et 24 GHz. Les coefficients d'adaptation ( $S_{11}$ ) et d'isolation ( $S_{41}$ ) entre les ports 1 et 4 simulés et mesurés sont présentés aux figures 6-7 et 6-8 respectivement. L'adaptation ainsi que l'isolation entre les ports 1 et 4 sont meilleures que 17 dB pour les deux bandes de fréquence considérées. Les pertes d'insertion des voies directe et couplée sont illustrées aussi. D'autre part,

la figure 6-9 présente les différences de phase (phase  $S_{21}$ -phase  $S_{31}$ ) simulées entre les ports directe et couplé qui sont en quadrature.

## 6.5 Coupleur hybride croisé

Durant cette thèse, un autre coupleur est proposé pour un fonctionnement bi-bande et cela pour des fins comparatives avec le coupleur branch-line double bande à stub ouvert. Cette nouvelle structure est une structure croisée du coupleur hybride. Le schéma de la structure est illustré à la figure 6-10 (a). Nous avons opté pour des calculs mathématiques des impédances et aussi des simulations pour l'étude des performances du coupleur et son optimisation. Pour notre fabrication d'un coupleur  $3 dB$  croisé à  $12 GHz$  et  $24 GHz$  et selon les méthodes de conception proposée dans [98], le design de notre coupleur utilisera les valeurs suivantes :  $\theta = 60^\circ$ ,  $Z_1=1.052Z_0$ ,  $Z_2=1.732Z_0$ ,  $Z_3=0.866Z_0$ .

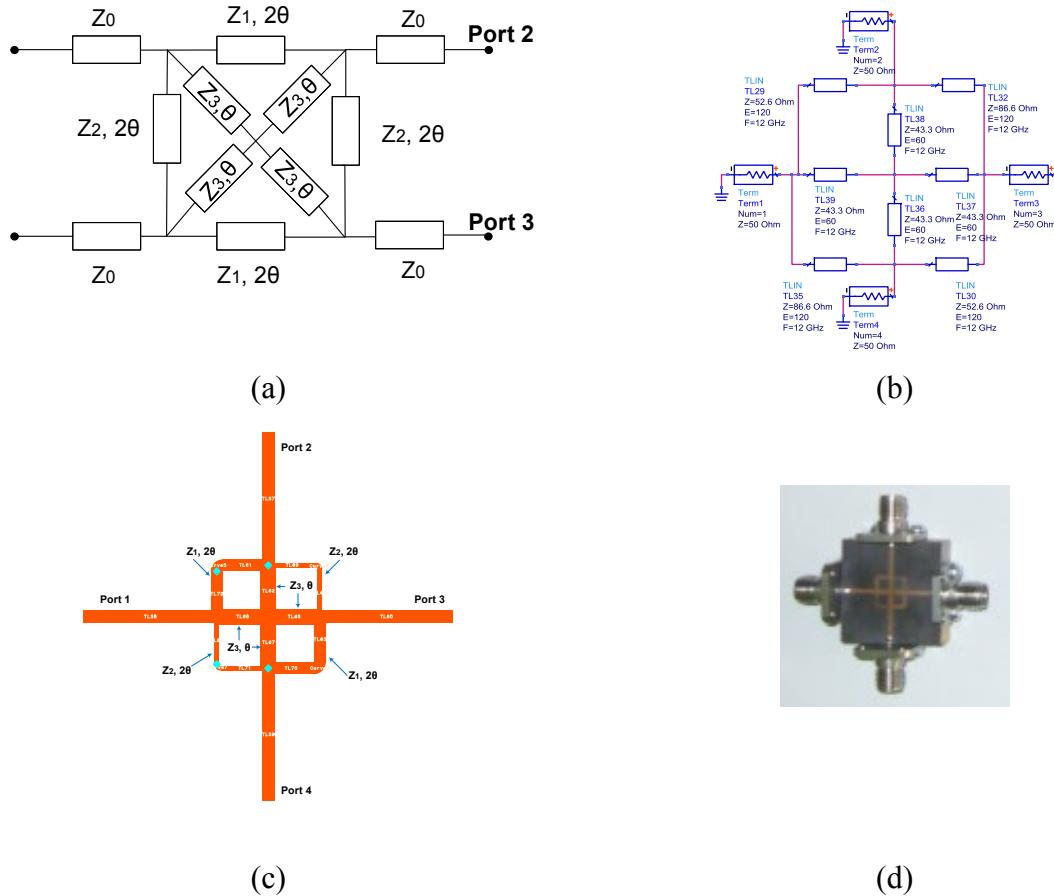


Figure 6-10 : (a) Topologie du coupleur hybride croisé, (b) schéma ADS, (c) structure et Lay-out et (d) photographie du coupleur croisé.

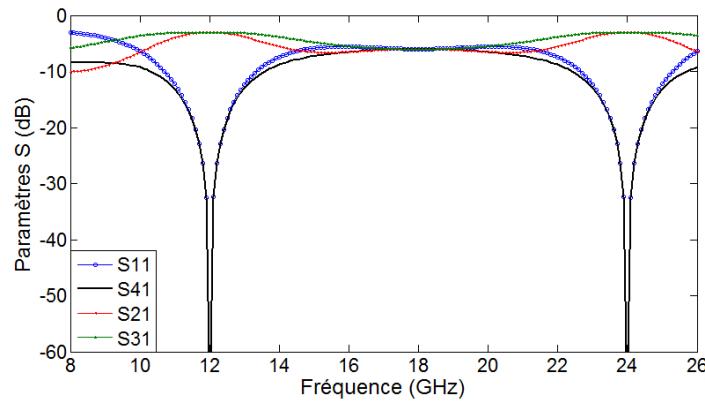


Figure 6-11 : Résultats de simulations du coupleur hybride croisé.

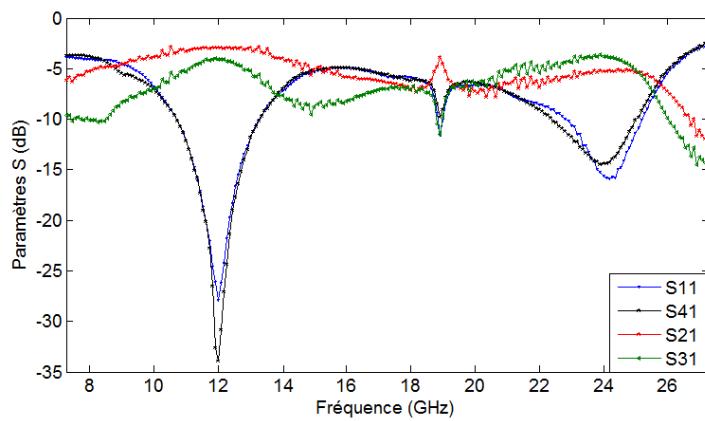


Figure 6-12 : Mesures du coupleur hybride croisé.

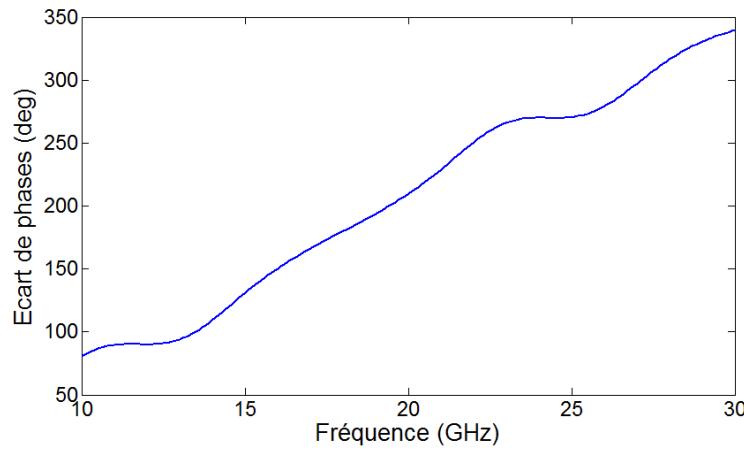


Figure 6-13 : Résultats de simulations de la différence de phase entre les ports directe et couplé du coupleur hybride croisé.

Le coupleur croisé proposé a été fabriqué sur substrat Rogers ( $\epsilon_r = 2.2$ ,  $h=10\text{ mil}$ ) à 12 et 24 GHz. Une photo du coupleur est présentée sur la figure 6-10 (d). Le coupleur montre une bonne isolation entre les ports 1 et 4 aux deux fréquences souhaitées 12 et 24 GHz. Ses performances simulées et mesurées sont présentées aux figures 6-11 et 6-12. Les différences de phase simulées entre les ports directe et couplé sont indiquées à la figure 6-13. Le résultat montre clairement les performances de différence de phase en quadrature désiré avec  $90^\circ$  et  $269.8^\circ$  à 12 GHz et à 24 GHz, respectivement.

## 6.6 Diviseur de puissance

Les diviseurs de puissance sont largement utilisés dans les systèmes radiofréquences, tel que le réseau d'alimentation des antennes, les amplificateurs, les mélangeurs. Les diviseurs de puissance sont principalement classés en trois groupes : les diviseurs à jonction T, les diviseurs résistifs et les diviseurs/combineurs de puissance Wilkinson. Généralement, le Wilkinson est constitué de deux lignes parallèles d'un quart d'onde ayant les mêmes impédances caractéristiques  $Z_0\sqrt{2}$  se refermant sur la résistance d'isolation [99].

Pour la constitution de la jonction six-port, le diviseur de Wilkinson est largement utilisé en raison de l'isolation entre les ports de sortie. Par contre, l'inconvénient majeur du diviseur de puissance Wilkinson conventionnel est sa réponse indésirable après la fréquence de coupure en raison de l'adaptation des lignes de transmission quart-d'onde.

Comme cela a été souligné à la section 4.4.2, le diviseur/combineur Wilkinson harmonique sera utilisé dans le discriminateur. Il est conçu pour diviser le signal provenant de l'oscillateur en deux signaux de sortie d'amplitudes et de phases identiques. Sur la base de ces considérations, on propose la conception de diviseurs/combineurs de puissance harmonique. Ce dernier est conçu en modifiant et en adaptant sa structure en couvrant les bandes de fréquences d'opérations des coupleurs utilisés pour la constitution de la jonction six-port.

Basé sur les travaux de recherche réalisés par Cheng and al, 2008 [99], le diviseur de puissance est réalisé en technologie micro-ruban. Ce diviseur de Wilkinson se compose de trois ports : une entrée et deux sorties d'impédances  $Z_0$  et quatre sections de lignes d'impédances caractéristiques et de longueurs électriques distinctes  $Z_0$ , et se refermant sur la résistance d'isolation (ici,  $R = 200\Omega$ ) et

aussi une ligne quart d'onde ouverte (stub) d'impédance  $Z_C$ . Contrairement aux conceptions classiques, cette structure offre une plus grande flexibilité de conception.

Dans ce qui suit, on va présenter l'analyse de la conception du diviseur de puissance en se basant sur sa symétrie. En tenant compte des conditions aux frontières pour les deux modes pair et impair (circuit ouvert ou fermé), on peut obtenir les schémas équivalents à deux ports. On a réduit donc, en utilisant la symétrie du circuit, la complexité du circuit à analyser en passant de trois à deux ports.

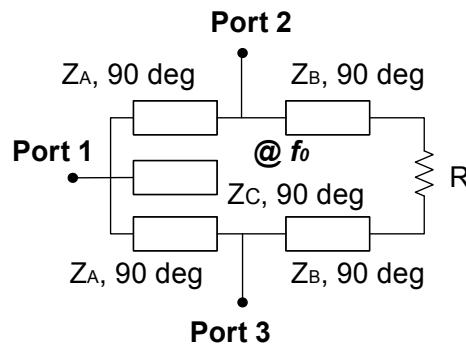


Figure 6-14 : Topologie du diviseur de puissance.

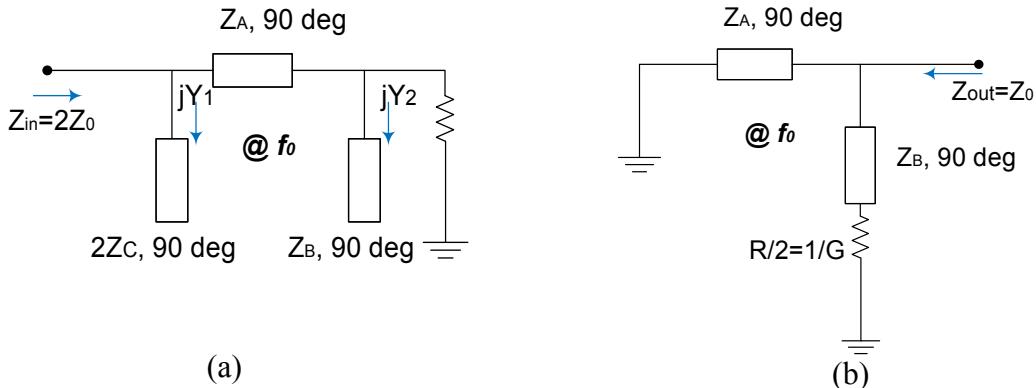


Figure 6-15 : Les schémas équivalents à deux ports pour le diviseur de puissance (a) mode pair et (b) mode impair.

- Mode pair (La figure 6-15 (a)) :

D'après le livre de Pozar, les paramètres de la matrice  $ABCD$  sont données par :

$$\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ jY_1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & jZ_A \sin \theta \\ jY_A & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ jY_2 & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}, \quad (6-22)$$

Avec :

$$\theta = \frac{\pi}{2} \frac{f}{f_0}, \quad (6-23)$$

$$Y_1 = \frac{1}{2} Y_C \tan \theta, \quad (6-24)$$

$$Y_2 = \frac{1}{2} Y_B \tan \theta, \quad (6-25)$$

$$f_0 = \frac{f_1 + f_2}{2}, \quad (6-26)$$

Après des calculs algébriques, la matrice de l'équation 6-22 nous donne :

$$A = \cos \theta - Y_2 Z_A \sin \theta, \quad (6-27)$$

$$B = jZ_A \sin \theta, \quad (6-28)$$

$$C = \cos \theta - Y_1 Z_A \sin \theta, \quad (6-29)$$

L'impédance est donnée par :

$$Z_{in} = \frac{AZ_0 + A}{CZ_0 + D} = 2Z_0, \quad (6-30)$$

Supposant la réciprocité et donc  $A$  et  $D$  sont réelles et  $B$  et  $C$  sont imaginaires à l'équation 6-30 :

$$A = 2D = \pm \sqrt{2 + B^2 Y_0^2}, \quad (6-31)$$

Aussi on peut trouver que :

$$Z_C = \frac{Z_A}{K + \cot^2 \theta}, \quad (6-32)$$

$$Z_A^2 Y_0^2 = 2 + \cot^2 \theta + 2K - K^2 \tan^2 \theta, \quad (6-33)$$

Avec :

$$K = \frac{Z_A}{Z_B}. \quad (6-34)$$

• Mode impair :

D'après la figure 6-15 (b), l'admittance à la sortie est :

$$Y_{out} = Y_0 = Y_B \frac{G + jY_B \tan \theta}{Y_B + jG \tan \theta} - jY_A \cot \theta, \quad (6-35)$$

On peut conclure que :

$$G = \frac{Y_0}{1 + K^{-1}}, \quad (6-36)$$

$$Y_B \tan \theta = G Z_B Y_0 \tan \theta + Y_A \cot \theta, \quad (6-37)$$

D'après les équations 6-36 et 6-37 on obtient l'équation suivante du 2<sup>ème</sup> ordre :

$$K^2 \tan^2 \theta - K - 2 = 0, \quad (6-38)$$

Sa solution est donnée par :

$$K = \frac{1 + \sqrt{1 + 8 \cot^2 \delta}}{2 \cot^2 \delta}, \quad (6-39)$$

Avec :

$$\delta = \frac{\pi}{2} \frac{f_2 / f_1 - 1}{f_2 / f_1 + 1}, \quad (6-40)$$

Par conséquent, les valeurs des impédances sont données par :

$$R = 2 Z_0 (1 + K^{-1}), \quad (6-41)$$

$$Z_A = Z_0 \sqrt{(1 + K)(K \tan^2 \delta)}, \quad (6-42)$$

$$Z_B = \frac{Z_1}{K}, \quad (6-43)$$

$$Z_C = \frac{Z_1}{K + \tan^2 \delta}, \quad (6-44)$$

À l'aide de l'outil de conception Momentum, nous avons conçu le diviseur harmonique aux fréquences centrales  $f_1 = 12 \text{ GHz}$  et  $f_2 = 24 \text{ GHz}$ . La figure 6-17 présente les résultats de simulation des paramètres de dispersion S. On observe une bonne adaptation et isolation aux différents ports du diviseur ( $S_{11}$ ,  $S_{22}$ ,  $S_{33}$ ) et ( $S_{23}$ ,  $S_{32}$ ). Les pertes d'insertions ( $S_{21}$ ,  $S_{31}$ ) de  $-3 \text{ dB}$  montrent qu'un signal provenant de l'oscillateur local sera parfaitement divisé de façon égale entre les deux ports de sortie. Ces courbes nous montrent que le diviseur de puissance peut opérer sur les bandes de fréquences  $12 \text{ GHz}$  et  $24 \text{ GHz}$  avec une adaptation et une isolation meilleures que  $-20 \text{ dB}$ .

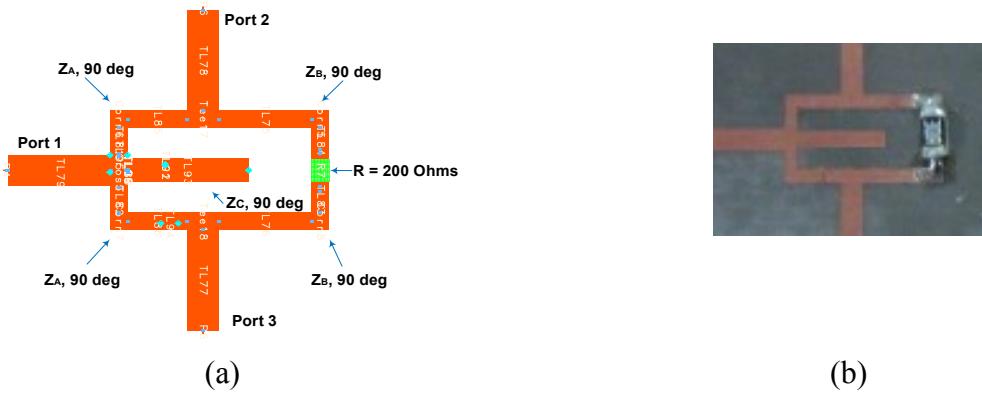


Figure 6-16 : (a) Topologie du diviseur de puissance RF Wilkinson harmonique et (b) sa photographie.

