

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

SYSTÈME MÉDICAL INTÉGRÉ DE RADAR POUR LA SURVEILLANCE DE
PRÉCISION DES BATTEMENTS CARDIAQUES ET DU STATUT RESPIRATOIRE

LYDIA CHIOUKH

INSTITUT DE GÉNIE BIOMÉDICAL
ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

MÉMOIRE PRÉSENTÉ EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLÔME DE
MAÎTRISE ÈS SCIENCES APPLIQUÉES

(GÉNIE BIOMÉDICAL)

OCTOBRE 2009

© Lydia Chioukh, 2009.

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

Ce mémoire intitulé:

SYSTÈME MÉDICAL INTÉGRÉ DE RADAR POUR LA SURVEILLANCE DE
PRÉCISION DES BATTEMENTS CARDIAQUES ET DU STATUT RESPIRATOIRE

présenté par: CHIOUKH Lydia

en vue de l'obtention du diplôme de: Maîtrise ès sciences appliquées

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

M. SAVARD Pierre, Ph.D., président

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

M. YAHIA L'Hocine, Ph.D., membre et codirecteur de recherche

M. AKYEL Cevdet, D.Sc.A., membre

À mes parents et mes êtres chers

*Puissent-ils trouver dans ce travail la concrétisation des espoirs qu'ils ont placés en moi
et
Fussent-ils assurés de ma plus grande gratitude*

REMERCIEMENTS

A l'issue de ce travail, je tiens à exprimer mes sincères remerciements à mon directeur de recherche, le professeur *Ke WU*, et à mon codirecteur le professeur *L'Hocine YAHIA* pour m'avoir donné l'opportunité de travailler sur ce sujet motivant au sein de deux laboratoires dynamiques. Mes remerciements pour tous les efforts fournis à mon égard, tout au long de ce projet; pour le suivi, les conseils et les directives qu'ils m'ont donnés, pour les encouragements et la sollicitude avec lesquels ils m'ont orientée, et qui m'ont permis de mener à bien ce travail, qu'ils trouvent ici l'expression de ma profonde gratitude.

Je remercie également les professeurs monsieur *Pierre SAVARD* et monsieur *Cevdet AKYEL* d'avoir accepté de faire partie du jury d'examen à ce mémoire.

Je tiens aussi à remercier *Dr. Halim BOUTAYEB* et *Dr. Lin Li*, pour leur aide dont ils ont fait preuve tout au long de ce travail.

Je remercie les techniciens professionnels de recherche du laboratoire Poly-grames ; *Jules GAUTHIER*, *Steve DUBÉ*, *Traian ANTONESCU* sans oublier *Jean-Sébastien DÉCARIE* pour son assistance en informatique. Je rends grâce aussi à mes chères dames *Ginette DESPAROIS*, *Francine COURNOYER*, *Nathalie LÉVESQUE* et *Bernadette HAMMOND* pour leur sympathie, leurs précieux conseils, leurs soutien et aide en toutes circonstances.

J'adresse ensuite mes remerciements à mes collègues de travail du centre de recherche Poly-grames qui ont su m'offrir un environnement de travail adéquat toujours propice aux coopérations et ceci dans la bonne humeur, sans oublier mes collègues du laboratoire LIAB pour l'excellente atmosphère de travail, et à tous mes ami(e)s extérieurs à l'École Polytechnique de Montréal.

Je remercie le Conseil de Recherche en Sciences Naturelles et en Génie du Canada (CRSNG) pour le soutien et le support financier de ce travail, ainsi que l'ambassade d'Algérie à OTTAWA et le Ministère de l'Éducation du Québec (MEQ) pour m'avoir accordée l'exemption des frais de scolarité.

Pour terminer, je rends un chaleureux hommage à mes parents, mon papou *Boukhmis*, ma sœur *Narimane*, mes frères *Messaoud* et *Slimane*, mon petit neveu *Karim*, *Warda*, et *Kamel*, pour lesquels les mots ne peuvent rendre grâce car ils ont été pour moi une source d'amour, de soutien, de courage, de confiance et qu'ils trouvent ici la concrétisation de leurs espoirs.

RÉSUMÉ

La technologie radar, longtemps réservée au domaine militaire, est maintenant disponible dans le domaine civil pour l'avertissement de collision automobile, ainsi que dans le secteur biomédical pour la mise au point de systèmes de « monitoring » permettant de suivre de manière non invasive les fonctions vitales du patient telles que la respiration ou le rythme cardiaque. Placés au plafond d'une chambre d'hôpital, les systèmes RF biomédicaux peuvent suivre les rythmes cardiaques ou respiratoires de plusieurs patients en même temps. Il est également possible avec ces systèmes de donner l'alarme rapidement dans le cas d'apnée du sommeil ou du syndrome de mort subite chez les nouveaux nés. Une autre application est la surveillance des fonctions vitales du fœtus dans le ventre d'une mère lors de grossesses critiques. Dans un contexte quelque peu différent, ces systèmes RF biomédicaux sont actuellement étudiés pour une surveillance des zones de haute sécurité ou pour la recherche de survivants lors de séismes ou autre catastrophe. Pour cette dernière application, le système RF doit être capable d'assurer deux fonctions: la détection des signaux vitaux et la localisation d'une cible.

L'objectif de ce projet de recherche est de concevoir des systèmes radars Doppler permettant de détecter les battements cardiaques et la respiration d'un patient sans contact direct avec la peau. Une analyse de ces systèmes tenant compte des ondes électromagnétiques des tissus humains est proposée. De plus, plusieurs prototypes sont

fabriqués et testés. La conception et les résultats de simulations et de mesures sont présentés dans ce mémoire.

Trois systèmes opérants à des fréquences différentes ont été réalisés : 5.8 GHz, 24 GHz et 35 GHz. Le choix de la fréquence est justifié par la tendance de miniaturisation du système et l'appartenance à la bande ISM (Industriel, Scientifique, et Médical). Outre les fréquences d'opérations, ces systèmes diffèrent également dans leur architecture et les technologies utilisées. Leurs performances obtenues expérimentalement sont comparées et discutées. De plus, des méthodes de traitement du signal sont appliquées pour séparer le signal du battement de cœur et celui de la respiration.

ABSTRACT

Radar technology, long limited to military applications, is now available to the civilian sectors such as automotive collision warning in traffic controls and safe navigations, and in the biomedical sector for the development of systems of non-invasive monitoring of patient's vital signs such as breathing and/or heartbeats. Positioned over the ceiling of a hospital care room, such RF systems can monitor the cardiological activities or respiratory status of several patients simultaneously. With these systems it is also possible to give a fast emergency alarm in the case of a sleep apnea syndrome or sudden death in neonates. Another application is the monitoring of vital functions of the foetus inside the womb of a mother during abnormal pregnancy. In a somewhat different context, these RF biomedical systems are currently designed for surveillance of high security areas or for searching and rescuing of survivors after earthquakes or other disasters. For this last application, the RF system must be able to do two functions: the vital signal detection and the local positioning.

The objective of this research project is to design a Doppler radar system to detect the heartbeat and respiration status of a patient without direct skin (invasive) contact. An analysis of the proposed system taking into account the electromagnetic wave propagation in human tissue is proposed. In addition, several prototypes are fabricated and tested. The design, simulation results and measurements are presented in this thesis.

Three systems operating at different frequencies were built up: 5.8 GHz, 24 GHz, and 35 GHz. The choice of frequency is justified by the trend of miniaturization and to fulfill the ISM band (Industrial, Scientific and Medical) specifications. Besides the frequency of operation, these systems also differ in their architectures and technologies. Their experimental performances are compared and discussed. In addition, different signal processing methods are used to separate the heartbeat signal from its respiration counterpart, and the experimental results are compared while some important conclusions are reached.

TABLE DES MATIÈRES

REMERCIEMENTS.....	iv
RÉSUMÉ.....	vi
ABSTRACT.....	viii
TABLE DES MATIÈRES	x
LISTE DES TABLEAUX.....	xvi
LISTE DES FIGURES.....	xvii
LISTE DES SIGLES ET ABRÉVIATIONS	xxii
INTRODUCTION.....	1
CHAPITRE 1 : GÉNÉRALITÉS ET DÉFINITION DU CONTEXTE DE RECHERCHE.....	4
1.1. Introduction.....	4
1.2. Physiologie et mesure du signal vital avec radar	5
1.2.1. <i>Les signaux vitaux</i>	5
1.2.2. <i>Système cardiaque</i>	6
1.2.2.1 Physiologie	7
1.2.2.2 Technique de mesure du battement cardiaque.....	9

1.2.2.3	Clinique	10
1.2.3.	<i>Système respiratoire</i>	11
1.2.3.1	Physiologie	11
1.2.3.2	Méthode pour la mesure de la respiration	12
1.2.3.3	Clinique	12
1.3.	Les appareils médicaux de prise de mesures.....	13
1.3.1	<i>Capteurs implantables</i>	13
1.3.1.1	Les contraintes des capteurs implantables.....	15
1.3.1.1.1	<i>Nature de l'énergie utilisée</i>	16
1.3.1.1.2	<i>Partie du corps concernée</i>	18
1.3.1.1.3	<i>Mobilité du capteur, attachement, fixation</i>	19
1.3.1.1.4	<i>Spécificité pour la communication sans fil</i>	19
1.3.1.1.5	<i>Stérilisation</i>	20
1.3.1.1.6	<i>Stabilité des capteurs</i>	22
1.3.1.1.7	<i>Biocompatibilité</i>	24
1.3.2	<i>Techniques non invasives</i>	26
1.4.	Motivations, avantages et applications des systèmes sans contact	29
1.5.	Conclusion	31

CHAPITRE 2 : PRINCIPES ET DISCUSSIONS SUR L'UTILISATION DU RADAR DOPPLER POUR LA DÉTECTION DES SIGNAUX VITAUX.....	33
---	----

2.1	Introduction.....	33
2.2	Notions de base sur les radars.....	34
2.2.1	<i>Principe de fonctionnement du radar</i>	34
2.2.2	<i>Classement des radars</i>	36
2.2.2.1	Le radar à onde continue (CW radar).....	37
2.2.2.2	Le radar à onde continue modulée en fréquence (FM-CW radar).....	38
2.3	Radar doppler pour la surveillance des signaux vitaux.....	41
2.3.1	<i>État de l'art</i>	42
2.3.2	<i>Principe de fonctionnement</i>	46
2.4	Conclusion.....	49
CHAPITRE 3 : ÉTUDE DE L'INTERACTION DES ONDES		
ÉLECTROMAGNÉTIQUES AVEC LES TISSUS HUMAINS.....		
3.1	Introduction.....	51
3.2	Propagation de l'onde électromagnétique.....	53
3.3	Les propriétés électromagnétiques des tissus humains.....	57
3.3.1	<i>Permittivité électrique (ϵ en F/m)</i>	58
3.3.2	<i>Perméabilité magnétique (μ en H/m)</i>	61
3.3.3	<i>Conductivité (σ en S/m)</i>	62

3.4	La dispersion et l'atténuation	62
3.5	Mécanisme d'interaction des ondes radiofréquences avec les organismes biologiques	62
3.6	Effets des radiofréquences/ microondes sur les organes biologiques	66
3.6.1	<i>Contamination externe</i>	69
3.6.2	<i>Contamination interne</i>	69
3.6.2.1	Effets thermiques, non thermiques, isothermes et micro thermiques.....	70
3.6.2.2	Système cardiaque.....	71
3.6.2.3	Système visuel humain.....	72
3.6.2.4	Système nerveux	73
3.6.2.5	Exposition du corps au téléphone et aux stations de base.....	74
3.7	Conclusion	76
CHAPITRE 4 : ANALYSE ET MÉTHODOLOGIE DE CONCEPTION DE TROIS SYSTÈMES RADARS		78
4.1.	Choix de la fréquence.....	78
4.1.1.	<i>Introduction</i>	78
4.1.2.	<i>Pénétration des micro-ondes dans divers tissus</i>	79
4.1.3.	<i>Absorption dans les tissus humains</i>	82
4.1.4.	<i>La fréquence porteuse du radar doppler</i>	83

4.1.4.1	Mise en évidence et effet de la non-linéarité	83
4.1.4.2	Modélisation	89
4.1.4.3	Détection du rythme cardiaque	90
4.1.5.	<i>Conclusion sur le choix de la fréquence porteuse</i>	92
4.2.	Analyse et conception du système à 5.8 GHz	92
4.2.1	<i>Système utilisant un coupleur conventionnel</i>	93
4.2.1	<i>Système avec amélioration de l'isolation</i>	97
4.2.2	<i>Fabrication</i>	100
4.2.3.1	<i>Réalisation du coupleur avec circuit de rétro-alimentation</i>	101
4.2.3.2	<i>Oscillateur hyperfréquence VCO</i>	102
4.2.3.3	<i>Amplificateur (HMC451LC3)</i>	104
4.2.3.4	<i>LNA (HMC392LC4)</i>	106
4.2.3.5	<i>Mélangeur (HMC129G8)</i>	109
4.2.3.6	<i>Antenne</i>	111
4.2.3.7	<i>Montage de mesure des signaux vitaux</i>	115
4.3.	Radars fonctionnant en bande Ka	117
4.3.1.	<i>Système fonctionnant à 24Ghz</i>	118
4.3.2.	<i>Système fonctionnant à 35 GHz</i>	120
4.4.	Conclusion	122
CHAPITRE 5 : RÉSULTATS EXPÉRIMENTAUX		123

5.1. Traitement du signal.....	123
5.1.1 Centrage.....	124
5.1.2 Lissage.....	124
5.1.3 Autocorrélation	125
5.1.4 La transformée de Fourier rapide (FFT)	125
5.1.5 Analyse et synthèse harmonique.....	126
5.2. Mesures	127
CONCLUSION GÉNÉRALE.....	146
RÉFÉRENCES.....	150

LISTE DES TABLEAUX

Tableau 1.1. Techniques de la détection du mouvement de paroi thoracique9	9
dans la littérature.....9	9
Tableau 1.2. Méthode pour la mesure des rythmes respiratoires.....12	12
Tableau 1.3. Technique pour la mesure du signal vital28	28
Tableau 2.1. les conditions de topologie de système.....40	40
Tableau 2.2. Comparaison entre radar CW et radar pulsé41	41
Tableau 2.1. Radar Doppler pour la mesure des signaux vitaux.....44	44
dans la littérature.....44	44
Tableau 3.1. Propriétés diélectriques pour différents tissus en fonction de la fréquence.....59	59
Tableau 3.2. Limitation de DAS d’après Santé Canada68	68
Tableau 5.1. Densité de puissance rayonnée maximale acceptable.....129	129
Tableau 5.2. Influence de la position et de l’orientation du radar135	135
Tableau 5.3. Niveaux des raies de respiration et de battement de cœur pour les trois systèmes144	144

LISTE DES FIGURES

FIG 1.1. Emplacement du cœur dans la cage thoracique	8
FIG 1.2. Rendement exemplaire d'un électrocardiogramme	9
FIG 1.3. Système respiratoire	11
FIG 1.4. Systèmes existants pour surveiller la fréquence cardiaque avec contact	27
FIG 1.5. Applications du bio-radar	29
FIG 2.1. Exemple d'architecture d'un système Radar	35
FIG 2.2. principe du radar CW - système d'ondes stationnaires	38
FIG 2.3. Principe du radar FMCW. Modulation en dents de scie	39
FIG 2.4. Décalage Doppler	47
FIG 2.5. Schéma bloqué simplifié d'un radar Doppler	47
FIG 3.1. Le spectre des ondes électromagnétiques	54
FIG 3.2. Propagation d'une onde électromagnétique	55
FIG 3.3. Influence des différentes polarisations en fonction de la fréquence	60
FIG 3.4. Amplitude relative de la puissance d'absorption par les tissus biologiques pour différentes fréquences	65
FIG 4.1. Profondeur de pénétration des micro-ondes dans différents tissus humains	79
FIG 4.2. Modèle d'atténuation Impulsion-Écho	80
FIG 4.3. Propagation de l'onde électromagnétique dans les tissus humains pour différentes fréquences (HFSS)	82
FIG 4.4. Schéma bloc d'un radar Doppler	84

FIG 4.5.	Réponse temporelle du signal reçu	86
FIG 4.6.	Réponse fréquentielle du signal reçu	87
FIG 4.7.	Réponse fréquentielle du signal reçu B(t) en dB	88
FIG 4.8.	Modélisation du système radar pour la détection du signal vital en utilisant le logiciel ADS	89
FIG 4.9.	Réponse fréquentielle du signal reçu par simulation ADS	90
FIG 4.10.	Amplitude du signal lié au battement du cœur en fonction de la fréquence porteuse pour différents cas respiratoires.....	90
FIG 4.11.	Le diagramme bloc simplifié pour le radar Doppler.....	93
FIG 4.12.	Modèle du radar avec coupleur conventionnel	96
FIG 4.13.	Réponse fréquentielle du signal détecté.....	96
FIG 4.14.	Radar Doppler avec coupleur et circuit de rétro-alimentation	97
FIG 4.15.	Simulation du radar en blocs avec coupleur et circuit de rétro-alimentation	98
FIG 4.16.	Simulation du radar avec coupleur et circuit de rétro-alimentation.....	99
FIG 4.17.	Simulation des paramètres S du coupleur avec circuit de rétro-alimentation	99
FIG 4.18.	Réponse fréquentielle du signal détecté.....	100
FIG 4.19.	Architecture du radar fabriqué à 5.8GHz.....	101
FIG 4.20.	Masque du coupleur	102
FIG 4.21.	Photographie du coupleur fabriqué	102
FIG 4.22.	Principe de fonctionnement du VCO	103

FIG 4.23.	Description des entrées du circuit VCO.....	103
FIG 4.24.	Masque et photographie du VCO (HMC431LP4E).....	104
FIG 4.25.	Schéma d'un amplificateur	104
FIG 4.26.	Description des entrées du circuit amplificateur de puissance.....	106
FIG 4.27.	Photographie de l'amplificateur de puissance (HMC451LC3).....	106
FIG 4.28.	Description des entrées du circuit LNA	109
FIG 4.29.	Masque et photographie du LNA (HMC392LC4)	109
FIG 4.30.	Description des entrées du circuit mélangeur	111
FIG 4.31.	Masque et photographie du mixeur (HMC129G8).....	111
FIG 4.32.	Schéma du réseau d'antennes patchs 4x4 optimisé fonctionnant à 5.8 GHz	113
FIG 4.33.	Diagramme de rayonnement simulé (HFSS)	113
FIG 4.34.	Photo du réseau 4x4	114
FIG 4.35.	Mesure en chambre anéchoïque	114
FIG 4.36.	Diagramme de rayonnement mesuré du réseau d'antennes à 5.8 GHz	115
FIG 4.37.	Gain mesuré du réseau en fonction de la fréquence.....	115
FIG 4.38.	S_{11} mesuré	115
FIG 4.39.	Banc de mesure pour le radar Doppler à 5.8GHz	116
FIG 4.40.	Spectre de fréquence pour la bande Ka.....	117
FIG 4.41.	Prototype du radar fonctionnant à 24 GHz	118
FIG 4.42.	Le banc de mesure pour le radar Doppler à 5.8GHz.....	119

FIG 4.43.	Architecture du radar fonctionnant à 35Ghz.....	120
FIG 4.44.	Radar Doppler fonctionnant à 35GHz.....	121
FIG 5.1.	Processus de traitement des données mesuré pour l'extraction des paramètres	124
FIG 5.2.	Exemple de synthèse harmonique d'un signal, décomposition en harmoniques et spectre sonore montrant leur intensité relative	127
FIG 5.3.	Positions de mesure.....	128
FIG 5.4.	Spectre du signal mesuré pour le sujet 1 à 1m du radar (avec et sans auto-corrélation).	130
FIG 5.5.	Spectre du signal mesuré pour le sujet 2 à 1m du radar (avec et sans auto-corrélation).	131
FIG 5.6.	Spectre du signal mesuré pour le sujet 1 à 1m du radar (avec et sans respiration).	132
FIG 5.7.	Spectre du signal mesuré pour deux sujets à 1m du radar	133
FIG 5.8.	Spectre du signal mesuré pour le sujet 1 à 1m et pour différentes positions du radar	135
FIG 5.9.	Spectre du signal mesuré pour le sujet 1 à 20cm avec et sans auto-corrélation	136
FIG 5.10.	Spectre du signal mesuré pour un radar placé derrière le dos pour le sujet 1 à 1m	137

FIG 5.11. Spectre du signal mesuré de face pour le sujet 1 à 1m (avec et sans auto-corrélation)	138
FIG 5.12. Spectre du signal mesuré pour le sujet 1 à 20cm sans respiration (avec et sans auto-corrélation)	139
FIG 5.13. Spectre du signal mesuré pour le sujet 1 à 1m sans respiration (avec et sans auto-corrélation)	140
FIG 5.14. Spectre du signal mesuré pour le sujet 1 à 20cm pour une respiration normale et une respiration forcée	141
FIG 5.15. Spectre du signal mesuré pour le sujet 1 à 1m pour une respiration normale et une respiration forcée	142
FIG 5.16. Électrocardiogrammes pour les mesures de l'activité cardiaque au repos, au cours d'un effort physique, puis après récupération.	143

LISTE DES SIGLES ET ABRÉVIATIONS

GRAMES Groupe de Recherche Avancée en Micro-ondes et Électronique Spatiale

HFSS High Frequency Structure Simulator

SIW Substrate Integrated Waveguide

INTRODUCTION

La recherche et le développement sur les systèmes RF pour les applications biomédicales ont débutés dans les années 70. Un capteur a été appliqué pour la première fois pour mesurer le taux respiratoire et la détection de l'apnée du sommeil en 1975 [1]. Les expériences ont d'abord été effectuées sur des animaux [1], puis sur des êtres humains [2]. Parallèlement, les circuits intégrés ont évolués en devenant plus compacts et plus complexes. Ensuite des systèmes permettant de mesurer la respiration et le battement cardiaque d'un patient pour des buts médicaux ont été proposés et étudiés [3,4]. C'est dans cette même perspective que se place la maîtrise, en présentant des études de différents systèmes. Le radar de type Doppler est choisi comme modèle pour développer ces systèmes car il permet des mesures sans contact avec la peau en donnant une alarme plus rapide dans le cas de l'apnée du sommeil ou du syndrome de la mort subite chez les jeunes enfants. En outre, dans un contexte un peu différent, ces systèmes de la surveillance sans contact avec le patient ont été étudiés pour la surveillance dans des zones de haute sécurité ou pour rechercher des survivants après des tremblements de terre ou autres désastres.

Dans ce mémoire, sont décrits les effets des ondes électromagnétiques dans les tissus humains, la modélisation utilisant le logiciel ADS d'Agilent et la conception des systèmes RF biomédicaux et les techniques de traitement du signal permettant de détecter les signaux vitaux.

Par souci de comparaison et pour tester différentes architectures et technologies, trois systèmes fonctionnant à 5.8 GHz, 24 GHz et 35 GHz ont été conçus, fabriqués et testés en collaboration avec d'autres chercheurs de l'équipe. Les rapports signal à bruit, et les sensibilités de ces trois systèmes sont présentés et discutés.

Pour le système fonctionnant à 5.8 GHz qui n'utilise qu'une seule antenne en émission et réception ont été conçus un réseau d'antenne à micro-ruban à 16 éléments et un circuit permettant de réduire le couplage entre le signal transmis et le signal reçu. Le circuit permet donc d'analyser la probabilité de détection. Le système fonctionnant à 24 GHz se compose de deux antennes cornées pour la transmission et la réception et un mélangeur. Le système à 35 GHz emploie la technologie des guides d'ondes intégrés sur le substrat SIW (Substrate Integrated Waveguide), une antenne unique et un circulateur.

Avec ces trois systèmes, plusieurs tests sont effectués à environ un mètre du patient.

Les résultats obtenus montrent que le battement de cœur et la fréquence du souffle respiratoire sont bien détectés ce qui valide nos analyses et conceptions.

CHAPITRE 1

GÉNÉRALITÉS ET DÉFINITION DU CONTEXTE DE RECHERCHE

1.1. INTRODUCTION

Dans ce chapitre, nous décrivons les raisons qui ont conduit à entreprendre ce travail et les objectifs que nous souhaitons atteindre. Nous montrons surtout l'intérêt de concevoir un système de mesure sans contact et non invasif. L'application principale de ce système est la réalisation d'émetteurs / récepteurs à bas coût et hautement performants pour la mesure du battement cardiaque et la surveillance du statut respiratoire. Il est également fait état de l'art des méthodes existantes pour ce type d'application biomédicale. Enfin, pour conclure, nous présentons les impacts potentiels de ce travail.

1.2. PHYSIOLOGIE ET MESURE DU SIGNAL VITAL AVEC RADAR

Le système que l'on souhaite réaliser est un radar de type doppler qui doit détecter le mouvement ou bien le déplacement de la poitrine du patient en raison de l'action physiologique. Pour connaître la relation entre le signal reçu et le mouvement de surface de peau, nous devons premièrement comprendre la relation entre le système cardio-pulmonaire et ce déplacement. Pour que le radar Doppler détecte les rythmes cardiaques et respiratoires, il doit détecter les requêtes qui se produisent en raison d'événements physiologiques périodiques, y compris la pulsation artérielle et la respiration. Ces déplacements sont concentrés dans le thorax, les poumons et le cœur, mais également incluent l'abdomen, qui se déplace à cause de la respiration, et les impulsions superficielles, qui sont présentes dans quelques points dans le corps.

1.2.1. Les signaux vitaux

Les signaux vitaux sont l'ensemble des pulsations, pulsations artérielles et veineuses. Ces signes vitaux, y compris le rythme cardiaque et la respiration, sont enregistrés chez les patients dans les situations d'urgence et cliniques. Plusieurs niveaux d'informations peuvent être obtenus en mesurant ces taux. D'abord, les données peuvent être utilisées

pour vérifier que le sujet respire et que le cœur bat. Le taux respiratoire est un indicateur physiologique et aussi un taux d'impulsion irrégulier peut indiquer une anomalie cardiaque. Les taux peuvent être stockés à certains temps et les tendances peuvent être sauvegardées, fournissant ainsi un outil servant au diagnostique. Par exemple, l'augmentation de fréquence cardiaque peut être utilisée pour détecter l'apnée du sommeil [5]. Aussi des changements du volume de cœur et du système respiratoire peuvent indiquer certains traumatismes [6]. La variabilité de la fréquence cardiaque peut prédire des maladies cardiovasculaires sévères tels que la neuropathie diabétique, l'hypertension, infarctus du myocarde [7]. Un délai irrégulier entre deux battements du cœur peut être associé à une fibrillation [8]. De plus, les 'signatures' cardiaques et respiratoires peuvent fournir des informations supplémentaires. De nombreux facteurs influant sur la variation du rythme cardiaque, tels que la température, le système nerveux, etc.

1.2.2. Système cardiaque

La mesure du battement cardiaque est la clé de plusieurs diagnostics médicaux. En recueillant les battements du cœur d'un patient, le personnel médical peut déterminer la pathologie ou les conditions de celui-ci. Plusieurs techniques pour mesurer

quantitativement le déplacement brut de la paroi thoracique ont été proposés, telles que le cardiogramme impulsionnel [9], le système à déplacement par laser [10], la lumière structurée de type Moiré [11], interférométrie par laser granuleux [12], le transducteur à capacitance [13], le capteur à déplacement magnétique [14] et le microphone phonocardiographique [15].

1.2.2.1 Physiologie

Avec chaque battement cardiaque, le cœur subit une rotation partielle et une expansion, qui frappe la paroi thoracique pendant la contraction ventriculaire gauche. Ce contact avec la paroi thoracique produit une impulsion à l'apex, aux 4^{ème} et 5^{ème} espace intercostal (cf. Figure 1.1), ayant pour résultat un déplacement maximal détecté à l'apex d'une moyenne de 0,08 mm. Cette valeur varie d'un sujet à l'autre en raison des différences physiologique, de santé, de conditionnement physique et de l'âge. L'expansion et la contraction du cœur mène également à une pulsation plus lente du secteur parasternal gauche de la paroi thoracique avec chaque battement cardiaque. Il y a également un mouvement de peau-surface à la fréquence cardiaque due à la palpitation des artères superficielles. La pulsation des artères est retardée par rapport à celle de la

paroi thoracique par 0.15 à 0.28 sec, et on estime que le plus grand déplacement artériel à l'artère carotide est environ un quart de celui de la poitrine.

Comme le battement cardiaque est la circulation du sang dans les artères, ce déplacement donne un changement de leurs tailles, causant un mouvement de la paroi thoracique qui peut être détectée à la surface de la peau, ce déplacement moyen est suffisant pour assurer la détection avec un système radar Doppler.

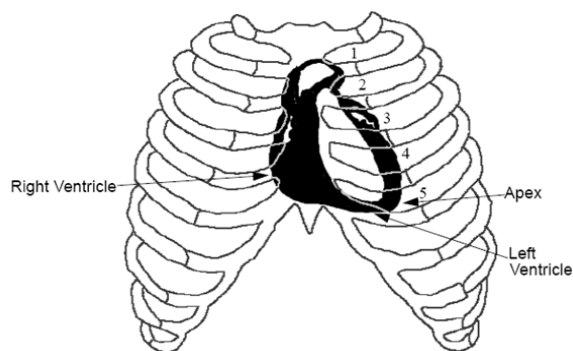


FIG 1.1. Emplacement du cœur dans la cage thoracique [18]

D'après la figure 1.1, Les espaces intercostaux sont indiqués par les numéros 1-5. Le cœur est sous le sternum et le cartilage des nervures de tiers, quatrième, et cinquième.

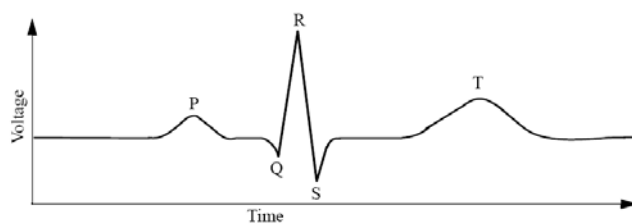


FIG 1.2. Rendement exemplaire d'un électrocardiogramme

La dépolarisation auriculaire cause l'onde P, la dépolarisation ventriculaire cause le complexe QRS, et la repolarisation ventriculaire cause l'onde T (cf. FIG 1.2),

1.2.2.2 Technique de mesure du battement cardiaque

Le tableau ci-dessous présente des techniques du mouvement de la paroi thoracique proposées dans la littérature.

Tableau 1.1. Techniques de la détection du mouvement de paroi thoracique dans la littérature

Référence	Techniques de mesure
Aubert, <i>et al.</i> , [10]	Système à déplacement par laser infrarouge
Berson et Pipberger, [83]	Photopotentiomètre
Brandt, <i>et al.</i> , [11]	Lumière structure de type Moiré
Deliyannis, <i>et al.</i> , [9]	Cardiogramme impulsionnel
Ikegaya, <i>et al.</i> [15]	Microphone phonocardiographique
Mohri, <i>et al.</i> , [14]	Capteur à déplacement
Ramachandran et Singh, [13]	Interféromètre à laser
Ramachandran <i>et al.</i> , [16]	Transducteur à capacitance
Ronaszeki <i>et al.</i> , [17]	Déplacement par laser linéaire

Tandis que ces études sont utiles pour avoir une idée du déplacement de la paroi thoracique avec le battement cardiaque, elles laissent beaucoup de secteurs ouverts pour de futures recherches. En effet, aucune de ces études n'a indiqué l'erreur due à la mesure, seulement la variation entre les sujets, ainsi l'exactitude des données est peu claire.

1.2.2.3 Clinique

Sur le plan clinique, la pulsation est examinée pour établir la fréquence et le rythme cardiaque, et le motif de la palpation peut être utilisé pour davantage de diagnostic des maladies cardiaques et circulatoires. Le rythme cardiaque au repos normal chez les adultes est 50 à 90 battements par minute. Une fréquence cardiaque en dehors de la plage normale peut indiquer soit une anomalie cardiaque ou une autre condition qui provoque la fréquence cardiaque anormale. Un pouls irrégulier est habituellement indicatif d'une anomalie cardiaque, l'amplitude et le contour de la pulsation, comme une petite impulsion, faible, ou une impulsion sporadiquement mis en forme peuvent être indicatifs d'un état physiopathologique.

1.2.3. Système respiratoire

1.2.3.1 Physiologie

La respiration est l'échange d'air produit dans les poumons, l'air avec du CO_2 doit être supprimé dans les poumons et l'air avec O_2 doit être inspiré comme suivant la figure 1.3. Durant la respiration, la contraction des muscles génère des changements de volume du thorax et crée des différences de pression entre le thorax et l'environnement extérieur. Les vibrations du thorax et de l'abdomen provoquent des déplacements importants à la surface de la peau de l'ordre de 0,8 mm.

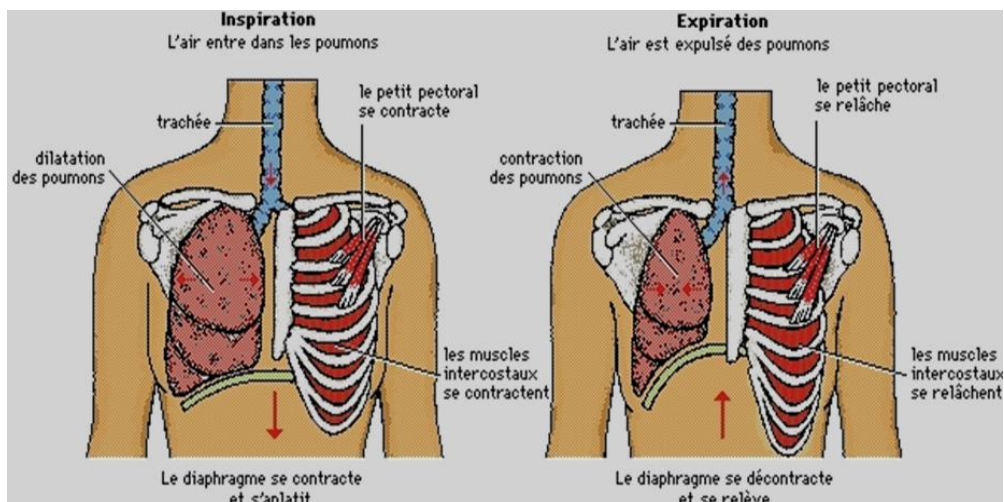


FIG 1.3. Système respiratoire

1.2.3.2 Méthode pour la mesure de la respiration

Tableau 1.2. Méthode pour la mesure des rythmes respiratoires

Technique	Description	Avec et sans contact	Avantages et inconvénient
Mesure d'impédance [19]	Injection de faible courant électrique sur un sujet pour mesurer le changement d'impédance.	Avec contact	Beaucoup d'électrodes, problèmes d'interférence et de précision
Mesure d'inductance [19]	Mesure de l'inductance grâce au mouvement d'une bande élastique entourant le patient	Avec contact	Problème de précision
Magnétomètre [108, 110]	Transmetteur et récepteur de part et d'autre du patient pour mesurer le changement du champ magnétique	Avec contact	Peut également détecter les changements de position du patient.
Mesure de la circonférence [20]	Mesure des changements de la circonférence	Avec contact	Les mouvements du patient influent sur la qualité du signal
Système à déplacement laser [21,22]	Le laser pour mesurer le déplacement	Sans contact	Le sujet doit être sans vêtement

1.2.3.3 Clinique

Sur le plan clinique, les études indiquent que pour un adulte normal, le rythme respiratoire est de 16 à 24 cycles respiratoire par minute, mais certaines études indiquent que des rythmes plus bas comme 8 respirations par minute sont normaux [23]. Le rythme respiratoire est généralement mesuré par observation ou palpation de la poitrine.