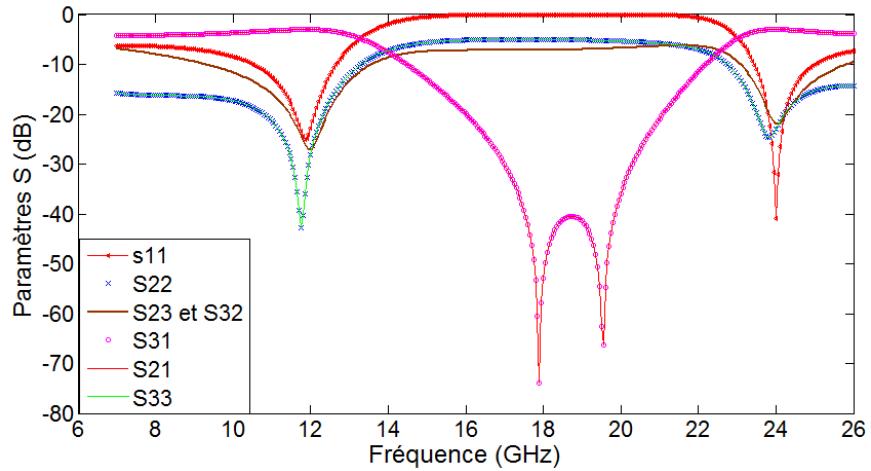


Figure 6-17 : Performances simulées de l'adaptation ( $S_{11}$ ,  $S_{22}$ ,  $S_{33}$ ), de l'isolation ( $S_{23}$ ,  $S_{32}$ ), et de la perte d'insertion ( $S_{31}$ ,  $S_{21}$ ).

## 6.7 DéTECTEUR DE puissance à diode Schottky

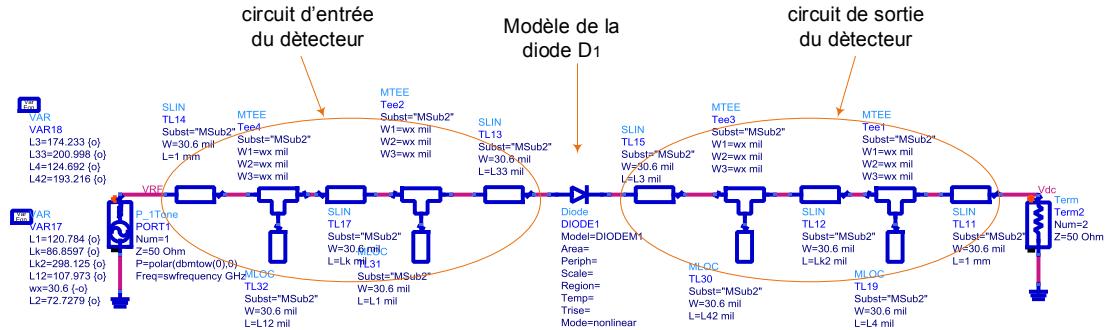


Figure 6-18 : Circuit de simulation du détecteur.



Figure 6-19 : (a) Topologie du détecteur harmonique et sa photographie.

Pour notre mélangeur à jonction six-port, on aura besoin de quatre détecteurs à diodes Schottky. On se propose donc dans cette partie de concevoir le circuit de détection en employant la diode Schottky *MA4E1317*, du fabricant *MACOM*.

Pour ce détecteur Schottky, nous avons réalisé des simulations de paramètres *S* afin d'évaluer l'adaptation et le coefficient de transfert dans les deux bandes de fréquences d'intérêt. Pour un transfert maximal de puissance *DC*, le circuit d'adaptation de sortie est réalisé en premier et sert à réfléchir les deux bandes de fréquences *12 GHz* et *24 GHz* en même temps.

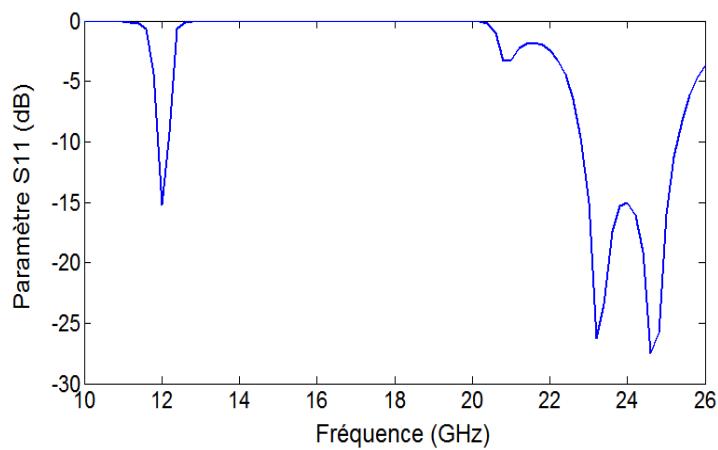


Figure 6-20 : Résultats de simulation de l'adaptation du détecteur à diode Schottky.

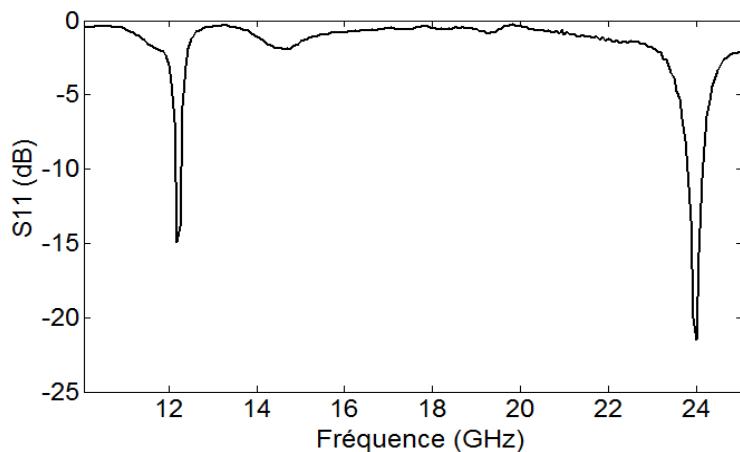


Figure 6-21 : Résultats mesurés de l'adaptation du détecteur à diode Schottky.

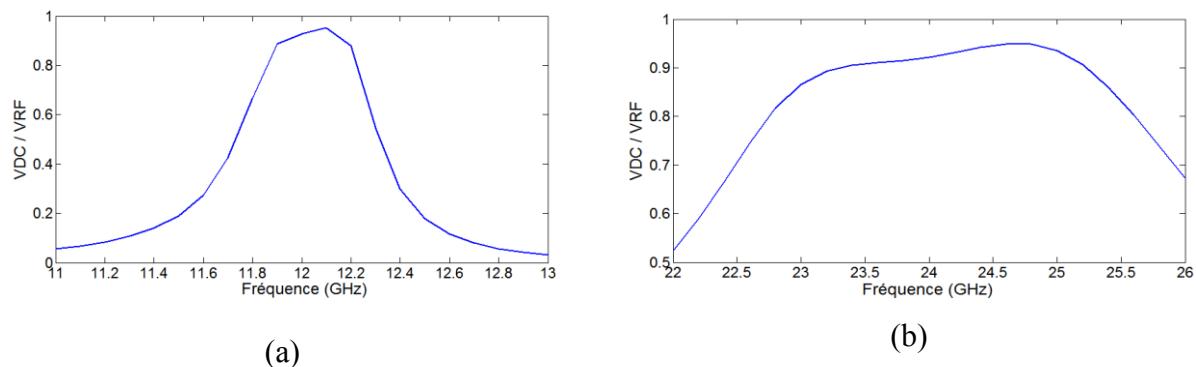


Figure 6-22 : Rapport de conversion du détecteur par rapport à la fréquence.

Par la suite, on a réalisé le circuit d'adaptation du détecteur en utilisant une adaptation conjuguée à l'entrée de la diode pour les deux fréquences. Les résultats de simulation et les mesures sont présentés aux figures 6-20 et 6-21 respectivement. Ces résultats montrent une bonne adaptation, meilleure que  $-15 \text{ dB}$ , dans les deux bandes souhaitées ( $12 \text{ GHz}$  et  $24 \text{ GHz}$ ).

Le signal vital reçu  $V_{RF}$  est faible et de l'ordre de ( $-50 \text{ dBm}$ ) et l'évaluation du coefficient de transfert ( $V_{dc}/V_{RF}$ ) en fonction de la fréquence est présentée à la figure 6-22. D'après les figures 6-22 (a-b), on a un bon coefficient de transfert ( $V_{dc}/V_{RF}$ ) dans les deux bandes de fréquence considérées (mieux que  $0.9$  à  $12 \text{ GHz}$  et  $24 \text{ GHz}$  simultanément). Cela prouve la bonne adaptation du détecteur.

## 6.8 Jonction six-port harmonique

La figure 6-23 montre la jonction six-port harmonique mis en œuvre avec la combinaison de trois coupleurs Branch-Line double bande à stub ouvert et un diviseur de Wilkinson harmonique. Les quatre sorties de la jonction six-ports sont terminés par quatre détecteurs à diode Schottky harmoniques, conçus à  $12 \text{ GHz}$  et son harmonique  $24 \text{ GHz}$ . Ce six-port et les détecteurs sont fabriqués en utilisant le substrat RT/ duroid 5880 avec une épaisseur  $h = 10 \text{ mil}$  et une permittivité relative  $\epsilon_r = 2.2$ . Ils montrent une bonne adaptation aux fréquences souhaitées.

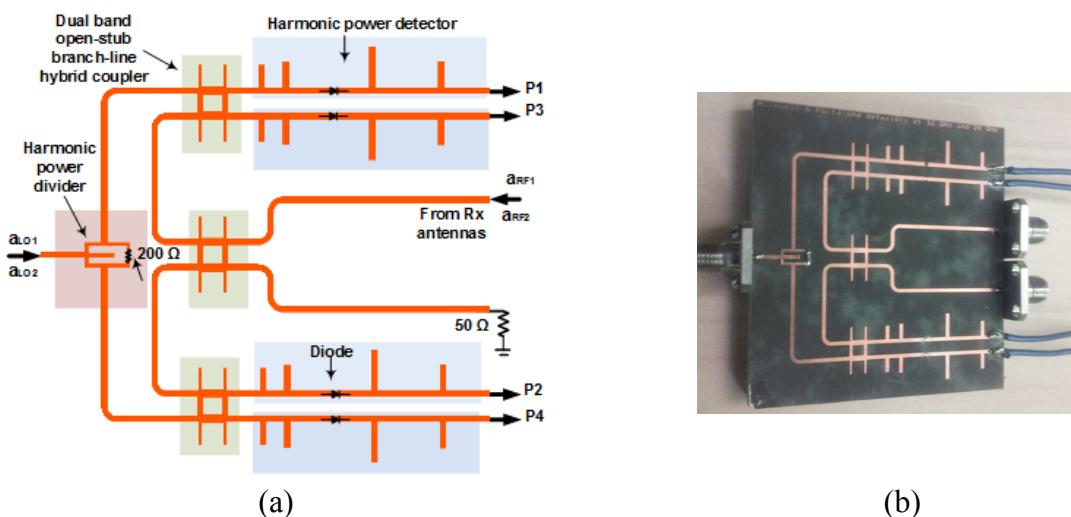


Figure 6-23 : Topologie et photographie en technologie micro-ruban du circuit six-port.

Les résultats des simulations des paramètres  $S$  du circuit six-port sont illustrés aux figures 6-24 et 6-25. La figure 6-24 présente les adaptations des ports d'entrée de la jonction six-port. Nous remarquons une bonne adaptation en dessous de  $-20 \text{ dB}$  pour les deux ports d'entrée  $LO$  et  $RF$  aux deux fréquences d'opération. Le niveau d'isolation entre ces deux ports d'entrée  $S_{56}$  est présenté à la figure 6-25. Cette figure met en évidence la bonne isolation entre le signal de référence  $LO$  et le signal  $RF$ . Ces résultats confirment le bon fonctionnement de la jonction six-port aux deux bandes de fréquence désirées.

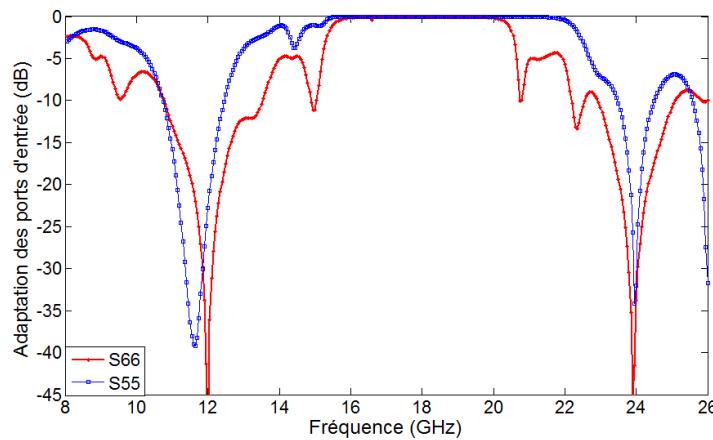


Figure 6-24 : Performances simulées des adaptations aux ports d'entrée et de sortie du six-port.

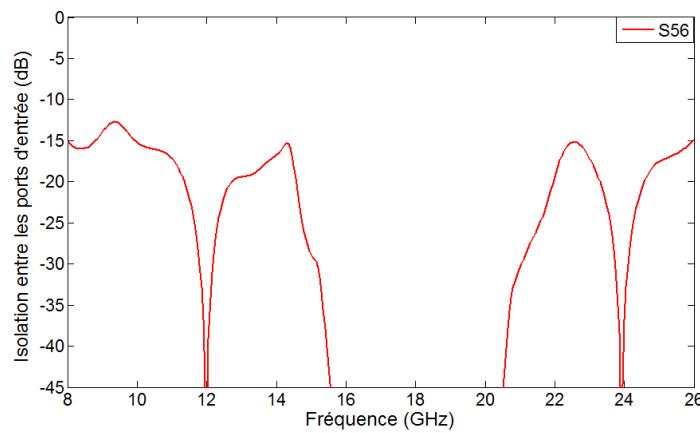


Figure 6-25 : L'isolation entre les ports d'entrée du six-port.

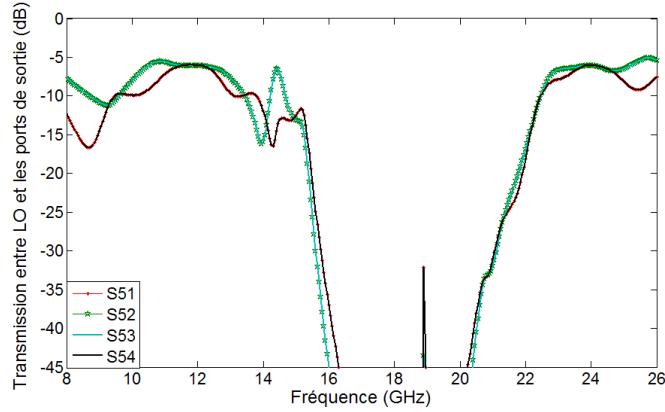


Figure 6-26 : Les paramètres simulés de transmission entre le port LO et les ports de sortie du six-port.

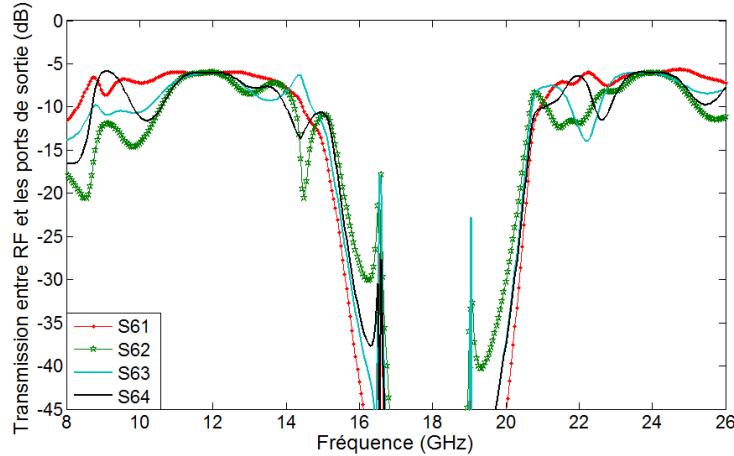


Figure 6-27 : Les paramètres simulés de transmission entre le port RF et les ports de sortie du six-port.

Nous avons illustré les paramètres de transmissions entre le port d'entrée *LO* et les quatre sorties à la figure 6-26. Nous remarquons qu'autour de nos fréquences souhaitées pour le fonctionnement du six-port, les valeurs  $S_{51}$ ,  $S_{52}$ ,  $S_{53}$ ,  $S_{54}$  sont d'environ  $-6 \text{ dB}$ . Aussi, nous avons présenté les paramètres de transmission entre le port d'entrée RF et les quatre sorties à la figure 6-27. Les valeurs  $S_{61}$ ,  $S_{62}$ ,  $S_{63}$ ,  $S_{64}$  sont d'environ  $-6 \text{ dB}$  autour de  $12 \text{ GHz}$  et  $24 \text{ GHz}$ . Nous remarquons qu'autour de nos fréquences souhaitées pour le fonctionnement du six-port, le partage du signal est presque parfait entre les sorties.

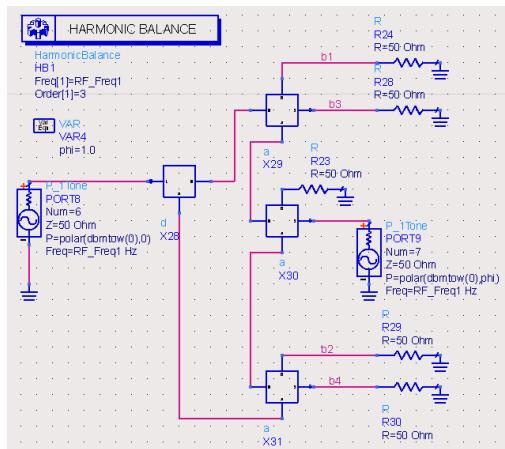


Figure 6-28 : Le schéma de simulation d'équilibrage harmonique du six-port à 12 GHz.

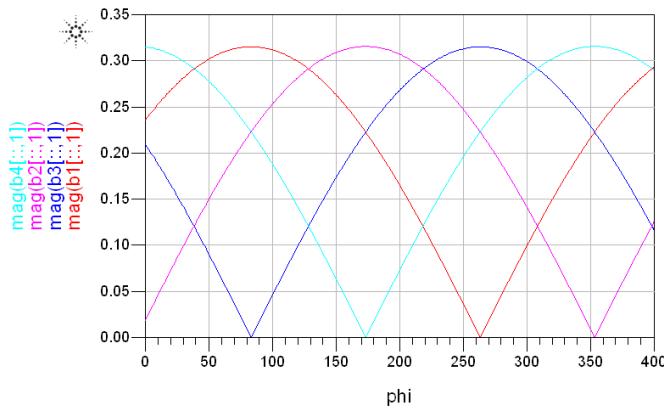


Figure 6-29 : Amplitudes des tensions de sortie par rapport à la variation du déphasage entre les deux signaux d'entrée à 12 GHz.

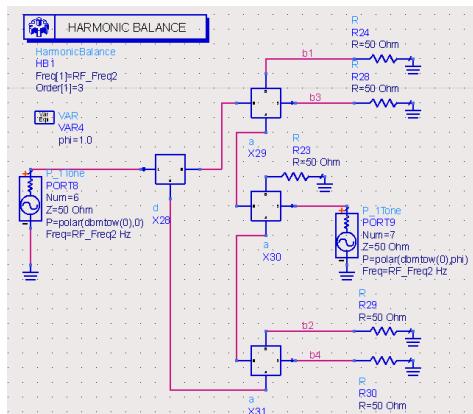


Figure 6-30 : Le schéma de simulation d'équilibrage harmonique du six-port à 24 GHz.

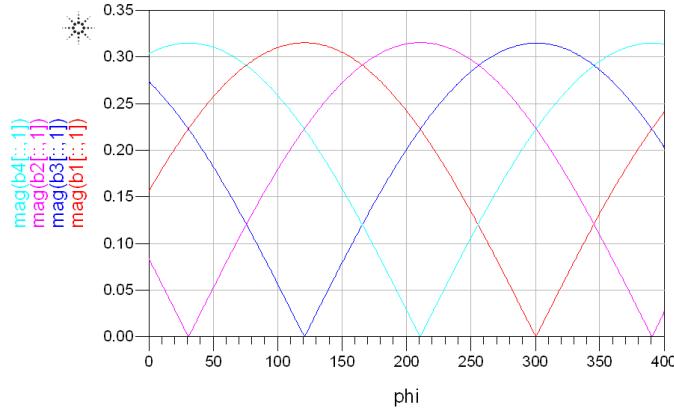


Figure 6-31 : Amplitudes des tensions de sortie par rapport à la variation du déphasage entre les deux signaux d'entrée à 24 GHz.

Pour voir les qualités de discriminateur de phase de la jonction six-port sans les quatre détecteurs, nous avons implémenté les circuits des figures 6-28 et 6-30. Nous avons étudiés les quatre tensions de sortie en fonction de la variation du déphasage, et cela pour des puissances des deux signaux d'entrée *RF* fixe à 0 dBm (à nos deux bandes de fréquence). D'après les deux figures 6-29 et 6-30, nous remarquons que les amplitudes des tensions de sortie sont déphasées par des multiples de 90°. Ces résultats confirment le bon fonctionnement de la jonction six-port comme discriminateur de phase à nos deux bandes de fréquence désirées.

## 6.9 Réseau bi-bande à antennes patchs

Dans cette section, nous allons développer l'antenne nécessaire à la détection vitale avec le système harmonique. Une antenne est un dispositif permettant de rayonner ou de capter les ondes électromagnétiques dans un angle déterminé.

Plusieurs techniques ont été proposées pour la conception d'antennes multi-bandes telles que l'utilisation de structures à plusieurs fils (par exemple des monopôles ou des dipôles) [100], les antennes en spirale [101], les antennes avec géométries fractales [103], les antennes patchs [103-104], et les antennes Yagi [105]. Cependant, la plupart de ces antennes n'ont pas un gain suffisamment élevé ou ont des degrés de liberté limitées pour le choix des deux fréquences de

fonctionnement (par exemple, certaines d'entre elles ne peuvent pas fonctionner à des fréquences qui sont multiples).

Fondamentalement, les antennes bi-bande doivent fonctionner aux deux bandes de fréquence avec des gains de rayonnement semblables et avec une bonne adaptation. L'obtention de ces caractéristiques avec une technologie planaire est un défi important.

Récemment, un réseau d'antennes micro-ruban bi-bande a été développé avec une combinaison de deux structures à bandes interdites électromagnétiques (EBG, Electromagnetic Band Gap) [106]. Ce réseau est constitué de deux sous-réseaux d'antennes patchs fonctionnant chacun aux deux bandes de fréquence d'opération. Un duplexeur est utilisé pour séparer les deux sous-réseaux, à l'aide de deux structures EBG qui fonctionnent comme réjecteur de bande pour chaque fréquence.

Un autre réseau d'antennes micro-ruban double bande a été proposé dans [107]. Ce réseau est constitué d'une cascade de lignes micro-ruban qui ont des caractéristiques de filtre passe-bas en raison des discontinuités périodiques au niveau des jonctions transposées. Le diagramme de rayonnement du réseau proposé est omnidirectionnel dans le plan H. Cette caractéristique n'est pas souhaitable pour notre application de détection, où un seul faisceau directif dans la direction du patient est préféré [65].

Basé sur le même concept de la caractéristique de filtre passe-bas qui est proposé dans [108], nous avons développé un nouveau réseau d'antennes patch micro-ruban à un seul port [109]. Toutefois, le diagramme de rayonnement du réseau proposé a un seul faisceau directif. En outre, pour notre analyse et notre conception, nous utilisons la notion des antennes patch avec alimentation en série [110-112] ainsi que le principe de l'alimentation par couplage de proximité utilisé dans les antennes log-périodiques micro-ruban [113-114]. Cette antenne est conçue pour notre application biomédicale radar, où un seul réseau d'antennes qui fonctionnent à la fréquence fondamentale et ses harmoniques pourrait améliorer significativement la performance des systèmes de surveillance sans augmenter sa complexité et son coût.

### 6.9.1 Conception de l'antenne

La figure 6-32 montre la géométrie du réseau d'antenne micro-ruban double bande proposée. Le réseau est conçu avec un seul port d'entrée et peut fonctionner à deux bandes de fréquences  $f_1, f_2$  (à 12 GHz et 24 GHz, respectivement).

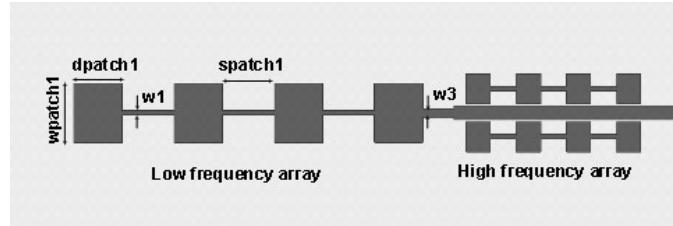


Figure 6-32 : Géométrie de l'antenne patch bi-bande proposée.

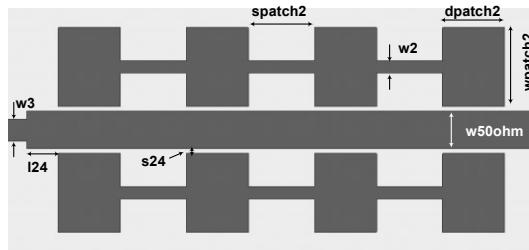


Figure 6-33 : Géométrie du sous-réseau d'antennes alimenté par couplage électromagnétique fonctionnant dans la bande de fréquence haute.

Comme illustré sur la figure 6-32, l'antenne se compose d'un sous-réseau de patchs avec une alimentation par couplage et rayonnant à la bande de fréquence haute ainsi que d'un réseau d'antenne alimenté en série et fonctionnant dans la bande de fréquence basse. Une vue agrandie du sous-réseau à haute fréquence est présentée à la figure 6-33. Chaque sous-réseau (bandes basse et haute) est d'abord conçu séparément en fonction de sa fréquence de fonctionnement.

Les principaux paramètres géométriques sont :  $wpatch_1$  et  $wpatch_2$  qui sont les largeurs des patchs aux fréquences inférieures et supérieures, respectivement ;  $dpatch_1$  et  $dpatch_2$  sont les longueurs des patchs ;  $w_1$  et  $w_2$  sont les largeurs des lignes de transmission reliant les patchs ; et  $spatch_1$  et  $spatch_2$  sont les longueurs des lignes de transmission reliant les patchs.

Étant donné que chaque réseau utilise un patch micro-ruban comme éléments rayonnants, un élément unique pour chaque bande de fréquence a été conçu. La procédure de conception commence par le calcul des dimensions des patchs en utilisant des formules suivantes :

La largeur de patch  $w_{patch_i}$ , peut être calculée à partir de [110-112] :

$$w_{patch_i} = \frac{c}{2 f_i} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}}, \quad (6.45)$$

où  $\epsilon_r$  la constante diélectrique du substrat et  $f_i$  est la fréquence de chaque bande i (i=1, 2).

Les longueurs des patchs peuvent être trouvées à partir de l'équation suivante [110-112] :

$$d_{patch_i} = \frac{c}{2 f_i \sqrt{\epsilon_{refi}}}, \quad (6.46)$$

où  $\epsilon_{refi}$  est la constante diélectrique efficace qui tient compte des lignes de champ qui sont dans l'air au-dessus du substrat. Cette constante diélectrique effective peut être calculée selon la formule approximative suivante [110-112] :

$$\epsilon_{refi} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[ 1 + 1.2 \frac{h}{w_{patchi}} \right]^{-\frac{1}{2}}, \quad (6.47)$$

où  $h$  est l'épaisseur du substrat.

En se basant sur les formules qui viennent d'être présentées et pour chaque fréquence de fonctionnement, un modèle de l'élément rayonnant a été simulé et optimisé en utilisant le logiciel HFSS, puis il a été utilisé en tant que bloc pour un élément de réseau d'antennes de 4x1.

Dans les réseaux d'antennes 4x1, les longueurs de lignes de transmission reliant les patchs ( $spatch1$  et  $spatch2$ ) ont été fixées en fonction des besoins d'alimentation en phase pour un rayonnement maximal. Pour cela, la longueur électrique devrait être la moitié de longueur d'onde.

Pour le réseau de la bande haute, deux ensembles de réseau optimisés sont disposés des deux côtés de la ligne de  $50\Omega$ , afin de les alimenter à l'aide de la technique de couplage électromagnétique (couplage capacitif, couplage de proximité). Une procédure similaire pour l'utilisation du couplage de proximité peut être trouvée dans [112-113] pour les antennes micro-ruban log-périodiques.

L'antenne est conçue sur le substrat Rogers RT/ duroid 5880 avec une épaisseur  $h=30$  mil et une permittivité relative  $\epsilon_r=2.2$ . Les dimensions du réseau complet optimisé sont les suivants :  $w_{patch1}=9.3$  mm,  $d_{patch1}=7.9$  mm,  $spatch1=8.4$  mm,  $w1=0.8$  mm,  $w2=0.8$  mm,  $w_{patch2}=4.8$  mm,  $d_{patch2}=3.9$  mm,  $spatch2=4.2$  mm,  $w3=1.4$  mm,  $l24= 2.5$  mm,  $s24= 0.4$  mm,  $w50\Omega=2.3$  mm.

### 6.9.2 Effet de la position des sous-réseaux fonctionnant dans la bande haute

L'écart  $s24$  qui contrôle le couplage entre les patchs du réseau fonctionnant à haute fréquence et la ligne  $50\Omega$  d'alimentation et la distance  $l24$  ont été soigneusement optimisé pour une bonne transmission à la bande des basses fréquences et une bonne efficacité de rayonnement à la bande des hautes fréquences.

La figure 6-34 montre l'effet de la variation de la distance  $s24$  de  $0 \text{ mm}$  à  $2.4 \text{ mm}$ . Si cet espace est trop petit, l'adaptation de l'antenne finale sera détériorée. D'autre part, si  $s24$  est trop élevé, il n'y a pas assez de couplage avec les réseaux de la bande haute ce qui peut donner un mauvais rendement de rayonnement à  $24 \text{ GHz}$ . Donc, la distance optimale est entre ces deux extrémités.

L'effet de la distance  $l24$  est illustré sur la figure 6-35, pour  $l24 = 0.1 \text{ mm}$  à  $3.4 \text{ mm}$ . Cette distance affecte principalement la bande des hautes fréquences, et elle n'est pas critique pour l'adaptation d'impédance à  $12 \text{ GHz}$ . Cela est dû au fait que le premier élément du réseau à basses fréquences contribue au rayonnement aux hautes fréquences comme il sera montré à la section 6.9.4.

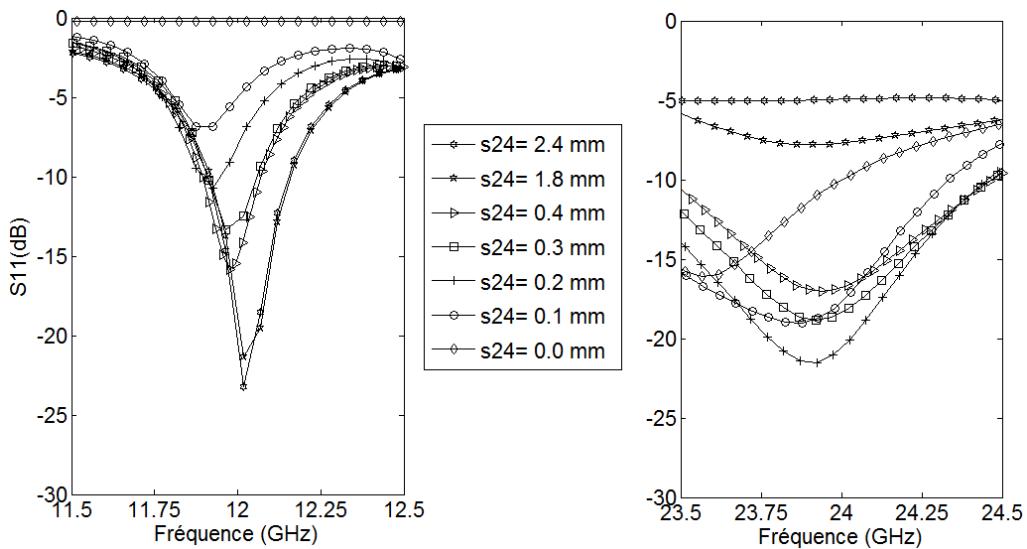


Figure 6-34 : Coefficient de réflexion de l'antenne pour différentes distances  $s24$ .

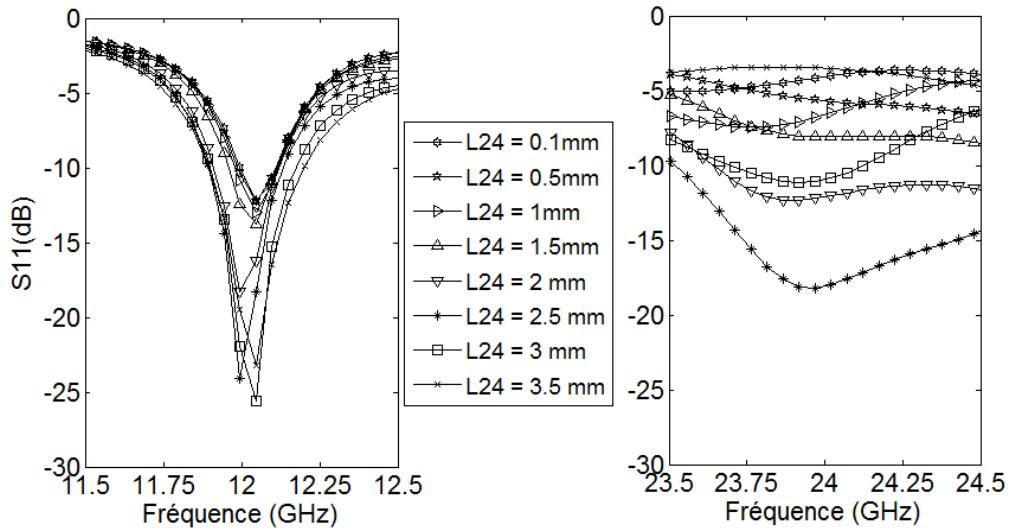


Figure 6-35 : Coefficient de réflexion de l'antenne pour différentes longueurs  $l_{24}$ .

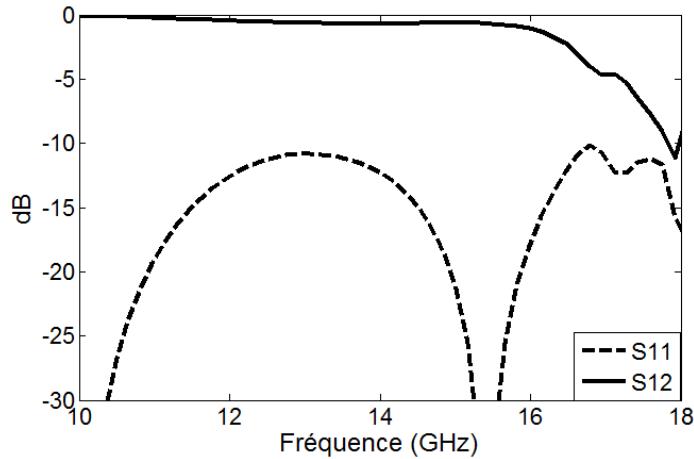


Figure 6-36 : Caractéristiques de fréquence du circuit filtre passe-bas.