Une lecture précise nécessite un comptage pendant une minute pleine, étant donné que les rythmes sont bas. Les mesures du rythme respiratoire peuvent varier considérablement en fonction du temps. La précision des mesures est importante pour avoir un bon diagnostic.

1.3. LES APPAREILS MÉDICAUX DE PRISE DE MESURES

Les appareils qui permettent la mesure des signaux vitaux sont plus ou moins coûteux et encombrants selon leur complexité, allant du simple stéthoscope au complexe phonocardiogramme. Tous les deux doivent être utilisés par du personnel qualifié durant la prise de mesures.

1.3.1 Capteurs implantables

La littérature scientifique regorge de travaux sur les biocapteurs et les dispositifs médicaux implantables, montre que peu de travaux sont destinés aux applications *in vivo*. Il est important de noter que le développement de systèmes de mesure implantable *in vivo* n'est pas évident. Les scientifiques doivent faire face à plusieurs difficultés qui empêchent l'introduction à grande échelle des capteurs implantables dans le milieu

clinique. Parmi les difficultés rencontrées, citons par exemple: la stérilisation, la stabilité à long terme, la biocompatibilité, le choix du modèle animal et la calibration.

Les études sur les capteurs implantables étaient principalement basées sur des paramètres techniques. Les ingénieurs ont axés leur recherche sur la miniaturisation des dispositifs et le développement de la télémétrie. Bien que l'utilisation de la télémétrie réduise les risques d'infections en supprimant les fils, elle ne constitue pas une solution au problème complexe de la biocompatibilité. De plus, l'expérience a montré qu'on ne pouvait réduire ce concept à une simple enveloppe biocompatible censée intégrer l'implant au corps humain. Au cours des recherches récentes, la biocompatibilité des dispositifs médicaux implantables s'est imposée comme un paramètre incontournable. En effet, elle occupe une place de plus en plus importante dans le traitement du sujet. Si les scientifiques parviennent à développer des capteurs implantables sécuritaires à long terme, d'importants progrès dans la médecine préventive seront accomplis. Ces capteurs permettraient un contrôle *in vivo* continu des processus biologiques, détectant la moindre anomalie. Dès lors, on peut saisir l'importance d'améliorer les performances *in vivo* de ces capteurs 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. Pour le patient, ceci se traduit par la possibilité de vaquer à ces occupations durant la prise de mesures et un confort amélioré. Pour les médecins, les avantages sont surtout une meilleure qualité de mesure puisque la mesure se fait *in vivo* et la possibilité de prolonger la durée de la prise de mesures sans avoir à être présent durant tout le processus. Pour le système de santé, le principal avantage est la réduction des coûts au niveau de la main-d'œuvre et des appareils. Effectivement, puisque les appareils médicaux implantables sont issus de la technologie de la microfabrication, ces dispositifs peuvent être fabriqués en parallèle par groupe de plusieurs milliers. Par conséquent, le coût d'un dispositif individuel est faible.

1.3.1.1 Les contraintes des capteurs implantables

Comme nous avons pu le montrer précédemment, les techniques de conception de capteurs télémétriques présentent certains inconvénients. Nous allons à présent voir leurs spécificités, les caractéristiques et les problèmes rencontrés en fonction de la partie du corps concernée et de l'objectif visé. En effet, il existe des contraintes liées au compartiment qui est voué à recevoir les capteurs et tous ne fonctionnent pas exactement de la même manière.

1.3.1.1.1 Nature de l'énergie utilisée

Tout d'abord, la nature des données reçues et transmises peut varier considérablement. Prenons par exemple le cas de la surveillance des maladies de l'artère pulmonaire et de la thérapie des insuffisances cardiaques [24]. Les systèmes de surveillance des maladies cardiaques cliniquement disponibles utilisent l'énergie électromagnétique pour communiquer avec les capteurs cardiaques. Or, la pénétration d'une telle énergie étant limitée, elle requiert la présence d'un fil et de grandes antennes pour permettre de transmettre le signal du capteur à la surface du corps. C'est pourquoi il existe une tendance à développer des capteurs fonctionnant avec l'énergie acoustique. Celle-ci n'est que très sensiblement atténuée par les tissus, rendant possible la communication sans fil. L'énergie acoustique est capable de pénétrer profondément dans le corps dans les fréquences de l'ordre du KHz, elle utilise peu d'énergie (dizaines de nano watts) et des capteurs internes de petite taille (1mm) pour le fonctionnement bidirectionnel. Ces caractéristiques la rendent plus intéressante et efficace pour l'application souhaitée.

En revanche, dans le cas d'un système d'enregistrement de la pression dans la vessie [25], c'est plutôt la puissance inductive qui est utilisée. Les diagnostics urinaires

nécessitent généralement des tests urodynamiques pour mesurer la contraction des muscles de la vessie lorsque celle-ci se remplit et se vide. Cela implique l'utilisation de cathéters, ce qui peut être pénible et est non-physiologique. La puissance inductive permet d'accroître la durée de vie d'un implant au-delà de celle de la batterie et de réduire les dimensions des implants du fait que la batterie, souvent le plus grand composant dans les implants biomédicaux, peut être laissée à l'extérieur. Ainsi, le diamètre de la capsule peut être réduit, l'objectif étant d'atteindre un diamètre inférieur à 5mm afin de permettre à la capsule d'être insérée dans la vessie avec un cystoscope par l'urètre. Cependant, l'inconvénient est la nécessité de se trouver à proximité d'une source d'énergie externe.

Une autre application utilise les signaux électriques. Il s'agit de l'étude *in vivo* du chargement mécanique dans le rachis lombaire [26]. L'expérience a été menée sur des babouins. Les extrémités opposées de deux câbles ont été connectées électriquement à un système télémétrique de multiplexage implantable de 16 canaux, multiplexé, capable de transmettre une chaîne de données numériques à une fréquence de 10 Hz.

A travers ces différents exemples d'application, nous avons pu voir que l'énergie utilisée pour recevoir et transférer le signal peut varier suivant la nature du capteur.

1.3.1.1.2 *Partie du corps concernée*

La localisation du capteur dans une partie spécifique du corps conduit également à prendre en considération des paramètres particuliers. En effet, suivant la localisation du capteur dans le corps, le signal réémis vers la surface du corps aura à traverser des milieux variés, plus ou moins épais, opaque, (sang, peau, muscles...). Ceci est à prendre en considération afin d'être critique au sujet du bruit et de la précision du signal recueilli. Lorsqu'il s'agit d'étudier des insuffisances cardiaques ou des maladies de l'artère pulmonaire [24], les implants sont situés à proximité ou au sein de la bifurcation de l'artère pulmonaire, ce qui fait que certains implants sont libres dans la lumière artérielle et donc non couverts par les tissus. Afin d'être performants et adéquatement acceptés par le corps, les capteurs doivent être conçus en tenant compte de certaines contraintes dictées par la partie du corps hôte.

Ces exemples nous prouvent que l'application particulière à laquelle est voué le capteur impose des contraintes associées.

1.3.1.1.3 Mobilité du capteur, attachement, fixation

Suivant la partie du corps où se situe le capteur, son attachement à celle-ci peut varier. Un capteur de pression dans la vessie peut bouger librement dans la vessie et adopter toutes les orientations possibles [25]. Pour la mesure des forces exercées dans le rachis lombaire [26], l'émetteur télémétrique, les batteries et les interrupteurs sont placés dans des sachets sous-cutanés créés à l'extérieur de la paroi des muscles abdominaux et ont été suturés à la paroi du muscle murs pour empêcher la migration. De même pour la mesure de la pression intra-pleurale [27], l'extrémité du capteur de pression de la sonde de l'implant est insérée dans l'espace pleurale, et le cathéter est fixé avec des points de suture.

1.3.1.1.4 Spécificité pour la communication sans fil

Du point de vue de la communication par les radiofréquences, l'exigence primordiale est le transfert de l'ensemble des données recueillies par l'implant à une unité externe jusqu'à une distance de 3m. Toutefois, il a été constaté que chaque implant impose des exigences de performance différentes. Certains, tels que les implants dans la rétine exigent un transfert de données à haute densité et à une vitesse élevée. D'autres, tels que le capteur de pression intracrânienne, ne transmettent que des petits paquets de données

sur une base occasionnelle. En outre, la spécification initiale de transmettre des données à la fréquence médicale de 402-405 MHz n'est pas adaptée à toutes les applications. La fréquence de 450 MHz modulée à 16 Hz altère la chimie du cerveau des poulets et des chats. Les émetteurs radio U.H.F. ou radar fonctionnant entre 400 et 450 MHz se prêtent plus facilement pour des manipulations cérébrales. Pour tenir compte de ces exigences de variabilité, les entreprises de microélectronique mettent au point un éventail de solutions en concevant des systèmes utilisant une puissance inductive à basse fréquence.

1.3.1.1.5 Stérilisation

Étant donné la nature invasive des capteurs implantables, il est nécessaire que ces derniers soient stériles, c'est-à-dire, exempts de microorganismes viables et présentant un risque infectieux nul. Il est même recommandé d'avoir l'assurance d'un niveau de stérilité ANS (ou SAL en anglais) de 10^{-6} , où l'on tolère un cas non stérile sur un million. On peut aisément comprendre le pourquoi de telles exigences. En effet, la contamination des dispositifs par des bactéries et autres agents pathogènes, peut réduire leur biocompatibilité locale, causer des réactions contre l'implant, voir même détériorer la santé de l'hôte. Il est donc nécessaire de développer des protocoles de stérilisation efficaces. Par ailleurs, ces méthodes doivent être adaptées aux particularités des capteurs

car ces derniers contiennent entre autres plusieurs composantes thermosensibles. Par conséquent, une bonne méthode doit non seulement venir à bout des microorganismes, mais aussi garantir la stabilité fonctionnelle du dispositif.

Les protocoles conventionnels de stérilisation comme l'autoclave ou la chaleur sèche sont inappropriés dans le cas des capteurs thermosensibles implantables. Une chaleur trop élevée détériore les circuits électriques et les composantes du capteur. L'humidité, quant à elle, crée une couche d'oxydation sur les métaux qui dérègle le fonctionnement des circuits et des capacitances. Pareillement, on ne peut recommander l'utilisation de la stérilisation gazeuse par hydroxyde d'éthylène ou encore celle de traitement chimique (Thiomersal) à cause de leur toxicité et de leur potentiel cancérigène. La toxicité de ces techniques est due à des problèmes d'absorption et de rétention des résidus des agents actifs quand elles sont employées sur des matériaux polymériques. Pour l'instant, l'utilisation d'antiseptiques (alcool, peroxyde d'hydrogène ou glutaraldéhyde) combinée à la stérilisation aux UV, radiations Gamma et autres, reste la méthode la plus sûre et fiable pour réduire la charge bactérienne sans affecter le dispositif [28]. D'autres protocoles sont à l'étude, comme la stérilisation au plasma ou à l'ozone. Ce sont des méthodes relativement douces, ayant peu d'impacte sur les capteurs

mais qui permettent de détruire les contaminants. On peut aussi rajouter qu'un traitement efficace doit non seulement assurer la stérilisation du produit final, mais aussi inclure des mesures de décontamination dans chaque étape de fabrication.

Depuis l'apparition de cas de contamination au HIV par des implants médicaux et ceux des maladies nosocomiales, la stérilisation et le recyclage de ces dispositifs font l'objet de questionnements au sein de la communauté scientifique. Il semblerait que l'utilisation de dispositifs jetables peu coûteux soit préférable à celle de techniques spéciales de stérilisation, qui seraient coûteuses et possiblement néfastes pour le capteur et le patient (ex. en urologie). Cette tendance touche les dispositifs implantables de courte durée. Quant aux autres, la stérilisation est moins hasardeuse et représente donc un enjeu moindre, à cause de leur usage unique.

1.3.1.1.6 *Stabilité des capteurs*

La stabilité à long terme d'un capteur est un facteur essentiel dans sa conception pour un usage *in vivo*. Les défaillances compromettant la stabilité du dispositif peuvent être de deux sortes : des défaillances électroniques (courts-circuits, etc.) ou celles reliées à la biocompatibilité. Ces dernières regroupent les problèmes d'herméticité de l'encapsulation, de passivation d'électrodes, de fuites de courant, l'encrassement, etc.

L'herméticité de l'encapsulation est un problème majeur qui découle du choix du matériau. En raison de la présence d'un milieu physiologique corrosif, le matériau constituant l'enveloppe doit être résistant aux contraintes chimiques imposées. De plus, il doit être résistant aux contraintes mécaniques qui menacent de faire rompre l'enveloppe protectrice. À la moindre faille, les conséquences seraient néfastes pour le dispositif et pour le patient. La porosité permettrait au liquide physiologique d'attaquer les composantes internes. Ces dernières peuvent à leur tour larguer des éléments toxiques, voir cancérogènes [29].

Outre l'encapsulation du capteur, la stabilité de ses composantes internes a aussi son importance. Les micro-circuits utilisés sont plutôt délicats, bien que l'enveloppe amortisse une bonne partie des contraintes mécaniques subies par le capteur. La résistance à long terme est aussi une propriété recherchée. Effectivement, on ne souhaite pas voir apparaître une détérioration précoce du dispositif ou une défektivité électronique. Des problèmes de fuites toxiques liés à la batterie peuvent apparaître. Idéalement, les dispositifs auraient des sources d'énergie autosuffisante comme l'induction par champ magnétique, ce qui lui éviterait ce type de problèmes. La nanotechnologie serait aussi une réponse aux micros circuits actuels, en apportant une

nouvelle approche des matériaux utilisés ainsi qu'une miniaturisation de la technologie la mettant à l'abri de nombreuses contraintes.

1.3.1.1.7 Biocompatibilité

La biocompatibilité d'un dispositif n'est pas une propriété immuable. Elle dépend du compartiment dans lequel elle doit s'intégrer car elle est le produit des interactions du capteur avec le milieu. L'évaluation se fait entre autres par comparaison avec d'autres dispositifs médicaux de référence. Le plus souvent, plusieurs tests *in vitro* et *in vivo* sont faits pour la caractériser. Ces protocoles de tests doivent suivre des normes ISO (dont le test 10993-6) [30] afin d'assurer la pertinence des résultats.

Dès l'implantation du capteur, une réponse inflammatoire est initiée par l'hôte provoquée par l'adhésion protéique et plaquettaire (s'il est dans la circulation sanguine). Éventuellement, ce désordre hémodynamique peut entraîner une thrombose dans le cas de capteurs largués dans la circulation. La réponse immunologique provoquée par un implant sous-cutané se fait en plusieurs phases : aiguë, chronique et fibrogène (encapsulation). Ces phénomènes biologiques entravent le bon fonctionnement du capteur en le dégradant (présence d'enzymes hydrolytiques) ou en bloquant sa sensibilité à la pression (fibrose entourant le capteur). De plus, la présence du capteur est un risque

pour la santé du patient à cause du risque de thrombose et du produit toxique de sa corrosion. Néanmoins, il est possible d'éviter ces désagréments en augmentant la biocompatibilité du dispositif ou plus spécifiquement son hémocompatibilité. En effet, on a pu observer une importante réduction de la réponse inflammatoire *in vivo* obtenue grâce à une simple modification de surface. Les propriétés de surface revêtent une grande importance dans la biocompatibilité des matériaux et font l'objet de recherches poussées dans le domaine du génie cellulaire.

Pour finir, avant d'autoriser l'utilisation d'un capteur, les organismes gouvernementaux exigent que ce dernier réponde aux normes de sécurité et de qualité ISO. Ces normes concernent l'aspect technique relié au test et à la fabrication du dispositif. D'autres réglementations médicales, cette fois-ci, existent pour répondre aux exigences qualitatives. On peut citer la réglementation FDA (Food and Drug Administration) en vigueur aux États-Unis et celle de Santé Canada. Elles permettent de définir des critères essentiels d'acceptation. Tout d'abord des tests *in vitro* sont requis, suivis de tests *in vivo* sur un animal. Le choix du modèle est important car il offre une estimation de la réponse humaine. Si les résultats préalables sont satisfaisants, on

procède à l'étape finale qui est le test clinique sur des sujets humains. Celle-ci se fait en plusieurs phases et elle détermine l'issue de la recherche.

1.3.2 Techniques non invasives

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. Par exemple, un stéthoscope sans fil. L'information recueillie est acheminée directement vers l'ordinateur grâce à un réseau local sans fil (WLAN à 2.45 ou 5 GHz).

Les avantages de cette approche sont nombreux ; outre l'élimination des fils, le signal mesuré est numérique, ce qui permet de le manipuler (filtrer, amplifier, comparateur, etc.) à notre guise par les techniques numériques qui sont bien maîtrisées. De plus, il est facile et rapide d'envoyer la prise de mesures à un collègue pour qu'il nous donne son avis. Un autre exemple est l'électrocardiogramme portable qui permet de mesurer la santé cardiaque en temps réel [31]. 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 à son ordinateur personnel via un lien Bluetooth™ (2.45 GHz) lors de son arrivée à la maison

ou encore par un lien radio dépendamment du modèle. Il existe un grand nombre d'appareils médicaux externes qui peuvent profiter de ce type de technologie sans fil, comme l'électrocardiogramme, la mesure du pH du sang, de l'oxygène dans le sang ou encore de la pression sanguine. Différentes architectures ont été proposées. La figure 1.4 présente quelques appareils existants sur le marché pour la mesure et la surveillance du signal vital avec un résumé sur ces méthodes décrit dans le tableau 1.3.

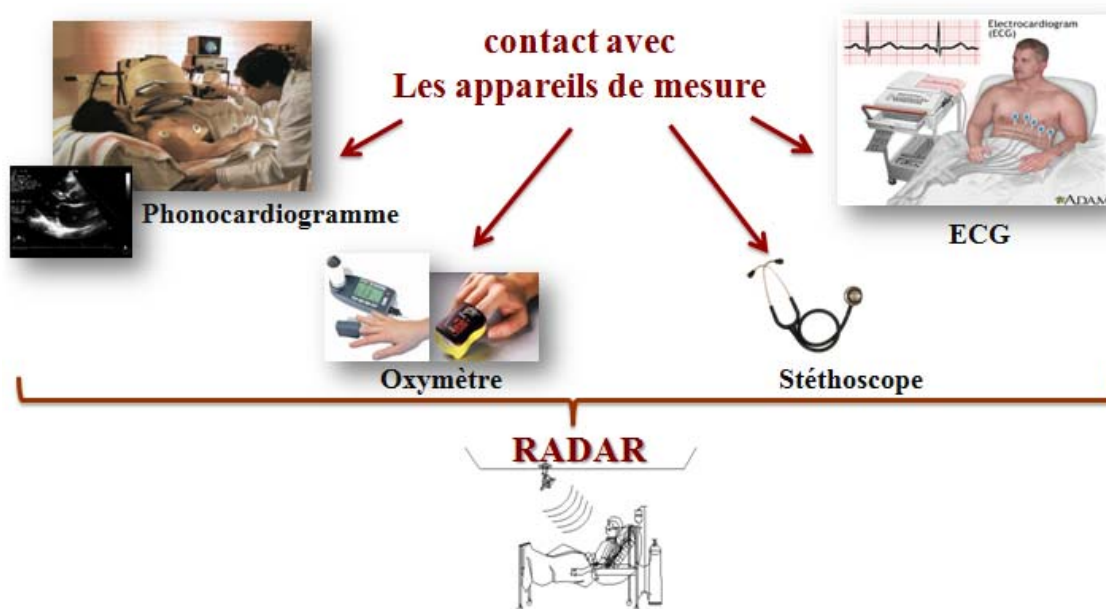


FIG 1.4. Systèmes existants pour surveiller la fréquence cardiaque avec contact

Tableau 1.3. **Technique pour la mesure du signal vital**

Technique	Description	Avec ou sans contact	Inconvénient
EKG	Mesure la différence de potentiel générée par le cœur sur le Thorax.	Avec contact	Difficile à placer correctement.
Phonocardiogramme	Enregistrement des bruits du cœur, où le signal sonore est transformé en impulsions électriques.	Avec contact	La lecture ressemble à la palpation.
Système de Déplacement Laser	Le rayon laser est dirigé à la poitrine; le déplacement est mesuré	Sans contact	Non affecté par le chargement. L'habillement doit être enlevé.
Oxymètre	Mesure le changement de la couleur du sang à travers la peau	Avec contact	Sensible à la lumière
Sonde capacitive avec l'oscillateur de Colpitts	L'oscillateur de Colpitts est de 760 kHz et le capteur était assez sensible pour détecter le changement de capacité du corps de l'ordre de 1F.	Avec contact	Les harmoniques du signal existent en raison de non linéarité du corps humain.
Radar Doppler	Le signal radar est dirigé vers la poitrine du sujet ; le mouvement linéaire dû à la poitrine est mesuré.	Sans contact	Superposition de mesures de mouvement du cœur et mouvement de paroi thoracique.

1.4. MOTIVATIONS, AVANTAGES ET APPLICATIONS DES SYSTÈMES SANS CONTACT

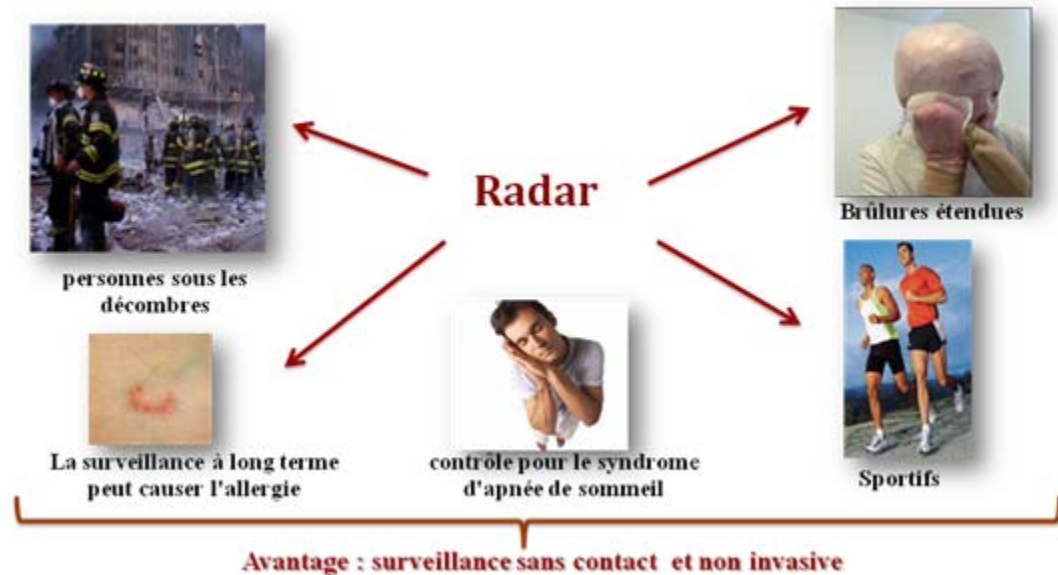


FIG 1.5. Applications du bio-radar

Les appareils classiques sont de plus en plus remplacés par des systèmes sans fil qui fonctionnent généralement dans les fréquences radio ou micro-ondes. Les agences gouvernementales ont développé certains protocoles et plateformes concernant l'utilisation des bandes radiofréquences. Les appareils RF présentent plusieurs avantages : ils sont plus petits et moins encombrants ce qui est désiré étant donné l'espace limité en hôpital, l'absence de fils limite beaucoup moins les déplacements du patient, la prise de mesures peut s'étaler sur un temps plus long et est donc plus représentative de la condition du patient et il est plus facile de gérer plusieurs signaux

donc les systèmes sans contact n'enferment pas et ne confinent pas le sujet avec des câbles et ils ne causent pas de malaise ou l'irritation de peau avec des électrodes ou des courroies. Cela fait, ils deviennent les systèmes les plus demandés pour le contrôle continu à long terme. Puisque le patient est inconscient de la mesure, le patient va moins probablement changer leur respiration parce qu'ils sont mesurés sans le contrôle du patient, comme arrive généralement dans des mesures de respiration. De plus, il n'y a aucune surface chargeant les effets qui pourraient réduire l'exactitude de la mesure, comme ont montré pour arriver avec des mesures de magnétomètre [32] et aussi cela réduit le besoin de patients pour visiter les cliniques et leurs médecins pour des visites médicales ordinaires.

D'autres applications potentielles d'un système non invasive et sans contact pour les nouveaux nés et les enfants à bas âges pour les premiers secours avant la mort subite et aussi pour sauver la vie des gens qui souffrent du syndrome de l'apnée de sommeil.

Autre applications pour un système de surveillance sans contact est pour le domaine militaire et civil pour la détection des survivants sur des décombres. Pour le domaine de recherche en médecine et biologie, ce type de système permet la surveillance à distance des signaux vitaux et de leurs sujets sans les remarquer.

Il est évident que pour les dispositifs et les senseurs implantables dans le corps humain, l'approche filaire ou la transmission de l'information se fait par fils n'est pas souhaitable, en effet il faut trouver un moyen sans utiliser les câbles. L'approche possible est l'utilisation des ondes électromagnétiques, pour cela notre but de concevoir un système de type Radar Doppler, peu coûteux, plus petit, capable de fournir un diagnostic sans contact avec le patient en accélérant la réponse médicale pour sauver des vies.

1.5. CONCLUSION

Plusieurs techniques existantes pour mesurer le mouvement de la surface de la peau, avec ou sans contact direct. Les techniques avec contact exigent souvent un placement précis à l'apex. Certaines techniques sans contacts nécessitent que le patient soit sans vêtements sur la poitrine comme les techniques lasers.

L'électrocardiogramme est l'étalon pour la mesure du battement de cœur. Il mesure l'activité électrique du cœur plutôt que son mouvement, et peut donc être employée pour les activités de diagnostics. Des inconvénients principaux sont que quelques sujets ont des réactions défavorables aux électrodes et au gel d'électrode. Ils développent des

formes d'allergies. De plus le patient doit être câblé au moniteur, limitant sa capacité de se déplacer dans son environnement.

En parcourant toutes les méthodes invasives et non invasives pour la mesure du battement de cœur et la surveillance du statut respiratoire, le système de type radar Doppler semble donc être la meilleure solution pour ce type d'application.

CHAPITRE 2 :

PRINCIPES ET DISCUSSIONS SUR L'UTILISATION DU RADAR DOPPLER POUR LA DÉTECTION DES SIGNAUX VITAUX

2.1 INTRODUCTION

Le radar est un moyen de détection robuste et fiable avec une grande capacité d'observation des projectiles en mouvement rapide. Contrairement aux capteurs optiques qui sont limités à cause des conditions climatiques comme le brouillard, les radars peuvent fonctionner en tout temps.

Après une présentation générale des radars nous nous intéresserons aux différents aspects physiques intervenant dans la propagation des ondes électromagnétiques et nous déduirons un modèle permettant de caractériser les signaux vitaux. Nous aborderons ensuite l'étude, le développement et la caractérisation du radar à réaliser.

Le radar Doppler à micro-ondes a été utilisé pour la détection de mouvements physiologiques depuis 1975. Dans ce qui suit, nous décrivons des bases sur le fonctionnement du radar Doppler et son utilité pour notre application.

2.2 NOTIONS DE BASE SUR LES RADARS

2.2.1 Principe de fonctionnement du radar

En 1911, l'Américain Hugo Gernsback énonça le principe du Radar (Radio Detection And Ranging) et en 1934, le français, Pierre David, mènera avec succès les premières expériences de détection de présence d'avions. Le radar est utilisé à partir de la deuxième guerre mondiale où la nécessité de détection rapide et efficace de l'ennemi est vital. Les radars prennent de l'importance au niveau militaire, pour la détection des ennemis aussi bien de jour comme de nuit, comme au niveau civil, pour la prévention dans les moyens de transport (avion, voiture, train...).

Le radar envoie une onde électromagnétique et reçoit un signal écho, et donne des informations sur les objets ciblés. L'espace de temps entre les signaux transmis et reçus indique la distance de la cible par rapport à l'émetteur, le déplacement de fréquence du signal reçu permet le calcul de la vitesse relative de l'objet, et la force du signal fournit des informations sur la surface équivalente radar ainsi des informations sur le sujet comme sa taille, géométrie, et composition. Un avantage important des systèmes radar est que ces ondes RF peuvent pénétrer dans des objets que la lumière ne peut pas pénétrer, permettant la détection des objets qui ne peuvent pas être vus. Des systèmes

radar ont été développés pour des applications fonctionnant à partir de quelque MHz jusqu'à une centaine de GHz. Suivant les indications de la figure 2.1, un système radar se compose typiquement d'un émetteur, une antenne, un duplexeur, un récepteur, et du matériel pour le traitement des signaux :

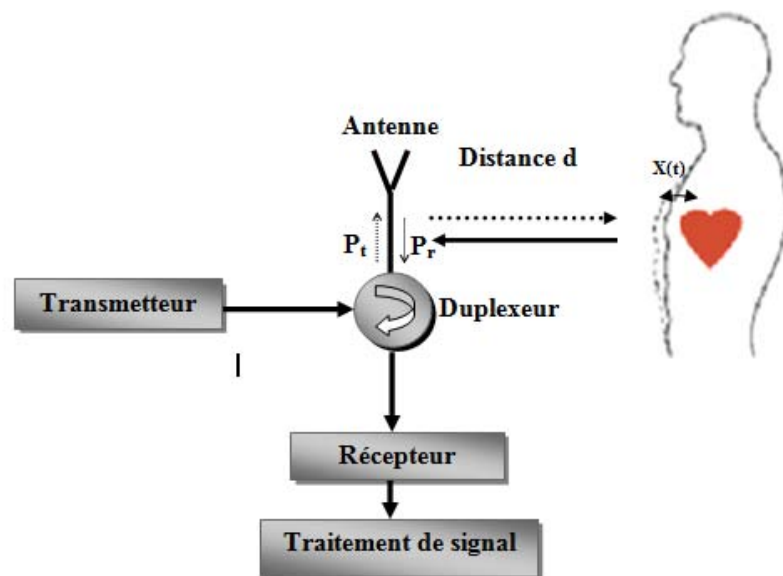


FIG 2.1. Exemple d'architecture d'un système Radar

L'émetteur crée la forme d'onde et l'amplifie à la puissance exigée de transmission. Une antenne directrice concentre le faisceau dans la direction de la cible et permet la détermination de la direction de la cible; les réseaux d'antennes réglables sont électroniquement souvent employés pour cette fin. Le duplexeur (circulateur) isole le récepteur de l'émetteur tout en leur permettant l'utilisation d'une seule antenne pour

l'émission et la réception en même temps. Seulement une petite partie du signal réfléchi par la cible sera capté par l'antenne réceptrice. Ce signal doit être amplifié et analysé pour obtenir diverses informations sur la cible. Le récepteur convertit le signal de la fréquence de transmission en fréquence intermédiaire, séparant le signal bruit du signal reflété, et amplifie assez le signal pour l'affichage. Le traitement des signaux est employé pour rejeter le signal bruit hors bande de détection, et déduire l'information du signal.

2.2.2 Classement des radars

- Les radars peuvent être classés en fonction de plusieurs critères [33] :
 - a. Fonction : Détection, poursuite;
 - b. Lieu : Terrestre, spatiales, marines, missiles, etc.;
 - c. Applications : Contrôle du trafic, météo, navigation, cartographie, guidage, mesure des distances, mesure des vitesses, imagerie, etc.;
 - d. Formes d'ondes : pulsées, continues (CW), continues et modulées en fréquence (FM / CW).

- Les radars peuvent utiliser deux antennes pour l'émission et la réception ou ils peuvent utiliser une seule antenne pour l'émission et pour la réception grâce à l'utilisation d'un circulateur par exemple.
- Les radars à ondes radiofréquences sont classifiées en deux grandes topologies et ayant différents modes d'opérations :
 - a. Les Radar à onde continue, appelés CW (Continuous Wave) : Doppler, modulés en fréquence (FMCW), modulés en phase et multifréquence.
 - b. Les radars pulsés : indicateur de mouvement ou de vitesse. Ce type de radars est plus complexe et plus couteux à réaliser que les précédents.

2.2.2.1 Le radar à onde continue (CW radar)

Le radar à onde continue (*Continuous Wave radar*) est le plus simple de tous les radars. Il émet une onde électromagnétique de façon continue et la fait interférer celle-ci avec l'onde réfléchié permettant alors un système d'ondes stationnaires entre le radar et la cible, (voir la figure 2.2). Les ondes continues peuvent être monochromatiques (utilisant uniquement l'effet Doppler) ou modulées en fréquence.

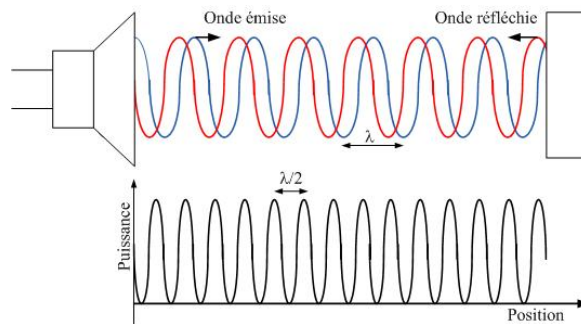


FIG 2.2. principe du radar CW - système d'ondes stationnaires

Le radar CW est également appelé radar Doppler et est généralement utilisé pour mesurer des vitesses. Ce type de radars à ondes continues sont utilisés dans différents domaines d'application comme la détection de mouvements pour les systèmes d'alarme, les mesures de la vitesse de véhicules, la détection d'altitude des avions dans les aéroports, et d'autres applications.

2.2.2.2 Le radar à onde continue modulée en fréquence (FM-CW radar)

Le radar à onde continue modulée en fréquence, ou FM-CW (Frequency Modulated Continuous Wave), permet de fournir la vitesse relative de la cible, par effet Doppler et la distance relative entre l'antenne et la cible par la modulation. Son principe repose sur une modulation en fréquence de la porteuse, ce qui introduit un marquage temporel du signal nécessaire à la mesure de distance. Le signal reçu par le radar est

retardé d'une durée correspondante à la distance de la cible divisée par la vitesse de la lumière, causée par le temps de propagation de l'onde électromagnétique. Son principe est décrit dans la figure 2.3.

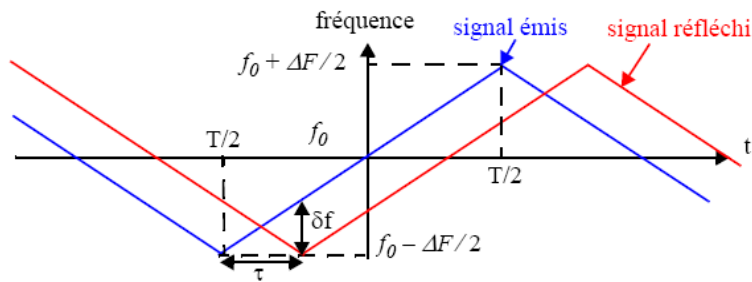


FIG 2.3. Principe du radar FMCW. Modulation en dents de scie

D'après cette figure, la différence de fréquence entre le signal émis et le signal réfléchi est proportionnelle au retard et par conséquent à la distance de la cible. Lorsque cette dernière est en mouvement un décalage Doppler s'ajoute à la différence de fréquence causée par le retard. Il existe d'autres types de modulations, on peut citer par exemple les modulations sinusoïdales et modulations en escalier etc.

Tableau 2.1. les conditions de topologie de système

Information	Méthode de détection	Topologie requise
Vitesse	Effet Doppler	Systèmes pulsés ayant la résolution suffisante de vitesse
L'angle	Direction de réflexion	Systèmes ayant l'antenne de réception directive (ou le réseau d'antennes)
Taille et forme	Puissance reçue	Système CW avec une haute résolution
Vitesse angulaire	Effet Doppler et retard de temps	CW

Ces radars sont utilisés comme des altimètres embarqués dans les avions, pour des systèmes anticollisions et de contrôle intelligent de la conduite automobile.

Selon l'information souhaitée sur la cible, l'architecture du système doit être choisie adéquatement (voir Tableau 2.1).

Le tableau 2.2 compare les caractéristiques et performances généralement associés aux radars CW et radars de type impulsional. Cette comparaison est tirée de la référence [34]. D'après le tableau 2.2, le radar de type CW est préférable pour l'application traité dans ce mémoire car il est le plus simple à réaliser et permet de détecter de faibles mouvements.

Tableau 2.2. Comparaison entre radar CW et radar pulsé

Caractéristiques	Radars CW	Radar Pulsés
Complexité du système	Plus simple	Plus complexe
Détections des courtes distances	Supérieure	Meilleur pour distances plus grandes
Précision de mesure	Modérée	Supérieure
L'isolation entre l'émetteur et le récepteur	Modéré pour la configuration à une seule antenne Élevé pour la configuration à deux antennes	Élevé
Détection d'une cible en mouvement	Facile à réaliser	Pas facile à implémenter. Demande un traitement de signal compliqué

2.3 RADAR DOPPLER POUR LA SURVEILLANCE DES SIGNAUX VITAUX

Dans un système radar Doppler pour la surveillance du mouvement cardio-pulmonaire, le récepteur devrait maximiser la capacité de distinguer entre les signaux physiologiques et les sources de bruit. Dans un tel système, le rapport signal/bruit, le coût, le poids, la taille, et la largeur de bande dépendent de l'architecture choisie. Ce chapitre présente différentes techniques de conceptions de radars Doppler.

2.3.1 État de l'art

Puisque les systèmes radar CW permettent de mesurer le mouvement et la vitesse des cibles avec précision, ces systèmes sont bien adaptés pour la mesure du déplacement de la poitrine dû au battement de cœur et à la respiration. Le radar Doppler pour la mesure des mouvements respiratoires et cardiaques a été introduit vers la fin des années 70 [35]. Le système proposé fonctionne en bande X et utilise des antennes cornées dirigeant l'énergie à micro-ondes vers le torse supérieur des sujets. Des tests ont été effectués sur un lapin à une distance de 30 cm. Le même système a été utilisé avec un circuit de détecteur d'apnée et a été évalué sur un lapin et deux chats, dont tous ont été anesthésiés [36]. Tant l'hyperventilation créée par l'apnée été clairement détectés par le moniteur. L'apexcardiographie RF a été démontrée par Lin, *et al.* [37] en utilisant un système fonctionnant à 2-GHz, placé à 3 cm au dessus l'apex, et qui a permis de détecter facilement les mouvements précordiaux. À partir des années 90, des émetteurs récepteurs ont été développés avec utilisation du traitement de signal pour séparer le signal respiratoire du petit signal du battement de cœur, ainsi le sujet n'a pas eu besoin de retenir son souffle pour que la fréquence cardiaque soit mesurée, et les pulsations du cœur et de la respiration ont pu être mesurés simultanément [38, 39, 40]. Ces émetteurs

récepteurs ont été employés pour la détection du signal vital des personnes, et des athlètes olympiques. Chan et Lin [38] ont combiné l'amplification analogique et le filtrage pour la séparation des signaux vitaux. Les rythmes cardiaque et respiratoire des athlètes ont été détectés avec succès avec le système de Grenaker et al. [39]. Un récepteur avec démodulation à quadrature de phase a été employé par J. Seals, *et al.* [40]. Récemment, Matsui, *et al.* [41] ont proposé un radar de Doppler permettant de mesurer les états hypovolémiques et le choc de personnes se trouvant sous des décombres ou dans des conditions dangereuses. Matsui, *et al.* [42] ont évalué le pH du sang artériel en utilisant un radar Doppler grâce à la mesure de la température qui permet de déterminer les taux de CO₂ et CO.

Il y a eu les travaux récents additionnels reliant cette technologie à la communication sans fil [43]. Une carte sans fil modifiée de LAN PCMCIA a été employée pour détecter les fréquences cardiaques et respiratoires par Borique-Lubecke, et al. [43]. Un module qui combine les signaux de transmission et réflexion et qui est basé sur un système de téléphone sans fil a été employé pour détecter les signaux vitaux par Lubecke et al. [44]. En plus, un radar à ultra large bande a été proposé [45, 46]. Celui-ci utilise des impulsions d'amplitude 0.4W et une fréquence centrale à 1GHz. Des

fréquences cardiaques ont été détectées à 1 m de distance et les fréquences respiratoires ont été mesurées jusqu'à 5 m.

Les travaux sont décrits brièvement dans le Tableau 2.3 avec l'année de la publication, la référence, la description et des résultats.

Tableau 2.3. **Radar Doppler pour la mesure des signaux vitaux dans la littérature**

<i>Année</i>	<i>Auteurs</i>	<i>Description</i>	<i>Résultats</i>
1975	Lin	Bande X, antennes cornet	Mesures sur un lapin et un homme à 30 cm.
1977	Lin <i>et al.</i>	Puissance 3 mW, antennes cornets	Détection de l'apnée et de l'hyperventilation Destiné aux bébés prématurés
1979	Lin <i>et al.</i>	-	Mesure sur l'apex, à 3cm
1986	Seals <i>et al.</i>	Système fonctionnant à 3-GHz avec quadrature de phase	Un traitement du signal permet de séparer la respiration du battement du cœur.
1987	Chan et Lin	Convertisseur analogique numérique 8-bit, fréquence d'horloge de 80 Hz. Système fonctionnant à 10.5GHz, puissance de 10mW, antennes cornets	Mesures de la respiration et du battement du cœur à 5-7 cm.
2003	Boric-Lubecke <i>et al.</i>	Réseau de type LAN PCMCIA	Mesures de la respiration et du battement du cœur à 40 cm.
2004	Matsui <i>et al.</i>	Fréquence 1215 MHz, puissance 70-mW	Prediction des états hypovolémiques de 10 lapins

2004	Ossberger <i>et al.</i>	Radar ULB pulsé	Mesure de la respiration à 1-5 m et aussi à travers un mur de 85 cm.
2004	Amy D. Droitcour <i>et al.</i>	Système I,/Q Oscillateurs CMOS bruit de phase de 60 dBc Hz à 10-kHz	Detection du battement du coeur à 50 cm
2005	Immoreev et Sakov	Radar ULB pulsé, fréquence centrale 1 GHz.	Mesure de la respiration avec 1 m d'air et avec un mur de 4 cm.
2005	Matsui <i>et al.</i>	Radar à 1215-MHz	Mesure de la variation du battement cardiaque
2005	Matsui <i>et al.</i>	Radar à 1215-MHz	Mesure du pH sur des lapins
2006	Kun-Mu Chen <i>et al.</i>	Système à 1150 MHz ou 450 MHz	Destiné à la detection de survivants lors de tremblements de terre
2006	B.-K. Park <i>et al.</i>	Radar Doppler avec démodulateur quadrature à 2.4 GHz et suppression du DC	-
2007	Changzhi Li <i>et al.</i>	Radar à 27.1 GHz	-
2008 IEEE	Changzhi Li <i>at al.</i>	Technique de suppression du mouvement aléatoire. Système à 5 - 6 GHz	Mesures dans différentes positions par rapport au corps.
2008 IEEE	Joon Ho Oum <i>at al.</i>	Système à deux fréquences 800MHz et 2.4GHz.	Amélioration du rapport signal à bruit pour un corps dans une position quelconque

2.3.2 Principe de fonctionnement

Si la poitrine d'un patient se déplace à la vitesse $v(t)$ en m/s, la fréquence du signal réfléchi est changée par une quantité appelée décalage Doppler et défini par l'équation suivante :

$$f_d = \frac{2f v(t)}{c} = \frac{2v(t)}{\lambda} \dots\dots\dots (2.1)$$

Dans cette équation (2.1), les différents paramètres sont définis ainsi:

f_d : fréquence de décalage Doppler en Hz.

f : fréquence transmise en Hz.

c : vitesse de propagation de signal dans l'air en m/s.

λ : longueur d'ondes du signal transmis en m.

Comme le déplacement de la poitrine est un mouvement périodique $x(t)$, le décalage Doppler du signal réfléchi peut être décrit comme une modulation de phase comme suit (voir Figure 2.4) :

$$\theta(t) = \frac{2f(2\pi x(t))}{c} = \frac{4\pi x(t)}{\lambda} \dots\dots\dots (2.2)$$

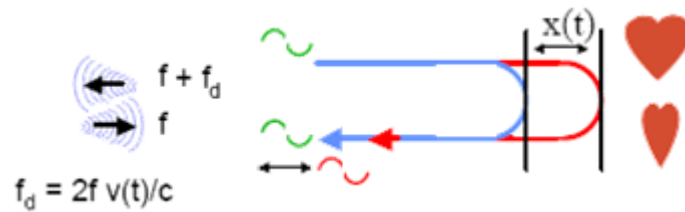


FIG 2.4. Décalage Doppler

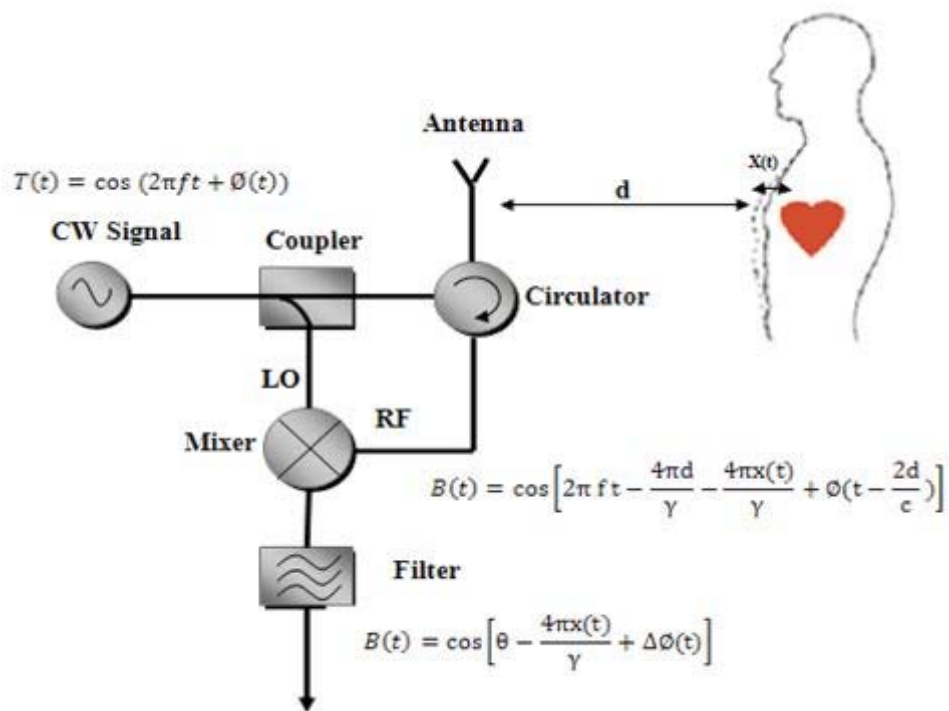


FIG 2.5. Schéma bloqué simplifié d'un radar Doppler

Lorsque la poitrine d'une personne est la cible, comme indiqué dans la figure 2.5, la phase est modulée et proportionnelle au déplacement de la poitrine, permettant la détection des taux cardio-respiratoires.

En négligeant les variations d'amplitude, le radar CW transmet typiquement le signal suivant :

$$T(t) = \cos(2\pi ft + \phi(t)) \dots \dots \dots (2.3)$$

f étant la fréquence d'oscillation. Le déplacement de la poitrine du patient $x(t)$ est l'addition du mouvement lié au battement de cœur et du mouvement lié à la respiration.

Si le signal transmis est réfléchi par la poitrine du patient à une distance d_0 , un déplacement $x(t)$ donne la distance suivante entre l'émetteur et la peau du patient:

$$d(t) = d_0 + x(t) \dots \dots \dots (2.3)$$

La distance entre l'antenne et la poitrine au moment de la réflexion est :

$$D\left(t - \frac{d(t)}{c}\right) \dots \dots \dots (2.4)$$

Par conséquent, le temps de propagation du signal transmis puis reçu s'écrit:

$$t_d = \frac{2d\left(t - \frac{d(t)}{c}\right)}{c} = \frac{2\left(d_0 + x\left(t - \frac{d(t)}{c}\right)\right)}{c} \dots \dots \dots (2.5)$$

Le signal au récepteur $R(t)$ est en retard de t_d par rapport au signal d'émetteur, avec son amplitude réduite A_R :

$$R(t) = A_R \cos[2\pi f(t - t_d) + \phi(t - t_d) + \theta_0] \dots (2.6)$$

$$R(t) = A_R \cos \left[2\pi f t - \frac{4\pi d_0}{\lambda} - \frac{4\pi x \left(t - \frac{d(t)}{c} \right)}{\lambda} + \phi \left(t - \frac{2d_0}{c} - \frac{2x \left(t - \frac{d(t)}{c} \right)}{c} \right) + \theta_0 \right]$$

..... (2.7)

Où λ est la longueur d'onde ($\lambda = c / f$)

On suppose que :

- Le terme $\frac{d(t)}{c}$ dans $x \left(t - \frac{d(t)}{c} \right)$ est négligeable devant t
- Le terme $\frac{2x \left(t - \frac{d(t)}{c} \right)}{c}$ est négligeable devant les autres termes

Donc le signal reçu peut s'écrire :

$$R(t) \approx A_R \cos \left[2\pi f t - \frac{4\pi d_0}{\lambda} - \frac{4\pi x(t)}{\lambda} + \phi \left(t - \frac{2d_0}{c} \right) + \theta_0 \right]$$

..... (2.8)

Le signal reçu est semblable au signal transmis avec l'amplitude A_R , avec en plus un retard de phase modulé selon le mouvement périodique de la poitrine. Pour déterminer le mouvement, la phase doit être détectée et démodulée dans le récepteur.

2.4 CONCLUSION

Ce chapitre a présenté le principe des radars de type Doppler, l'état de l'art des radars utilisés pour la mesure des signaux vitaux et le principe de base pour la technique

de mesure du mouvement de la poitrine d'un patient. Nous nous sommes fixés pour objectif de réaliser un radar de type CW à cause de sa simplicité de fabrication et donc de son coût réduit et parce qu'il est très bien adapté pour la mesure d'un mouvement périodique.

CHAPITRE 3 :

ÉTUDE DE L'INTERACTION DES ONDES ÉLECTROMAGNÉTIQUES AVEC LES TISSUS HUMAINS

Ce chapitre présente une brève étude sur les ondes électromagnétiques et leurs effets biologiques. Cette étude est en effet capitale pour comprendre les limites d'utilisation d'un radar pour les signaux vitaux.

3.1 INTRODUCTION

L'utilisation des ondes électromagnétiques dans le domaine médical à permis de créer de nouvelles techniques thérapeutiques ou diagnostiques, telles que la détection du cancer du sein, l'IRM (Imagerie par Résonance Magnétique), le traitement de l'hypertrophie bénigne de prostate, physiothérapie, l'hyperthermie, le traitement des arythmies cardiaques, etc.

Les radiofréquences ont également des applications dans d'autres domaines que les radiocommunications ou le médical:

- domestiques : fours micro-ondes,
- professionnels : soudure,
- grand public : badges de contrôle, d'identité ou de titres de transport,

L'utilisation des ondes radiofréquences dans le domaine de la santé est un phénomène relativement récent (années 1970). Les applications médicales de ces ondes peuvent être classées selon trois grandes catégories, soit :

- le diagnostic de maladies,
- le traitement des patients en utilisant les effets thermiques et/ou non thermiques,
- une fraction d'un traitement combiné (avec radiothérapie, chimiothérapie, intervention chirurgicale, etc.).

Actuellement, les micro-ondes sont principalement utilisées en tant que traitement dans la sphère médicale 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 (arythmies cardiaques), en chirurgie (croissance d'implants) et en ophtalmologie (corrections de rétine) [47]. De plus, les

micro-ondes sont utilisées pour la communication entre capteurs et appareils médicaux, que les capteurs soient externes ou implantés comme mentionné au Chapitre 2.

Aujourd'hui, de nombreuses personnes s'inquiétant de la santé publique se posent des questions sur les effets du champ électromagnétique sur les tissus du corps humain. Ce problème est très difficile à maîtriser car il touche plusieurs sous-domaines de recherche.

Afin de mieux évaluer les effets sur les organismes vivants qui pourraient résulter des ondes radiofréquences, il est nécessaire de rappeler les bases physiques des champs électromagnétiques et les modes d'interaction des radiofréquences avec les matières vivantes.

3.2 PROPAGATION DE L'ONDE ÉLECTROMAGNÉTIQUE

Les radiofréquences sont des ondes non-ionisantes contrairement aux ondes de fréquences nettement supérieures.

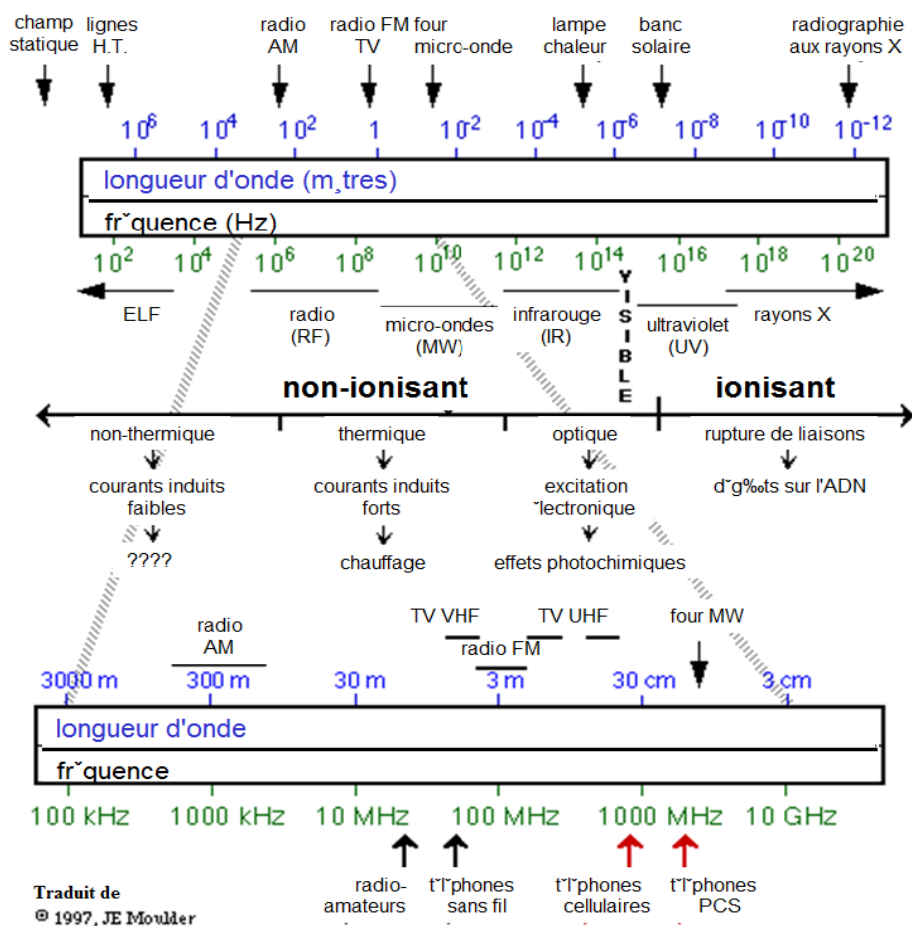


FIG 3.1. Le spectre des ondes électromagnétiques

La gamme des radiofréquences s'étend des longueurs d'ondes de quelques millimètres à plusieurs kilomètres (Figure 3.1). Les micro-ondes sont un cas particulier des ondes radio, leurs longueurs d'onde étant du même ordre de grandeur que les dimensions des objets couramment utilisés.

La notion de champ, quelque peu abstraite, est déduite du principe d'équilibre donc des lois de conservation. Le champ électromagnétique est dû aux charges et aux courants, la présence d'une charge induit un champ électromagnétique. On ne mesure que de manière indirecte la valeur d'un champ; cela se fait par l'intermédiaire de la force ou du courant induit par le champ. Le champ électromagnétique et les forces qui lui sont associées ont été mis en évidence dans le cadre d'observations il y a un peu moins de deux cents ans. C'est grâce aux formulations de Faraday, Ampère et Gauss, entre autres, que Maxwell énonce les équations qui régissent la propagation du champ électromagnétique, en fonction des sources et des propriétés du milieu. La figure 3.2 présente la propagation d'une onde électromagnétique.

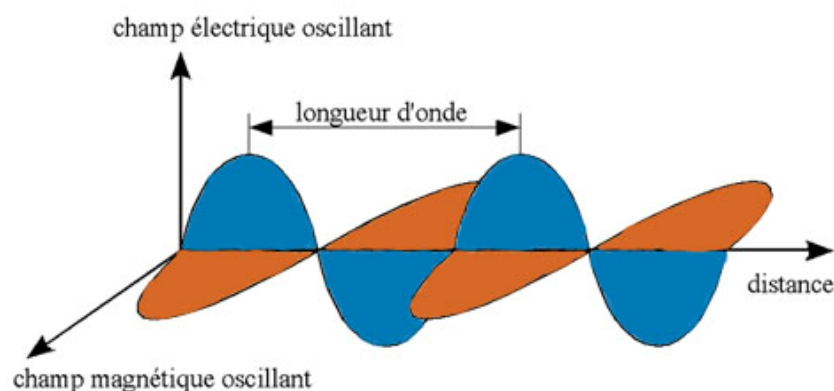


FIG 3.2. Propagation d'une onde électromagnétique

Les équations Maxwell dans le domaine temporel, dans un milieu donné, s'écrivent:

$$\nabla \times \bar{D}(\mathbf{r}, t) = \rho_v \dots \dots \dots (3.1)$$

$$\nabla \times \bar{B}(\mathbf{r}, t) = 0 \dots \dots \dots (3.2)$$

$$\nabla \times \bar{E}(\mathbf{r}, t) + \frac{\partial}{\partial t} \bar{B}(\mathbf{r}, t) = 0 \dots \dots \dots (3.4)$$

$$\nabla \times \bar{H}(\mathbf{r}, t) - \frac{\partial}{\partial t} \bar{D}(\mathbf{r}, t) = \bar{J}(\mathbf{r}, t) \dots \dots \dots (3.4)$$

Avec : * l'opérateur de convolution temporelle

Le champ électrique \bar{E} (volt/m)

Le champ magnétique \bar{H} (ampère/m)

La densité de flux électrique \bar{D} (coulomb/m²)

La densité de flux magnétique \bar{B} (weber/m²)

La densité charge ρ_v (c/m³)

La densité de courant $\bar{J}(\mathbf{r}, t)$ (A/m²)

Les champs électromagnétiques interagissent par l'intermédiaire de trois paramètres qui sont la permittivité électrique, la perméabilité magnétique et la conductivité.

3.3 LES PROPRIÉTÉS ÉLECTROMAGNÉTIQUES DES TISSUS HUMAINS

Le besoin de données étendues sur les propriétés diélectriques des tissus humains s'est fortement senti parmi les scientifiques. En 1967 *Geddes et Baker* ont récapitulé des rapports sur la résistance spécifique des tissus humains. Puis, *Stuchly et al* (1980) ont assemblé les propriétés diélectriques des tissus dans la gamme de fréquence 10 KHz à 10 GHz. *Duck l'arges et al* (1990) ont complété ces études en incluant de nouvelles données. Dans la compilation de *C. Gabriel* et ses collègues [48, 49], les mesures *in vivo* avec tissu humain ont été choisis de préférence aux mesures *in vitro* avec tissu animal. Pour les mesures *in vitro*, des données ont été présentées aux températures les plus proches de celle du corps et au moment juste après la mort. La majeure partie des données de littérature est sous forme graphique difficile d'utilisation plutôt qu'algorithmique. Quand les tables étaient disponibles, une gamme de fréquence plus étendue a été souvent fournie. Les données ont été traduites des divers auteurs et aussi en considérant des mesures à la température corporelle.

3.3.1 Permittivité électrique (ϵ en F/m)

La permittivité électrique est la réponse d'un milieu à un champ électrique appliqué. Elle varie suivant la position dans le matériau, l'humidité, la température, et d'autres paramètres.

La constante diélectrique peut s'écrire :

$$\epsilon = \epsilon_0(\epsilon' - j\epsilon'') \dots \dots \dots (3.5)$$

Avec : ϵ_0 : la constante diélectrique de l'espace libre (F/m).

ϵ' : Partie réelle de la permittivité relative.

ϵ'' : Partie imaginaire de la permittivité relative (pertes diélectriques).

Le Tableau 3.1 donne quelques ordres de grandeur des paramètres électromagnétiques pour différents tissus biologiques à différentes fréquences.

Tableau 3.1. Propriétés diélectriques pour différents tissus en fonction de la fréquence [49]

	Conductivité (S/m)	Permittivité relative	Pertes	Longueur d'ondes (mm)	Profondeur de penetration (mm)
Peau (5mm)					
1G Hz	0.88	45.71	0.34	43.71	41.29
2GHz	1.33	43.52	0.27	22.51	26.47
10GHz	8.95	33.58	0.48	5.04	2.53
17GHz	16.75	26.26	0.67	3.28	1.71
27GHz	25.48	19.24	0.88	2.35	0.99
graisse (5mm)					
1GHz	0.05	5.45	0.18	127.96	232.47
2GHz	0.08	5.33	0.15	64.773	142.99
10GHz	0.58	4.61	0.23	13.885	19.59
17GHz	1.06	4.15	0.27	8.5769	10.21
27GHz	1.64	3.73	0.29	5.6888	6.29
Muscle (35mm)					
1GHz	0.98	54.81	0.32	39.99	40.68
2GHz	1.45	53.29	0.24	20.38	26.85
10GHz	10.63	42.76	0.45	4.479	3.34
17GHz	20.71	34.06	0.64	2.89	1.56
27GHz	32.62	25.13	0.86	2.06	0.88
Poumon(85mm)					
1GHz	0.47	21.83	0.39	63.02	53.27
2GHz	0.68	20.79	0.30	32.53	5.70
10GHz	4.21	16.15	0.47	7.27	5.20
17GHz	7.81	12.78	0.65	0.71	2.54
27GHz	11.84	9.54	0.83	3.35	1.48
Coeur (55mm)					
1GHz	1.28	59.29	0.39	38.24	32.42
2GHz	1.91	55.82	0.31	19.83	20.98
10GHz	11.83	42.24	0.50	4.48	3.01
17GHz	21.91	32.8	0.71	2.92	1.46
27GHz	33.17	23.73	0.93	2.09	0.85

Lorsque le champ appliqué varie, les particules constituant le matériau ont tendance à changer de position d'équilibre afin de compenser l'effet du champ. Ce

phénomène de polarisation se fait pendant un temps minimum, dit de relaxation ; si le champ varie trop rapidement les particules n'ont pas le temps de se mouvoir.

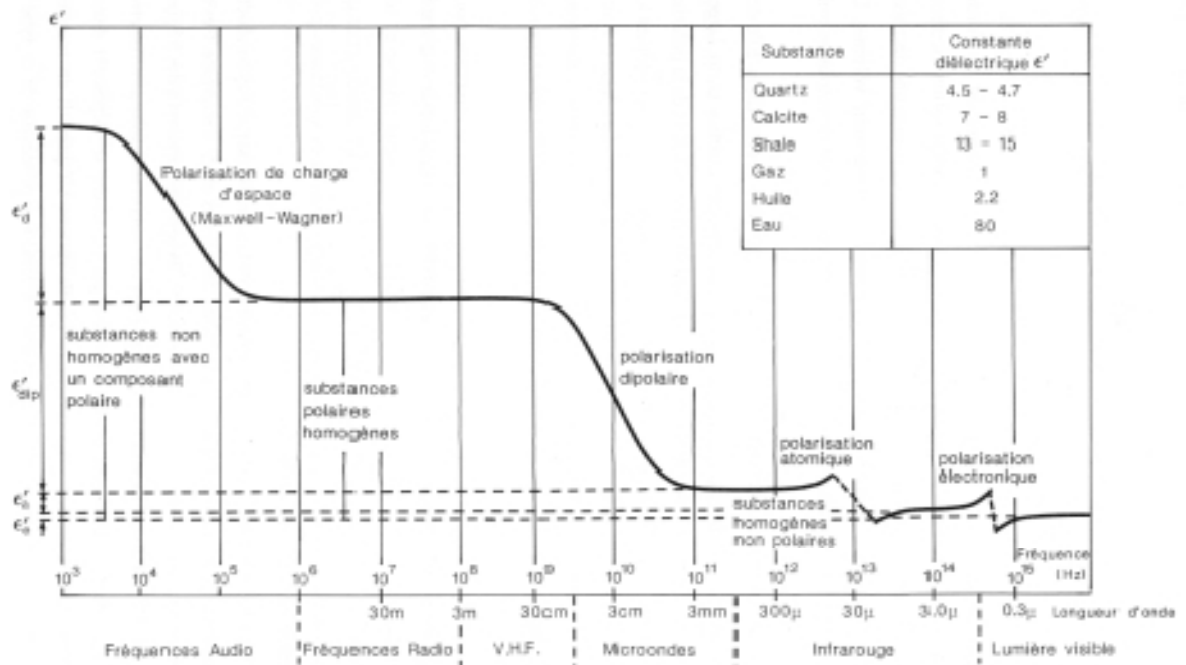


FIG 3.3. Influence des différentes polarisations en fonction de la fréquence (Tillard 1991).

En général, on distingue 4 principaux types de polarisation :

- La polarisation électronique : déformation du nuage électronique sous l'action d'un champ,
- La polarisation dipolaire ou d'orientation : les molécules dipolaires soumises à un champ voient l'axe de leur dipôle tenter de s'aligner avec ce dernier,

- La polarisation ionique : l'existence d'ions de signes contraires dans certains solides provoque des accumulations distinctes sous l'action d'un champ,
- La polarisation interfaciale ou polarisation de charges : une accumulation d'ions au niveau des interfaces dans un matériau hétérogène soumis à l'action d'un champ électrique. Les gammes de fréquences auxquelles ces phénomènes prédominent sont présentées sur la figure 3.3.

3.3.2 Perméabilité magnétique (μ en H/m)

Elle correspond à la capacité d'un matériau à modifier un champ magnétique \bar{B} , c'est-à-dire l'énergie stockée ou perdue dans le matériau suite aux phénomènes d'induction magnétique ou bien à la modification des lignes de flux magnétique. Cette valeur dépend ainsi du milieu dans lequel il est produit, le champ magnétique varie linéairement avec l'excitation magnétique H .

On distingue plusieurs types de matériaux suivant leurs perméabilités :

- Diamagnétiques (argent, cuivre, eau, or, plomb, zinc...),
- Paramagnétiques (air, aluminium, magnésium, platine...),
- Ferromagnétiques (cobalt, fer, mu-métal, nickel ...).

3.3.3 Conductivité (σ en S/m)

La conductivité est définie comme étant la quantité d'énergie mise en œuvre lors du transport de charges libres. Lors de l'application d'un champ variable, le transport se fait pendant un demi-cycle, et il devient impossible de distinguer concrètement la part de la permittivité et de la conductivité dans le stockage d'énergie d'une part et dans les pertes d'autre part.

3.4 LA DISPERSION ET L'ATTÉNUATION

La matière vivante est un lieu de phénomènes dispersifs et atténuants, ces phénomènes intimement liés, sont le résultat des interactions entre l'onde et la matière sous la forme de polarisations (électriques et magnétiques) et de conduction de particules.