### 6.9.3 Analyse du circuit filtre passe-bas

Une analyse de la caractéristique de transmission de la ligne d'alimentation  $50\Omega$  du réseau a également été réalisée en utilisant HFSS d'Ansoft. La figure 6-36 montre les coefficients de réflexion et de transmission simulés de la ligne  $50\Omega$  avec une alimentation à deux ports en présence du sous-réseau fonctionnant aux hautes fréquences (réf. Figure 6-33, sans la ligne de largeur  $w3$  et sans les éléments des basses fréquences). À partir de ces courbes, on peut voir que l'adaptation d'impédance à la bande basse ne sera pas significativement perturbée par la présence des éléments

des hautes fréquences et une bonne transmission (faible perte d'insertion) est observée à partir des deux ports de la ligne d'alimentation à basses fréquences. Cela permettra d'assurer une bonne excitation du réseau dans la bande basse.

#### 6.9.4 Analyse de la distribution du champ électrique

Une autre étude qui concerne la distribution du courant électrique aux deux fréquences de fonctionnement a été réalisée en utilisant le même simulateur. Les distributions du courant électrique pour l'antenne complète à  $12\text{ GHz}$  et  $24\text{ GHz}$  sont présentées à la figure 6-37 et la figure 6-38, respectivement. D'après la figure 6-37, à basse fréquence, tout le courant est situé dans les éléments à faible fréquence et les éléments à haute bande ne sont pas impliqués. D'après la figure 6-38, aux hautes fréquences, le courant est principalement localisé dans les éléments du réseau fonctionnant à hautes fréquences et une partie du courant se trouve dans le premier élément du réseau fonctionnant à basse fréquence, mais pas dans d'autres éléments de ce dernier.

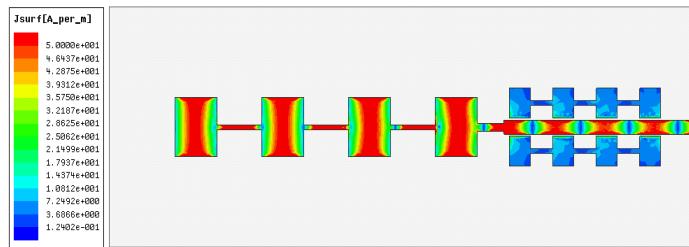


Figure 6-37 : Distribution du courant électrique à  $12\text{ GHz}$ .

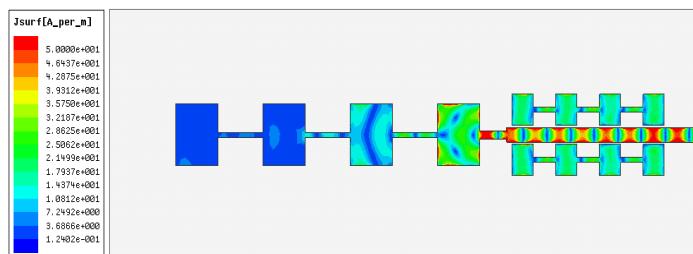


Figure 6-38 : Distribution du courant électrique à  $24\text{ GHz}$ .

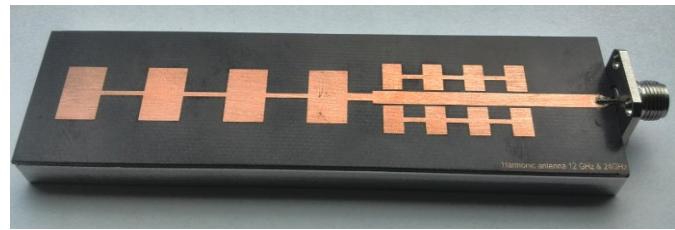


Figure 6-39 : Photo de l'antenne fabriquée.

### 6.9.5 Performances de l'antenne simulées et mesurées à champ lointain

Pour valider le concept et l'analyse proposée, un prototype a été fabriqué et testé. La figure 6-39 représente le réseau d'antennes à double bande fonctionnant à  $12\text{ GHz}$  et  $24\text{ GHz}$ . Les coefficients de réflexion simulés et mesurés du réseau bi-bande sont donnés aux figures 6-40 et 6-41 aux bandes des basses et hautes fréquences, respectivement. Ces courbes montrent une similarité entre les résultats des simulations et des mesures. Les légères différences sont probablement dues à la tolérance dans la constante diélectrique du substrat et dans le processus de fabrication. Les bandes relatives d'adaptation (pour  $S_{11} < -10\text{ dB}$ ) sont de 3.2% et 2% aux basses et hautes fréquences, respectivement.

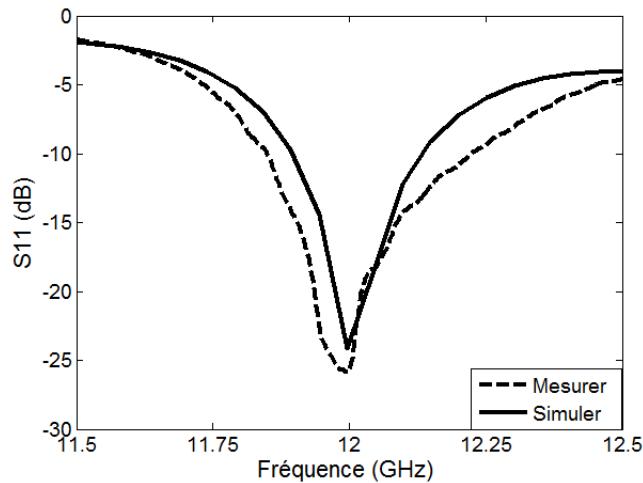


Figure 6-40 : Coefficient de réflexion de l'antenne à la bande des basses fréquences.

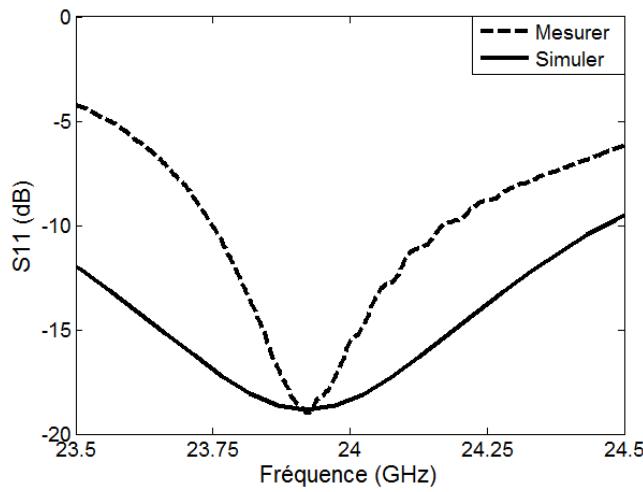


Figure 6-41 : Coefficient de réflexion de l'antenne à la bande des hautes fréquences.

Les diagrammes de rayonnement de l'antenne proposée ont été mesurés dans une chambre anéchoïque. Les diagrammes de rayonnement simulés et mesurés dans le plan E (plan avec la plus haute directivité, le long des rangées linéaires) sont présentés aux figures 6-42 et 6-43, à  $12 \text{ GHz}$  et  $24 \text{ GHz}$ , respectivement. On peut observer que les diagrammes de rayonnement simulés et mesurés sont similaires.

D'après les figures 6-42 et 6-43, les lobes secondaires sont inférieurs à  $-12 \text{ dB}$  dans la bande de fréquence basse et sont légèrement supérieurs, mais inférieur à  $-10 \text{ dB}$  dans la bande des hautes fréquences. Cette augmentation des lobes secondaires dans la bande de fréquence haute est due à l'effet du premier élément du réseau fonctionnant aux basses fréquences. Nous avons mesuré des gains de  $13.3 \text{ dBi}$  et  $13.9 \text{ dBi}$ , à  $12 \text{ GHz}$  et  $24 \text{ GHz}$ , respectivement. Les gains relativement proches aux deux fréquences de fonctionnement sont une caractéristique importante pour plusieurs applications, dont notre application de radar harmonique. De plus, on peut noter que les gains sont relativement élevés, ce qui permettra d'améliorer la détection de notre radar.

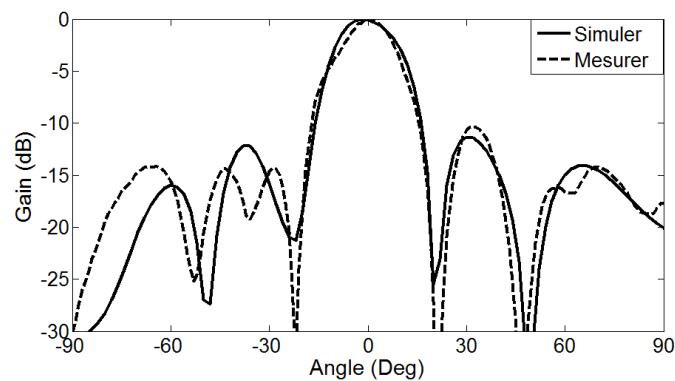


Figure 6-42 : Diagrammes de rayonnement dans le plan E à 12 GHz.

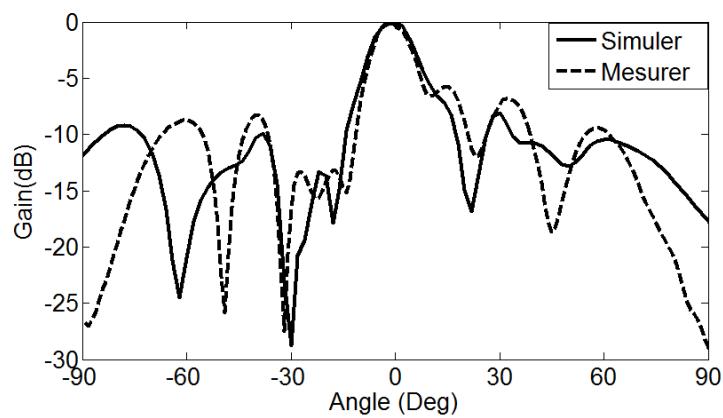


Figure 6-43 : Diagrammes de rayonnement dans le plan E à 24 GHz.

## CHAPITRE 7 VALIDATION ET MESURES EXPÉRIMENTALES DU RADAR HARMONIQUE POUR LA DÉTECTION DES SIGNES VITIAUX

Ce chapitre présente les mesures expérimentales permettant de valider le concept et l'analyse du radar harmonique proposée. Le prototype de radar harmonique a été mis en œuvre et ses performances ont été testées expérimentalement avec une plaque en mouvement périodique et également avec des patients. Des mesures ont été effectuées à l'aide de deux radars harmoniques fonctionnant à 12 et à 24 GHz simultanément. Le premier utilisant le mélangeur et le deuxième utilisant la jonction six-port. Des séries de tests sur des sujets volontaires ont été effectuées (des mesures à différentes distances par rapport au radar). Comme référence, on a opté pour l'utilisation d'un oxymètre donnant la saturation en oxygène du sang et la fréquence cardiaque. Le bruit et la sensibilité de ce système radar harmonique fonctionnant à 12 GHz et 24 GHz pour la détection de signes vitaux ont été étudiés expérimentalement. Il a été prouvé que la solution de radar harmonique est capable d'augmenter la sensibilité de détection en augmentant le rapport *SNR*.

### 7.1 Mesures utilisant le mélangeur

#### 7.1.1 Prototype de mesures

Plusieurs tests et mesures ont été effectués dans le laboratoire de recherche Poly-Grames afin d'étudier les possibilités de détection de signes vitaux au moyen du radar harmonique sans contact. L'objectif était de démontrer la faisabilité de l'approche proposée, évaluer l'effet des amplitudes du signal mesuré, de la distance entre le sujet (assis face au radar) et l'antenne bi-bandes du système utilisé. La figure 7-1 illustre le prototype de radar testé et dont ses paramètres sont mentionnés au tableau 7-1.

Les mesures reposent sur la génération de deux signaux hyperfréquences dirigés vers l'antenne d'émission /réception par le biais du circulateur. En émission, ces deux signaux vont cibler un mouvement périodique soit la poitrine du sujet ou le mouvement périodique d'une plaque métallique. À la réception, l'onde sera captée par la même antenne et sera dirigé vers le détecteur

aussi à travers le circulateur. Le signal reçu sera converti vers les basses fréquences à travers un mélangeur de Hittite *HMC773LC3B* fonctionnant de  $6 \text{ GHz}$  à  $26 \text{ GHz}$ . Après collection des données à basses fréquences en utilisant l'oscilloscope, nous avons utilisé un code développé sur Matlab pour extraire les paramètres souhaités avec le radar harmonique à savoir le rythme cardiaque et respiratoire.

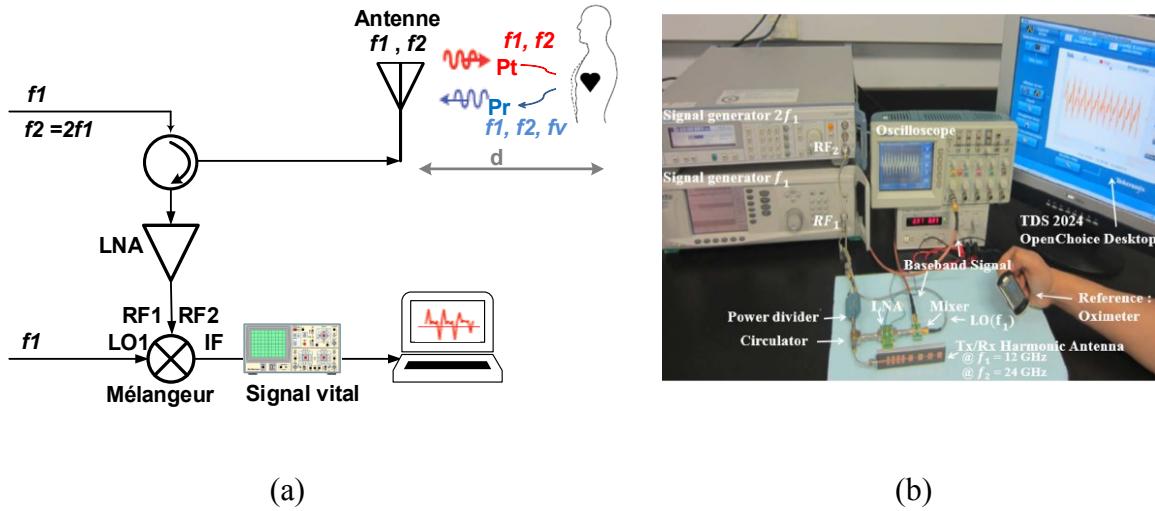


Figure 7-1 : (a) Diagramme bloc et (b) photographie du banc de test de mesure du radar harmonique.

Tableau 7-1 : Caractéristiques des composants et circuits pour le système radar.

| Composants                   | Fabricant et spécifications   |
|------------------------------|---|
| Réseau d'antennes patchs 4x1 | Fabriqué au centre de recherche Poly-Grames<br>$12 \text{ GHz}$ ( $13.3 \text{ dB}$ Gain), $24 \text{ GHz}$ ( $13.9 \text{ dB}$ Gain) |
| Mélangeur                    | Hittite <i>HMC773LC3B</i> 6-26 GHz<br>Pertes de conversion : 8-9 dB.  |
| LNA                          | Hittite <i>HMC342LC4</i> , Figure de bruit de 3.5 dB, Gain of 22dB (12 GHz), 20dB (24 GHz).   |
| Diviseur de puissance        | <i>PDK-25R-23G</i> (6-40 GHz), MERRIMAC<br>Pertes d'insertion = 2.5 dB ; Isolation = 14 dB.   |
| Circulateur                  | <i>T-16553T-1A</i> from Teledyne Microwave<br>Pertes d'insertion $\leq 0.8 \text{ dB}$ ; Isolation $\geq 14 \text{ dB}$ .             |

### 7.1.2 Mesures en utilisant la plaque métallique

Pour une bonne comparaison entre le radar conventionnel uni-fréquence et le radar harmonique proposé, nous avons effectué une série de mesures en utilisant la plaque métallique (figure 7-2). Cette plaque métallique se déplace toujours à la même période et il est possible de fixer avec une bonne précision la distance entre la plaque et le système radar. Dans cette sous-section, l'oscillateur sera remplacé par un générateur de signaux. La puissance de sortie du générateur de signaux est de  $13 \text{ dBm}$  alors qu'on utilise le radar conventionnel à  $12 \text{ GHz}$  ou à  $24 \text{ GHz}$  et de  $10 \text{ dBm}$  lorsque le radar harmonique à deux fréquences est utilisé pour la collection des données. Après collection des données du signal reçu utilisant l'oscilloscope, nous avons utilisé un code développé sur Matlab pour extraire les paramètres souhaités à savoir les rythmes cardiaques et respiratoires. Une fonction d'autocorrélation est utilisée pour améliorer les résultats en corrélant les signaux reçus. La puissance reçue est extraite de la tension reçue [114] en utilisant la formule  $\left[ \frac{1}{2} |V|^2 / 50 \Omega \right]$ .



Figure 7-2 : Système fabriqué de la plaque métallique en mouvement périodique.

Plusieurs distances sont considérées entre la plaque métallique oscillant périodiquement et l'antenne du radar (Conventionnel ou harmonique) :  $d_0 = 9 \text{ cm}$ ,  $d_0+1 \text{ mm}$  et  $d_0+2 \text{ mm}$ . Pour ces trois distances, les spectres mesurés sont présentés aux figures 7-3, 7-4 et 7-5 pour le système conventionnel à  $12 \text{ GHz}$ , le système conventionnel à  $24 \text{ GHz}$  et le système harmonique. La fréquence de mouvement mesuré est exactement la même pour tous les cas. En outre, ces courbes illustrent à nouveau le problème des points nuls pour les systèmes conventionnels et aussi, montrent une amélioration de la détection en utilisant le système harmonique.

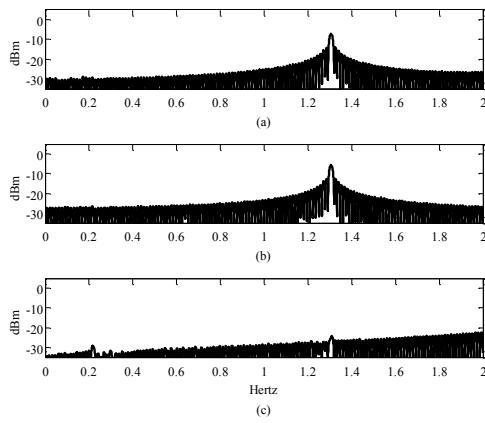


Figure 7-3 : Spectre du signal mesuré pour un mouvement périodique de la plaque métallique utilisant le radar conventionnel à 12 GHz à (a)  $d_0$  (b)  $d_0 + 1\text{mm}$  (c)  $d_0 + 2\text{mm}$ .