3.5 MÉCANISME D'INTERACTION DES ONDES RADIOFRÉQUENCES AVEC LES ORGANISMES BIOLOGIQUES

Toute matière vivante est un diélectrique car elle contient des charges électriques (ions, molécules...) et des matériaux isolants. Lorsqu'une onde électromagnétique

rencontre un organe vivant, une interaction une partie du champ est réfléchi et l'autre pénètre dans le système biologique. Certains facteurs peuvent influencer l'interaction :

- Paramètres physiques d'émission : fréquence, polarisation, proximité de l'émetteur, puissance incidente, modulation, uniformité du champ...
- Paramètres physiques des organes biologiques : dimension, forme, position et orientation du système biologique exposé, propriétés diélectriques des tissus, relations spatiales entre les organismes exposés...
- Facteurs de l'environnement : humidité, température...
- Variables expérimentales : procédure d'acclimatation, durée et nombre de l'exposition, technique de prélèvement...

Les champs électromagnétiques agissent sur le tissu de trois manières :

- Orientation des dipôles électriques qui existent déjà dans les atomes et les molécules dans les tissus ;
- Polarisation des atomes et des molécules pour produire des moments de dipôle ;
- Déplacement des ions de conduction dans le tissu.

Le champ électrique qui traverse les tissus peut désorienter les molécules polarisées comme les acides aminés ou déplacer les charges libres (ions). Il induit, de la part du

milieu exposé, des forces de réaction proportionnelles à la viscosité de ce milieu. Une partie de l'énergie est ainsi transformée en chaleur. La dose d'énergie absorbée par transformation en chaleur est quantifiée par la puissance absorbée par unité de masse de matière biologique exposée [50].

Dans le déplacement des ions de conduction, les collisions des ions avec les atomes immobiles et les molécules de la structure de tissu produisent la chaleur. C'est seulement le champ électrique interne qui transfère l'énergie au tissu qui est manifesté comme chaleur. D'autre part le champ magnétique interne \bar{H} ne transfère aucune énergie nette au tissu. Cependant, une fluctuation de champ magnétique incident peut produire un champ électrique dans le tissu et ce champ électrique induit produit de la chaleur. Ainsi, il est important de noter que les champs électriques et les champs magnétiques sont importants pour la génération de la chaleur [51].

La pénétration de l'onde dans un milieu conducteur est limitée par la profondeur de peau :

$$\delta = 1/(\omega\mu\sigma/2)^{1/2} \dots\dots\dots (3.6)$$

Avec : δ : profondeur de peau

ω : Pulsation

μ : Perméabilité

σ : Conductivité (S/m)

La pénétration est plus profonde dans l'os que dans le tissu musculaire [49]. La puissance moyenne transférée au tissu par volume unitaire est donnée par :

$$P = \frac{1}{2} \sigma |E|^2 \dots\dots\dots (3.7)$$

Avec : E : L'amplitude du champ électrique (V/m)

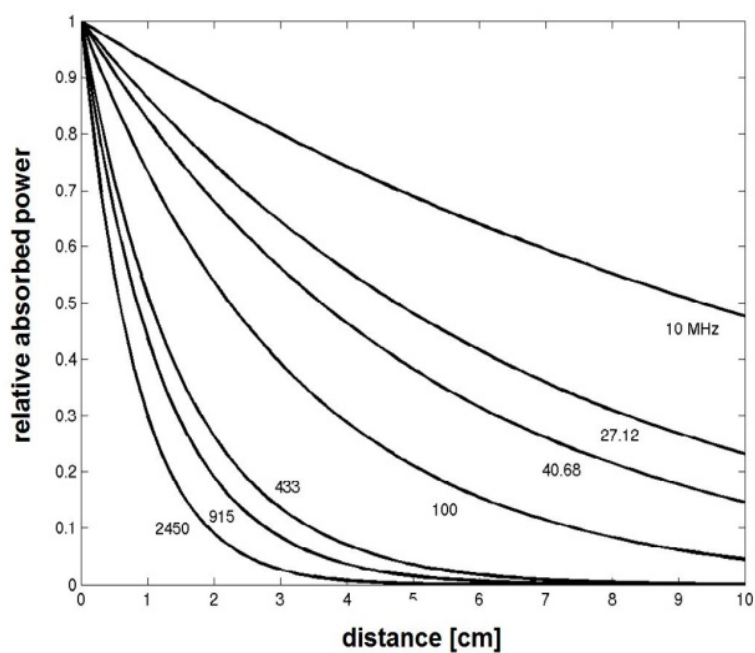


FIG 3.4. Amplitude relative de la puissance d'absorption par les tissus biologiques pour différentes fréquences [52]

La figure 3.4 illustre le problème d'application d'hyperthermie. Nous pouvons observer d'après les courbes qu'un chauffage plus profond se produit à une plus basse fréquence.

3.6 EFFETS DES RADIOFRÉQUENCES/ MICROONDES SUR LES ORGANES BIOLOGIQUES

Les ondes radiofréquences fournissent des avantages à l'humanité mais constitue également un risque à l'individu par les émissions non contrôlées et excessives. Il y a un besoin de fixer des limites sur la quantité d'exposition aux énergies rayonnantes que les individus peuvent accepter. Ces limites sont toujours sujettes au changement de la fréquence ; en effet, la profondeur de la pénétration dans le tissu biologique est limitée aux couches superficielles. Par conséquent, n'importe quel souci concernant des risques devrait se concentrer sur les tissus qui sont sensibles, superficiels et biologiques. Ces qualificatifs peuvent être établis par assemblages oculaires des tissus en raison de leur structure, endroit, biochimie, physiologie et sensibilité uniques à divers agents physiques. Une grandeur a été choisie pour quantifier la dissipation d'énergie dans la

matière vivante : le DAS, débit d'absorption spécifique (appelé en anglais *SAR* : *Specific Absorption Rate*).

$$DAS = \frac{d}{dt} \left(\frac{dw}{dm} \right) = \frac{d}{dt} \left[\frac{dw}{\rho(dv)} \right] = \frac{\sigma |E_{int}|^2}{\rho} \dots\dots\dots (3.8)$$

Avec : σ : la conductivité en S/m

ρ : La densité en kg/m³

E_{int} : la valeur efficace du champ électrique en V/m.

Le DAS est une valeur locale dont la valeur moyenne est le rapport de la puissance absorbée sur la masse du corps exposé. La validation du calcul de DAS peut être confirmée par la mesure du champ dans des mannequins contenant un milieu équivalent. La connaissance du DAS renseigne sur le rapport de chaleur et ne prend pas en compte les effets dépendant de la direction du champ, ni la répartition en profondeur de l'énergie. Néanmoins, le DAS est très utile pour la quantification des interactions et permet de définir des normes d'exposition soit en santé publique, soit dans les applications thérapeutiques telles que l'hypothermie. Il permet aussi les comparaisons d'effets biologiques obtenus avec des espèces différentes dans des conditions d'expositions différentes. Un DAS supérieur à 15 W/kg produit des malformations

entraînant une augmentation de la température de plus de 5°C [47,53].

L'exposition des individus aux micro-ondes et radiofréquences peut avoir des répercussions à différents niveaux de l'organisme. Nous étudierons ici les normes d'exposition et les effets des micro-ondes sur l'organisation biologique. De plus, une discussion de la compatibilité avec des implants tel que des plaques métalliques sera réalisée afin d'en évaluer les risques.

Dans le tableau ci-dessous, des limites de DAS pour les personnes non classifiées comme travailleurs exposés aux RF et aux micro-ondes (incluant le grand public). Selon *Santé Canada* et [54].

Tableau 3.2. Limitation de DAS d'après Santé Canada [54]

Condition	Limites (w/kg)
Le DAS moyen pour tout le corps	0,08
Le DAS localisé pour la tête, le cou et le tronc - moyenne d'un gramme (g) de n'importe quel tissu.	1,6
Le DAS dans les membres - moyenne de 10 g de tissus.	4

3.6.1 Contamination externe

Les radiations à haute fréquence générées par les réseaux de télécommunications, les radars, les lignes à haute tension et les fours à micro-ondes ne sont pas ionisantes. Selon plusieurs considérations, seules de fortes doses de ces radiations avec des expositions localisées peuvent être dangereuses et provoquer des accidents (brûlures, cataracte, stérilité temporaire, lésions des vaisseaux sanguins, désorganisation fonctionnelle des organes, nécroses, etc.). Cependant, avec les avancées technologiques des appareils électroniques, les effets possibles d'une exposition à long terme à faibles doses de rayonnements non ionisants suscitent un certain intérêt scientifique. Des effets biologiques subtils ont été observés mais leur signification médicale est jusqu'à présent loin d'être claire [51,55].

3.6.2 Contamination interne

Les effets des radiofréquences et des micro-ondes se manifestent dans différents organes du corps humain, en particulier dans l'os, les poumons, les reins, le cœur et le cristallin de l'œil. Ces troubles sont secondaires comparativement à l'augmentation de l'incidence des cancers et des leucémies. À haute fréquence, des cas de leucémie, de

cancer des poumons, du sein et de la thyroïde chez des femmes ont été mis en évidence parmi des populations exposées à des radiations ionisantes [55].

3.6.2.1 Effets thermiques, non thermiques, isothermes et micro thermiques

Les effets thermiques du rayonnement électromagnétiques ont les mêmes conséquences que la fièvre et l'excès de chaleur. Le danger maximal est atteint lorsque le rayonnement absorbé fait augmenter la température corporelle de quelques °C. D'autres effets thermiques pourraient apparaître uniquement dans certaines bandes de fréquences et être marqués comme effets microthermiques. Les effets athermiques sont, quant à eux, un sujet controversé. Beaucoup d'études mettent en évidence des effets biologiques induits par des rayonnements non-ionisants ayant des intensités inférieures aux limites internationales. Pour les effets isothermes, il ne faut pas oublier que la température n'est pas un paramètre électromagnétique. La thermodynamique étant capable d'analyser les effets à des températures constantes, elle doit être utilisée conjointement avec l'électromagnétisme pour mettre en évidence les effets isothermes [55].

3.6.2.2 Système cardiaque

L'emplacement du cœur, tout à fait à l'intérieur du corps, ainsi que la faible pénétration des micro-ondes due à l'effet de peau empêche ce dernier d'être soumis aux champs élevés des micro-ondes. Afin d'étudier le phénomène, des cœurs de poulets ont été isolés. Les cœurs ont été exposés à de basses puissances : des rayonnements micro-ondes d'impulsions modulées à la fréquence de 2.45 GHz, avec 10mW comme puissance maximale. La densité de puissance maximale estimée incidente était de 3 mW/cm². La fréquence de réception était dans les limites physiologiques normales (1-3 Hz). Avant d'être exposé, le rythme du cœur était plutôt irrégulier. Pour des micro-ondes avec un taux de réception d'impulsion de 2.4 Hz, le battement de cœur est devenu régulier à une fréquence à peu près identique. En augmentant la fréquence de répétition, le rythme du cœur a augmenté de même. Au-dessus de la fréquence de 2.65 Hz, le cœur est revenu au battement irrégulier. Par conséquent, le rythme cardiaque a été synchronisé avec le signal de la source selon la limitation physiologique normale [56]. Le phénomène est expliqué par un effet de la modulation pulsée de la source sur des courants dû aux ions de calcium. D'autres résultats expérimentaux, par les mêmes auteurs, prouvent que les effets de régularisation sont observés quand les échantillons

sont exposés pour des courtes et longues durées d'exposition. Cependant pour une exposition à la même puissance maximale, les expériences avec la modulation pulsée ne montrent aucune modification du battement de cœur. Comme les auteurs ont précisé, ceci suggère un effet non-thermique provoqué par les micro-ondes d'impulsion-modulation. La température des échantillons est basse, donc aucune augmentation de battement de cœur ne peut être liée aux variations de la température [57].

3.6.2.3 Système visuel humain

La cornée et l'objectif cristallin de l'œil ne sont pas vascularisés et ont un métabolisme lent. De plus, l'œil n'est doté d'aucune sonde thermique. Par conséquent, il n'y a aucun protecteur durant un processus de chauffage. Des dommages significatifs peuvent donc apparaître dans le cas d'imprudence. Plusieurs expériences ont été menées sur les divers composants de l'œil humain. Aux fréquences de 0.9, 1.2, 2.45 et 2.85 GHz, des chercheurs ont démontré que l'exposition à des rayonnements d'un niveau relativement bas pouvait avoir comme conséquence des changements au système visuel : le cristallin peut s'opacifier, ce que l'on appelle la cataracte. Ces changements s'étendent de la rupture cellulaire à la fonction visuelle changée. Les expériences ont démontré [58] :

- la possibilité de cataracte à la densité de puissance supérieure à 100 mW m^{-2} et aux fréquences au-dessus de 1 GHz,
- des lésions endothéliales cornéennes, de la perméabilité vasculaire accrue à l'iris, des changements dégénératifs de cellules de l'iris et de rétine,
- des électrorétinogrammes changés indiquant une diminution significative de fonction visuelle à 10 mW cm^{-2} ,
- que la cornée a un DAS de 2.6 WKg^{-1} à 2.45 GHz.

Dans une autre recherche expérimentale, les mêmes auteurs ont rapporté l'absence de dommages oculaires discernables après exposition simple ou répétée à 10 mWcm^{-2} d'une source à la fréquence de 60 GHz.

3.6.2.4 Système nerveux

Pendant des années, les effets du rayonnement de micro-ondes sur le système nerveux central (SNC) et son comportement ont été le sujet d'une grande polémique. Cela est dû à un manque d'unification dans les approches méthodologiques et une insuffisance de la base de données pour choisir la méthode la plus appropriée. Dans le cas où les champs électromagnétiques provoquent des changements sur l'activité et la fonction du SNC, on pourrait alors voir ces modifications reflétées sur les concentrations

des neurotransmetteurs dans diverses régions du cerveau. Il a été proposé que l'excitation des points d'acupuncture par des micro-ondes (de 0.2 à 3 GHz) peut produire un effet analgésique efficace, comme démontré par l'augmentation correspondante du seuil de douleur, mesuré par un dolorimètre [59]. En outre, les variations du seuil de douleur et le dégagement des neurotransmetteurs au centre de la réception de douleur dans le cerveau sont proportionnelles [1,10].

3.6.2.5 Exposition du corps au téléphone et aux stations de base

Les recommandations actuelles, basées uniquement sur « l'évidence scientifique », suggèrent des limites liées aux processus de chauffage, qui est le seul effet bien connu des micro-ondes. Le comité de coordination scientifique de la Commission Européenne en juin 1998 indique que la littérature disponible ne fournit pas l'évidence suffisante pour conclure que les effets à long terme se produisent par suite d'exposition aux ondes électromagnétiques. Ainsi, aucune recommandation quant aux limites d'exposition pour éviter les effets thermiques à long terme ne peut être faite à ce stade sur une base scientifique. Cependant, la validité de cette conclusion est discutable [60]. Une partie de la difficulté vient du fait que certains se décrivent comme hypersensibles aux champs électromagnétique. L'hypersensibilité est un syndrome

éprouvé par le patient se plaignant d'effets qu'il attribue à l'utilisation et/ou à la proximité de l'équipement émettant des ondes électromagnétiques. Les causes principalement citées sont la distribution électrique à 50/60 Hz et des stations de base pour la téléphonie cellulaire. Cette hypersensibilité est mentionnée en grande partie à des niveaux en dessous des recommandations internationales [61]. En 2004, les effets associés aux champs électromagnétiques étaient loin d'être démontrés et un rapport de cause à effet n'avait pas encore été établi.

Une plus grande utilisation des téléphones portables est observée chez les adultes et les enfants. Pourtant, les essais de conformité emploient principalement des sujets adultes. Davantage de recherche théorique et expérimentale devrait être réalisée afin de réduire les risques pour les enfants. Ce point est mentionné dans l'accord à l'effort de l'Organisation Mondiale de la Santé (OMS, 2004). En attendant, les directives actuelles protégeant l'utilisateur de téléphone portable sont incertaines. Ainsi, le principe de précaution devrait être adopté et l'exposition au téléphone cellulaire devrait être gardée à un minimum, suivant le principe d'*ALARA* ('As Low as Reasonably Achievable'). Par exemple, les services publics de santé responsables devraient disséminer quelques recommandations de base pour l'utilisateur de téléphone cellulaire, comme l'emploi en

tout temps des kits mains libres et le maintien de l'antenne loin du corps pendant les appels. Afin de réduire les dommages irréparables à la santé publique, il est clair que l'adoption du principe de précaution ne devrait pas être retardée jusqu'à ce que l'information plus détaillée et scientifiquement plus robuste soit disponible [60].

3.7 CONCLUSION

L'étude de l'interaction des ondes électromagnétiques avec les tissus humains peut être divisée en deux sous domaines : la propagation de l'onde électromagnétique dans les tissus et les effets des ondes sur le sujet.

La propagation de l'onde électromagnétique dans les tissus peut être étudiée à une fréquence donnée pour un sujet donné en utilisant les données répertoriées par les chercheurs concernant les caractéristiques électromagnétiques des tissus humains.

Peu de recherches apportent un éclairage sur les effets physiologiques des radiofréquences sur un sujet. Celles qui existent, font généralement référence aux effets, sur le cerveau, causés par l'usage des appareils électriques, notamment des cellulaires. Il y a actuellement une absence de consensus en la matière qui ne permet pas de conclure à un effet néfaste avéré des ondes électromagnétiques.

Néanmoins, le DAS est un paramètre important qui a été fixé par les chercheurs pour limiter la puissance d'émission.

CHAPITRE 4 :

***ANALYSE ET MÉTHODOLOGIE DE CONCEPTION DE
TROIS SYSTÈMES RADARS***

Ce chapitre est consacré à la modélisation, la simulation et la synthèse d'un radar Doppler pour la mesure des signaux vitaux. Trois systèmes différents opérants à trois fréquences différentes ont été conçus.

4.1. CHOIX DE LA FRÉQUENCE

4.1.1. Introduction

La fréquence porteuse utilisée pour transmettre l'énergie vers la poitrine du patient et pour retourner l'information au récepteur doit être choisie de façon à ce que le signal ne soit pas trop atténué par sa traversée des tissus vivants. D'un côté, l'absorption des ondes électromagnétiques dans les tissus augmente avec la fréquence. D'un autre côté, plus la fréquence recherchée est faible, plus les valeurs de capacitance et inductance d'un filtre au niveau du récepteur doivent être élevées, ce qui entraîne une

augmentation de la taille du radar. De plus la précision augmente avec la fréquence. Un bon compromis est possible dans la gamme de fréquence des hyperfréquences.

4.1.2. Pénétration des micro-ondes dans divers tissus

La profondeur de pénétration, énoncée au paragraphe (3.5), est définie comme la profondeur à laquelle l'intensité de rayonnement à l'intérieur de la matière tombe à $(1/e)$ qui est l'équivalent de 37 % de la valeur originale à la surface. Cette profondeur de pénétration est inversement proportionnelle à la fréquence. D'après les courbes de la figure 4.1, on peut voir qu'à des fréquences supérieures à 10 GHz, la profondeur de pénétration ne dépasse pas 3mm. Donc à haute fréquence quasiment rien ne pénètre.

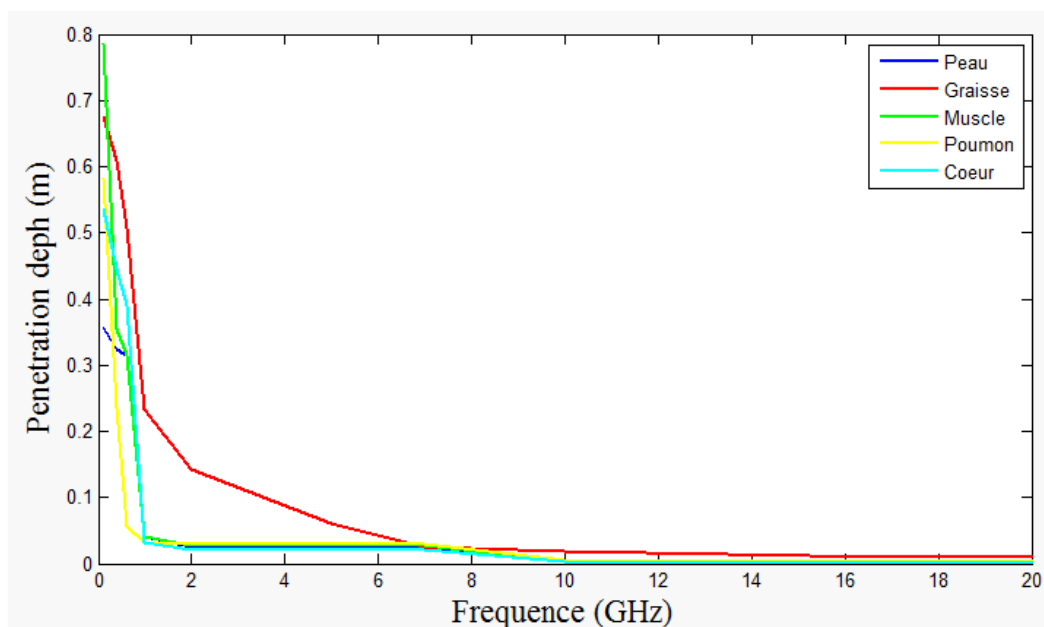


FIG 4.1. Profondeur de pénétration des micro-ondes dans différents tissus humains

La figure 4.2 présente l'atténuation simulée avec HFSS (Ansoft) de l'onde émise et le retour de son écho dans les différents couches de tissus vivants pour deux différentes fréquences 400MHz et 1GHz.

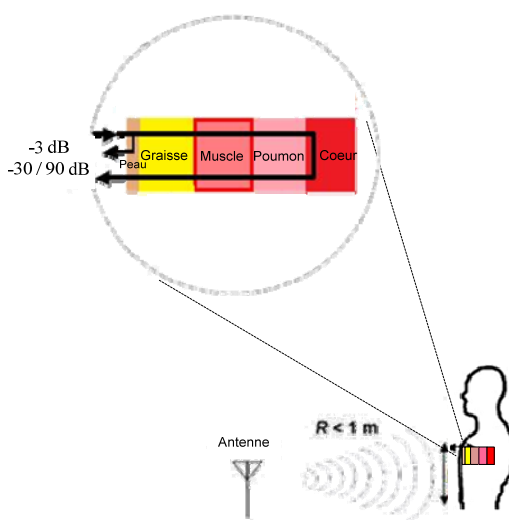
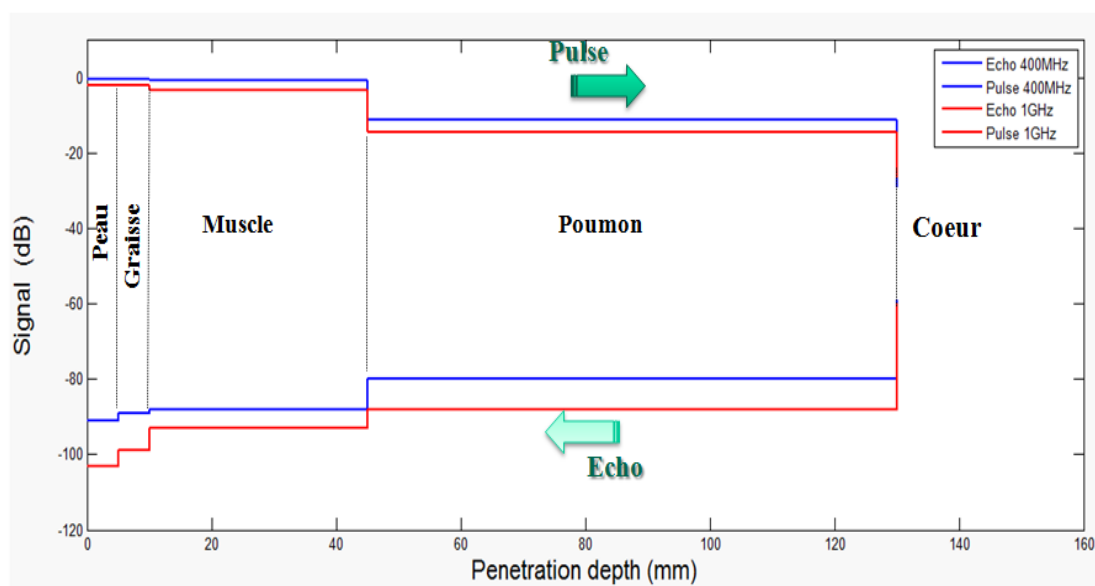


FIG 4.2. Modèle d'atténuation Impulsion-Écho

Dans la Fig. 4.2, chaque pas représente l'onde aux différentes couches. La diminution de la courbe représente l'atténuation dans les tissus. La partie imaginaire du coefficient de réflexion et les réflexions multiples sont ignorées. La moitié de l'énergie incidente est réfléchiée par le corps et l'autre moitié se propage dans les tissus, est atténuée dans chaque couche et réfléchiée à chaque interface. Donc on peut conclure pour notre application que la majorité du signal reçu par le récepteur est du à la réflexion du signal par le déplacement de la poitrine du patient.

La figure 4.3 montre la cartographie du champ électrique obtenue avec HFSS pour différentes fréquences. À haute fréquence, l'onde ne pénètre pas la peau.

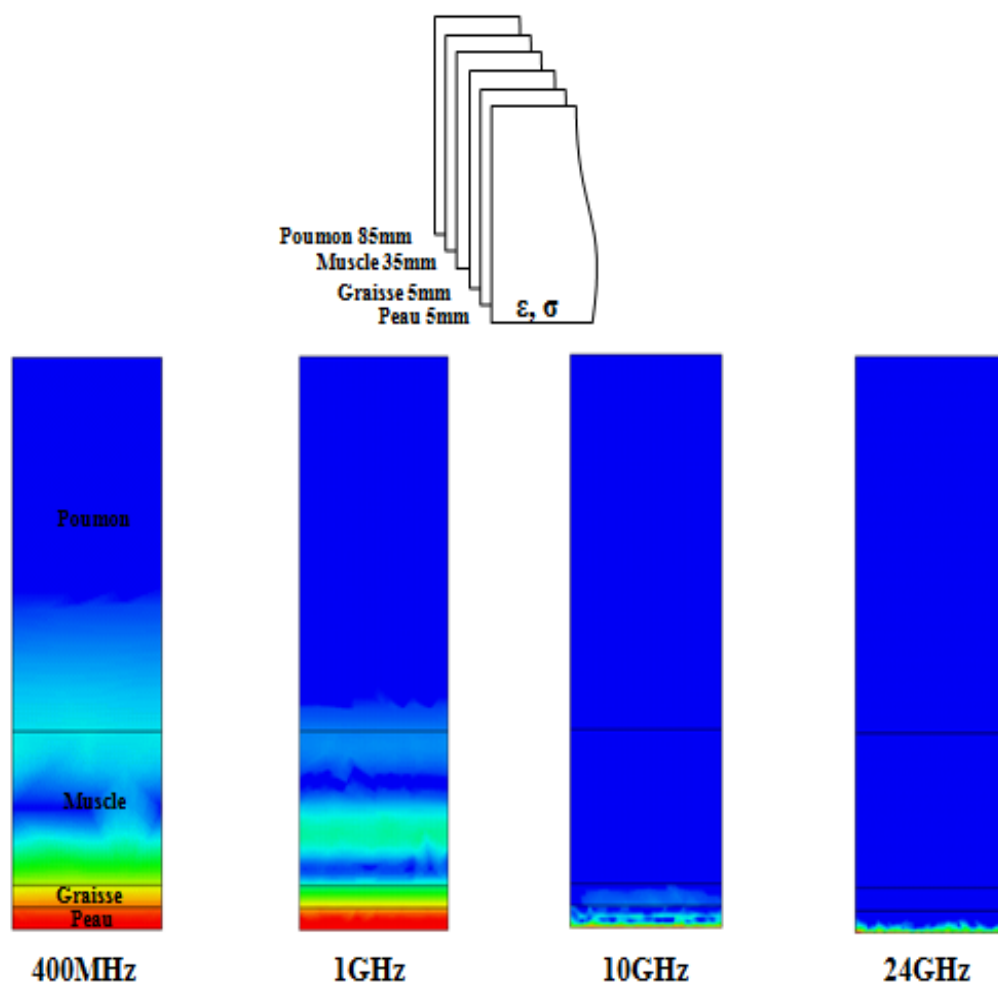


FIG 4.3. Propagation de l'onde électromagnétique dans les tissus humains pour différentes fréquences (HFSS)

4.1.3. Absorption dans les tissus humains

L'absorption de l'onde dans les tissus peut créer une augmentation de la chaleur.

Le DAS (Débit d'absorption spécifique) est une quantité très utile pour déterminer les normes d'exposition (Voir paragraphe 3.6).

4.1.4. La fréquence porteuse du radar doppler

Plus la fréquence de la porteuse est haute, plus la longueur d'onde est courte et la sensibilité de détection est haute. Basé sur cette règle, les détecteurs de type radar microondes ont été conçus de 450 MHz [2] à 1.8GHz et 2.5 GHz [3]. Récemment, un détecteur de signaux à microondes dans la bande Ka (18GHz à 40GHz) a été proposé pour obtenir une meilleure capacité de détection [4]. On note cependant la difficulté de séparer le rythme cardiaque de la respiration en mesurant à partir de l'avant du corps humain [5]. L'émergence de nouveau problème est non linéarité de la fonction cosinus introduisant d'autres fréquences.

Dans ce qui suit, les harmoniques et les questions d'intermodulations sont abordées en utilisant un modèle sur le logiciel ADS.

4.1.4.1 Mise en évidence et effet de la non-linéarité

Pour la détection du mouvement périodique du radar doppler $B(t)$ (Voir figure 4.5), le signal peut s'écrire [6] :

$$B(t) = \cos \left[\frac{4\pi x(t)}{\lambda} + \phi \right] = \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n \left(\frac{4\pi n}{\lambda} \right) \cos(n\omega t + \phi) \dots \dots \dots (4.1)$$

Où $x(t)$ est le mouvement périodique à détecter.

λ est la longueur d'onde

\emptyset est le déphasage total produit par la propagation électromagnétique entre l'antenne et la cible, la réflexion à la surface de la cible et le bruit résiduel de phase.

$x(t)$ est le mouvement simple de la poitrine, représenté comme :

$$x(t) = m \sin \omega t \dots \dots \dots (4.2)$$

m étant l'amplitude du mouvement périodique de la poitrine du patient.

ω est la pulsation (rd / s) du mouvement périodique.

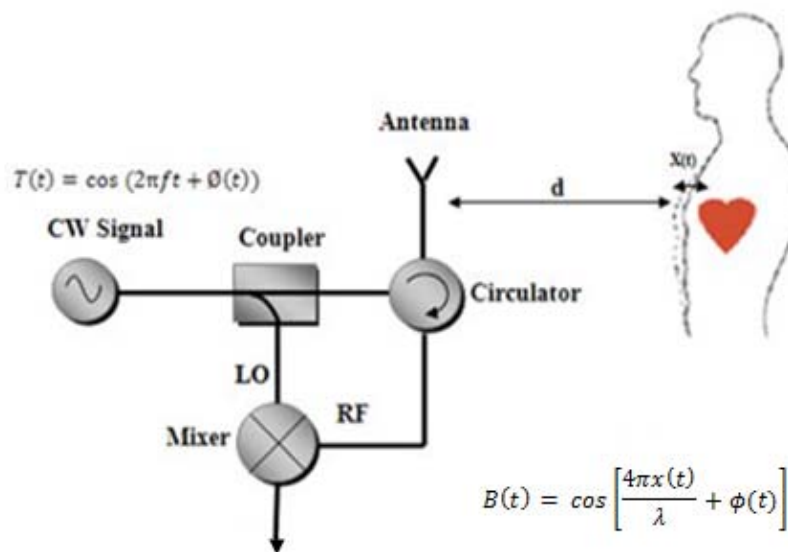


FIG 4.4. Schéma bloc d'un radar Doppler

Le signal vital détecté est multiple puisque le mouvement de corps à détecter est provoqué par la respiration et le rythme cardiaque. Dans cette situation, le signal reçu peut être représenté comme :

$$B(t) = \cos\left(\frac{4\pi x_h(t)}{\lambda} + \frac{4\pi x_r(t)}{\lambda} + \phi\right) \dots\dots\dots (4.3)$$

Avec :

$$x_r(t) = m_r \sin \omega_r t \dots\dots\dots (4.4)$$

$$x_h(t) = m_h \sin \omega_h t \dots\dots\dots (4.5)$$

$x_r(t)$ et $x_h(t)$ étant les mouvements du corps dû à la respiration et au rythme cardiaque respectivement.

Ainsi le signal reçu $B(t)$ peut être représenté en série de Fourier, avec J_n la fonction de Bessel du premier ordre :

$$B(t) = \text{Re} \left[\sum_{k=-\infty}^{\infty} J_k\left(\frac{4\pi m_r}{\lambda}\right) e^{jk\omega_r t} \sum_{l=-\infty}^{\infty} J_l\left(\frac{4\pi m_h}{\lambda}\right) e^{jl\omega_h t} e^{\phi} \right] \dots\dots\dots (4.6)$$

$$B(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{l=-\infty}^{\infty} J_l\left(\frac{4\pi m_h}{\lambda}\right) J_k\left(\frac{4\pi m_r}{\lambda}\right) e^{jk\omega_r t} \cos(k\omega_r t + l\omega_h t + \phi) \dots\dots\dots (4.7)$$

Dans l'équation 4.7, on note que la propriété non-linéaire de la fonction de transfert de cosinus cause non seulement l'effet peu désiré de l'interférence d'harmoniques mais cause également l'intermodulation entre le signal de respiration et le signal de battement de cœur. Par conséquent, la force détectée d'un signal désiré (respiration ou bien rythme cardiaque) est déterminée par le signal lui-même et d'autre signaux. Par exemple : Le signal de battement de cœur détecté est déterminé par les limites ($l = \pm 1, K=0$), son amplitude : $J_{\pm 1} \left(\frac{4\pi m_r}{\lambda} \right) J_0 \left(\frac{4\pi m_h}{\lambda} \right)$ et dépend des deux valeurs de m_r et m_h .

Les figures 4.5 et 4.6, présente les réponses théoriques temporelle et fréquentielle avec Matlab du signal reçu $B(t)$ après réflexion par le patient.

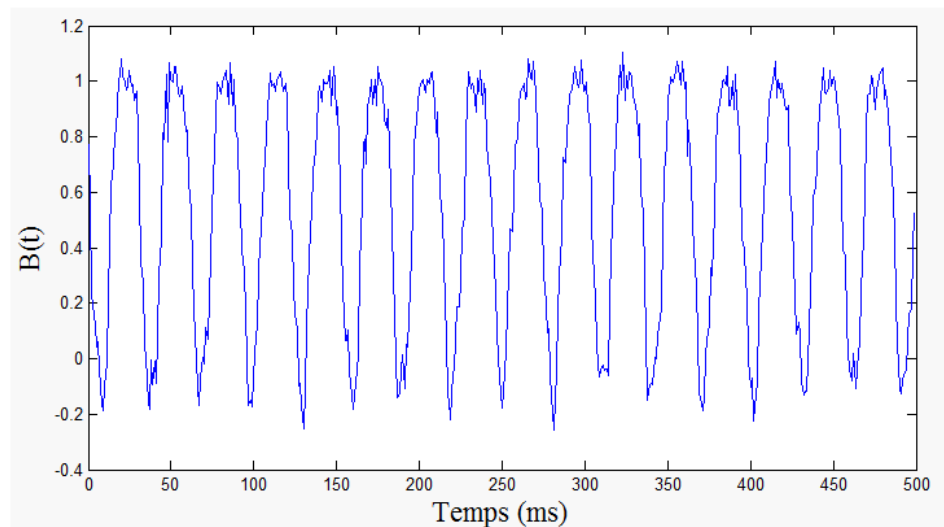


FIG 4.5. Réponse temporelle du signal reçu

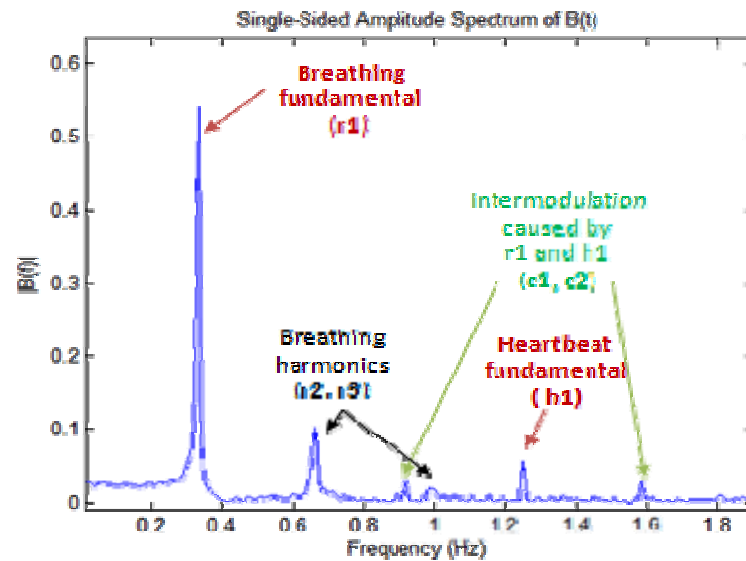


FIG 4.6. Réponse fréquentielle du signal reçu

Le signal de respiration désiré (r_1) et le signal de battement de cœur (h_1), les harmoniques de respiration (r_2) et (r_3) et les composantes d'intermodulation (c_1) et (c_2) ont été observés puisque le signal de respiration (r_1) est habituellement le composant de la plus basse fréquence dans le spectre car le déplacement de la poitrine dû à la respiration $m_r = 0.6mm$ est plus important que celui du battement de cœur $m_h = 0.06mm$. Il est plus facile d'extraire le signal dû à la respiration tandis que la détection précise de la fréquence cardiaque présente le défi principal.

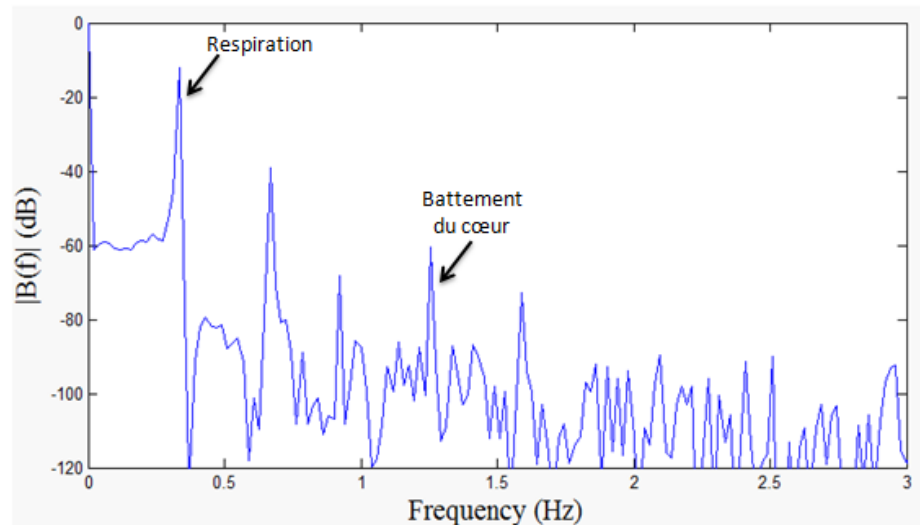


FIG 4.7. Réponse fréquentielle du signal reçu $B(t)$ en dB

Bien que $(c1)$ et $(c2)$ soient toujours séparés de $(h1)$ par une fréquence de $(r1)$, la variation du taux respiratoire et de la fréquence cardiaque, chez les différentes personnes et chez les mêmes personnes sous différentes conditions physiques, peuvent rendre difficile la détection du battement du cœur si $(c1)$ et $(c2)$ chutent dans la marge de la variation de la fréquence cardiaque. Ainsi, l'intermodulation représente un genre d'interférence pour la détection correcte de la fréquence cardiaque. D'ailleurs, les harmoniques de la respiration $(r2, r3, \dots)$ ont les fréquences qui varient et changent avec le taux respiratoire. Et si ce dernier est proche de la fréquence du battement de cœur alors l'exactitude de détection sera détériorée.

De ce point de vue, la force du signal détecté du battement de cœur comparée aux harmoniques supérieures de la respiration et aux harmoniques d'intermodulation sont des facteurs importants influençant l'exactitude de détection des signaux vitaux

4.1.4.2 Modélisation

Le mécanisme du radar Doppler pour la détection du signal vital est modélisé sur ADS comme montre la figure 4.8. Le déphasage θ est réalisé en utilisant des circuits déphaseurs (*Phase Shifter*) marqué par (*PS*) et le mouvement du corps provoqué par la respiration et le battement du cœur et modélisé par deux signaux en cascades de sources sinusoïdaux *SRC1* et *SRC2*.

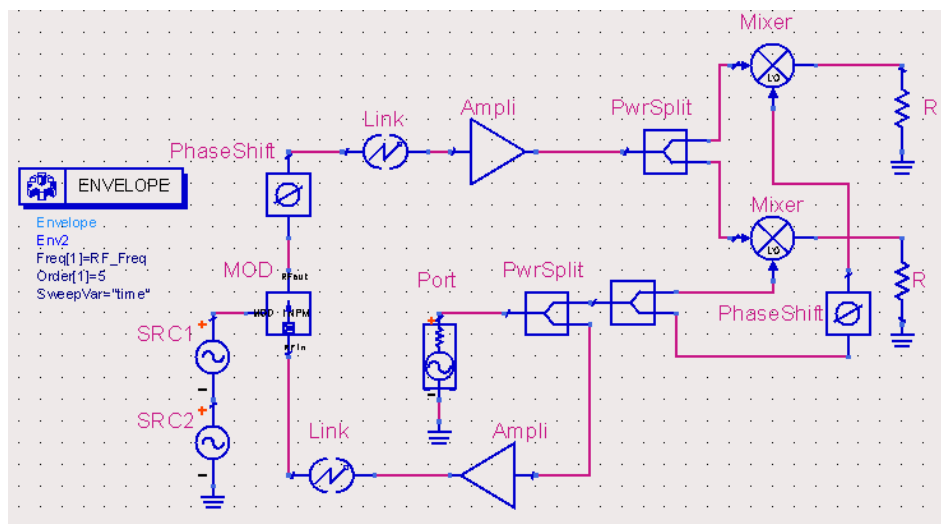


FIG 4.8. Modélisation du système radar pour la détection du signal vital en utilisant le logiciel ADS

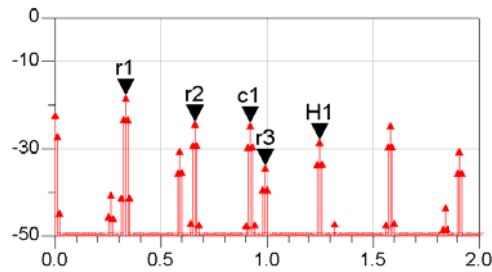


FIG 4.9. Réponse fréquentielle du signal reçu par simulation ADS

La réponse fréquentielle du signal reçu est montrée sur la figure 4.9.

4.1.4.3 Détection du rythme cardiaque :

La figure 4.10 illustre l'amplitude du signal du battement cardiaque détecté en fonction de fréquence porteuse; pour différentes amplitudes mouvement du corps produit par la respiration m_r , m_r allant de 0.8mm à 1.8mm . L'amplitude du mouvement du corps induit par les battements cardiaques est supposé être de l'ordre $m_h = 0.08\text{ mm}$ [7].

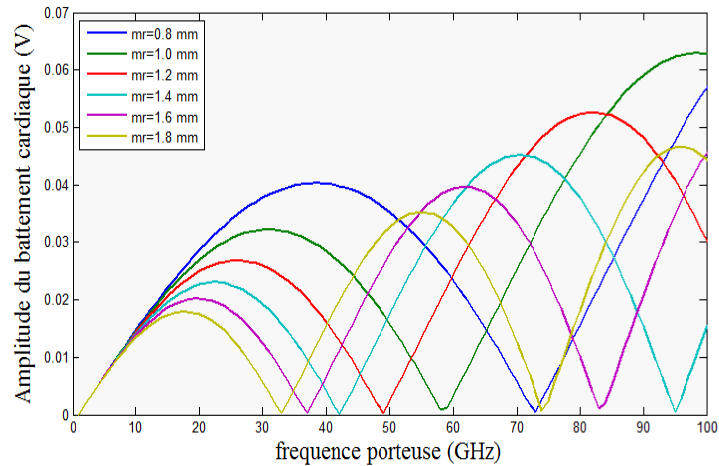


FIG 4.10. Amplitude du signal lié au battement du cœur en fonction de la fréquence porteuse pour différents cas respiratoires

On peut voir que l'amplitude du signal du battement de cœur détecté augmente avec la fréquence de la porteuse lorsque cette dernière est inférieure à 17GHz. Cependant, quand la fréquence de la porteuse devient assez grande, l'amplitude du signal diminue, particulièrement pour une grande amplitude de la respiration m_r .

Ceci peut être expliqué comme suit : à mesure que la fréquence porteuse augmente, la décroissance rapide de $J_0(4\pi m_r/\lambda)$ commence à excéder la croissance rapide de $J_{\pm 1}(4\pi m_r/\lambda)$ (Équation 4.6). D'ailleurs, le signal lié au battement du cœur détecté peut même disparaître pour certaine fréquence pour m_r fixe, produisant les «points-nuls de détection». Ce dernier est provoqué par le zéro de la fonction de Bessel. On doit noter que l'ajustement de la phase Φ ne permet pas de l'éliminer. Par conséquent, pour maximiser l'amplitude du signal lié au battement du cœur, nous avons une fréquence porteuse optimum pour une valeur fixe de m_r . Par exemple, la fréquence porteuse optimum pour $m_r=1,2 \text{ mm}$ est approximativement 27GHz. La fréquence porteuse optimale est plus haute pour une plus petite amplitude de mouvement de respiration induit m_r du corps. Par exemple, la fréquence porteuse optimale pour m_r égale à 0.8mm est de 36 GHz et pourrait être plus haute si la détection se fait par le dos. Cependant, pour éviter la détérioration de l'exactitude des performances significatives comme la

mesure de m_r , il est recommandé de limiter la fréquence de la porteuse dans la région inférieure à la bande Ka.

4.1.5. Conclusion sur le choix de la fréquence porteuse

On montre qu'au contraste de l'observation d'une simple approximation linéaire que la sensibilité de détection n'augmente pas toujours avec la fréquence de la porteuse ; il y a une fréquence de porteuse optimale pour la détection sans contact du signal vital avec radar Doppler. Les harmoniques et les questions d'intermodulation du radar Doppler, pour la détection du signal vital, ont été modélisées et simulées dans ADS d'Agilent.

4.2. ANALYSE ET CONCEPTION DU SYSTÈME À 5.8 GHZ

Pour notre application, on souhaite la détection d'un signal faible de l'ordre de quelques Hertz. Il est donc nécessaire d'avoir une grande isolation entre l'émission et la réception afin d'assurer une bonne sensibilité de détection. Nous présentons ici un radar Doppler utilisant une seule antenne, un coupleur et un circuit de rétro-alimentation permettant d'augmenter de façon significative l'isolation entre l'émetteur et le récepteur.

4.2.1 Système utilisant un coupleur conventionnel

Un radar Doppler fonctionnant à 5.8 GHz et avec une architecture simple (figure 4.11) a été modélisé et simulé. Le modèle repose sur la génération d'un signal hyperfréquence dirigé vers l'antenne d'émission/réception par le biais d'un coupleur qui sépare l'onde transmise et l'onde réfléchie. L'onde réfléchie est captée par la même antenne et dirigée vers le détecteur à travers le coupleur. Une partie du signal issu de l'oscillateur est transmise directement au détecteur à cause des défauts d'isolation du coupleur ordinaire.

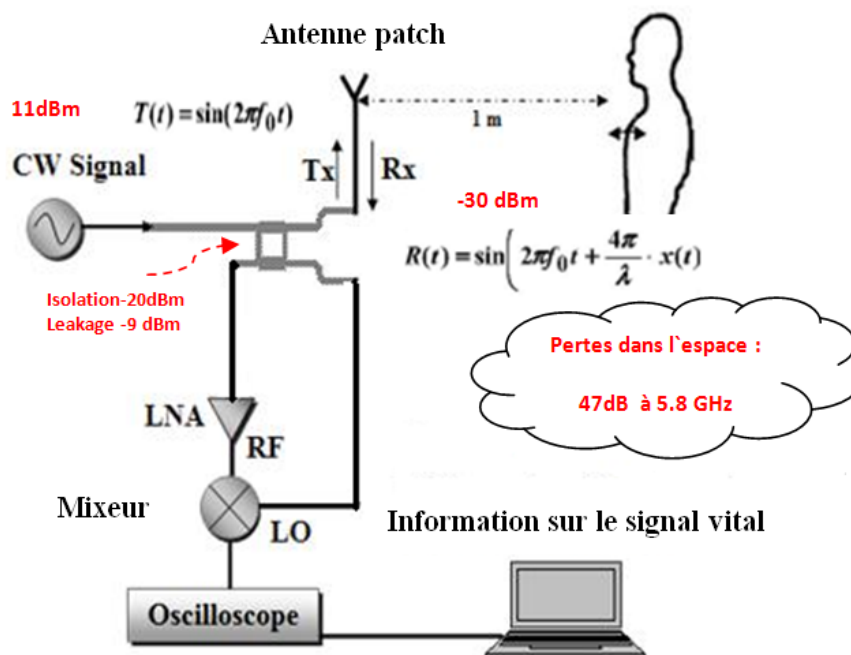


FIG 4.11. Le diagramme bloc simplifié pour le radar Doppler

Le signal transmis $T(t)$ peut s'écrire:

$$T(t) = \sin(2\pi f_0 t) \dots\dots\dots (4.8)$$

f_0 étant la fréquence d'oscillation.

Le signal reçu $R(t)$ s'écrit:

$$R(t) = \sin\left[2\pi f_0 t + \frac{4\pi}{\lambda} x(t)\right] \dots\dots\dots (4.9)$$

$\frac{4\pi}{\lambda} x(t)$ étant le déphasage dû au mouvement du sujet.

Ce signal reçu $R(t)$ est amplifié dans le *LNA* et puis mixé avec le *LO* dans le mixeur. La

démodulation du signal donne :

$$\begin{aligned} & \sin\left[2\pi f_0 t + \frac{4\pi}{\lambda} x(t)\right] \cdot \sin\left[\frac{\pi}{2} + 2\pi f_0 t\right] \\ &= \frac{1}{2} \left[\sin\left(4\pi f_0 t + \frac{4\pi}{\lambda} x(t)\right) + \sin\frac{4\pi}{\lambda} x(t) \right] \\ &= \sin\left[\frac{4\pi}{\lambda} \cdot x(t)\right] \approx \frac{4\pi}{\lambda} \cdot x(t) \dots\dots\dots (4.10) \end{aligned}$$

$$\text{Avec } \frac{4\pi}{\lambda} \cdot x(t) \ll 1$$

La tension de sortie a donc une amplitude proportionnelle au déphasage entre les signaux émis et reçu et donc au déplacement périodique du sujet. Puisque le déplacement de la poitrine du patient est dans l'ordre de quelques millimètres à quelques

centimètres, la puissance du signal reçu peut être plus petite que le signal provenant des ondes de fuite au niveau du coupleur. Si la puissance du signal d'entrée est 11 dBm et l'isolation du coupleur est de -20 dB, la puissance du signal de fuite devient -9 dBm au port d'isolation du coupleur branche-line. En théorie, la puissance du signal reçu est au dessous de -30 dBm, parce que la perte de l'espace est de 47 dB à 1 m de distance et à la fréquence de 5.8GHz [6]. Dans ce cas-ci, le signal reçu ne peut pas être détecté puisqu'il est enterré dans le signal de fuite.

Le modèle de ce système sur ADS est illustré à la figure 4.12. La réponse fréquentielle simulé est présentée sur la figure 4.13 montrant que l'amplitude de la deuxième harmonique de la respiration (m3) est plus grande que celle du battement du cœur (m2).

Ceci n'est pas souhaitable.

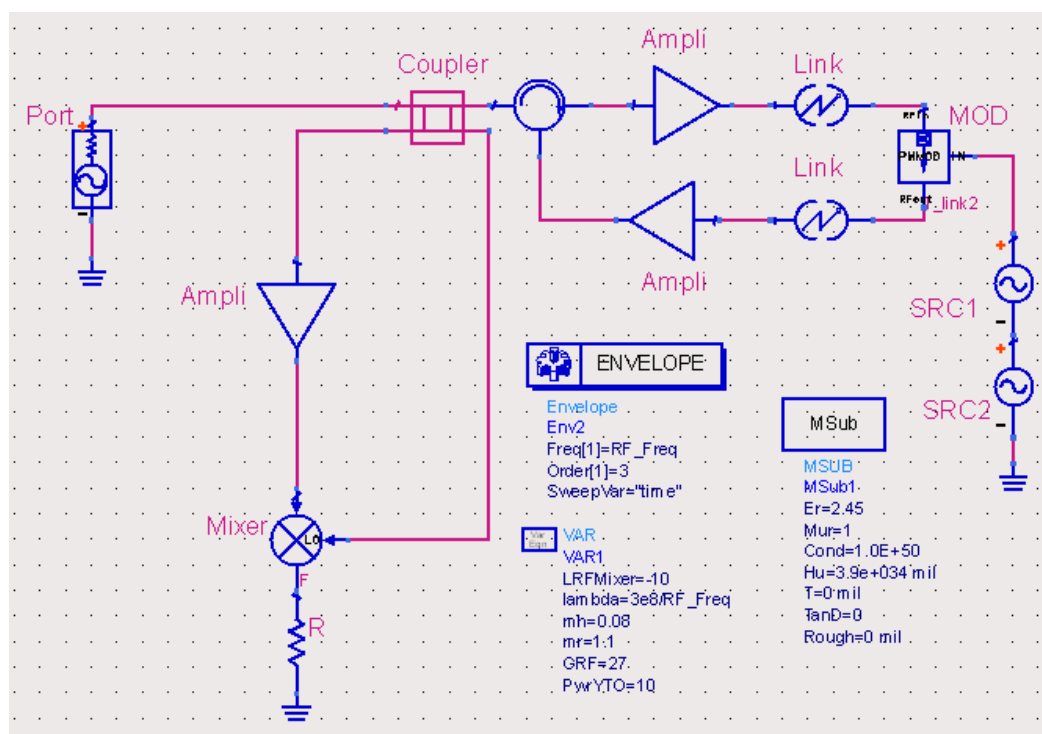


FIG 4.12. Modèle du radar avec coupler conventionnel

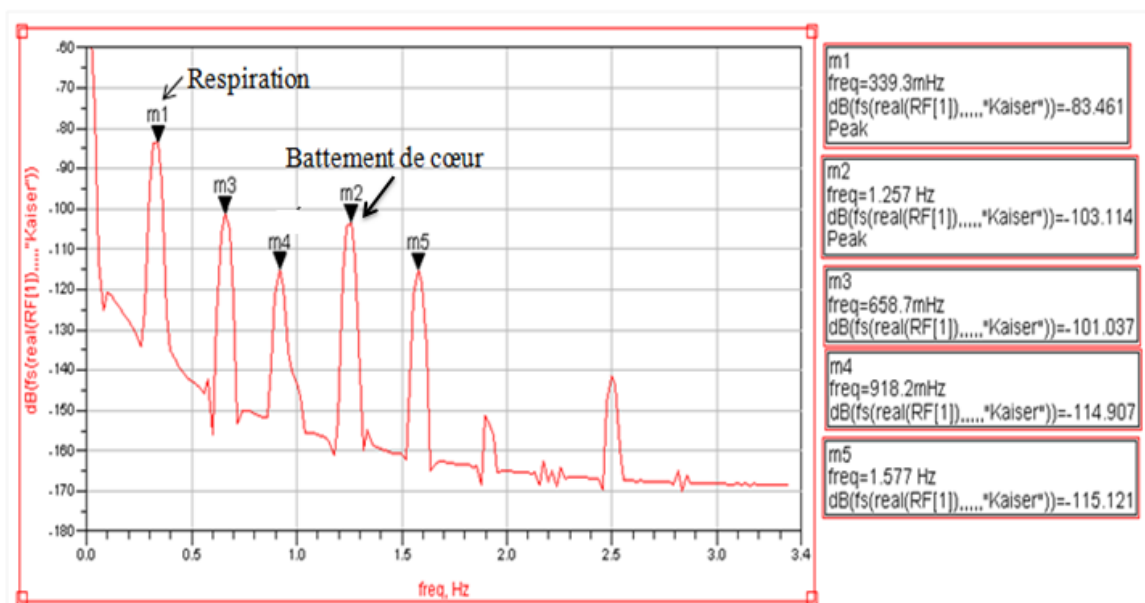


FIG 4.13. Réponse fréquentielle du signal détecté

4.2.1 Système avec amélioration de l'isolation

Le schéma fonctionnel du radar Doppler utilisant un circuit de rétro-alimentation est illustré sur la figure 4.14. Le circuit de rétro-alimentation permet de compenser l'onde de fuite en venant ajouter au niveau de la réception une partie de l'onde transmise déphasée.

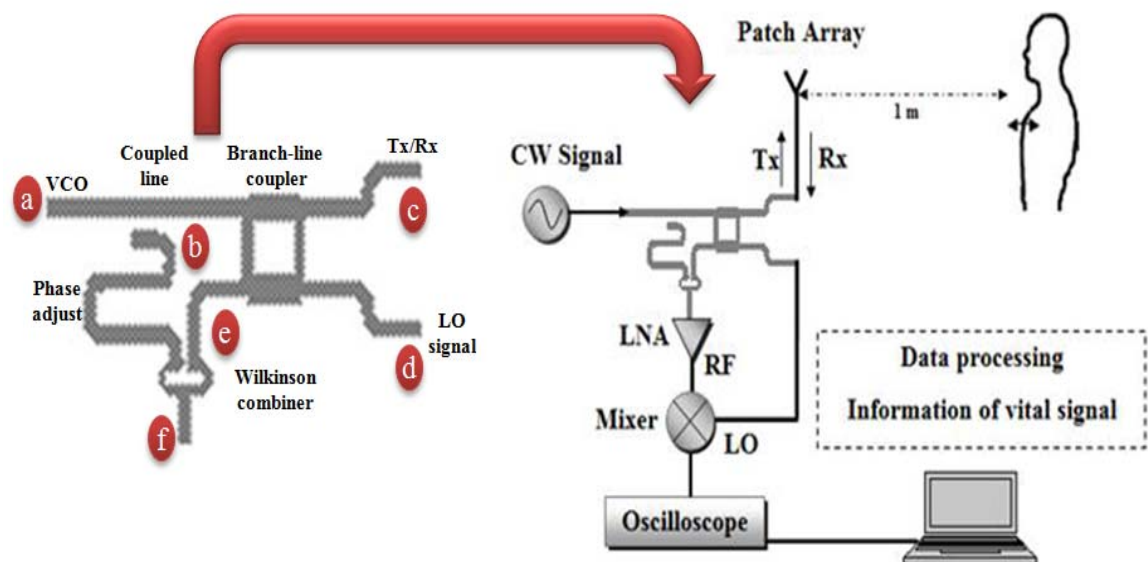


FIG 4.14. Radar Doppler avec coupleur et circuit de rétro-alimentation

Considérons que la puissance du signal d'entrée est de 11dBm. Le coupleur avec correction permet une isolation de 53 dB tel que simulé (Figure 4.17). Le signal transmis est réfléchi par la poitrine du patient à 1m de distance de l'antenne d'émission et reçu avec la même antenne de gain 19 dB. Le signal de sortie du coupleur est amplifié par le

LNA de gain 12 dB et de 1.9 dB NF. Ce signal RF du LNA est mixé avec le signal LO ce qui donne en somme un signal IF à basse fréquence à la sortie du mixeur de gain de (-6 dB) à 5.8 GHz. Le signal de sortie du mélangeur doit être amplifié et filtré pour avoir la forme d'onde du signal respiratoire et du rythme cardiaque.

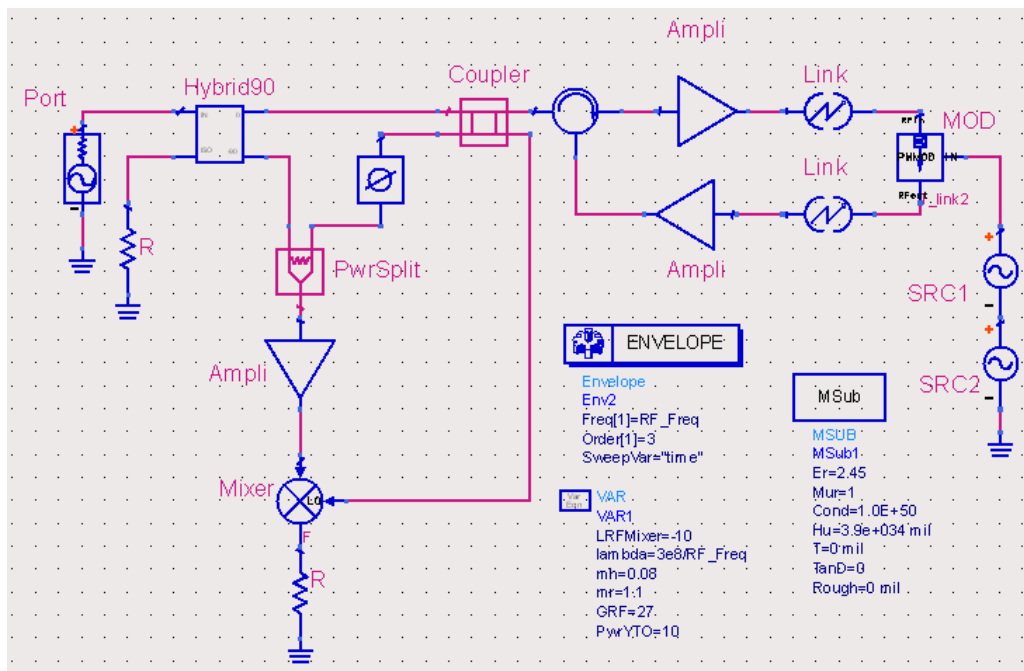


FIG 4.15. Simulation du radar en blocs avec coupleur et circuit de rétro-alimentation

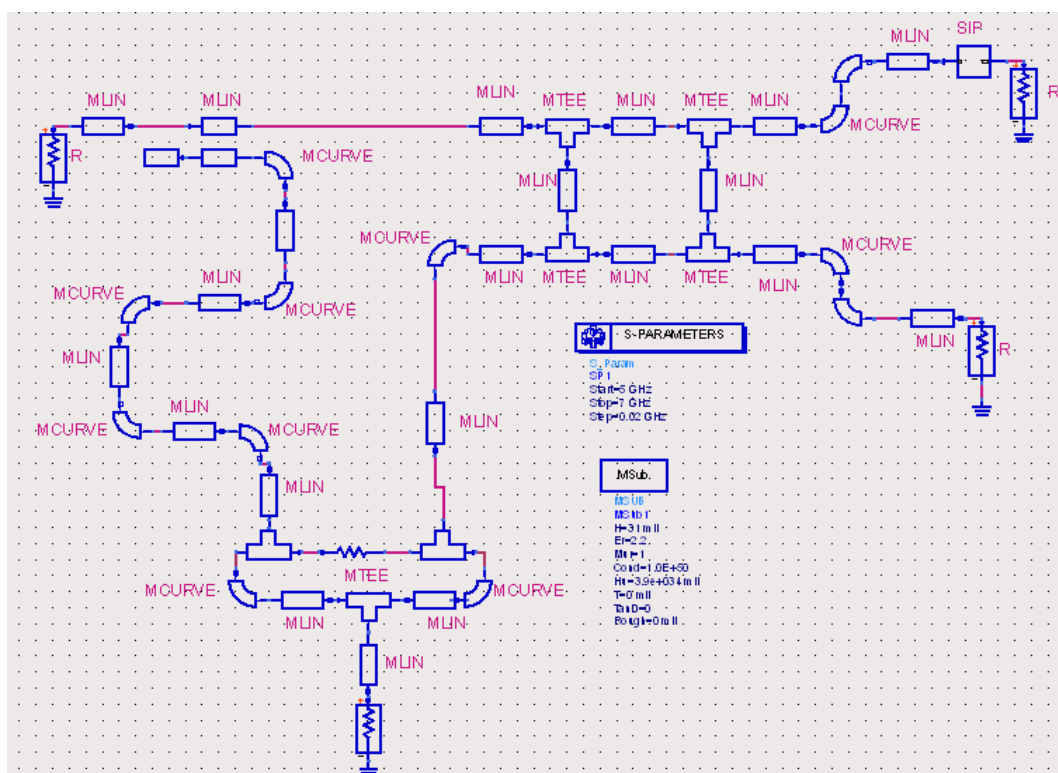


FIG 4.16. Simulation du radar avec coupler et circuit de rétro-alimentation

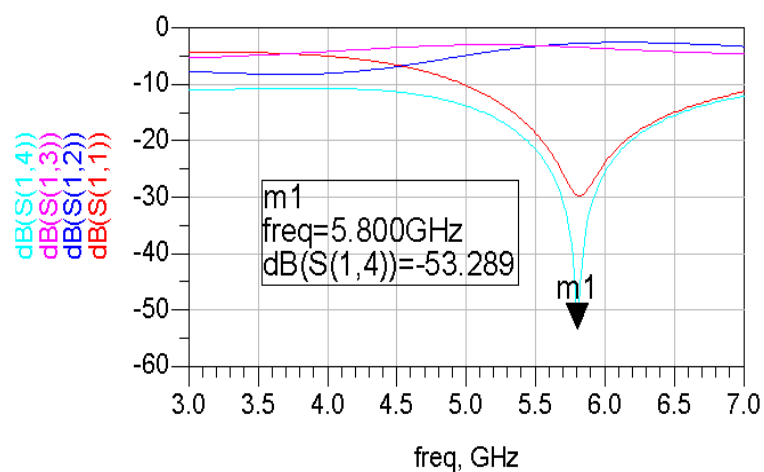


FIG 4.17. Simulation des paramètres S du coupler avec circuit de rétro-alimentation

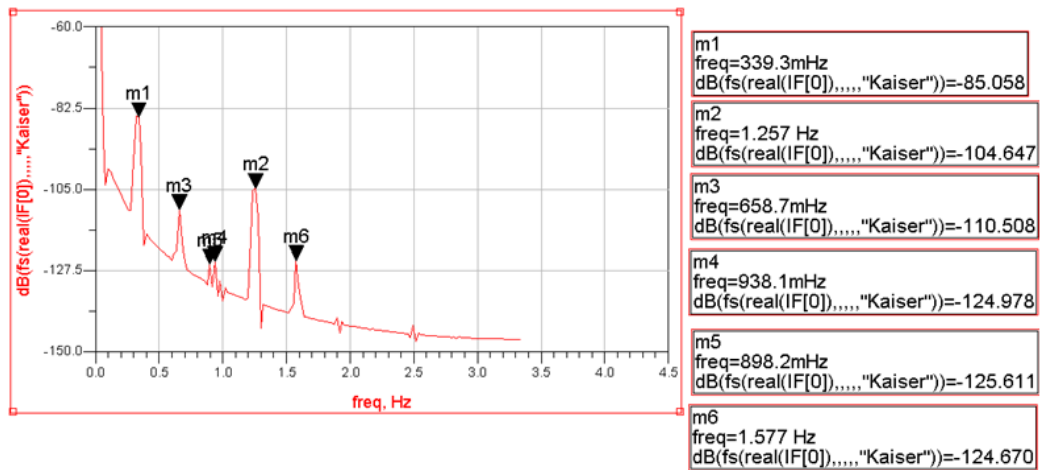


FIG 4.18. Réponse fréquentielle du signal détecté

D'après le spectre de la réponse fréquentielle du système simulé à 5.8GHz en utilisant le coupleur avec circuit de rétro-alimentation (Figure 4.14), l'amplitude de signal lié au rythme cardiaque (m2) est plus grande que celle de la deuxième harmonique de la respiration (m3). Ce résultat montre que ce nouveau système permettra une bonne amélioration de la détection du signal vital.