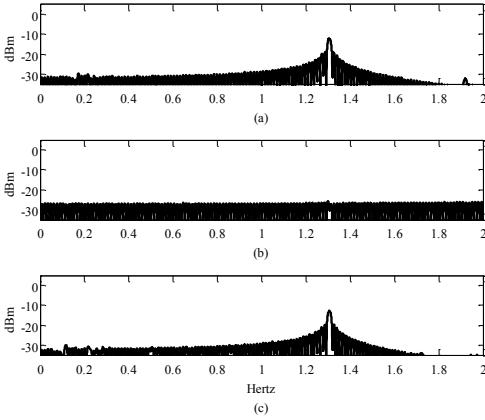


Figure 7-4 : Spectre du signal mesuré pour un mouvement périodique de la plaque métallique utilisant le radar conventionnel à 24 GHz à (a)  $d_0$  (b)  $d_0 + 1\text{mm}$  (c)  $d_0 + 2\text{mm}$ .

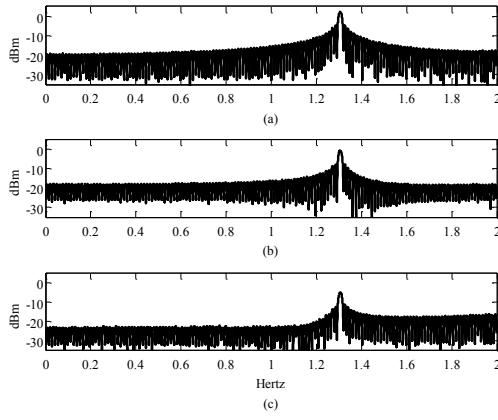


Figure 7-5 : Spectre du signal mesuré pour un mouvement périodique de la plaque métallique utilisant le radar harmonique proposé à 12 GHz et à 24 GHz à (a)  $d_0$  (b)  $d_0 + 1\text{mm}$  (c)  $d_0 + 2\text{mm}$ .

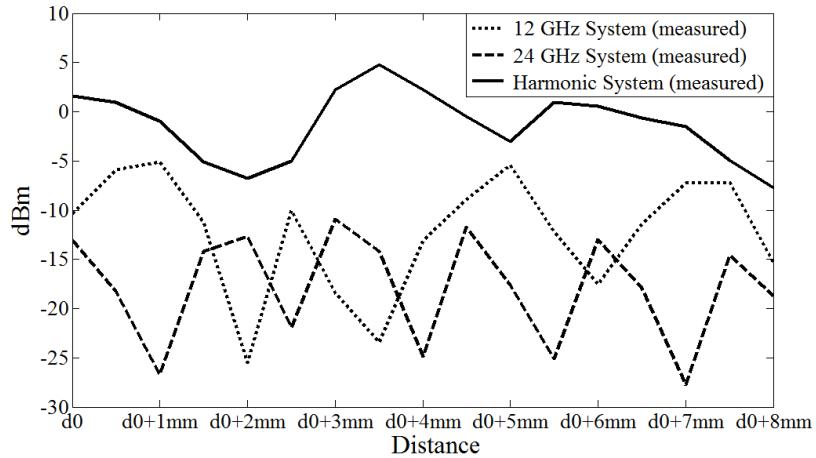


Figure 7-6 : Puissances mesurées reçues pour un mouvement périodique de la plaque métallique.

Les puissances mesurées pour des distances variant de  $d_0$  à  $d_0+8\text{mm}$  sont illustrées dans la figure 7-6. Les résultats montrent bien le problème des points nuls en fonction de la distance. Une amélioration de la puissance reçue entre  $3\text{ dB}$  et  $27.4\text{ dB}$  est observée avec le système harmonique par rapport aux mesures collectées avec les deux radars conventionnels à  $12\text{ GHz}$  ou  $24\text{ GHz}$  séparément.

### 7.1.3 Considération importante pour la santé et la sécurité

Avant de commencer les mesures sur des patients, une question de sécurité au sujet de la santé humaine devrait être prise en compte. Il est généralement admis qu'une exposition à long terme aux ondes électromagnétiques sur des patients peut être délicat, voire dangereux si la densité de puissance est supérieure aux limites acceptées. La densité maximale d'énergie d'exposition  $S$  est donnée à l'équation (4-4). Pour les besoins de nos mesures, les densités de puissance évaluée sont résumées dans le tableau 7-2 suivant les puissances transmises et les gains d'antennes à plusieurs distances. La densité de puissance maximale obtenue est beaucoup plus faible que la densité de puissance maximale autorisée par Santé Canada [80]. Les mesures proposées, par conséquent, ne posent aucun risque pour l'être humain.

Tableau 7-2 : Densité de puissance rayonnée maximale acceptable.

| Systèmes | Gain de l'antenne (dBi) | Énergie transmise (dBm) | S (W/m <sup>2</sup> ) calculée |         |       | La densité de puissance maximale autorisée S (W/m <sup>2</sup> ) |
|----------|-------------------------|-------------------------|--------------------------------|---------|-------|--|
|          |                         |                         | à 20 cm                        | à 50 cm | à 1 m |  |
| 12 GHz   | 13.3                    | 10                      | 0.398                          | 0.064   | 0.016 | 10 [80]  |
|          |                         | 13                      | 0.796                          | 0.127   | 0.032 |  |
| 24 GHz   | 13.9                    | 10                      | 0.318                          | 0.051   | 0.013 | 10 [80]  |
|          |                         | 13                      | 0.645                          | 0.102   | 0.025 |  |

#### 7.1.4 Mesures vitales

Pour valider et évaluer la capacité de notre système pour un contrôle de l'activité cardio-respiratoire d'un patient, nous avons effectué une série de mesures avec le même patient à environ *50 cm* de distance séparant le patient à l'antenne. Sauf pour le mouvement de son corps en raison de la respiration et des battements cardiaques, le patient ne bouge pas pendant *40 secs*, durée de la prise des mesures. Comme dans la section précédente, une Transformation de Fourier Discrète (*TFD*) est appliquée au signal enregistré de l'oscilloscope. Les puissances émises sont les mêmes que précédemment, ce qui est sans danger pour une utilisation vitale. Dans ce qui suit, nous allons comparer les spectres reçus avec les radars conventionnels et ceux reçus avec le radar harmonique.

Les figures 7-7 et 7-8 montrent les spectres mesurés avec les deux radars conventionnels à *12 GHz* ou à *24 GHz*, séparément. Le spectre de détection vitale pour le même patient à l'aide du système harmonique est représenté sur la figure 7-9. Nous pouvons voir qu'il est facile de distinguer la respiration et le rythme cardiaque sans un filtrage supplémentaire. Le taux de respiration mesurée est de l'ordre de *0.4 Hz* (taux normal se situe entre *0.1* et *0.8 Hz*) et le rythme cardiaque est compris entre *1.2 Hz* et *1.6 Hz* (les battements cardiaques normaux sont entre *0.8 Hz* à *3 Hz*). On peut noter que la différence d'amplitude entre les rythmes cardiaques et respiratoires est due au déplacement du poumon qui est habituellement *10 fois* plus grand que le déplacement causé par les battements cardiaques.

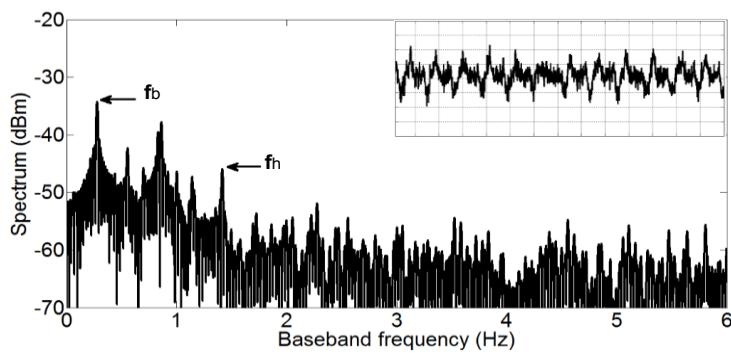


Figure 7-7 : Spectre du signal vital mesuré à l'aide du radar conventionnel à 12 GHz.

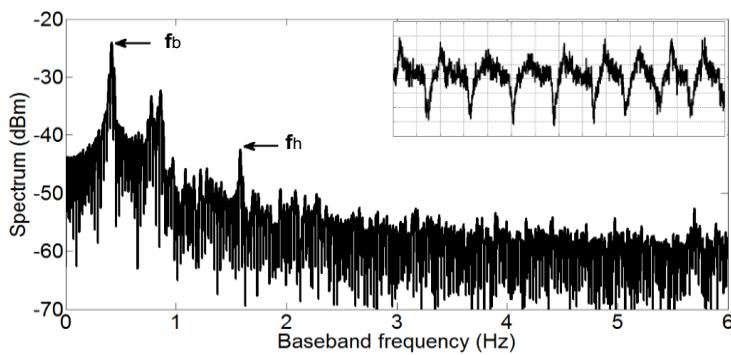


Figure 7-8 : Spectre du signal vital mesuré à l'aide du radar conventionnel à 24 GHz.

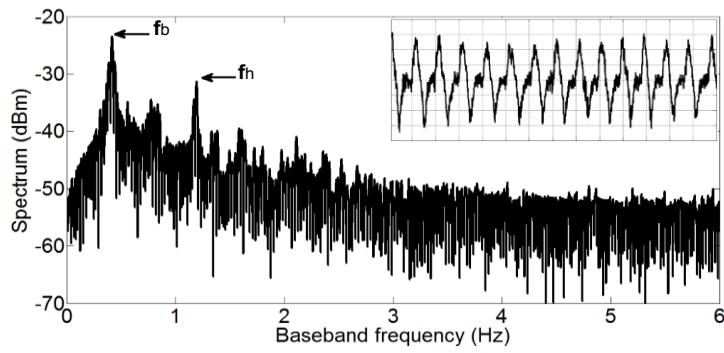


Figure 7-9 : Le système radar harmonique fonctionnant à 12 GHz et 24 GHz avec un déphasage de  $45^\circ$ .

De la figure 7-9, le signal cardiaque est d'environ  $10 \text{ dB}$  plus élevé que le niveau de bruit à  $50 \text{ cm}$ . Le SNR liés à la pulsation cardiaque est d'environ  $3 \text{ dB}$  à  $70 \text{ cm}$  (sur la base de l'analyse présentée au tableau 7-2, la puissance reçue diminue d'environ  $3.4 \text{ dB}$  tous les  $10 \text{ cm}$ ). Pour augmenter la portée du système, on doit augmenter la puissance transmise tout en respectant la densité maximale autorisée. Pour se conformer à la réglementation de la sécurité de la santé, nous avons constaté que la puissance transmise maximale est d'environ  $20 \text{ dBm}$ . Pour notre prototype, les composants actifs ne peuvent pas soutenir plus de  $21 \text{ dBm}$  de puissance. De ces considérations avec une puissance d'entrée de  $20 \text{ dBm}$ , la portée du système est estimée à *1 mètre*.

### 7.1.5 Mesures vitales et répétabilité du système

Pour évaluer la capacité et la répétabilité de la surveillance des signes vitaux à l'aide du radar harmonique, il est important de comparer les résultats de détection en temps réel avec d'autres systèmes. Un oxymètre de la compagnie *CONTEC* est utilisé comme référence du rythme cardiaque en mesurant le pouls comme le montre la figure 7-10.

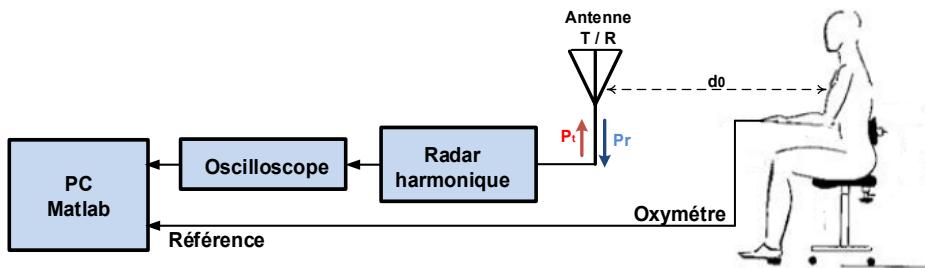


Figure 7-10 : Configuration pour la mesure du rythme cardiaque.

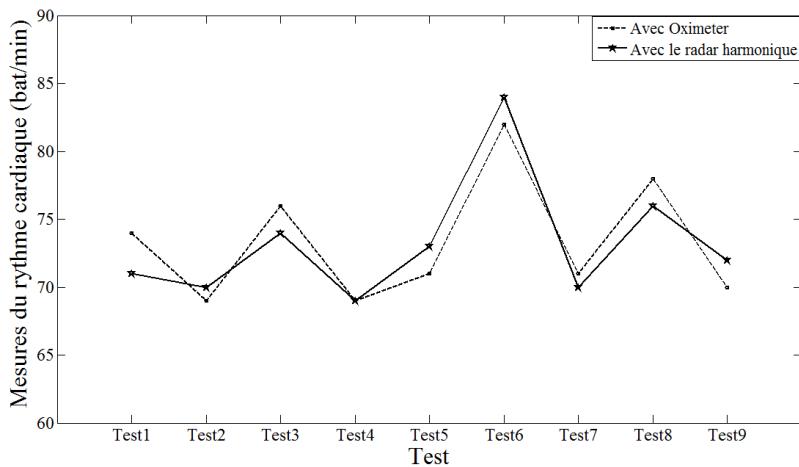


Figure 7-11 : Mesures du rythme cardiaque avec l'oxymètre et avec le système radar harmonique.

Une succession de plusieurs mesures ont été effectuées en utilisant le radar harmonique et avec l'oxymètre connecté au doigt du même patient. Les mesures collectées à des intervalles de temps de *40 secondes* pour chaque mesure à une distance de *50 cm* entre le patient et l'antenne sont présenté à la figure 7-11. Après le traitement pour la séparation des battements cardiaques et de la respiration, les signaux de fréquence cardiaque ont été comparés avec les signaux de références (pouls) collectés avec l'oxymètre. De cette figure 7-11, les signaux cardiaques détectés avec le système radar harmonique coïncident avec les mesures de référence collectées en utilisant l'oxymètre. Cela prouve la capacité du radar harmonique pour la surveillance des signes vitaux à savoir les battements cardiaques et la respiration.

Treize autres tests ont été effectué pour un autre patient et cela pour une analyse statique sur la répétabilité du système radar harmonique. Pour chaque intervalle de temps de *40 secs*, le rythme cardiaque est également mesuré avec l'oxymètre de *CONTEC*. Différents états physiques du patient sont considérés (changer l'activité physique et faire de l'effort avant la prise de mesures).

Le tableau 7-2 rapporte le rythme cardiaque en (battements / min) mesurée avec les deux systèmes et à chaque mesure, l'erreur obtenue entre les résultats est donnée en (%). Les tests 4 et 6 ont été effectués après une activité physique du patient (courir). Pour ces cas, cela explique pourquoi le rythme cardiaque est supérieur à *90 battements / min*.

D'après le tableau 7-2, on peut voir que l'erreur est inférieure à *4.4%* pour tous les cas. La différence moyenne est d'environ *2%* (une erreur de moins de *2 battements / min*), ce qui valide la capacité du système harmonique pour mesurer avec précision le rythme cardiaque. En outre, on peut noter que la différence moyenne mesurée entre les résultats du système harmonique et de l'oxymètre (*2%*) est aussi égale à la tolérance donnée par la fiche de données de l'oxymètre *CONTEC*.

Tableau 7-3 : Performances expérimentales de détection absolue des battements cardiaques.

| Test | Battements cardiaques mesurés avec l'oxymètre (bat/min). | Battements cardiaques mesurés avec le radar harmonique (bat/min). | Erreur (%) |
|------|--|---|------------|
| 1    | 68.4   | 70  | 2.3        |
| 2    | 67.8   | 66  | 2.7        |
| 3    | 74.8   | 75  | 0.27       |
| 4    | 93.6   | 92  | 1.74       |
| 5    | 73.2   | 75  | 2.4        |
| 6    | 91.8   | 88  | 4.32       |
| 7    | 76.2   | 78  | 2.3        |
| 8    | 79.8   | 78  | 2.3        |
| 9    | 75   | 75  | 0          |
| 10   | 69.9   | 71  | 1.46       |
| 11   | 75   | 74  | 1.25       |
| 12   | 74   | 71  | 4.22       |
| 13   | 73.2   | 72  | 1.91       |

On peut noter qu'il n'y a pas d'autre dispositif qui peut être utilisé comme référence pour la mesure de la fréquence respiratoire au laboratoire. Toutefois, il convient de noter que la mesure à distance de la fréquence respiratoire est moins difficile par rapport à la mesure de la fréquence cardiaque, car le pic respiratoire est beaucoup plus élevé.

### 7.1.6 Validation du déphasage pour la résolution des points nuls

Pour vérifier l'analyse de la résolution du problème des points nuls à l'aide d'un déphaseur, des séries de mesures ont étaient effectués avec la plaque métallique et aussi avec des patients. D'après l'analyse théorique, la détection optimale est obtenue en utilisant le radar harmonique avec un déphasage de  $45^\circ$  entre les deux porteuses. La figure 7-12 représente l'amplitude des signaux reçus de la plaque métallique en fonction du décalage de phase entre les deux fréquences porteuses. La figure 7-13 présente les amplitudes des signaux vitaux reçus pour un patient en fonction du décalage de phase. Ces résultats sont conformes à notre étude théorique montrant qu'un déphasage de  $45^\circ$  donne une détection optimale.

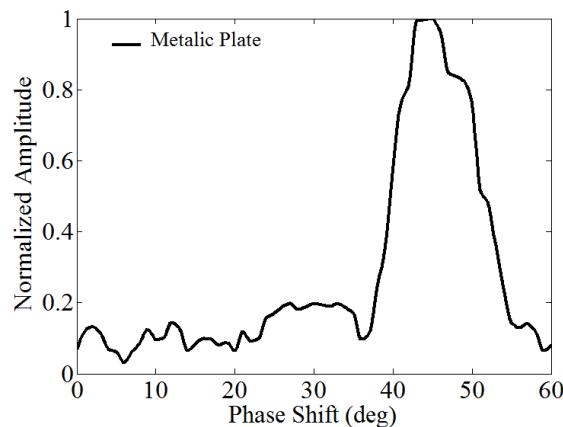


Figure 7-12 : Puissance mesurée normalisée du signal reçu pour la plaque métallique en mouvement *vs* le décalage entre les deux porteuses.

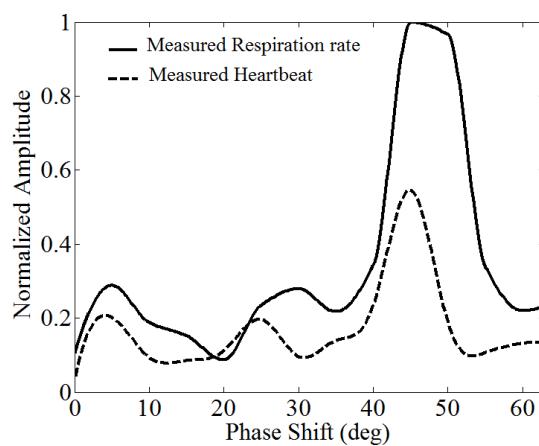


Figure 7-13 : Puissance mesurée normalisée du signal vital reçu de la cage thoracique d'un patient *vs* le décalage entre les deux porteuses.

### 7.1.7 Amélioration du ratio signal sur bruit en utilisant le radar harmonique

Le bruit est l'un des facteurs les plus importants qui affectent la sensibilité de détection vitale. Le bruit total est la contribution combinée du bruit thermique, du bruit de phase résiduelle, et du bruit de scintillement. Il se trouve que le bruit de scintillation est le paramètre critique pour la détection vitale. Dans ce qui suit, des résultats expérimentaux montrent que l'utilisation de la technique de radar harmonique permet de réduire le bruit de scintillation d'environ  $20 \text{ dB}$  (à  $1 \text{ Hz}$  de fréquence de bande de base) par rapport au radar classique fonctionnant à une seule fréquence porteuse.

Pour une meilleure comparaison des différents systèmes, deux générateurs de signaux sont utilisés pour générer les différentes puissances de sortie. Comme mentionné dans la section précédente, on a opté pour une puissance de transmission de  $13 \text{ dBm}$  pour les radars conventionnels et une puissance de transmission de  $10 \text{ dBm}$  pour les deux porteuses dans le cas du radar harmonique.

Pour évaluer et comparer les performances du bruit pour les différents radars Doppler, il est judicieux d'utiliser une cible qui se déplace périodiquement toujours à la même fréquence et qui est toujours placé à la même position et même distance des systèmes. Il est clair que les signes vitaux et la situation d'un patient peut changer beaucoup durant la prise de mesure. Pour cela et pour avoir une bonne analyse du rapport  $SNR$  mesuré, nous avons réalisé des mesures sur la plaque métallique présentée à la figure 7-3.

La figure 7-14 montre les spectres des signaux reçus pour les différents systèmes à  $d=115 \text{ cm}$  de distance entre l'antenne et la plaque métallique en mouvement périodique.

La puissance théorique reçue des systèmes est donnée par :

$$P_r = P_t - L + \sum G , \quad (7-1)$$

où  $P_t$  est la puissance transmise,  $G$  est la perte totale et les gains des systèmes, et  $L$  comprend la perte d'espace libre (pertes de trajet) et le  $RCS$  de la plaque métallique:

$$L = \frac{\lambda^2 \sigma_{\text{Chest}}}{(4\pi)^3 d^4} . \quad (7-2)$$

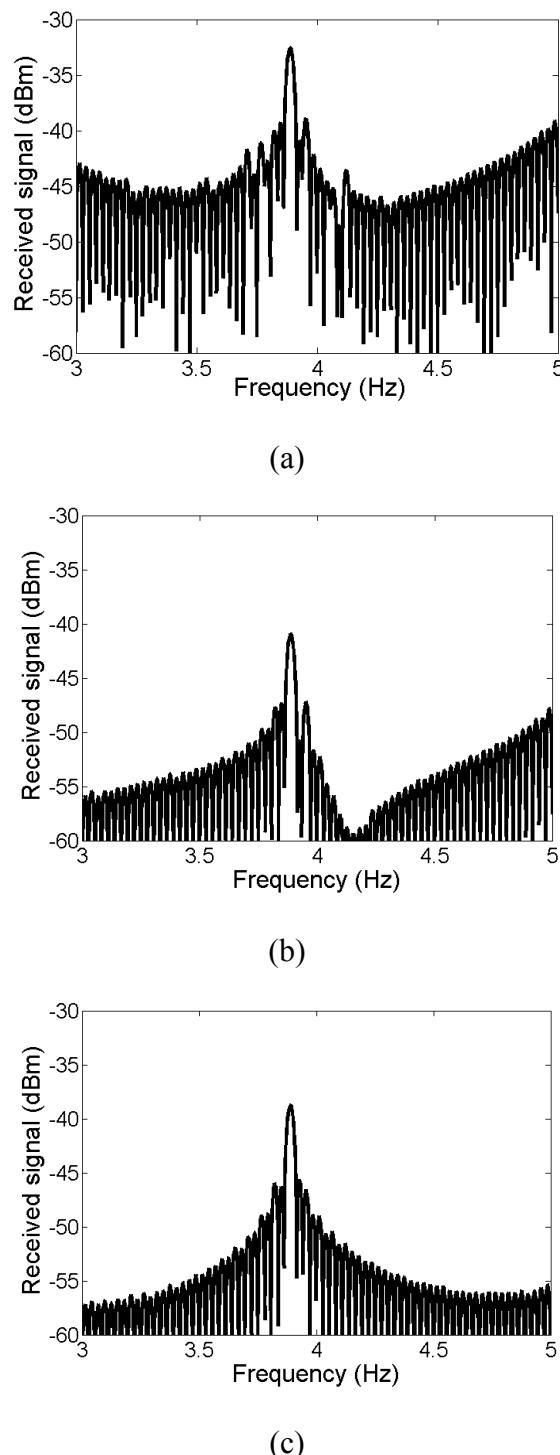


Figure 7-14 : Spectres des signaux reçus pour un déplacement périodique de la plaque à la distance  $d=115$  cm utilisant (a) le système conventionnel à  $12$  GHz, (b) le système conventionnel à  $24$  GHz (c) le système radar harmonique

Tableau 7-4 : Spécification du radar conventionnel et du radar harmonique à 12 GHz et à 24 GHz.

| Caractéristiques des systèmes                            | Système conventionnel à 12 GHz | Système conventionnel à 24 GHz | Système harmonique à 12 GHz et à 24 GHz |
|--|--------------------------------|--------------------------------|---|
| <b>Gain d'antenne (dB)</b>                               | 13.3                           | 13.9                           | -                                       |
| <b>Conv. gain Mélangeur (dB)</b>                         | -8                             | -9                             | -                                       |
| <b>Gain LNA (dB)</b>                                     | 22                             | 20                             | -                                       |
| <b>Gain Circulateur (dB)</b>                             | -0.95                          | -0.93                          | -                                       |
| <b><math>\Sigma</math> Gain (dB)</b>                     | 52.6                           | 47.2                           | -                                       |
| <b>Pertes du trajet <math>L</math> (dB)</b>              | -81                            | -87                            | -81 @12 GHz<br>-87 @ 24 GHz             |
| <b>Puissance transmise (dBm)</b>                         | 13                             | 13                             | 10                                      |
| <b>Puissance reçue prédict<br/><math>Pr</math> (dBm)</b> | -28.4                          | -39.8                          | -28.4 @12 GHz<br>-39.8 @ 24 GHz         |
| <b>Puissance reçue mesurée (dBm)</b>                     | -32.53                         | -41.23                         | -38.89                                  |
| <b>Bruit mesuré (dBm) a 3 Hz</b>                         | -43.01                         | -55                            | -58                                     |
| <b>SNR mesuré (dB)</b>                                   | 10.48                          | 13.77                          | 19.11                                   |

En utilisant les équations (7-1) et (7-2), le tableau 7-4 résume les différents budgets de puissance. Les prédictions des puissances reçues sont proche des puissances mesurées reçues. D'après le tableau 7-4, on peut conclure que le radar harmonique a un *SNR* plus élevé par rapport aux radars classiques, ce qui valide notre conception et l'analyse proposée.

## 7.2 Mesures utilisant la jonction six-port

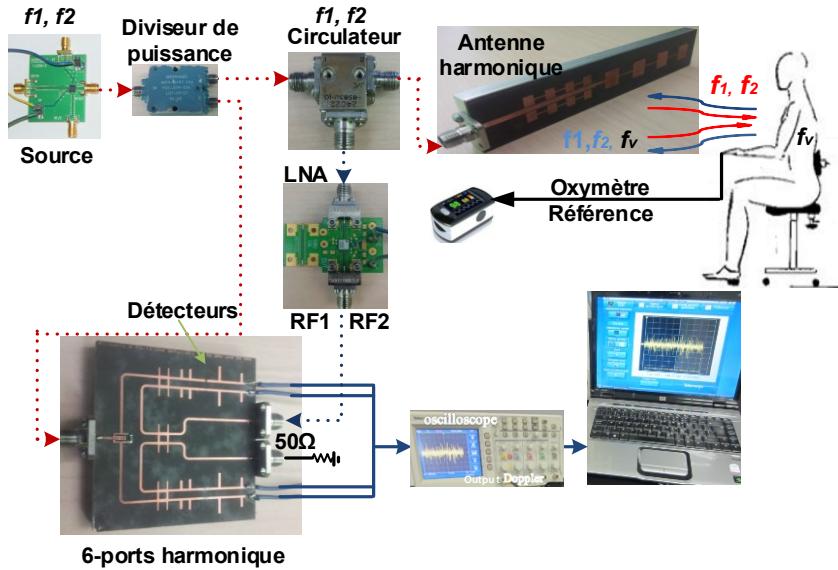


Figure 7-15 : Mise en œuvre du système de radar harmonique à jonction six-port.

Dans cette section, nous proposons d'utiliser la topologie radar harmonique à jonction six-port très utile pour réduire les amplitudes des fréquences harmoniques de la respiration et les intermodulations des signaux cardiorespiratoires.

La figure 7-15 présente les blocs du banc de test de mesures du radar harmonique à jonction six-port. Nous avons effectué une série de mesures vitales avec le radar harmonique à démodulateur six-port et aussi le radar conventionnel à 24 GHz. Une transformée de Fourier discrète (DFT) est appliqué au signal mesuré chaque 40 s. Pour référence, à chaque intervalle de temps, le rythme cardiaque est également mesuré avec un oxymètre de CONTEC.

On va comparer le signal détecté en utilisant le radar conventionnel (avec mélangeur) au signal collecté avec le système radar harmonique (avec jonction six-port) à 12 GHz et 24 GHz.

La figure 7-16 (a) montre le spectre mesuré avec le radar classique à 24 GHz. Le spectre de détection vitale pour le même patient à l'aide de notre topologie de radar harmonique à discriminateur six-port harmonique est représenté sur la figure 7-16 (b). Le taux de la respiration mesuré est d'environ 0.3 Hz et le rythme cardiaque se situe entre 1.1 à 1.6 Hz. Il peut être noté que la différence d'amplitude du niveau de rythme cardiaque et la respiration est due aux conditions du patient.

Comme nous pouvons le voir dans le spectre détecté avec le radar conventionnel dans la figure 7-16 (a), les pics dus aux harmoniques de respirations et intermodulation sont importants. Il est donc difficile pour nous de discriminer la fréquence cardiaque. À la figure 7-16 (b), nous pouvons voir une diminution des interférences et des intermodulations harmoniques. Cela montre clairement l'avantage d'utiliser le radar à diversité de fréquence avec le démodulateur à six ports harmonique.

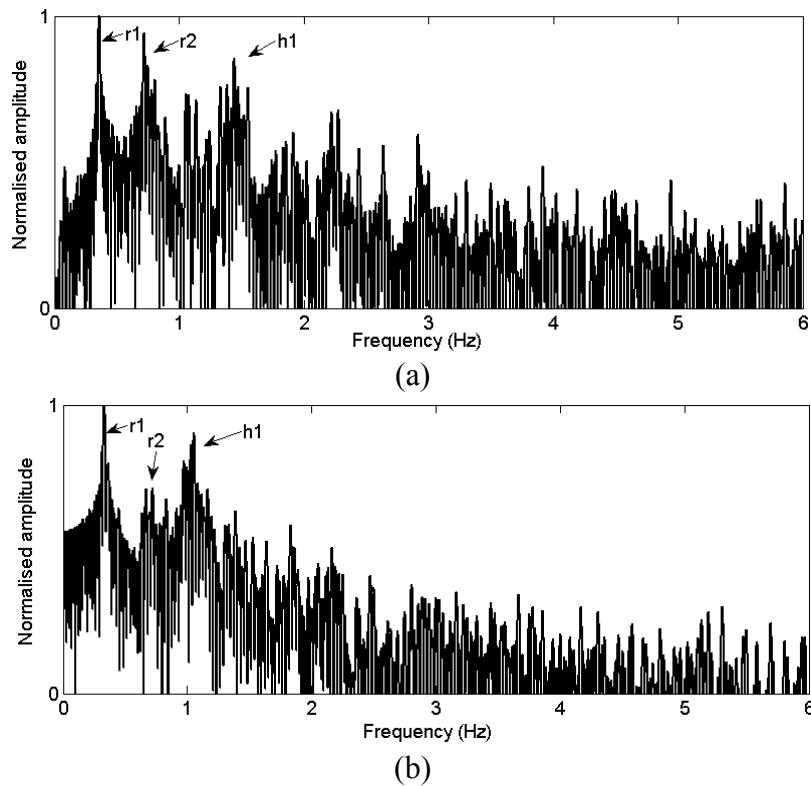


Figure 7-16 : Spectre du signal vital mesuré utilisant (a) le radar classique à 24 GHz et (b) le radar harmonique à jonction six-port.

## CHAPITRE 8 CONCLUSION ET TRAVAUX FUTURS

L'oxymètre de pouls et l'électrocardiogramme sont des dispositifs couramment utilisés dans les hôpitaux pour surveiller le rythme cardiaque d'un patient. L'inconvénient majeur de ces dispositifs est la nécessité d'un contact physique. Les systèmes de détection à distance en biomédicales tel que le laser ou les systèmes radars présentent une alternative pour les mesures sans contact. Cependant, avec les systèmes laser, le patient doit être dévêtu, ce qui peut poser des problèmes pendant les situations d'urgence. Ce problème n'existe pas avec les systèmes radars.

Aujourd'hui, la technologie radar est utilisée dans un grand nombre d'applications civiles : telles que l'alerte de collision automobile, la sécurité publique, ou la navigation routière. Le développement récent de radar pour les systèmes biomédicaux non invasifs pour la surveillance des signes vitaux du patient tels que la respiration et/ou les battements cardiaques a ouvert la voie à d'autres axes de recherche. Ces radars sont souvent basés sur le principe Doppler, où une seule onde est transmise et le signal reçu contient l'onde transmise modulée par le mouvement de la poitrine du patient. Toutefois, la transmission d'une seule fréquence offre des performances limitées et demande beaucoup de traitement pour soustraire les effets non désirés en raison du mouvement du patient. En outre, les performances du radar uni-porteur peuvent être limitées en raison des interférences avec d'autres systèmes fonctionnant à la même fréquence. On peut saisir l'importance d'améliorer les performances *in vivo* des systèmes de contrôle et l'impact que cela aurait dans le domaine de la santé, que ce soit sur le plan budgétaire, en réduisant les hospitalisations, ou sur le plan médical, en réduisant la mortalité.

Nous avons donc proposé et démontré la faisabilité d'un radar harmonique pour la détection à distance des rythmes respiratoires et cardiaques. Le système proposé transmet et détecte simultanément une onde à la fréquence fondamentale (à  $12\text{ GHz}$ ) et son onde harmonique (à  $24\text{ GHz}$ ). Ce dispositif est aussi fiable, avec une structure simple, une très bonne immunité au bruit et

aux signaux d'interférence. Nos travaux ont généré une dizaine de publications dans ce domaine (articles de journaux et articles de conférences).

Nous allons maintenant faire une récapitulation des activités de recherche effectuées dans le cadre de cette thèse de doctorat :

Dans un premier temps, nous avons décrit succinctement les signaux vitaux que l'on souhaite détecter. Ces signaux sont liés aux mouvements du thorax et de l'abdomen, qui sont causés par la respiration, les impulsions artérielles au cœur, ainsi qu'aux impulsions superficielles présentes à de nombreux points dans le corps. Une recherche bibliographique a été effectuée, montrant les différentes technologies existantes pour la surveillance des signes vitaux. Nous avons présenté les avantages et les inconvénients de ces différents systèmes.

Nous avons présenté la technique du radar harmonique, qui est basée sur l'utilisation de la non-linéarité des composants actifs. Les performances du système utilisant la diversité de fréquences ont été comparées à ceux des systèmes conventionnels.

Pour la translation des fréquences *RF* aux fréquences basses *IF*, deux architectures harmoniques ont été présentées : l'une utilisant le mélangeur et l'autre un discriminateur à jonction six-port. Des simulations ont été réalisés et les résultats en termes de performances de détections entre les deux architectures à diversité de fréquence et le radar conventionnel ont été analysés et comparés. Ces résultats ont montré qu'une meilleure détection peut être obtenue avec les architectures harmoniques par rapport au radar conventionnel. Nous avons montré, entre autres, que les interférences entre le battement cardiaque et les harmoniques de la respiration ont pu être réduites.

Durant nos études théoriques, nous avons analysé la puissance du signal reçu, tout en tenant compte de la surface équivalente radar (*SER*) de la cage thoracique du patient. Nous avons souligné que cette approche harmonique permet d'améliorer le *SNR*, de résoudre le problème des points nuls, et

plus d'améliorer la détection de l'amplitude du battement de cœur tout en réduisant les harmoniques supérieures de la respiration et les intermodulations.