4.2.2 Fabrication

L'architecture du radar fabriqué est illustrée sur Figure 4.19. La chaîne de réception intègre un LNA de gain de 30 dB, permettant d'augmenter le rapport puissance d'émission et la sensibilité en réception.

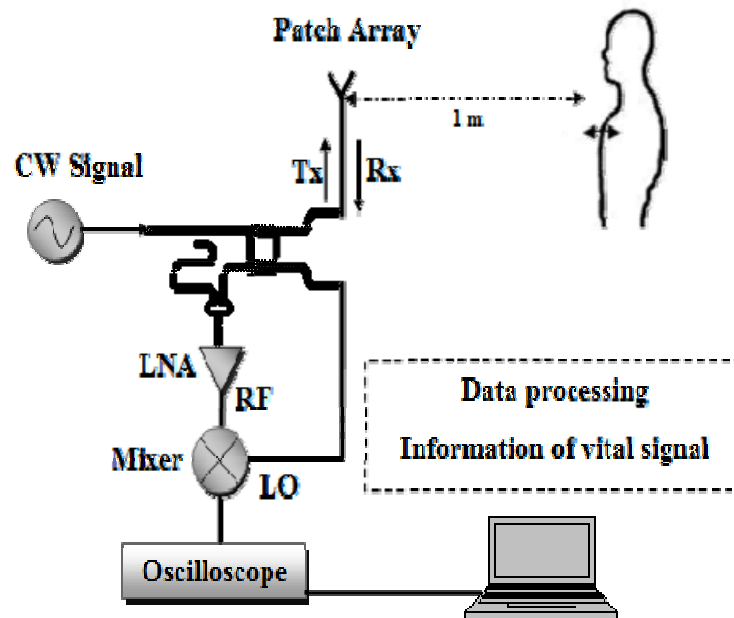


FIG 4.19. Architecture du radar fabriqué à 5.8GHz

4.2.3.1 Réalisation du coupleur avec circuit de rétro-alimentation

Le coupleur avec circuit de rétro-alimentation (Figure 4.20) se compose de lignes couplées (1), d'un coupleur -3dB (2), d'un pont de Wilkinson(3), et de ligne micro ruban pour contrôler la phase de la rétro-alimentation (4). La ligne couplée permet de prélever une partie du signal d'émission. Cette partie du signal d'émission est ensuite déphasée puis ajoutée au signal à la sortie du coupleur correspond à la réception. Ainsi, en ajustant adéquatement la quantité de la partie du signal d'émission retenue et le déphasage on peut supprimer l'onde de fuite indésirable. À l'aide du circuit de rétro-alimentation (

Figure 4.14), le niveau de la puissance de fuite au port (f) du pont de Wilkinson est atténué et une bonne isolation est obtenue (-55 dBm).

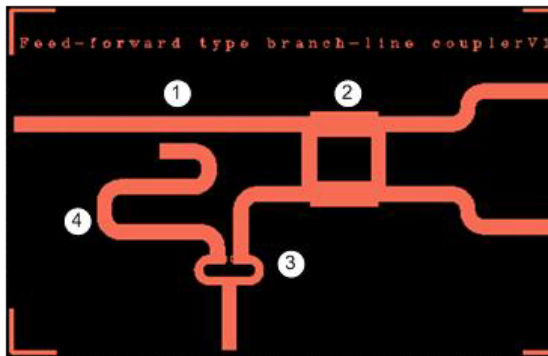


FIG 4.20. Masque du coupleur

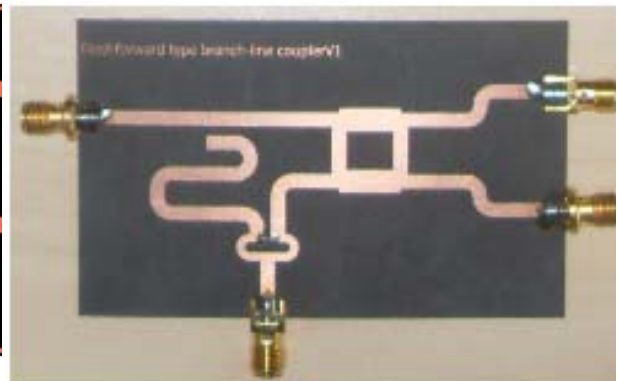


FIG 4.21. Photographie du coupleur fabriqué

Le coupleur proposé a été fabriqué sur substrat Rogers ($\epsilon_r = 2.2$, $h = 0.787\text{mm}$) à 5.8 GHz. Une photo du coupleur est présentée sur la Figure 4.21.

4.2.3.2 Oscillateur hyperfréquence VCO

Le VCO est un oscillateur commandé en tension (Voltage Controlled Oscillator-VCO) qui va générer le signal CW à 5.8GHz à transmettre. Il est constitué d'un amplificateur qui se reboucle sur lui-même à travers un circuit résonnant. La puissance qu'il fournit correspond au niveau de saturation de l'amplificateur. Son fonctionnement est non linéaire. Cette non-linéarité est responsable de la transposition des différentes sources de bruit du composant (bruits dits en $1/f$) en bruit sur le signal émis.

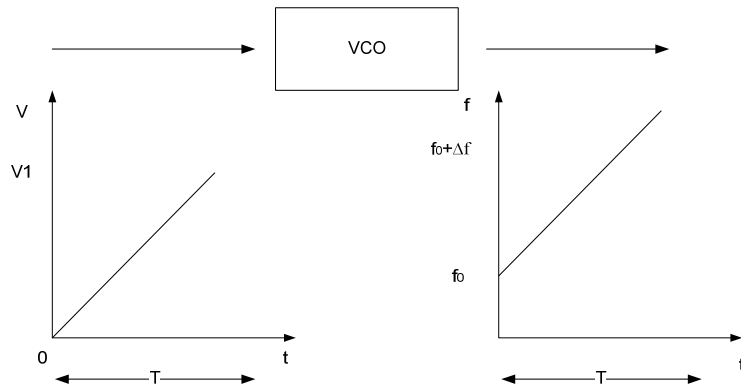
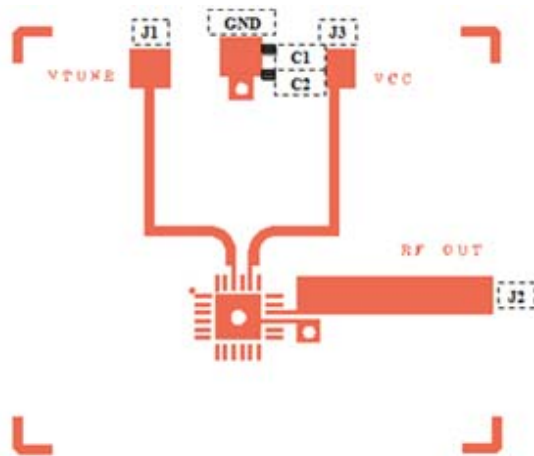


FIG 4.22. Principe de fonctionnement du VCO

Le principe du VCO est montré sur la Fig. 4.22.

On a opté pour le VCO (HMC431LP4E) de HITTITE fonctionnant à 5.8 GHz et implanté sur le Substrat : RT/ duroid 5880 (h = 31 Mil).

La description des entrées du circuit ainsi que le masque et la photo sont illustrés sur les Fig. 4.23 et 4.24.



Item	Description
J1 - J2	PCB Mount SMA RF Connector
J3 - J4	DC Pin
C1	4.7 μ F Tantalum Capacitor
C2	10,000 pF Capacitor, 0603 Pkg.
U1	HMC431LP4 / HMC431LP4E VCO
PCB [2]	105667 Eval Board

FIG 4.23. Description des entrées du circuit VCO

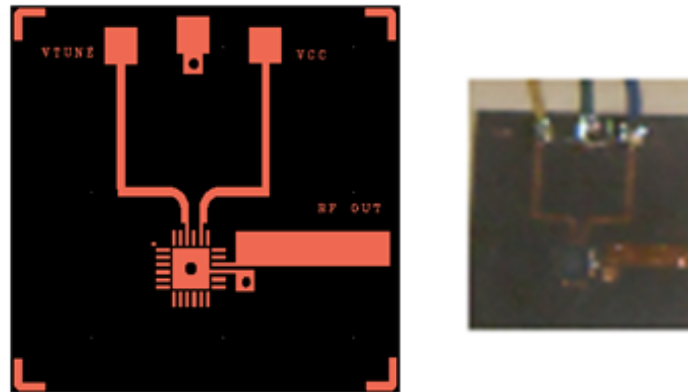


FIG 4.24. Masque et photographie du VCO (HMC431LP4E)

4.2.3.3 Amplificateur (HMC451LC3)

Un amplificateur est un système électronique augmentant la puissance d'un signal. Cette augmentation se fait en tirant la puissance nécessaire de l'alimentation du système, et en surveillant la sortie afin qu'elle soit de la même forme que l'entrée. Considérons un amplificateur chargé par une impédance Z_u et attaqué par un générateur (E_g, Z_g) .

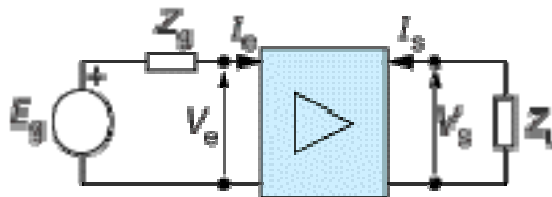


FIG 4.25. Schéma d'un amplificateur

En basse fréquence, les grandeurs utiles sont soit des tensions soit des courants, on définit donc selon le type d'amplificateur les grandeurs suivantes :

- gain en tension : $A_v = |V_s| / |V_e|$
- transadmittance : $g = |I_s| / |I_e|$

La mesure de ces grandeurs ne présente en général pas de difficulté. Le gain en tension A_v exprimé en décibels est défini par :

$$A_{dB} = 20 \log A_v \quad \dots\dots\dots (4.11)$$

log désignant le logarithme décimal et en radiofréquences et micro-ondes, les grandeurs utiles sont les puissances.

Les amplificateurs sont présents dans les chaînes d'émission et de réception du radar CW. A l'émission on va utiliser un amplificateur de puissance (*Power Amplifier*) pour compenser l'atténuation subite par le signal transmis au cours de l'émission car le gain de l'antenne ne suffit toujours pas pour le compenser. Quand à la réception on va utiliser un amplificateur faible bruit (*Low-Noise Amplifier*) pour transmettre le signal sans distorsion et minimiser les pertes. Il va recevoir et amplifier les signaux de faible intensité à la sortie de l'antenne de réception, en introduisant le moins de bruit électrique

possible dans le processus. La fréquence du signal entrant est inchangée à la sortie du LNA. La description des entrées du circuit ainsi que la photo sont illustrés sur les figures 4.26 et 4.27.

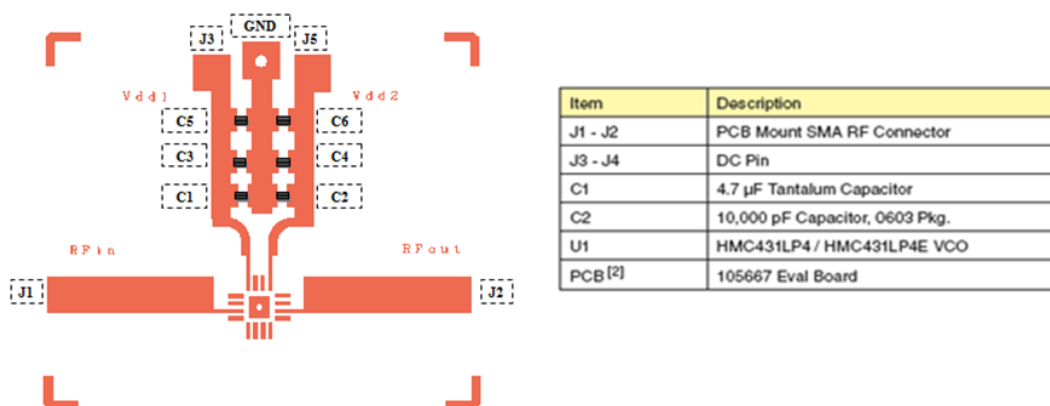


FIG 4.26. Description des entrées du circuit amplificateur de puissance

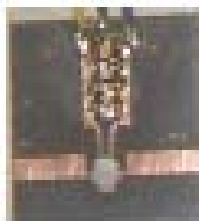


FIG 4.27. Photographie de l'amplificateur de puissance (HMC451LC3)

4.2.3.4 LNA (HMC392LC4)

Le LNA ou amplificateur à faible bruit, constitue le principal apport en gain dans la chaîne d'amplification. Contrairement à l'amplificateur de puissance, les dB gagnés à

cet endroit sont très peu onéreux. Cependant, deux phénomènes interviennent à ce niveau et limitent le gain de l'amplificateur : il s'agit d'une part du facteur de bruit, d'autre part de la saturation de l'amplificateur. Le facteur de bruit (*Noise Figure*) est défini comme le rapport entre le rapport signal-à-bruit en entrée et celui à la sortie de l'amplificateur :

$$NF = \frac{S/N_e}{S/N_s} \dots\dots\dots (4.12)$$

On peut exprimer le bruit équivalent ramené à l'entrée de l'amplificateur comme suit :

$$N = \frac{N_s}{G} = NF \times N_e \dots\dots\dots (4.13)$$

Où N est la puissance du bruit en sortie ramené à l'entrée, N_s la puissance du bruit en sortie de l'amplificateur, G le gain de l'amplificateur et N_e la puissance du bruit à l'entrée de l'amplificateur. Généralement, on considère que le bruit présent en entrée est le bruit thermique dont la puissance est donnée par : $N_E = k_B T B$

Avec : $k_B = 1,38 \times 10^{-23}$ constante de Boltzmann en (J/K)

T : Température en Kelvin

B : Bande de fréquence en Hz

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. Le facteur de bruit de l'amplificateur utilisé est de $NF = 2.5$.

Le deuxième aspect à considérer est le phénomène de saturation de l'amplificateur. En effet, les applications radar sont confrontées à des très grandes dynamiques de signaux dues à la variation de puissance, ainsi qu'à une grande disparité dans la taille des cibles. Les faibles échos produits par une cible éloignée incitent à utiliser un fort gain au niveau du LNA, le risque alors encouru est que des obstacles plus proches ou de plus grandes tailles saturent l'étage d'entrée. En effet, à ce stade de l'amplification aucun filtrage n'a été effectué et tous les échos des réflecteurs environnants (bâtiments, sol, véhicules) sont donc amplifiés.

La description des entrées du circuit ainsi que le masque et la photo sont illustrés sur les Fig. 4.28 et 4.29.

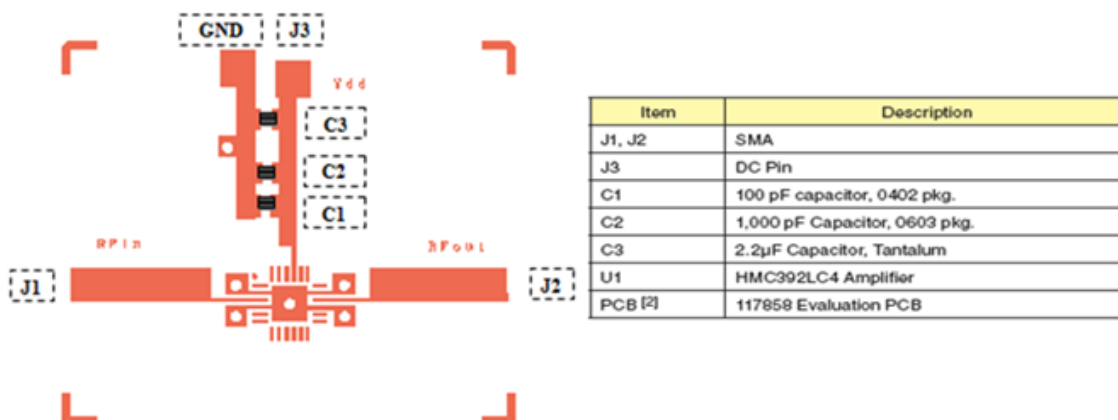


FIG 4.28. Description des entrées du circuit LNA

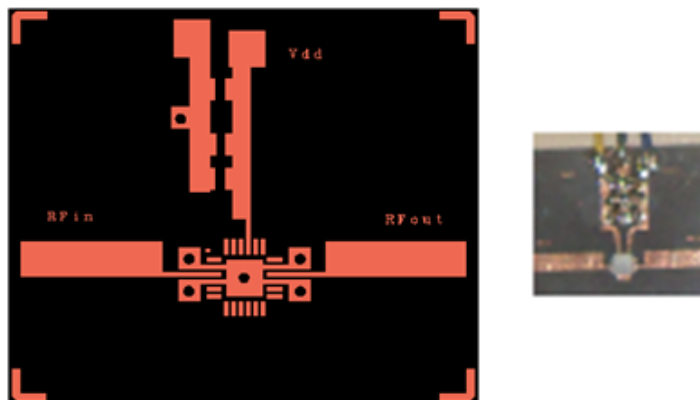


FIG 4.29. Masque et photographie du LNA (HMC392LC4)

4.2.3.5 Mélangeur (HMC129G8)

Le mélangeur constitue un maillon essentiel de nombreux systèmes d'émission/réception fonctionnant aux fréquences micro-onde (télécoms, guidage, radars, etc...). Il est généralement utilisé pour transposer en fréquence un signal sans en

modifier l'information dont il est porteur. De manière générale, les signaux utiles sont transposés en hyperfréquence (*RF*) pour l'émission en espace libre et sont inversement transposés vers les basses fréquences (*IF*) en réception pour être traités avec une électronique plus classique.

Dans notre système, le mélangeur va nous permettre de récupérer la fréquence de battement (*IF*) à partir du signal d'émission (*RF*) et de réception.

On distingue deux modes de fonctionnement pour le convertisseur (*up-converter* et *down-converter*) qui correspondent respectivement à la transposition de la fréquence *IF* vers la fréquence *RF* et à la transposition de la fréquence *RF* vers la fréquence *IF*. Certains mélangeurs sont optimisés pour un fonctionnement *up-converter* ou *down-converter* alors que d'autres peuvent fonctionner dans les deux modes avec des performances similaires. Notre mélangeur va être utilisé en fonctionnement *down-converter*. Le mélangeur utilisé est spécifié pour un point de compression à 1 dB (saturation) à 10 dBm. Les pertes d'insertion sont de 8 dB.

La description des entrées du circuit ainsi que le masque et la photo sont illustrés sur les Fig. 4.30 et 4.31.

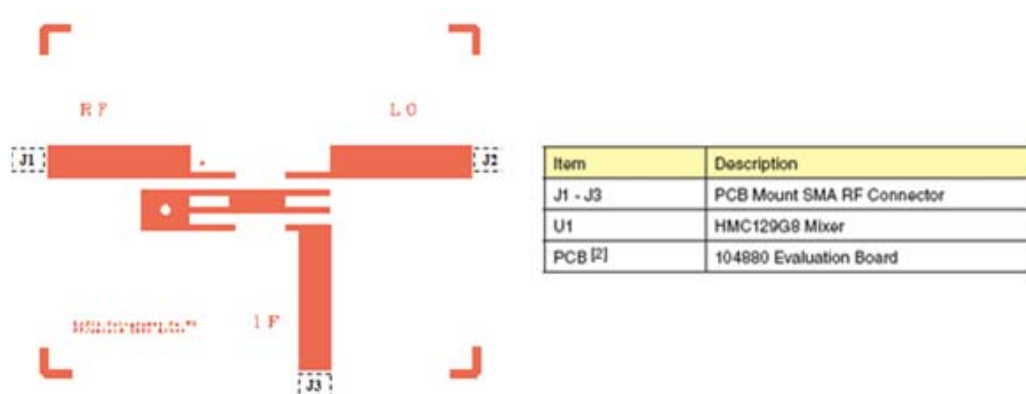


FIG 4.30. Description des entrées du circuit mélangeur

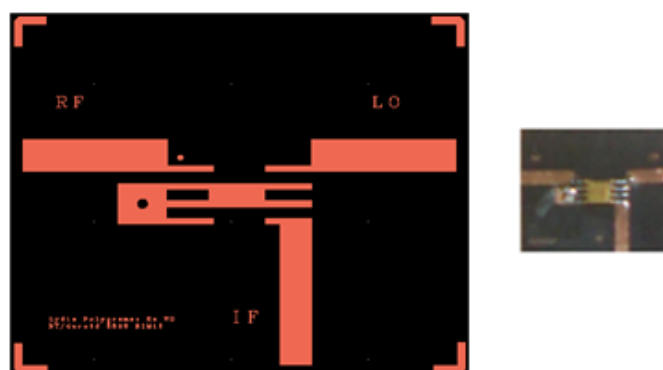


FIG 4.31. Masque et photographie du mixeur (HMC129G8)

4.2.3.6 Antenne

Les antennes constituent un élément déterminant pour les performances globales du radar. Le gain est la première caractéristique de l'antenne qui est le pouvoir d'une antenne à concentrer la puissance dans une zone limitée de l'espace. Il s'agit de trouver

un compromis entre un gain élevé qui augmente la portée et diminue le couplage direct, et un gain plus modeste qui traduit une plus grande couverture (directivité plus faible).

Pour réaliser un gain autour de 19 dB, nous avons réalisés un réseau de 4x4 antennes en utilisant un patch comme élément d'antenne. La synthèse du réseau s'est faite de manière séquentielle en simulant un seul élément puis des réseaux à deux éléments, à quatre éléments et enfin un réseau à 16 éléments.

La Fig. 4.32 montre le réseau complet à 4x4 éléments. L'élément d'antenne est basé sur un patch excité en coin permettant ainsi de réduire ses dimensions. Le circuit d'alimentation du réseau utilise le diviseur en puissance en T (qui est basé sur le transformateur quart d'onde). Le substrat a une épaisseur de 0.787mm et une permittivité de 2.2. Les valeurs des paramètres optimisés sont : $L=14.4\text{mm}$, $W=19.9\text{mm}$, $L_x=16.5\text{mm}$, $L_y=21.2\text{mm}$, épaisseurs des lignes : 0.674mm (100Ω), 1.34mm (70.7Ω) et 2.34mm (50Ω).

Les diagrammes de rayonnement simulés dans les plans E et H sont présentés sur la figure 4.33. À 5.8GHz, un gain de 19.7 dB est obtenu.

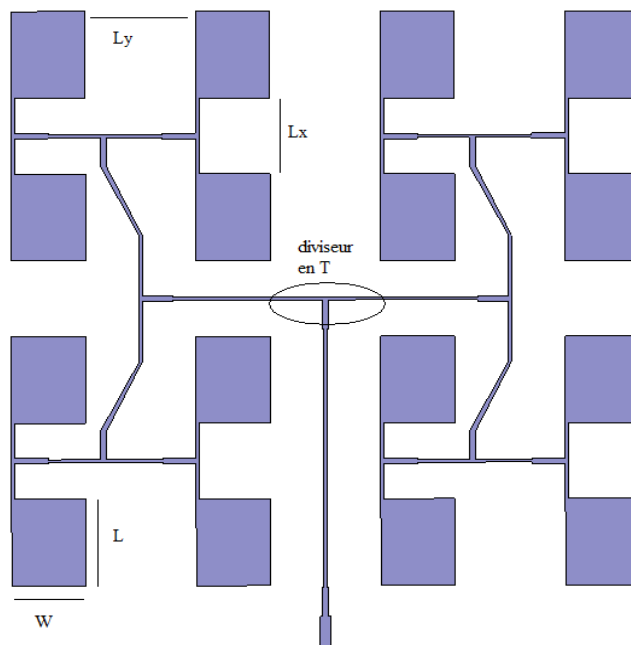


FIG 4.32. Schéma du réseau d'antennes patches 4x4 optimisé fonctionnant à 5.8 GHz

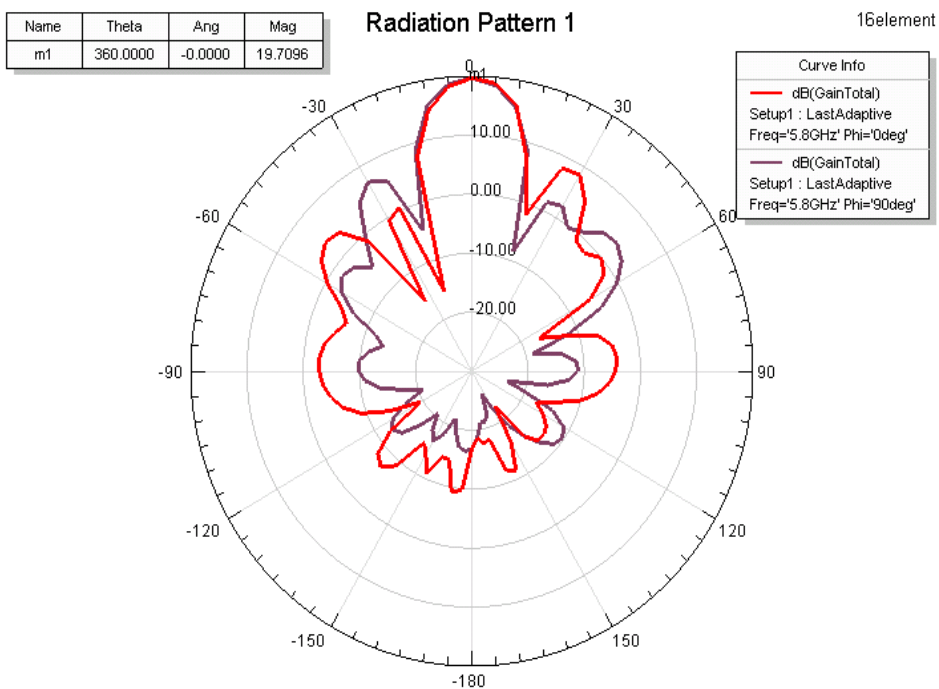


FIG 4.33. Diagramme de rayonnement simulé (HFSS)

L'antenne a été fabriquée à Poly-Grames puis mesurée. Une photo de l'antenne est donnée sur la Fig. 4.34. La Fig. 4.35 montre une photo du banc de test pour la mesure du diagramme de rayonnement de l'antenne.

Le gain en fonction de la fréquence et le coefficient de réflexion mesurés sont tracés sur les figures 4.36 et 4.37, respectivement. À 5.8 GHz, un gain de 18 dB et un coefficient de réflexion de -17 dB sont obtenus. Le diagramme de rayonnement à 5.8 GHz est donné sur la figure 4.38. Ces résultats sont très bons et permettent l'utilisation du réseau d'antenne pour notre système.



FIG 4.34. Photo du réseau 4x4

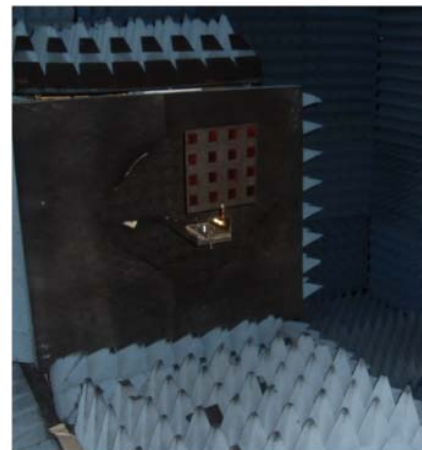


FIG 4.35. Mesure en chambre anéchoïque

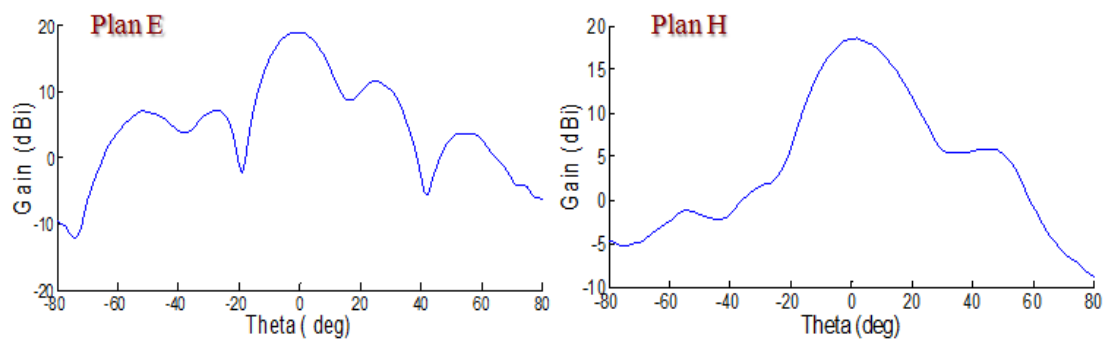


FIG 4.36. Diagramme de rayonnement mesuré du réseau d'antennes à 5.8 GHz.

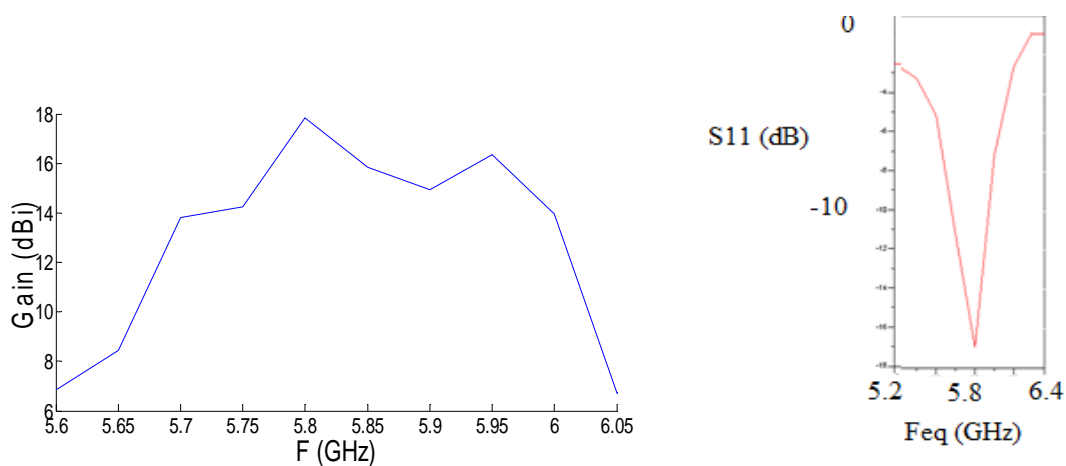


FIG 4.37. Gain mesuré du réseau en fonction de la fréquence

FIG 4.38. S_{11} mesuré

4.2.3.7 Montage de mesure des signaux vitaux

Pour mesurer les signaux vitaux avec notre système radar, les paramètres suivants ont été fixés ou déduits:

Puissance d'émission: 15dBm

Gain de l'antenne: 18 dB.

Distance de la cible: 1 m

Perte en espace libre: ~ 47 dB

Puissance du signal reçu: ~ -30 dBm

Gain du LNA: 16 dB

Perte de conversion du mélangeur: 8 dB

Le signal mesuré obtenue après le mélangeur est traité pour obtenir l'information concernant les signaux vitaux.

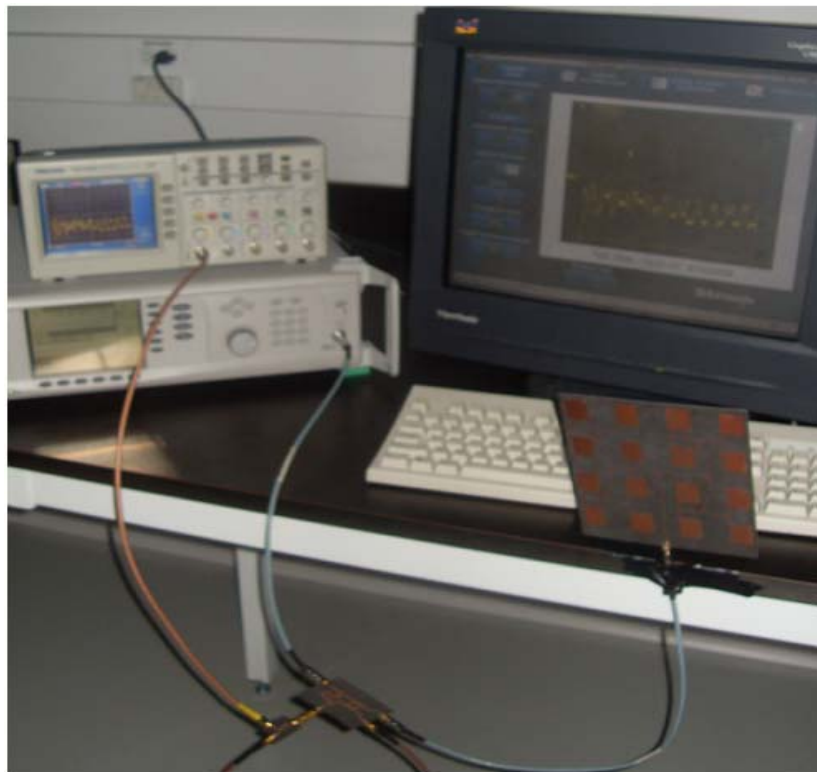


FIG 4.39. Banc de mesure pour le radar Doppler à 5.8GHz

4.3. RADARS FONCTIONNANT EN BANDE KA

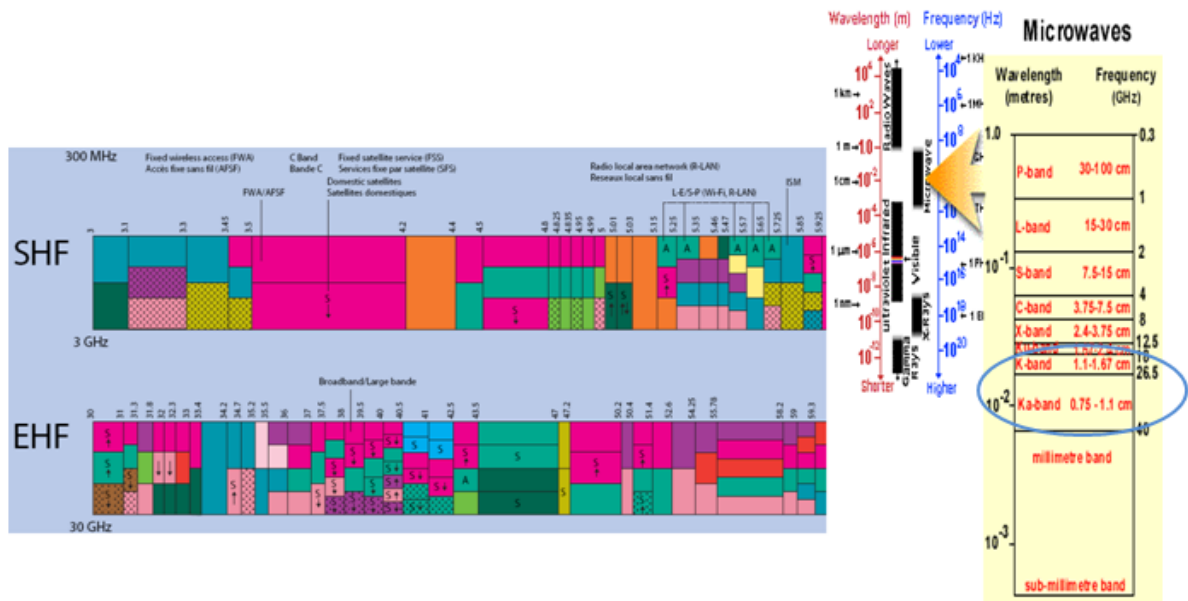


FIG 4.40. Spectre de fréquence pour la bande Ka

La bande Ka offre plusieurs avantages pour les radars :

- La largeur de bande disponible est grande ce qui limite les interférences.
- Des longueurs d'onde plus courtes sont plus sensibles au petit déplacement.
- La phase modulée est inversement proportionnel à la longueur d'onde.
- Les antennes sont plus petites.