Nous avons aussi étudié la sensibilité de ce type de système. La sensibilité est un facteur important d'évaluation de notre système. Nous avons montré que le bruit total du système est la contribution combinée du bruit thermique, du bruit de phase résiduelle, et du bruit de scintillement. Nous avons mis en évidence le fait que le bruit de scintillation est le paramètre critique pour la détection en bande de base. Enfin, nous avons démontré que le radar harmonique permet d'augmenter la sensibilité de détection en augmentant le rapport *SNR*.

Nous avons conçu et réalisé des prototypes qui utilisent un oscillateur, un circulateur, une antenne, un LNA, et un mélangeur (ou jonction six-port). Nous avons proposé une nouvelle antenne-réseau double bande qui présente un gain élevé aux deux bandes de fréquence d'opérations. Pour la réalisation de la jonction six-port, nous avons réalisé deux coupleurs : le premier est le coupleur Branch-Line double bande à stub ouvert et le deuxième est le coupleur hybride croisé. Aussi, on a opté pour la conception d'un diviseur de puissance RF Wilkinson harmonique et les quatre détecteurs utilisant des diodes Schottky. Tous les composants utilisés dans la plateforme des mesures fonctionnent à deux fréquences, la fondamentale et son harmonique.

Nous avons validé expérimentalement les performances du prototype radar harmonique avec une plaque métallique en mouvement périodique, ainsi qu'avec de patients réels. Pour la détection du rythme cardiaque, un oxymètre donnant la saturation en oxygène du sang et la fréquence cardiaque est utilisé comme référence. Deux prototypes sont testés, le premier utilise le mélangeur et le second utilise le discriminateur six-port harmonique. Ayant à l'esprit les différences physiques entre les deux systèmes, des mesures comparatives avec le radar conventionnel à uni-porteuse sont effectuées avec nos deux prototypes harmoniques.

Les résultats de mesures ont montré qu'avec un bon déphasage entre les fréquences porteuses, la fondamentale et son harmonique, nous pouvons réduire les harmoniques de la respiration. Aussi, ces résultats expérimentaux montrent que l'utilisation de la technique de radar harmonique permet de réduire de  $20 \text{ dB}$  le bruit de scintillation à environ  $1 \text{ Hz}$  de fréquence en bande de base par rapport à un radar conventionnel fonctionnant à une seule fréquence.

Les résultats préliminaires de cette thèse sont très satisfaisants et encourageants et ont montré le potentiel élevé du radar à diversité de fréquence pour la détection des signes vitaux et autres futures applications émergentes.

## TRAVAUX FUTURS

Les résultats obtenus avec le nouveau concept de radar Doppler à diversité de fréquences harmoniques encouragent la poursuite des études pour améliorer davantage ses performances et aussi l'utiliser pour d'autres applications. Parmi les principaux travaux futurs et les contributions souhaitées, nous pouvons citer :

- Étude détaillée et conception de nouveaux mélangeurs multi-tones ainsi que d'autres composants constituants le radar harmonique. On pourrait faire fonctionner le système à plusieurs fréquences porteuses. La consommation statique est une caractéristique clé pour le choix des dispositifs qui composent les systèmes embarqués. Une étude avancée serait souhaitée.
- D'autres travaux pourraient aussi être envisagés à très hautes fréquences ( $THz$ , par exemple). Travailler dans la bande  $THz$  devrait permettre d'améliorer la sensibilité de notre système. Néanmoins, à ces hautes fréquences, il est très important de fournir de bonnes méthodes pour analyser le comportement des circuits et leurs performances, car les échecs de fabrication peuvent devenir coûteux.
- Le traitement du signal reçu peut être amélioré afin de séparer les signaux respiratoires et cardiaques. Le traitement du signal peut également être utilisé pour améliorer les performances de détection. De plus, il pourrait être utilisé pour l'annulation du bruit des

mouvements aléatoires des patients, ce qui est un des grands défis pour toute surveillance vitale.

- Pour un futur proche, et après réalisations de la totalité des composants, il faudrait aussi intégrer le radar harmonique sur un seul et même substrat diélectrique. Cette fabrication en technologie intégrée du radar harmonique permet d'obtenir des coûts faibles par rapport aux récepteurs partagés parallélisés multi-bande (superhétérodyne ou homodyne). Cela aussi dans le but de miniaturisation du système de détection. Il faudra néanmoins, lors de la conception, prendre en compte des couplages mutuels entre les composants pour éviter les parasites. Le procédé de fabrication *CMOS* sera un bon candidat pour l'intégration des systèmes radars harmonique dans la plupart des applications quotidiennes. En outre, le micro radar harmonique miniaturisé peut potentiellement être intégré dans certains équipements tels que les téléphones intelligents et les ordinateurs portables.
- Bien que la technologie soit encore dans la phase de développement, l'utilisation de l'approche de la diversité de fréquence pour la surveillance des signaux vitaux a besoin de beaucoup d'efforts pour des études et tests cliniques pour différentes situations et différents patients. Des tests doivent également être entrepris dans des scénarios de sauvetage ou pour la sécurité. Comme les applications sont directement utilisées sur des êtres vivants, la concurrence dans ce domaine de recherche sera gouvernée par une protection avec des brevets et l'approbation du gouvernement pour la technologie.

## BIBLIOGRAPHIE

- [1]. L. E. Larson and J. H. Jacobi, "Medical Applications of Microwave Imaging," *New York: IEEE Press*, 1986.
- [2]. J.-C. Bolomey, "Recent European developments in active microwave imaging for industrial, scientific and medical applications," *IEEE Transactions on Microwave Theory Techniques*, vol. 37, pp. 2109–2117, Dec. 1989.
- [3]. J. Thuery, "Microwaves Industrial, Scientific and Medical Applications," *Norwood, MA: Artech House*, 1992.
- [4]. Arye Rosen, Maria A. Stuchly, and André Vander Vorst, "Applications of RF/Microwaves in Medicine," *IEEE Transaction Microwave Theory Techniques*, Vol. 50, NO. 3, March 2002.
- [5]. J. W. Strohbehn, T. C. Cetas, and G. M. Hahn, Eds., "Hyperthermia and Cancer Therapy," *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, vol. BME-31, pp. 1-172, Jan. 1984.
- [6]. J. G. Short and P. F. Turner, "Physical hyperthermia and cancer therapy," *Proceeding of the IEEE*, vol. 68, pp. 133-142, 1980.
- [7]. J. W. Strohbehn, "Hyperthermia and Cancer Therapy: A Review of Biomedical Engineering Contributions and Challenges," *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, vol. BME-31, no. 12, Dec. 1984.
- [8]. J. C. Lin, J. Kiernicki, M. Kiernicki, and P. B. Wollschlaeger, "Microwave apexcardiography," *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, vol. 27, no. 6, pp. 618-620, 1979.
- [9]. J. C. Lin, "Microwave sensing of physiological movement and volume change: A review," *Bioelectromagnetics*, vol. 13, pp. 557-565, 1992.
- [10]. H. R. Chuang, Y. F. Chen and K. M. Chen, "Microprocessor-controlled automatic clutter-concellation circuits for microwave system to sense physiological movements remotely through the rubble", *In Proceeding of the instrumentation and Measurement Technology Conference*, San Jose, CA, 1990, pp.177-181.

- [11]. V. M. Lubecke, et al, “Remote sensing of vital signs with telecommunications signals,” *World Congress on Medical Physics and Biomedical Engineering*, Chicago, USA, July 2000.
- [12]. C. Li, Y. Xiao, and J. Lin, “Experiment and spectral analysis of a low-power Ka-band heartbeat detector measuring from four sides of a human body,” *IEEE Transactions on Microwave Theory Techniques*, Dec. 2006, vol. 54, no. 12, pp. 4464–4471.
- [13]. C. Li, and V. M. Lubecke, O B-Lubecke, and J. Li, “A Review on Recent Advances in Doppler Radar Sensors for Noncontact Healthcare Monitoring”, *IEEE Transactions on Microwave Theory Techniques*, May 2013, vol. 61, No.05, pp. 2046-2060.
- [14]. A. Izadi, Z. Ghatan, B. Vosoughi Vahdat and F. Farzaneh, “Design and Simulation of Life Detection System Based on detection of the Heart Beat Using Doppler Frequency,” *IEEE International Symposium on Signal Processing and Information Technology*, 2006, pp. 685-690.
- [15]. J. C. Lin, “Optimal Carrier Frequency of Non-contact Vital Sign Detectors,” *in Radio and Wireless Symposium*, 2007, pp. 281-284.
- [16]. D. Droitcour, O. Boric-Lubecke, V. M. Lubecke, J. Lin, and G. T. A. Kovac, “Range correlation and I/Q performance benefits in single-chip silicon Doppler radars for noncontact cardiopulmonary monitoring,” *IEEE Transactions on Microwave Theory Techniques*, March 2004, vol. 52, No.03, pp. 838-848.
- [17]. B.K. Park, Boric-Lubecke, O., D. Droitcour, O. Boric-Lubecke, V. M. Lubecke, “Arctangent demodulation with DC offset compensation in quadrature Doppler radar receiver systems,” *IEEE Transactions on Microwave Theory Techniques*, 2007, vol. 55, No.5, pp. 1073-1079.
- [18]. Y. Xiao, J Lin, O. Boric-Lubecke, and V. M. Lubecke, “Frequency-Tuning Technique for Remote Detection of Heartbeat and Respiration Using Low-Power Double-Sideband Transmission in the Ka-Band,” *IEEE Transactions on Microwave Theory Techniques*, May. 2006, vol. 54, no. 5, pp. 2023–2032.
- [19]. D. Girbau, A. Lazaro, A. Romos and E. Villarino: “Remote Sensing of Vital Signs Using a Doppler Radar and Diversity to Overcome Null Detection”, *IEEE Sensors Journal*, March 2012. Vol. 12, no. 3, pp. 512-518.

- [20]. [www.encycopedie-gratuite.fr](http://www.encycopedie-gratuite.fr)
- [21]. A. A. Deliyannis, P. M. S. Gillam, J. P. D. Mounsey, and R. E. Steiner, "The cardiac impulse and the motion of the heart," *British Heart Journal*, 1964, vol. 26, pp. 396-411.
- [22]. K. Ikegaya, N. Suzumura, and T. Funada, "Absolute calibration of phonocardiographic microphones and measurements of chest wall vibration," *Medical and Biological Engineering and Computing*, 1971, vol. 9, no. 6, pp. 683-692.
- [23]. K. Mohri, T. Kondo, H. Sugino, J. Yamasaki, K. Yoshino, "Non-contact linear displacement sensors using amorphous-core multivibrators for mechanocardiography," *IEEE Transactions on Magnetics*, 1985, vol. 21, no. 5, pp. 2071-2073.
- [24]. G. Ramachandran, S. Swarnamani, and M. Singh, "Reconstruction of out-of-plane cardiac displacement patterns as observed on the chest wall during various phases of ECG by capacitance transducer," *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, 1991, vol. 38, no. 4, pp. 383-385.
- [25]. C. M. Brandt, H. Annoni, J. Harthong, J. M. Reiner, and R. Krauskopff, "Evaluation of chest wall distortion related to cardiac activity by structured lights: A study of the apical impulse by the Moiré Technique," *Acta Cardiologica*, 1986, vol. 41, no. 3, pp. 207-213.
- [26]. A. E. Aubert, L. Welkenhuysen, J. Montald, L. de Wolf, H. Geivers, J. Minten, H. Kesteloot, and H. Geest, "Laser method for recording displacement of the heart and chest wall," *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, 1984, vol. 6, no. 2, pp. 134-140.
- [27]. M. Singh and G. Ramachandran, "Reconstruction of sequential cardiac in-plane displacement patterns on the chest wall by laser speckle interferometry," *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, 1991, vol. 38, no. 5, pp. 483-489.
- [28]. A. Ronaszeki, A. E. Aubert, and H. de Geest, "Laser apexcardiogram in healthy young men: a comparative study with the conventional method," *Acta Cardiologica*, 1990, vol. 45, no. 3, pp. 203-210.
- [29]. [www.larousse.fr/encycopedie/medical](http://www.larousse.fr/encycopedie/medical)

- [30]. G. K. Wolf, J. H. Arnold, "Noninvasive assessment of lung volume: Respiratory inductance plethysmography and electrical impedance tomography," *Critical Care Medicine*, 2005, vol. 33, no. 3, pp. 163-169.
- [31]. T. L. Lee-Chiong Jr, "Monitoring respiration during sleep," *Clinics in Chest Medicine*, 2003, vol. 24, no. 2, pp. 297-306.
- [32]. F. D. McCool, J. Wang, and K. L. Ebi, "Tidal volume and respiratory timing derived from a portable ventilation monitor," *Chest*, 2002, vol. 122, no. 2, pp. 684-691.
- [33]. H. R. Gribbin, "Using body surface movements to study breathing," *Journal of Medical Engineering and Technology*, 1983, vol. 7, no. 5, pp. 217-223.
- [34]. T. Kondo, T. Uhlig, P. Pemberton, and P. D. Sly, "Laser monitoring of chest wall displacement," *European Respiratory Journal*, 1997, vol. 10, pp. 1865-1869.
- [35]. D. Lucani, G. Cataldo, J. Cruz, G. Villegas, S. Wong; "A portable ECG monitoring device with Bluetooth and Holter capabilities for telemedicine applications," *28<sup>th</sup> Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society*, Aug. 2006, pp. 5244 – 5247.
- [36]. K. Y. Yazdandoost, R. Kohno, 'An Antenna for Medical Implant Communications System', *Proceedings 37<sup>th</sup> European Microwave Conference*, Oct. 2007, pp. 968-971.
- [37]. N. Utsuyama, H. Yamaguchi, S. Obara, H. Tanaka, S. Fukuta, J. Nakahira, S. Tanabe, E. Bando, H. Miyamoto, "Telemetry of Human Electrocardiograms in Aerial and Aquatic Environments," *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, Oct. 1988, vol. 35, no. 10.
- [38]. A. Host-Madsen, N. Petrochilos, O. Boric-Lubecke, V.M. Lubecke, B. K. Park, and Q. Zhou, "Signal processing methods for Doppler radar heart rate monitoring," in *Signal Processing Techniques for Knowledge Extraction and information Fusion*, D.Mandic, in Ed. Berlin, Germany: Springer Verlag, 2008.
- [39]. J. C. Lin, "Non-invasive microwave measurement of respiration," in *Proceeding of the IEEE*, 1975, pp. 1530–1530.

- [40]. J. C. Lin, E. Dawe, and J. Majcherek, "A non-invasive microwave apnea detector," in *Proceedings of the San Diego Biomedical Symposium*, 1977, pp. 441-443.
- [41]. J. Seals, S. R. Crowgey, S.M. Sharpe, "Electromagnetic vital signs monitor" Georgia Tech Research Institute Biomedical Division, Atlanta, GA, 1986, *Final Report Project A-3529-060*.
- [42]. Chen KM, Huang Y, Zhang JP, Norman A, "RF life detection systems for searching human being", *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, 1991, pp. 105-114.
- [43]. A. D. Droitcour, O. Boric-Lubecke, *et al.*, "Range correlation and I/Q performance benefits in single-chip silicon Doppler radars for noncontact cardiopulmonary monitoring," *IEEE Transactions on Microwave Theory Techniques*, 2004, vol. 52, no. 3, pp. 838–848.
- [44]. C. Li and J. Lin, "Random body movement cancellation in Doppler radar vital sign detection," *IEEE Transactions on Microwave Theory Techniques*, 2008, vol. 56, no. 12, pp. 3143–3152.
- [45]. M. D'Urso, "A simple strategy for life signs detection via an x-band experimental set-up" Centro Ricerche Giugliano, SELEX Sistemi Integrati SpA Via Circumvallazione Esterna di Napoli, zona ASI, Giugliano, I-80014, *Italy Progress In Electromagnetics Research*, 2009, vol. 9, 119-129.
- [46]. C. Li, X. Yu, C.-M. Lee, D. Li, L. Ran, and J. Lin, "High-sensitivity software-configurable 5.8-GHz radar sensor receiver chip in 0.13- m CMOS for noncontact vital sign detection," *IEEE Transactions on Microwave Theory Techniques*, 2010, vol. 58, no. 5, pp. 1410–1419.
- [47]. F. K. Wang, C. Li, C. Hsiao, T. Horng, J. Lin, K. Peng, J. jan, J. Li, and C. Chen, "An injection-locked detector for concurrent spectrum and vital sign sensing," in *IEEE MTT-S International Symposium Digest*, pp. 768–771, 2010
- [48]. X. Yu, C. Li, and J. Lin, "Two-dimensional noncontact vital sign detection using Doppler radar array approach," in *IEEE MTT-S International Symposium Digest*, pp. 1–4, 2011
- [49]. W. Pan, J. Wang, J. Huangfu, C. Li, and L. Ran, "Null point elimination using RF phase shifter in continuous-wave Doppler radar system," *Electronics Letters*, 2011, vol. 47, pp. 1196–1198.

- [50]. H. R. Chuang, H. C. Kuo, F. L. Lin, T. H. Huang, C. S. Kuo, and Y. W. Ou, “60-GHz millimeter-wave life detection system (MLDS) for noncontact human vital-sign monitoring,” *IEEE Sensors Journal*, 2012, vol. 12, no. 3, pp. 602–609.
- [51]. Z. Zhu, X. Zhang, H. Lv, G. Lu, X. Jing, and J. Wang, “Human-target detection and surrounding structure estimation under a simulated rubble via UWB radar,” *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 2013, vol. 10, no. 2, pp. 328–331.
- [52]. W. Li, H. Lv, G. Lu, Y. Zhang, X. Jing, S. Li, and J. Wang, “A new method for non-line-of-sight vital sign monitoring based on developed adaptive line enhancer using low center frequency UWB radar,” *Progress In Electromagnetics Research*, 2013, vol. 133, pp. 535–554.
- [53]. M. Mercuri, P. J. Soh, G. Pandey, P. Karsmakers, G. A. E. Vandenbosch, P. Leroux, and D. Schreurs, “Analysis of an indoor biomedical radar-based system for health monitoring,” *IEEE Transactions on Microwave Theory Techniques*, 2013, vol. 61, no. 5, pp. 2061–2068.
- [54]. Vinci, S. Lindner, F. Barbon, S. Mann, M. Hofmann, A. Duda, R. Weigel , and A. Koelpin, “Six-Port Radar Sensor for Remote Respiration Rate and Heartbeat Vital-Sign Monitoring,” *IEEE Transactions on Microwave Theory Techniques*, 2013, vol. 61, no. 5, pp. 2093 – 2100.
- [55]. M. Jelen and E.M. Biebl, “Multi-frequency sensor for remote measurement of breath and heartbeat”, *Advances in Radio Science*, vol. 4, pp. 79-83, 2006.
- [56]. L. Chioukh, H. Boutayeb, L. Li and K. Wu, “Integrated Radar Systems for Precision Monitoring of Heartbeat and Respiratory Status”, *Microwave Conference Asia-Pacific Microwave Conference*, 2009, pp. 405-408.
- [57]. J.H. Oum, D. Kim and S. Hong, “Two frequency radar sensor for non-contact vital sign monitor”, *IEEE MTT-S*, pp. 919-922, 2008.
- [58]. A. Wiesner, “A multifrequency interferometric CW radar for vital sign detection,” in *IEEE Radar Conference*, 2009, pp. 1–4.
- [59]. K. M. Chan, Y. Huang, J. Zhang and A. Norman, “Microwave life-detection system for searching human subjects under earthquake rubble or behind barrier”, *IEEE Transactions on Biomedical Eng.*, vol. 47, no. 1, pp. 105-114, 2000.

- [60]. D. Obeid, S. Sadek, G. Zaharia and G. El Zein, “Multitunable microwave system for touchless heartbeat detection and heart rate variability extraction”, *Microwave and optical Technology Letters*, vol. 52, no. 10, 2010.
- [61]. D. Obeid, S. Sadek, G. Zaharia, and G. El-Zein, Non-Contact Heartbeat Detection at 2.4, 5.8 and 60 GHz: A Comparative Study, *Microwave and optical Technology Letters*, vol. 51, no. 3, pp. 666-669, 2009.
- [62]. D. Obeid, S. Sadek, G. Zaharia, G. El-Zein, “Feasibility Study for Non-Contact Heartbeat Detection at 2.4 GHz and 60 GHz,” *URSI GA 2008*, Chicago, Aug. 2008.
- [63]. D. Obeid, G. Issa, S. Sadek, G. Zaharia, and G. El-Zein, “Low power microwave systems for heartbeat rate detection at 2.4, 5.8, 10 and 16 GHz,” in *Proc. of the 1<sup>st</sup> ISABEL*, Barcelona, Spain, Oct. 2008, pp. 1-5.
- [64]. C. Y. Kim, J. G. Kim, and S. Hong, “A quadrature radar topology with Tx leakage canceller for 24-GHz radar applications,” *Transactions on Microwave Theory Techniques*, 2007, vol. 55, no. 7, pp. 1438–1444.
- [65]. L. Chioukh, H. Boutayeb, D. Deslandes, and K. Wu, “f/nf harmonic radar system with optimal detection of vital signs,” in *IEEE Eur. Microw. Conf., Amsterdam*, the Netherlands, Oct. 2012, pp. 25–28.
- [66]. L. Chioukh, H. Boutayeb, D. Deslandes and K. Wu. “Multi-frequency radar systems for monitoring vital signs,” *IEEE APMC. Dig., Japon*, Dec. 2010, pp. 1669–1672.
- [67]. L. Chioukh, H. Boutayeb, D. Deslandes and K. Wu. “Monitoring vital signs using remote harmonic radar concept,” *European Microwave Conference (IEEE EuMC), Manchester*, Oct. 2011, pp. 1269-1272.
- [68]. G.L. Charvat, E.J. Rothwell, and L.C. Kempel, “Harmonic Radar Tag Measurement and Characterization”, *Antennas and Propagation Society International Symposium*, vol.2, June 2003, pp. 696 – 699.
- [69]. J. Kiriazi, J. Nakakura, V. Lubecke, and K. Hall, “Low Profile Harmonic Radar Transponder for Tracking Small Endangered Species”, *IEEE Engineering in Medicine and Biology Society*, 2007, pp. 2338 – 2341.

- [70]. D. Psychoudakis, W. Moulder, C.-C. Chen, H. Zhu, and J. L. Volakis, “A portable low-power harmonic radar system and conformal tag for insect tracking,” *IEEE Antennas Wireless Propagation Letters*, 2008, vol. 7, pp. 444–447.
- [71]. B.G. Colpitts, D. M. Luke, and G. Boiteau, “Harmonic Radar for Insect Flight Pattern Tracking,” in *Proc. IEEE Canadian Conf. Electrical and Computer Engineering*, Canada, 2010, pp. 302–306.
- [72]. A. Singh, and V.M. Lubecke, “A heterodyne receiver for harmonic doppler radar cardio-pulmonary monitoring with body-worn passive RF tags”, *Microwave Symposium Digest (MTT)*, Anaheim CA, May 2010, pp.1-1.
- [73]. L. Rong, and W. Hai-yong, “The Re-Radiation Characteristics of Nonlinear Target in Harmonic Radar Detection,” *Microwave Conference, China-Japan Joint*, 2008, pp. 661 – 664.
- [74]. F. Tranquart, N. Grenier, V. Eder, and L. Poucelot, “Clinical use of ultrasound tissue harmonic imaging”, *Ultrasound in Medicine & Biology*, 1999, vol. 25, no. 6, pp. 889–894..
- [75]. Daniel Tchiotsop, “Modélisations polynomiales des signaux ECG. Application à la compression,” Thèse de doctorat du Centre de Recherche en Automatique de Nancy, Spécialité : Automatique et Traitement du Signal, Dec. 2007.
- [76]. “IEEE standard for safety levels with respect to human exposure to radio frequency electromagnetic fields, 3 KHz to 300 GHz,” *IEEE Std C95.1-1999*, Apr. 1999.
- [77]. J. C. Lin, “A new IEEE standard for safety levels with respect to human exposure to radio-frequency radiation,” *IEEE Antennas Propagation Magazine.*, vol. 48, no. 1, pp. 157-159, Feb. 2006.
- [78]. ICNIRP, “Guidelines for limiting exposure to time-varying electric, magnetic, and electromagnetic fields (up to 300 GHz),” *Health Physics*, vol. 74, no. 4, pp. 494-522, Apr.1998.
- [79]. FCC, “FCC policy on human exposure to radio frequency electromagnetic fields,” URL: [www.fcc.gov/oet/rfsafety/](http://www.fcc.gov/oet/rfsafety/).

- [80]. “Spectrum Management and Telecommunications Radio Standards Specification,” RSS-102, *Health Canada*, Mar. 2010.
- [81]. P.J. Dimbylow, S.M. Mann. “SAR calculations in an anatomically realistic model of the head for mobile communication transceivers at 900 MHz and 1.8 GHz,” *Physics in Medicine and Biology*, 1994, pp. 1537-53.
- [82]. C.Gabriel and S.Gabriel: “Compilation of the Dielectric Properties of Body Tissues at RF and Microwave Frequencies,” Internet document;  
URL: <http://niremf.ifac.cnr.it/docs/DIELECTRIC/Report.html#Results>.
- [83]. D.Vanhoenacker, A.Vander Vorst, “Biological Effects of Microwaves in Acupuncture,” *19<sup>th</sup> European Microwave Conference*, 1989, pp. 18-23.
- [84]. Lydia Chioukh, “système médical intégré de radar pour la surveillance de précision des battements cardiaques et du statut respiratoire,” *Thèse maîtrise és sciences appliquées de l'école polytechnique de Montréal*, Spécialité : génie biomédical, Oct. 2009.
- [85]. A. W. Rudge, K. Milne, A. D. Oliver, and P. Knight, “The Handbook of Antenna Design,” vol. 1, *London: Peter Peregrinus*, 1982.
- [86]. “Electronic Warfare and Radar Systems,” *Engineering Handbook*, Avionics Department of the Naval Air Warfare Center Weapons Division in 2013, document number TP 8347.
- [87]. F. V. Schultz, R. C. Burgener, and S. King, “Measurement of the radar cross section of a man,” *Proceedings of the IRE*, 1958, vol. 46, pp. 476-481, 1958.
- [88]. [En ligne]. Disponible :  
[http://www.microwaves101.com/encyclopedia/Navy%20handbook/4.11%20Radar%20Cross-Section%20\(RCS\).pdf](http://www.microwaves101.com/encyclopedia/Navy%20handbook/4.11%20Radar%20Cross-Section%20(RCS).pdf) [Consulté le 2 Avril 2010].
- [89]. G. Engen and C. Hoer, “Application of an arbitrary 6-port junction to power-measurement problems,” *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 1972, vol. 21, no. 4, pp. 470–474.

- [90]. E. Moldovan, S.-O. Tatu, T. Gaman, K. Wu, and R. Bosisio, “A new 94-GHz six-port collision-avoidance radar sensor,” *IEEE Transactions on Microwave Theory Techniques*, 2004, vol. 52, no. 3, pp. 751–759.
- [91]. L. Chioukh, T. Djarafi, D. Deslandes and K. Wu, “Six-port harmonic radar sensor for monitoring vital sign,” send to: *IEEE Trans. on Microw. Theory. and Techn.*, Aug. 2015,
- [92]. L. Chioukh, T. Djerafi, D. Deslandes, and K. Wu, “Improvements of Cardiopulmonary Monitoring Using Harmonic Six Ports Radar System”, *IEEE MTT-S GSMM on Global Symposium on millimeter-Waves*, Montreal, May. 25-27, 2015
- [93]. L. Chioukh, H. Boutayeb, D. Deslande and K. Wu. “Noise and Sensitivity of Harmonic Radar Architecture for Remote Sensing and Detection of Vital Signs” *IEEE Trans. on Microw. Theory. and Techn.* vol. 62, no. 09, pp. 1-4471, Sep 2014.
- [94]. L. Chioukh, H. Boutayeb, D. Deslandes, and K. Wu, “Noise and sensitivity analysis of harmonic radar system for vital sign detection,” *RF Wireless Technologies for Biomedical Healthcare Applications*, pp. 1–3, Singapore, Dec. 2013.
- [95]. D. Nguyen S. Yamada, B. K. Park, V. Lubecke, O. Boric-Lubecke, and A. Host-Madsen, “Noise considerations for remote detection of life signs with microwave Doppler radars,” *IEEE Eng. Med. Biol. Soc.*, Lyon, France, Aug. 2007, pp. 1667–1670.
- [96]. M. C. Budge, Jr. and M. P. Burt, “Range correlation effects on phase and amplitude noise,” *IEEE Proceeding Southeastcon*, Charlotte, NC, USA, 1993, p. 5.
- [97]. Cheng, K.-K.M., F. Wong, “A novel approach to the design and implementation of dual-band compact planar 90° branch-line coupler,” *IEEE Transactions on Microwave Theory Techniques*, 2004, pp. 9018–9480.
- [98]. M. J Park, B. Lee, “Dual-band, cross coupled branch line coupler,” *Microwaves and Wireless Components Letters*, IEEE, pp. 1531–1309 Oct. 2005.
- [99]. K. K. M. Cheng and C. Law, “A novel approach to the design and implementation of dual-band power divider,” *Transactions on Microwave Theory Techniques*, 2008, vol. 56, no. 6, pp. 6487–492.

- [100]. Y.-F. Lin, H.-M. Chen, and K.-L. Wong, "Parametric study of dual-band operation in a microstrip-fed uniplanar monopole antenna", *IEE Proceeding Microwaves, Antenna and Propagation*, vol. 150, no. 06, pp. 411-414, 2013.
- [101]. Li, J. Y., J. L. Guo, Y. B. Gan, and Q. Z. Liu, "The tri-band performance of sleeve dipole antenna," *Journal of Electromagnetic waves and Applications*, 1995, vol. 19 no. 15, pp. 2081–2092.
- [102]. H. Kimouche, H. Zemmour, and B. Atrouz, "Dual-band fractal shape antenna design for RFID applications", *Electronic Letters*, 2009, vol.45, no.21, pp. 1061-1063.
- [103]. R. R. Corbett, and R. D. Murch, "A capacitively loaded PIFA for compact mobile telephone handsets", *IEEE Trans. Antennas Propagation*, 1997, vol. 45, no. 5, pp. 837-842.
- [104]. Y. T. Lo, D. Solomon, and W. F. Richards, "Theory and experiment on microstrip antennas," *IEEE Transactions on Antennas Propagation*, 1979, vol. AP-27, pp. 137–145.
- [105]. Jaw, J.-L., F.-S. Chen, and D.-F. Chen, "Design of a Dual-Band, Compact Yagi Antenna Over an EBG Ground Plane," *Antennas and Wireless Propagation Letters*, 2009, vol. 8, pp. 88-91.
- [106]. T. Masri , and M.K. Rahim, "Dual-band microstrip antenna array with a combination of mushroom, modified Minkowski and Sierpinski electromagnetic band gap structures," *IEE Proceedings - Microwaves, Antennas and Propagation*, 2010, vol. 4, no. 11, pp. 1756-1763.
- [107]. K. P. Wei, Z. J. Zhang, and Z. H. Feng, "Design of a dual band omnidirectional planer microstrip antenna array," *Progress In Electromagnetics Research*, 2012, vol. 126, pp. 101-120.
- [108]. C.A. Balams, Antenna theory: Analysis and design, 2<sup>nd</sup> edition, *Wiley, New York, NY*, 1997.
- [109]. L. Chioukh, H. Boutayeb, D. Deslande and K.Wu. "Dual-Band Linear Antenna Array for Harmonic Sensing Applications" Accepted for: *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*.
- [110]. M. M. Alam, Md. M. R.Sonchoy, and Md. O.Goni, "Design and performance Analysis of Microstrip Array Antenna," *Progress In Electromagnetics Research Symp. Proc.*, Russia, pp. 18-21, Aug. 2009.

- [111]. J. Mlynarczyk and S. Gruszczyński, “Microstrip antenna array for a microwave system operating at 18 GHz,” *International Conference on Microwaves, Radar, and Wireless Communications*, Warsaw, Poland, pp. 392-395, May 2012.
- [112]. Q. Wu, R. Jin, and J. Geng, “A single-layer ultrawideband microstrip antenna,” *IEEE Transactions on Antennas and propagation*, 2010, vol. 58, no. 1, pp. 211-214.
- [113]. F. Lei, Z. Li, Q.-X. Guo, H. Zhang, X. Zhang, J. Wang, G. Liu, J.-H. Wang, and Y. Yang, “A monolayer multi-octave bandwidth log-periodic microstrip antenna,” *Progress In Electromagnetics Research Letters*, 2013, vol. 41, 97-104.
- [114]. D. M. Pozar, *Microwave and RF Wireless System Design*. New York, NY, USA: Wiley, 2001.

## ANNEXE

### LISTES DES PUBLICATIONS

#### *Journaux :*

- [1] **L. Chioukh**, H. Boutayeb, D. Deslande and K.Wu. “Noise and Sensitivity of Harmonic Radar Architecture for Remote Sensing and Detection of Vital Signs” *IEEE Trans. on Microw. Theory. and Techn.* vol. 62, no.09, pp. 1-4471, Sep 2014.
- [2] **L. Chioukh**, H. Boutayeb, D. Deslande and K.Wu. “Dual-Band Linear Antenna Array for Harmonic Sensing Applications” Accepted for: *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*.
- [3] **L. Chioukh**, T. Djerafi, D. Deslandes and K.Wu, “Six-port harmonic radar sensor for monitoring vital sign,” send to: *IEEE Trans. on Microw. Theory. and Techn.*, Aug.2015,

#### *Conférences :*

- [4] **L. Chioukh**, T. Djerafi, D. Deslandes, and K.Wu, “Improvements of Cardiopulmonary Monitoring Using Harmonic Six Ports Radar System”, *IEEE MTT-S GSMM on Global Symposium on millimeter-Waves*, Montreal, May. 25-27, 2015
- [5] **L. Chioukh**, H. Boutayeb, D. Deslandes, and K.Wu. “Noise and Sensitivity Analysis of Harmonic Radar System for Vital Sign Detection,” *RF and Wireless Technologies for Biomedical and Healthcare Applications (IMWS-BIO)*, Singapore, pp. 1-3, Dec. 2013.
- [6] **L. Chioukh**, H. Boutayeb, D. Deslandes and K.Wu. “A harmonic radar system with optimal detection of vital signs,” *European Microwave Conference (IEEE EuMC)*, UK, pp. 25-28, Oct. 2012.
- [7] **L. Chioukh**, H. Boutayeb, D. Deslandes and K.Wu. “Monitoring vital signs using remote harmonic radar concept,” *European Microwave Conference (IEEE EuMC)*, Netherlands, pp. 1269-1272, Oct. 2011.

- [8] **L. Chioukh**, H. Boutayeb, D. Deslandes and K.Wu, “Multi-frequency Radar Systems for Monitoring Vital Signs,” *in Proc. IEEE APMC. Dig.*, Japan, pp. 1669-1672, Dec. 2010.

***Journaux sous rédaction et corrections :***

- [10] **L. Chioukh**, T. Djarafi, D. Deslandes and K.Wu, “HarmonicYagi Antenna for Multiband biomedicals applications,” to be submitted in *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*.

- [11] **L. Chioukh**, T. Djarafi, D. Deslandes and K.Wu, “A low phase noise harmonic oscillator using feedback topology,” to be submitted in *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*.

- [12] **L. Chioukh**, T. Djarafi, D. Deslandes and K.Wu, “Harmonic Low Noise Amplifier with Controlled Power,” to be submitted in *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*.

- [13] **L. Chioukh**, H. Boutayeb, D. Deslandes and K.Wu, “Null Point Mitigation Using Harmonic Radar for Vital Signs Detection Systems,” to be submitted in *IEEE Trans. on Microw. Theory. and Techn.*

***Workshop :***

- [1] Workshop: Biomedical applications of Microwaves: Challenges and New Opportunities.

- L. Chioukh**, H. Boutayeb, D. Deslandes and K.Wu. “Harmonic Radar for Non-Invasive Monitoring Medical and Health Care Applications,” *European Microwave Conference (IEEE EuMC)*, Nürnberg, Germany, Oct. 2013.

- [2] Workshop: Circuits and Systems for Medical Applications.

- L. Chioukh**, D. Deslandes and K.Wu. “Low-Power Radar Techniques for Remote Sensing and Detection of Vital Signs,” *13<sup>th</sup> IEEE International NEWCAS Conference*, France, Jun 2015.