Deux systèmes à deux fréquences différentes (24GHz et 35GHz) ont été proposés. Ces systèmes diffèrent dans leurs architectures.

4.3.1. Système fonctionnant à 24GHz

La figure 4.41 montre l'architecture utilisée pour le système. Il est basé sur l'utilisation de deux antennes cornet, un diviseur de puissance et un mélangeur. Ce radar a été fabriqué par des chercheurs de Poly-Grames.

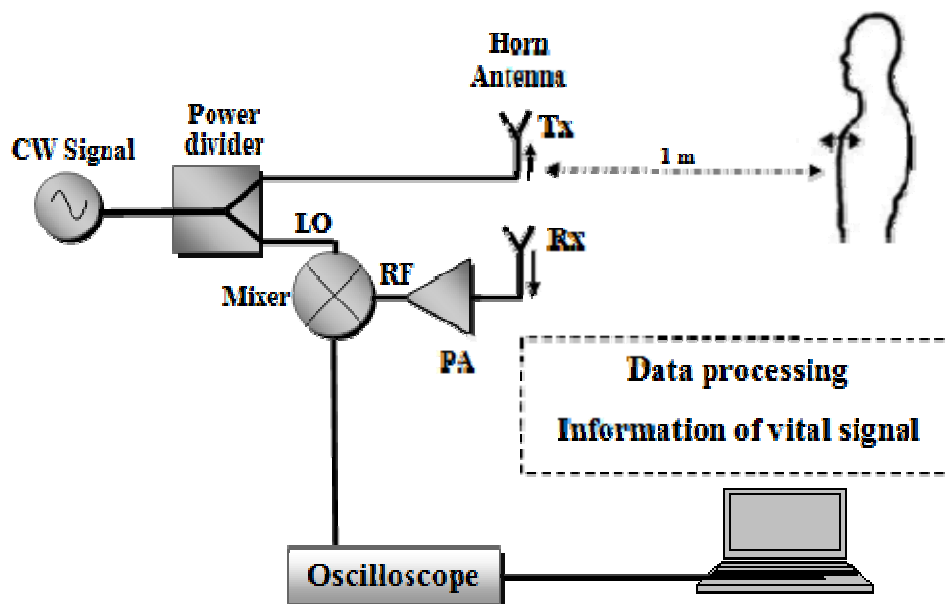


FIG 4.41. Prototype du radar fonctionnant à 24 GHz

La figure 4.42 présente une photo du système et du banc de mesure qui a été mis au point. Faisons une analyse du bilan de liaison du système :

Puissance d'émission: 14 dBm.

Gain des antennes: 15 dB

Signal transmis: ~11 dBm.

Distance de 1 m

Signal reçu: ~ -30 dBm

Gain du LNA: 12.7 dB

Perte de conversion du mélangeur: 8 dB

Puissance du signal reçu à la branche IF ~ -25.3 dBm.

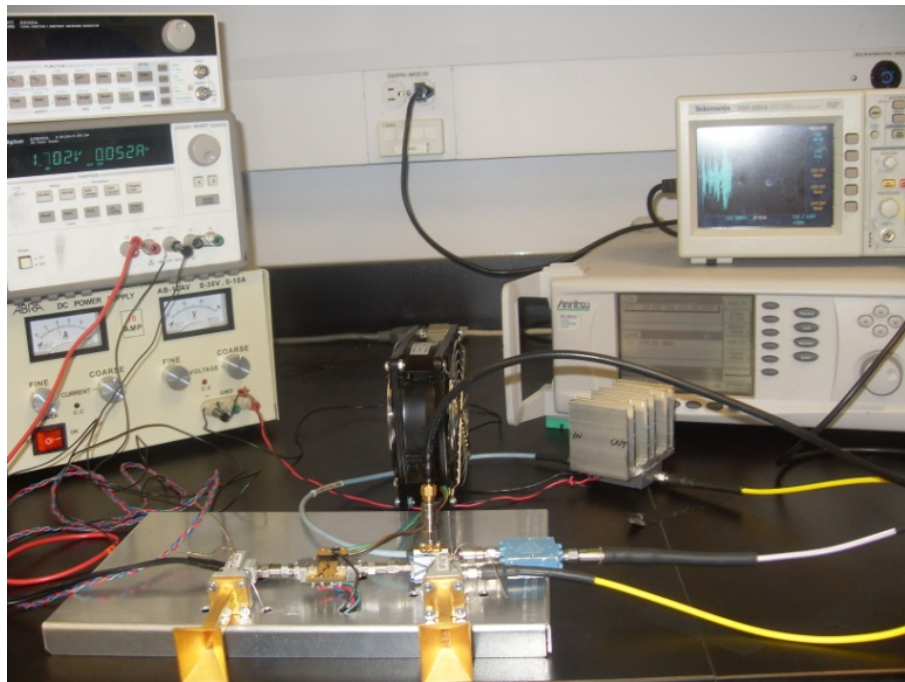


FIG 4.42. Le banc de mesure pour le radar Doppler à 5.8GHz

4.3.2. Système fonctionnant à 35 GHz

Pour terminer ce chapitre, nous avons utilisé un troisième banc de mesure basé sur un système radar fonctionnant à 35 GHz. Ce radar a été développé et fabriqué par Lin Li, chercheur à Poly-Grames. Comme le montre l'architecture du radar, qui est présenté sur la figure 4.43, le système est composé d'une seule antenne, un circulateur, un mélangeur et un filtre.

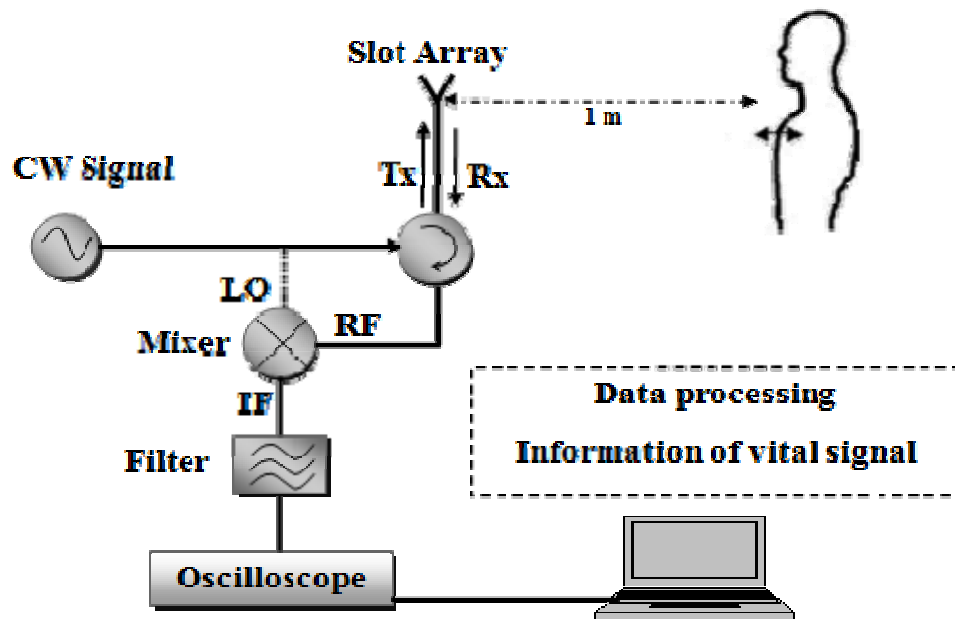


FIG 4.43. Architecture du radar fonctionnant à 35Ghz

Pour mesurer les signaux vitaux avec le système radar, les paramètres suivants ont été fixés ou déduits :

Puissance d'émission: 20 dBm

Réseau d'antennes à fente de 8x16 éléments

Gain de l'antenne: 21 dB

Filtre passe-bande: 0.05 à 5 Hz

Perte en espace libre: 63 dB

Il est à noter que pour augmenter le rapport signal à bruit, une fonction d'auto-corrélation est appliquée au signal reçu dans le domaine temporel.

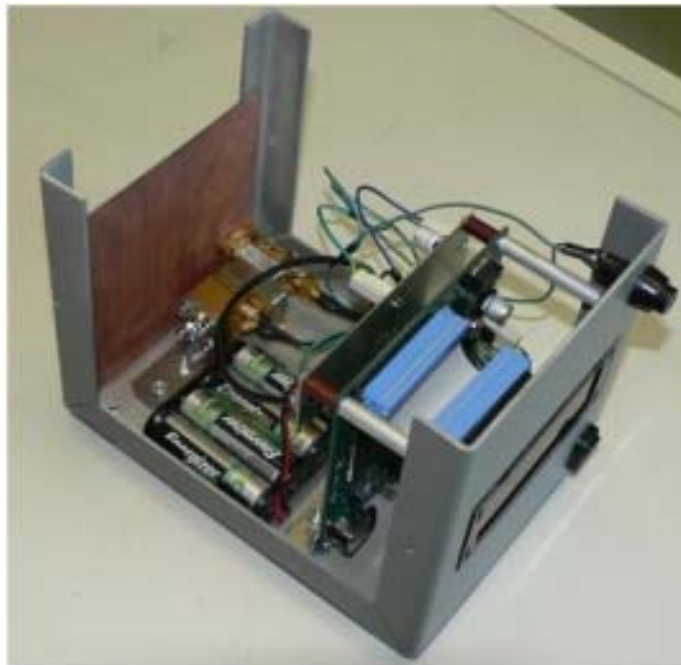


FIG 4.44. Radar Doppler fonctionnant à 35GHz

4.4. CONCLUSION

Ce chapitre a présenté les techniques de conception, de simulation et de fabrication de trois systèmes radar Doppler. Ces systèmes diffèrent par la fréquence d'opération, par leur architecture et par les techniques de fabrication. Le chapitre suivant est consacré à la présentation des séries de tests expérimentaux qui ont été réalisées en utilisant ces trois systèmes.

CHAPITRE 5 :

RÉSULTATS EXPÉRIMENTAUX

Ce chapitre est consacré aux mesures et aux tests des systèmes dont la conception et les montages ont été décrits dans le quatrième chapitre. Nous présentons d'abord la méthode à suivre pour le traitement du signal mesuré et la collection de l'information sur le battement cardiaque et la respiration. Ensuite, les mesures et les résultats expérimentaux sont donnés pour les trois systèmes fonctionnant respectivement à 5.8GHz, 24GHz et 35GHz.

5.1. TRAITEMENT DU SIGNAL

Après une succession de mesure et collections des données utilisant l'oscilloscope, nous avons défini la chaîne de traitement du signal réalisant l'extraction des paramètres recherchés à savoir le rythme respiratoire et cardiaque. Pour effectuer le traitement des signaux et la visualisation nous utilisons le logiciel Matlab.

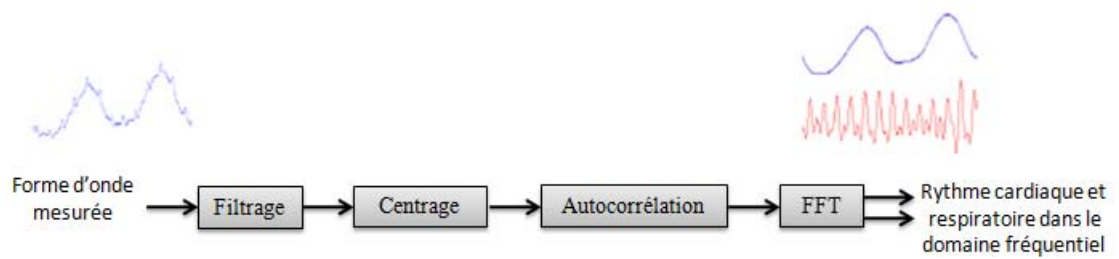


FIG 5.1. Processus de traitement des données mesuré pour l'extraction des paramètres

5.1.1 Centrage

Ce procédé consiste à soustraire du signal sa valeur moyenne. Ce qui permet de filtrer la valeur DC parasite.

5.1.2 Lissage

Ce procédé consiste à utiliser un polynôme approché du signal (fonctions polyfit et polyval sur Matlab). Lorsque l'ordre du polynôme est grand le signal reste quasiment inchangé. Plus l'ordre du polynôme est grand et plus le signal est filtré en haute fréquence avec une fréquence de coupure qui diminue à mesure que l'ordre du polynôme est réduit. Ce procédé peut permettre de séparer le signal de la respiration et celui du cœur.

5.1.3 Autocorrélation

La fonction de corrélation mesure la ressemblance entre fonctions et le degré de périodicité d'une fonction. Opérant sur une seule fonction non périodique $B(t)$, généralement complexe, elle s'appelle la fonction d'autocorrélation, dénotée par le symbole :

$$B_{xx}(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} B(\tau)B(t + \tau) d\tau = B(t) \odot B(t) \dots\dots\dots (5.1)$$

L'autocorrélation définie par l'équation (5.1) mesure la ressemblance entre la fonction $B(t)$ et des versions successivement décalées $B(t + \tau)$.

L'autocorrélation permet de mettre plus en évidence les raies correspondant aux fréquences d'oscillations d'un signal périodique.

5.1.4 La transformée de Fourier rapide (FFT)

La transformée de Fourier rapide (sigle anglais : FFT ou Fast Fourier Transform) est un algorithme de calcul de la transformée de Fourier discrète (TFD). Une fonction périodique $B(t)$ n'est pas absolument intégrable ($\int_{-\infty}^{+\infty} |B(t)| dt = \infty$) et comme telle n'a pas de transformée de Fourier. La transformée existe néanmoins à la limite.

Utilisant la théorie de la décomposition des signaux on peut exprimer une telle fonction comme une somme de fonctions.

Si on peut prendre des fonctions exponentielles on obtient la série de Fourier :

$$B(t) = \sum b_n e^{jn\omega_0 t} \dots\dots\dots (5.2)$$

$$\text{Avec : } \omega_0 = \frac{2\pi}{T} \text{ ; } T \text{ étant la période ; } \int_{-T/2}^{T/2} B(t) e^{jn\omega_0 t} dt \dots (5.3)$$

$$\text{c.à.d. } \mathfrak{F}[B(t)] = \mathfrak{F} \left[\sum_{-\infty}^{+\infty} b_n e^{jn\omega_0 t} \right] \dots\dots\dots (5.4)$$

$$\text{Or: } e^{j\omega t} \leftrightarrow 2\pi\delta(\omega - \omega_0) \dots\dots\dots (5.5)$$

$$\text{D'où : } \mathfrak{F}(\omega) = \mathfrak{F}[B(t)] \leftrightarrow 2\pi \sum_{n=-\infty}^{+\infty} b_n \delta(\omega - n\omega_0) \dots\dots (5.6)$$

Donc, le spectre d'un signal périodique se compose d'impulsions localisées aux fréquences harmoniques du signal ; l'intensité de chaque impulsion étant 2π fois la valeur du coefficient (b_n) de sa série exponentielle de Fourier.

5.1.5 Analyse et synthèse harmonique

Grâce aux travaux de Fourier (XVIII-XIX^{ème} siècle), on a pu déterminer que tout signal, aussi complexe soit-il, peut-être réduit à une addition d'ondes simples, qui varient d'une façon générale selon leurs fréquences, leurs amplitudes et leurs durées. Mathématiquement on analyse le contenu harmonique d'un signal périodique quelconque en utilisant le développement en série de Fourier. Réciproquement, il est possible de synthétiser des formes d'ondes complexes en ajoutant différentes composantes sinusoïdales en rapport harmonique.

La figure suivante décrit la forme d'onde résultante de la somme de plusieurs sinus :

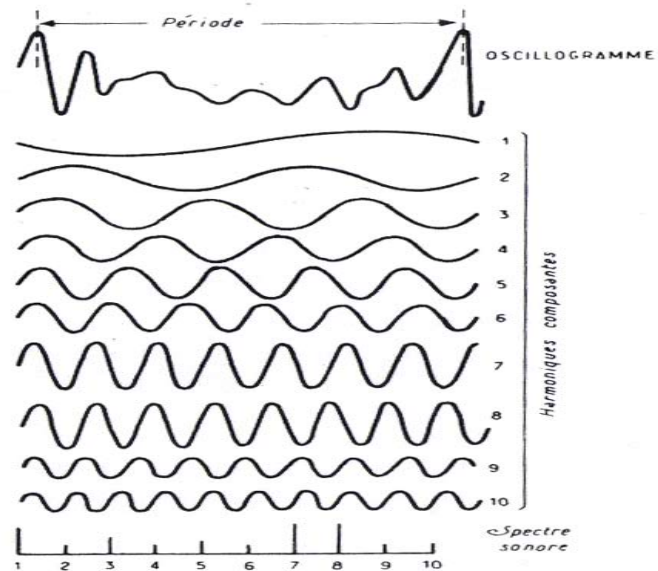


FIG 5.2. Exemple de synthèse harmonique d'un signal, décomposition en harmoniques et spectre sonore montrant leur intensité relative (D'après Lamirand-Joyal).

5.2. MESURES

Des mesures ont été effectuées à l'aide des trois radars décrits aux figures (Figs. 4.19, 4.41, et 4.43) fonctionnant à des fréquences différentes: 5.8GHz, 24GHz et 35 GHz, situés dans la bande ISM.

Afin d'évaluer les performances des systèmes mis au point, nous avons effectué une série de tests sur deux sujets volontaires et portent leurs vêtements :

- a. Sujet assis sur une chaise et respirant normalement.
- b. Sujet assis sur une chaise et ayant une respiration volontaire forcée.
- c. Sujet assis sur une chaise et on lui demande d'arrêter de respirer durant ~ 50s.
- d. Mesure avec différents positions du radar par rapport au sujet (de face, de dos, de gauche...), (Fig. 5.3).

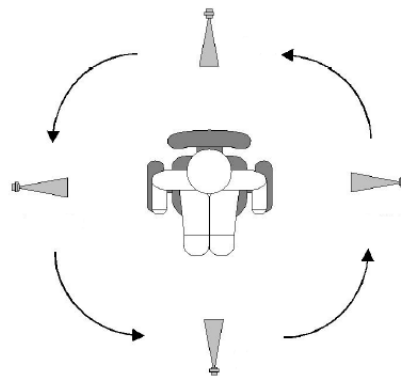


FIG 5.3. Positions de mesure

5.2.1 Considération de sécurité

Avant de commencer les mesures, une considération de sécurité pour la santé doit être prise en compte. On calcule la densité maximale d'énergie d'exposition S aux rayonnements électromagnétiques donné par l'équation suivante :

$$S \left(\frac{W}{m^2} \right) = \frac{\text{Énergie de transmission} * \text{Gain de l'antenne}}{4\pi(\text{distance})^2} \dots\dots\dots (5.7)$$

Pour nos systèmes radars, les puissances émises sont de 15dBm, 14dBm et 20dBm et les gains des antennes sont de 18dB, 15dB et 21dB respectivement. Si la distance

minimale entre le sujet et l'antenne est de 20cm, la densité de puissance maximale résultante est de 1W/m^2 pour le radar fonctionnant à 35GHz ce qui est beaucoup plus faible que le niveau de densité sécuritaire donné par santé Canada (Voir Tableau 5.1).

Tableau 5.1. Densité de puissance rayonnée maximale acceptable

Systeme	Gain de l'antenne (dB)	Énergie transmise (dBm)	S (W/m^2) calculé	Densité Max acceptable (W/m^2)
5.8 GHz	18	15	0.159	10 *
24 GHz	15	14	0.063	10 *
35 GHz	21	20	1.002	10 *

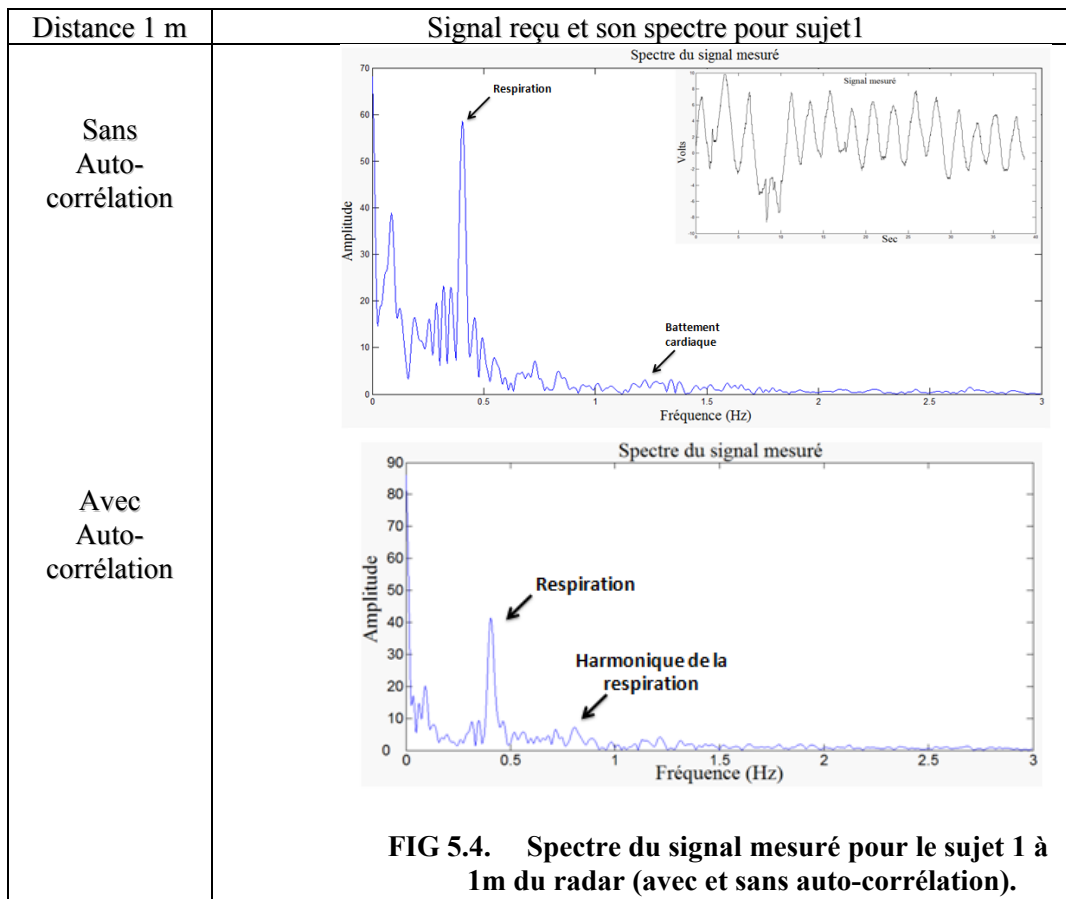
* Santé Canada (www.hc-sc.gc.ca)

La valeur obtenue étant inférieure à la limite de densité de puissance du code de sécurité de Santé Canada, nous pouvons effectuer nos mesures en toute sécurité.

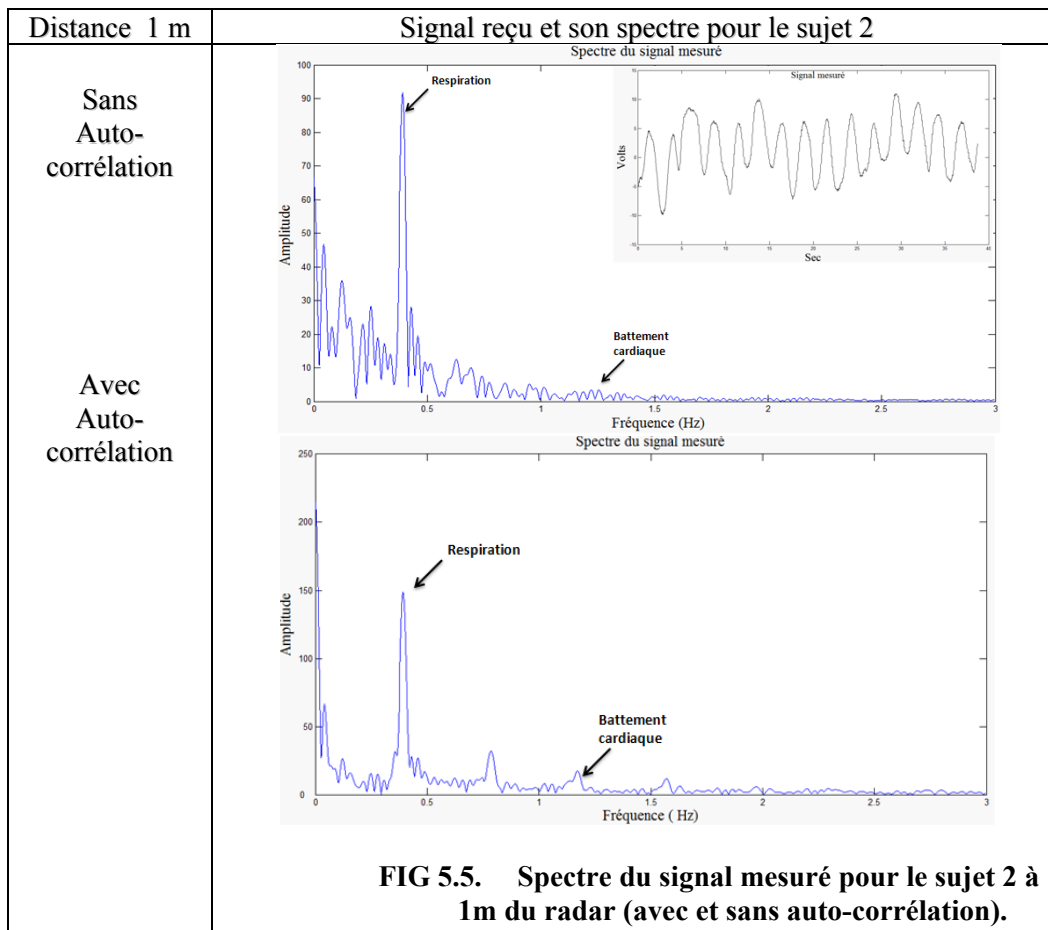
5.2.2 Mesures à 5.8GHz :

Test1 : Mesures du signal vital pour deux patients à 5.8 GHz

Pour ce test, le sujet 1 est assis à 1m du radar. Les figures suivantes présentent le signal mesuré dans le domaine temporel. Après traitement du signal en utilisant un programme développé sur Matlab, les spectres des signaux mesurés sont tracés (Voir Fig. 5.4).



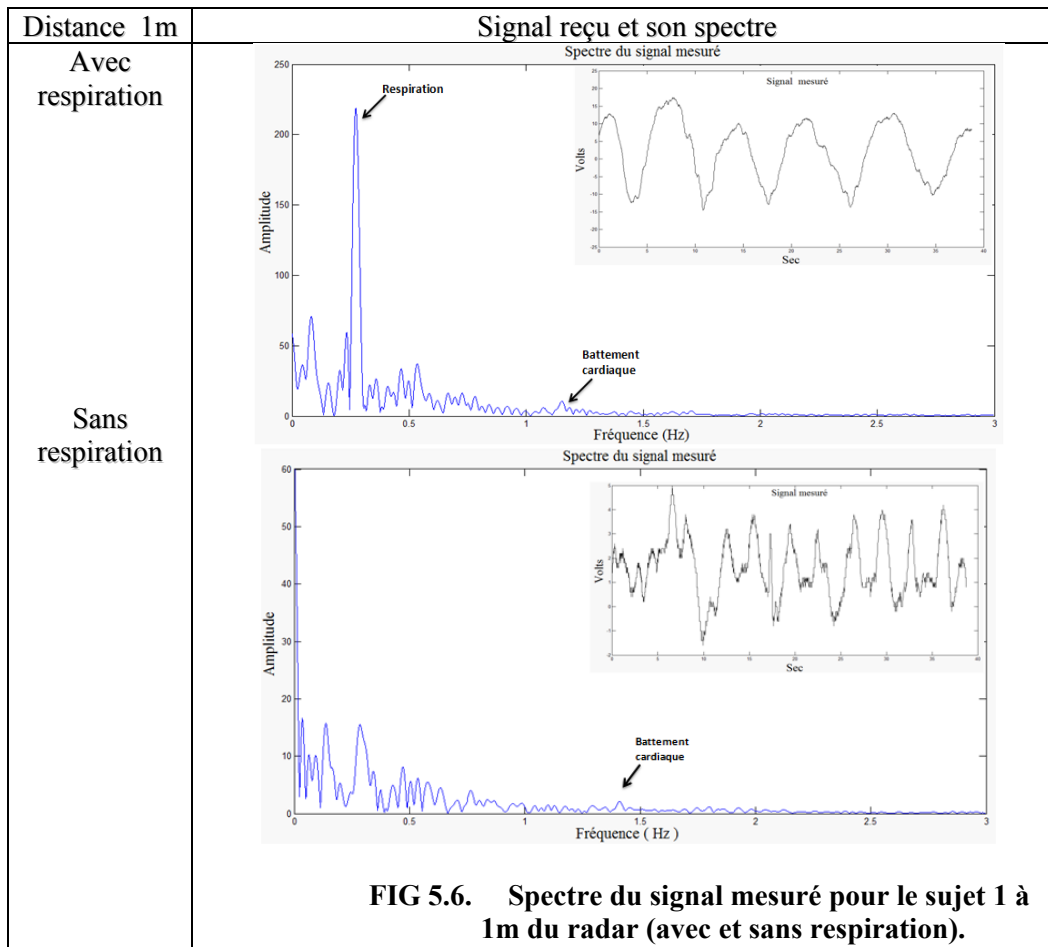
D'après la Fig. 5.4, la fréquence d'amplitude maximale à 0.4Hz est attribuée au rythme respiratoire. La 2^{ème} harmonique de la respiration est plus grande que la fondamentale du battement du cœur. La 3^{ème} harmonique a une amplitude similaire à celle de la fondamentale du battement cardiaque.



On voit bien que le spectre du signal mesuré est plus net après un traitement d'autocorrélacion. La forme du spectre du signal mesuré diffère légèrement d'un patient à l'autre. La détection du battement cardiaque est plus claire pour le sujet 2 (Fig. 5.5) que pour le sujet 1, cela est dû au niveau de bruits parasites qui sont d'origine physiologique ou électromagnétique (lié à l'environnement).

Test 2 : Mesures du signal vital à 5.8 GHz avec et sans respiration du sujet1

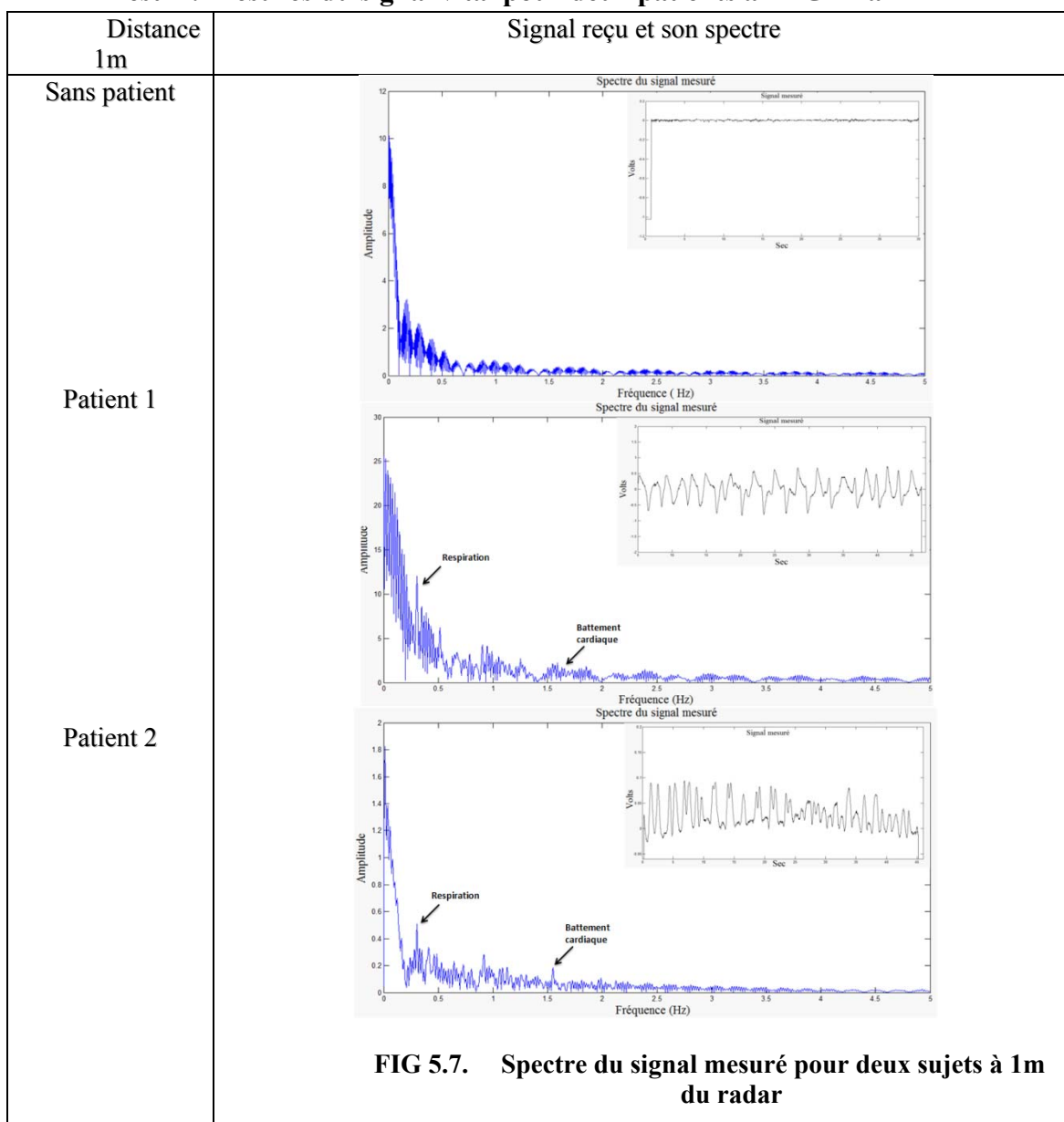
Pour ce test, le sujet est assis à 1m du radar, en demandant au patient d'arrêter sa respiration durant 50sec. Le signal réfléchi par la poitrine du sujet est collecté par l'oscilloscope. Les figures suivantes présentent le signal mesuré dans le domaine temporel. Après traitement du signal en utilisant un programme développé sur Matlab, les spectres des signaux mesurés sont tracés (Voir Fig 5.6).



Lorsque le patient s'arrête de respirer on voit clairement la disparition des raies (fondamentale et harmoniques) correspondant à la respiration.

5.2.3 Mesures à 24GHz :

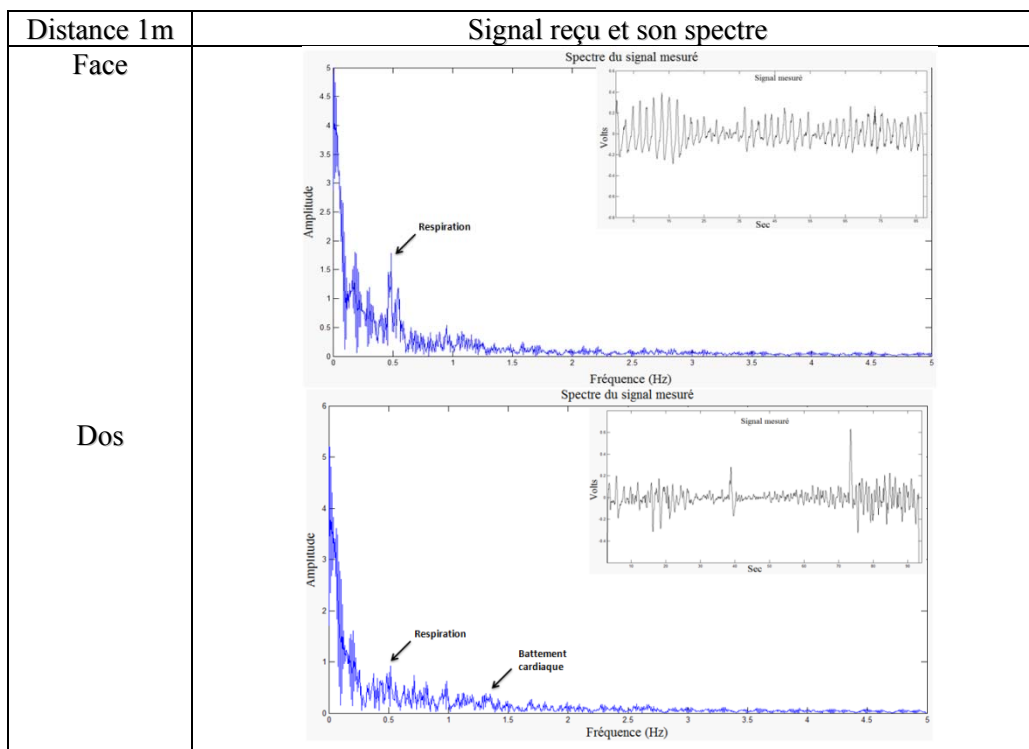
Test 1 : Mesures du signal vital pour deux patients à 24 GHz à 1m



Avec le système fonctionnant à 24 GHz, on distingue un pic dans le spectre du signal mesuré pour le patient1 à 0.3 Hz pour la respiration (Fig. 5.7). Pour le patient 2, la fréquence respiratoire est de 0.25Hz. Le pic du battement cardiaque n'est pas facile à distinguer du signal de bruit physiologique et environnemental pour le patient 1, par contre pour le patient 2 à la fréquence cardiaque est de ~ 1.5 Hz.

Test2 : Signal vital mesuré pour différentes orientations à 1m

Des mesures pour différentes positions (en face, de dos, de gauche) du système radar fonctionnant à 24 GHz ont été mise en place. Les figures suivantes illustrent les signaux mesurés et leurs spectres dans le domaine fréquentiel.



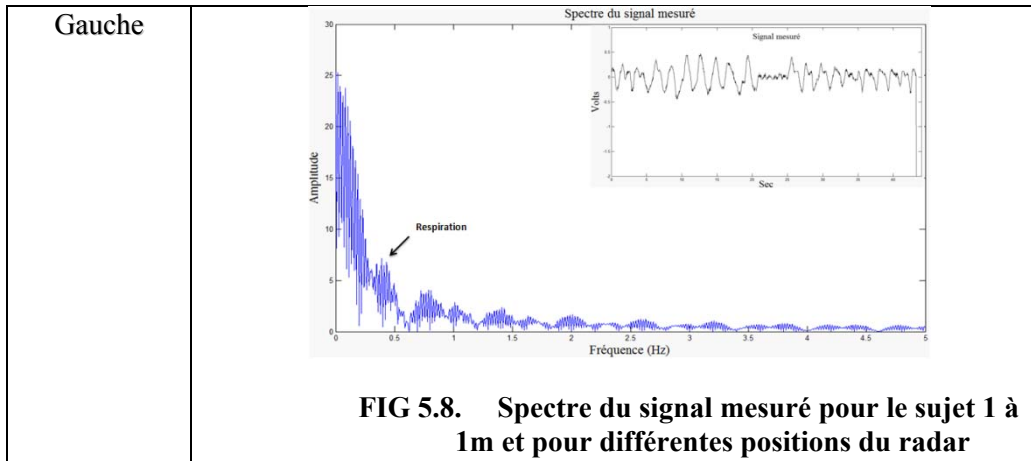


Tableau 5.2. Influence de la position et de l'orientation du radar par rapport au patient

	Fréquence de la respiration (Hz)	Fréquence du battement cardiaque (Hz)	Amplitude de la respiration
En face	0.5	1.6	1.8
De dos	0.35	1.4	0.6
De gauche	0.5	1.4	0.9

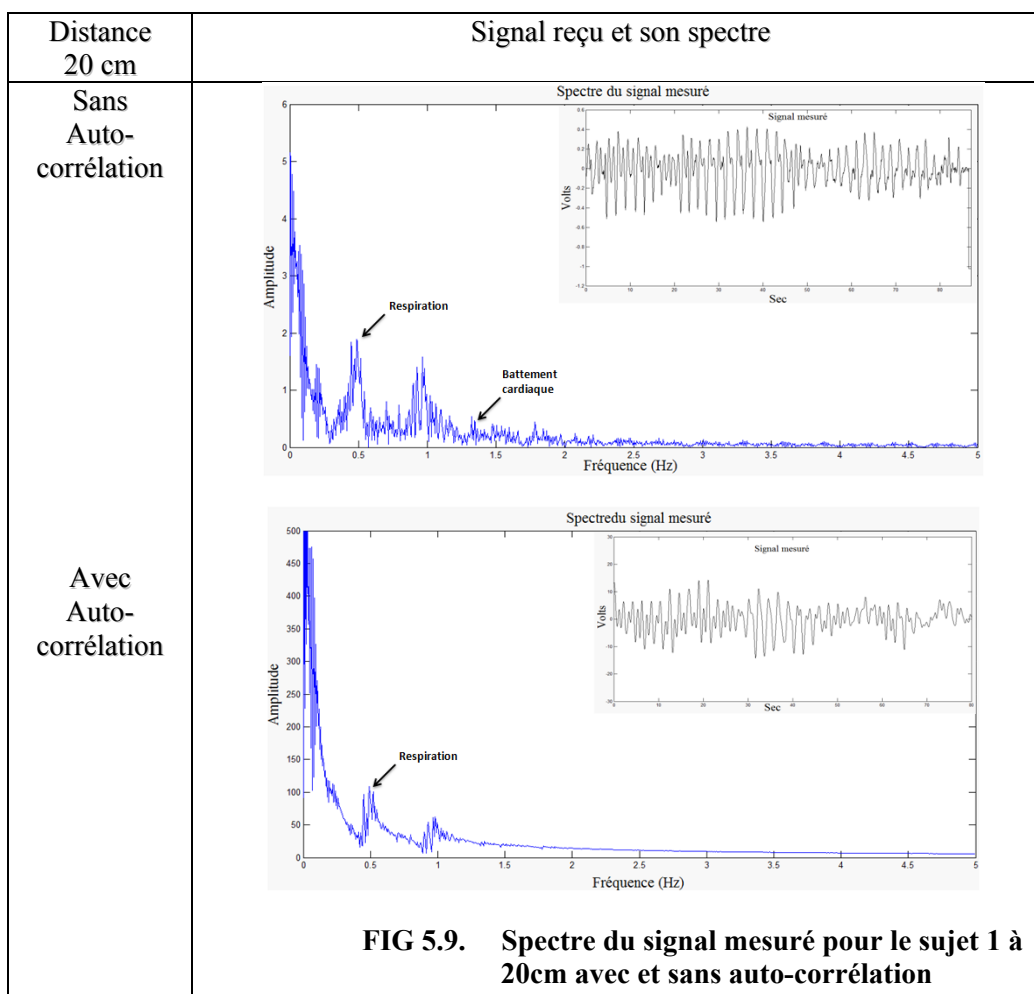
Le tableau 5.2 résume les données pour les mesures prises avec radar placé en face, à gauche et au dos du sujet. On constate que l'amplitude de la respiration est plus élevée pour des mesures en face ce qui pourrait être relié à la physiologie et à la position anatomique des poumons dans la cage thoracique.

Par le dos, les poumons sont situés plus profonds, et le signal est atténué davantage par les tissus humains. Néanmoins, cela pourrait permettre de mesurer plus facilement

les battements du cœur, bien que nous ne l'observions pas ici. Le niveau du signal de battement cardiaque est faible et difficile à mesurer due au niveau du bruit.

Test3 : Signal vital mesuré avec et sans auto-corrélation à 20cm

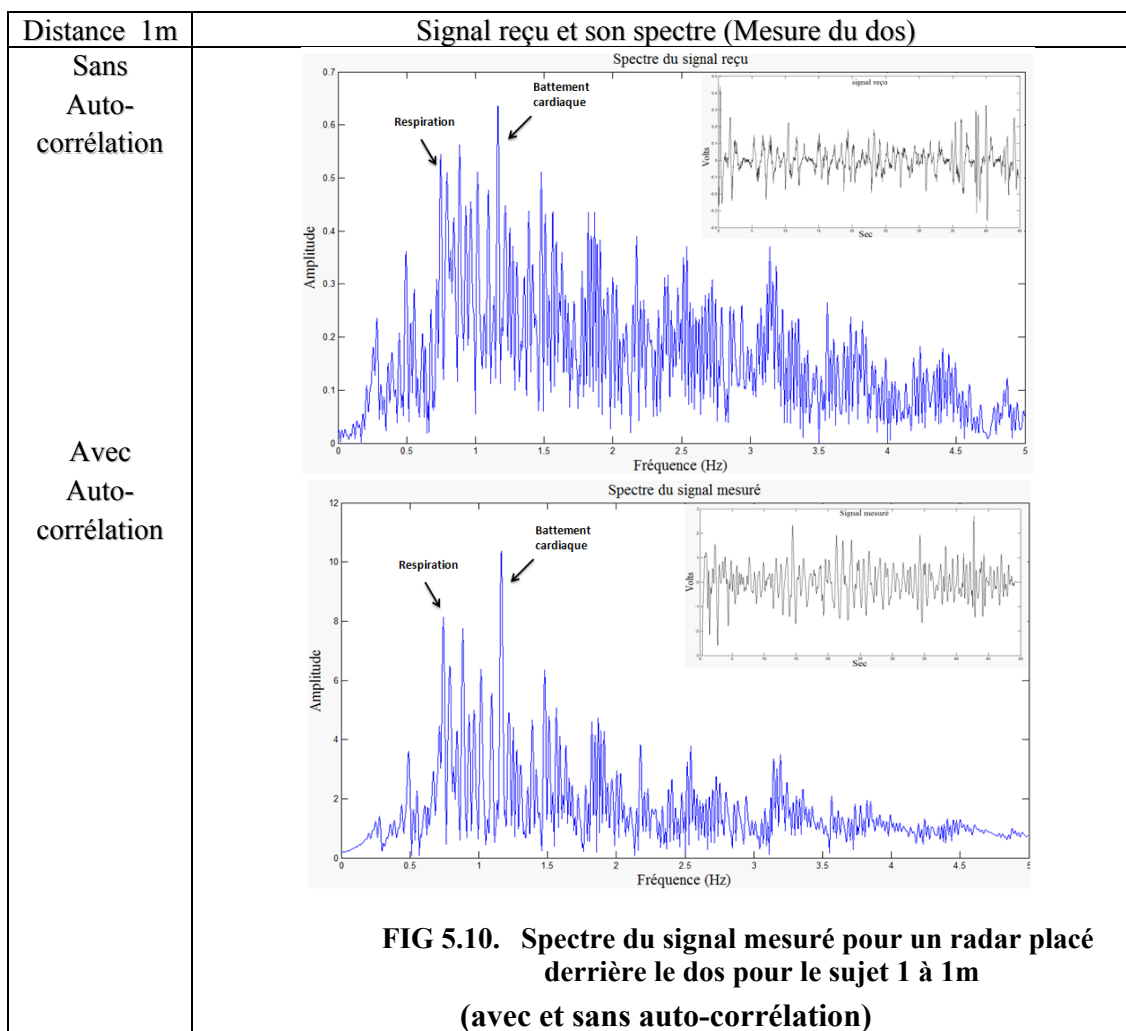
La Fig.5.9 montre l'effet de l'utilisation de la fonction d'auto-corrélation. La partie du signal réduit correspond au bruit.



5.2.4 Mesures à 35GHz :

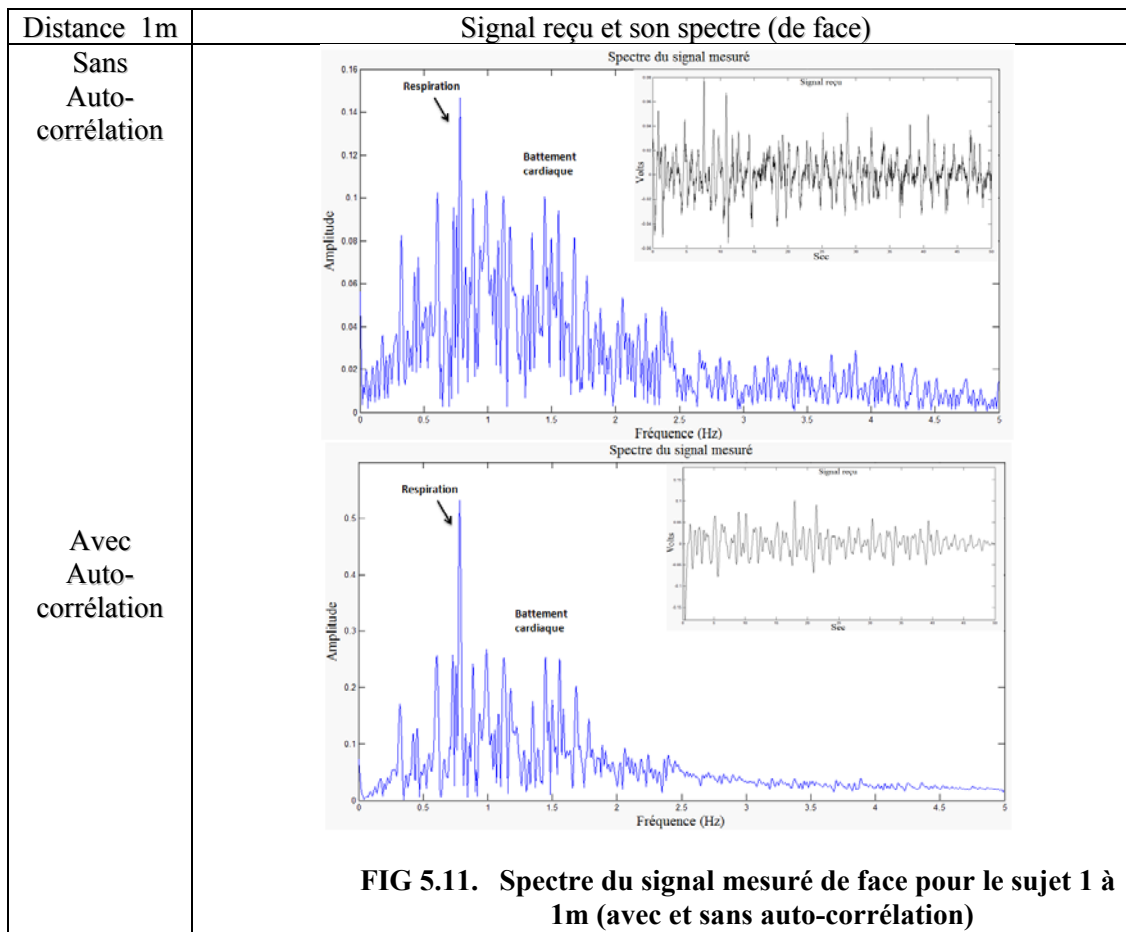
Les performances du système à 35GHz ont été évaluées en utilisant des mesures à 20cm et 1m du sujet et avec différents états respiratoires.

Test1 : Signal vital mesuré pour différentes orientations à 1m



D'après la Fig 5.10, une détérioration de l'exactitude des performances significatives comme la mesure de la respiration. La mesure en plaçant le radar derrière le dos du sujet

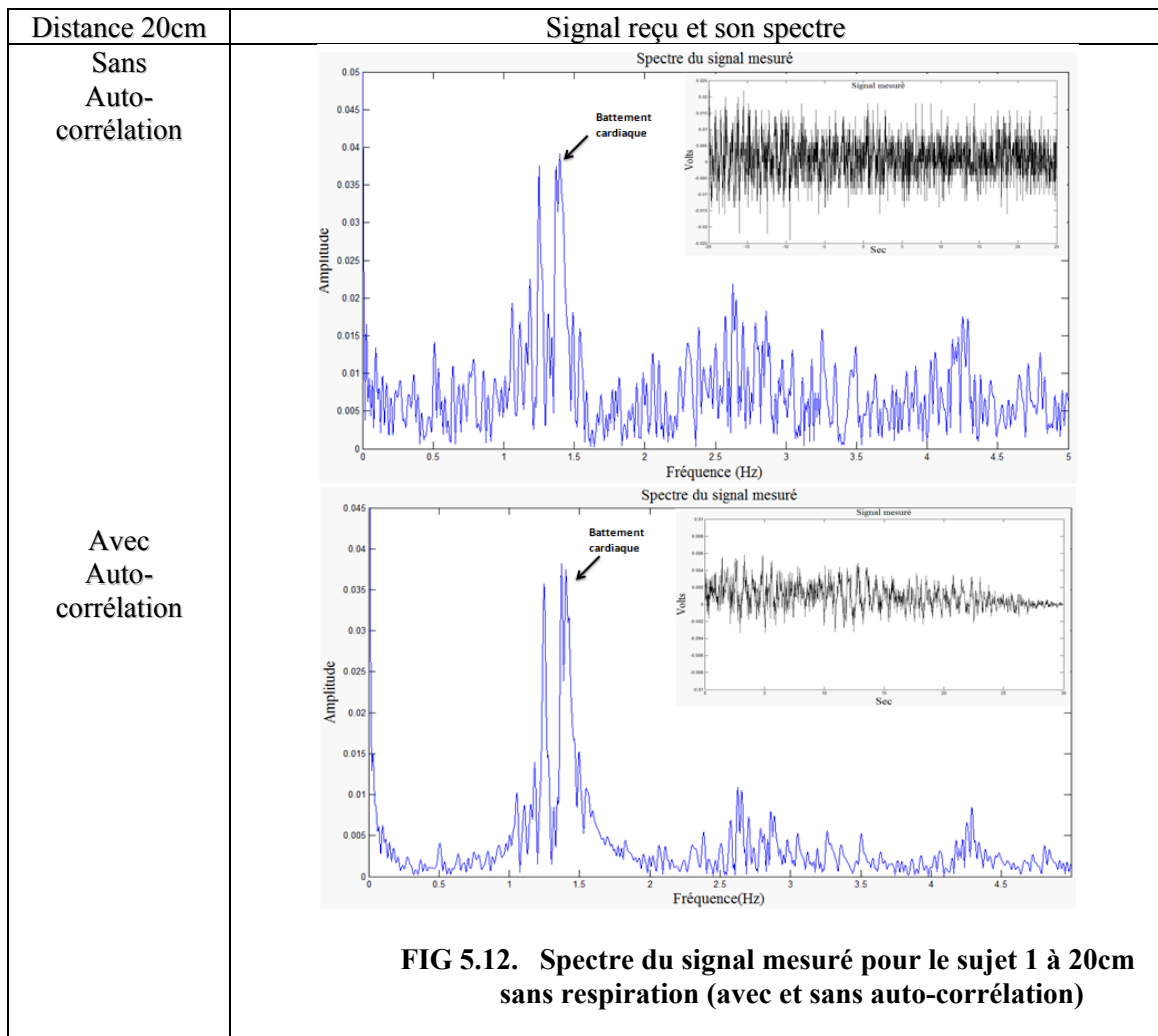
permet une meilleure détection du rythme cardiaque. Pour ce cas, la fréquence cardiaque est de 1.2Hz.



D'après la Fig 5.11, la mesure pour un radar placé en face du sujet permet une meilleure détection du rythme respiratoire. Pour ce cas, la fréquence respiratoire est de 0.7Hz. Les raies correspondant aux harmoniques de la fréquence de respiration peuvent

parfois être très proches de la fréquence du battement cardiaque ce qui peut rendre l'évaluation de cette fréquence de battement de cœur difficile.

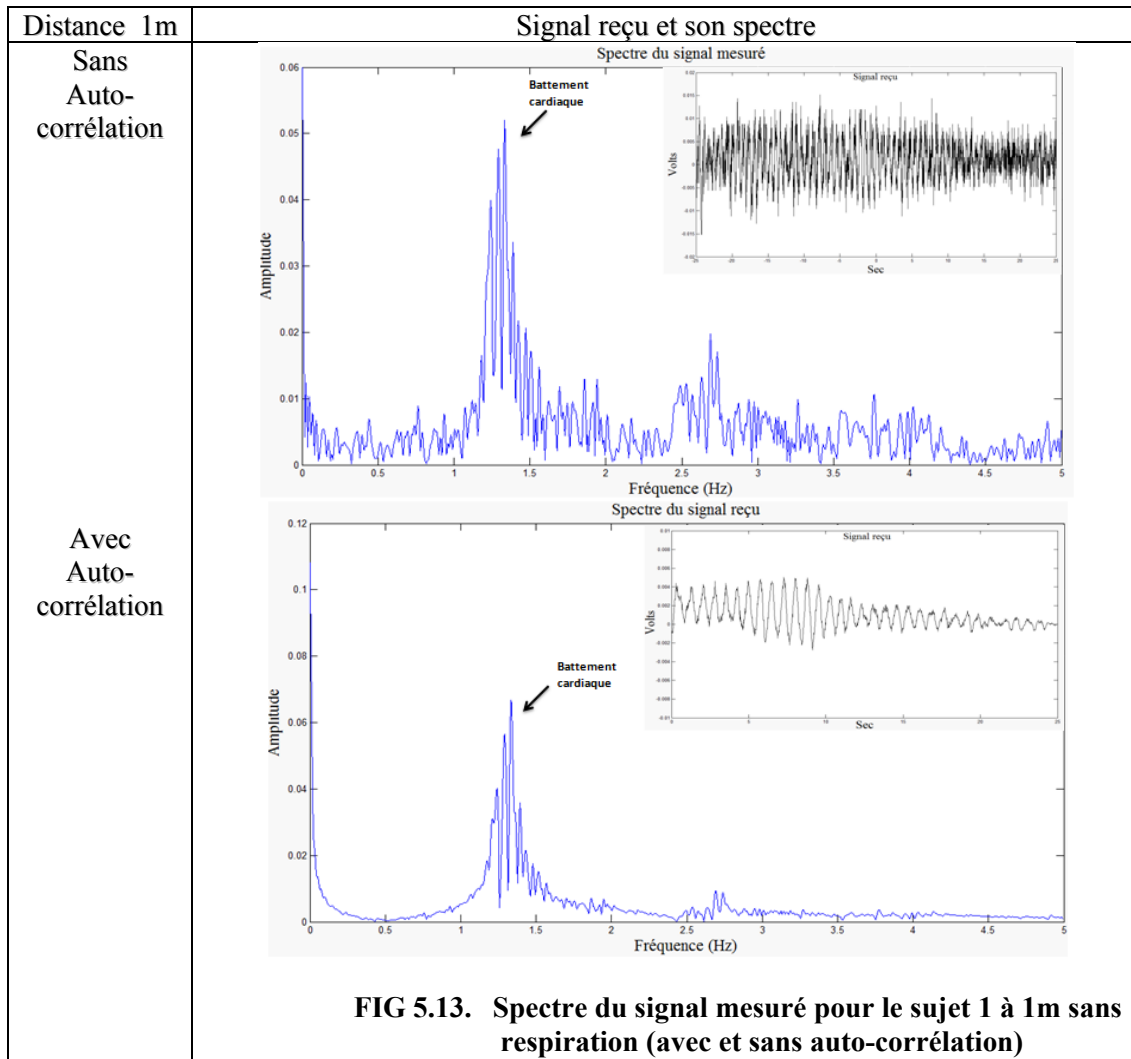
Test3 : Signal vital mesuré sans respiration à 20cm



D'après la Fig 5.12, la fréquence cardiaque mesurée est de 1.4Hz.

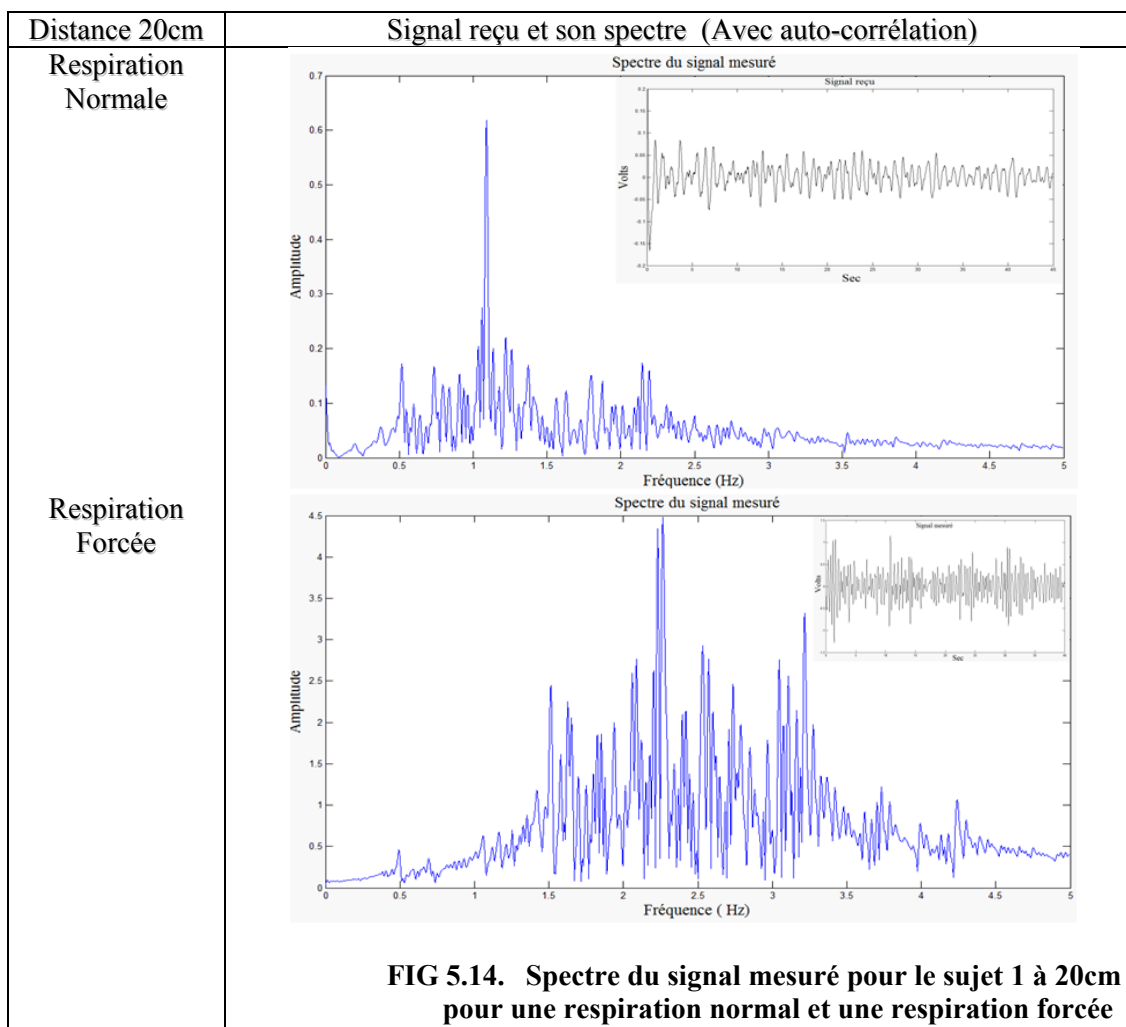
L'amplitude de la raie correspondant au battement de cœur comparée aux harmoniques d'intermodulation est un facteur important qui peut influencer la capacité de détection.

Test4 : Signal vital mesuré sans respiration à 1m

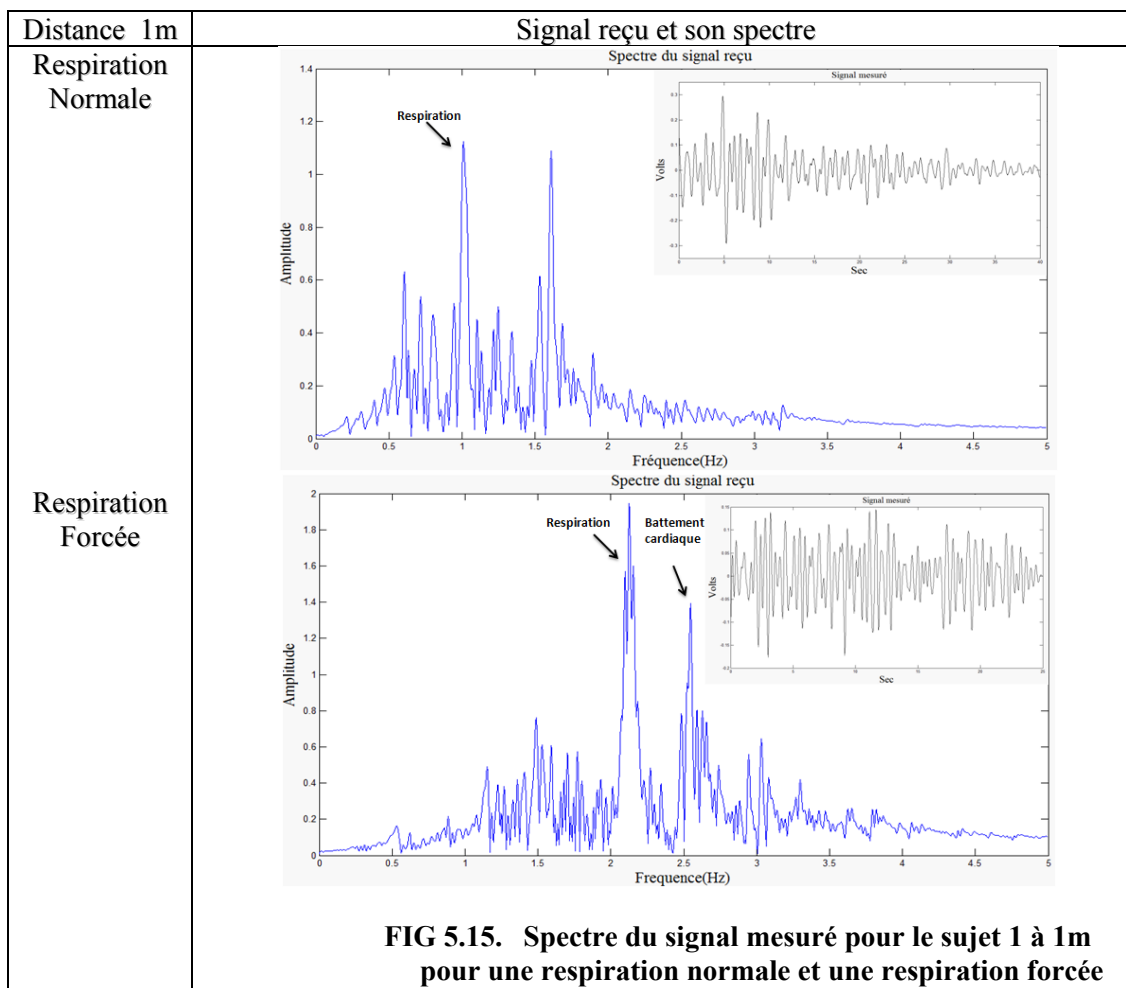


D'après la figure 5.13, la fréquence cardiaque mesurée est de 1.25Hz

Test5 : Signal vital mesuré pour deux cas de respiration: normal et forcée



D'après la Fig 5.14, les fréquences des raies se décalent à plus haute fréquence lorsque la respiration devient forcée.



La Fig 5.15 montre le même effet pour une distance de 1m.

Les activités cardiaque et respiratoire varient pour s'adapter à l'effort physique. La Fig. 5.16 illustre l'effet de l'effort physique sur le rythme cardiaque. Au repos, la fréquence cardiaque est de 60/min. Après 25 flexions elle passe à 120/min, et revient à 60 min-1 après récupération. Ce qui confirme nos observations.

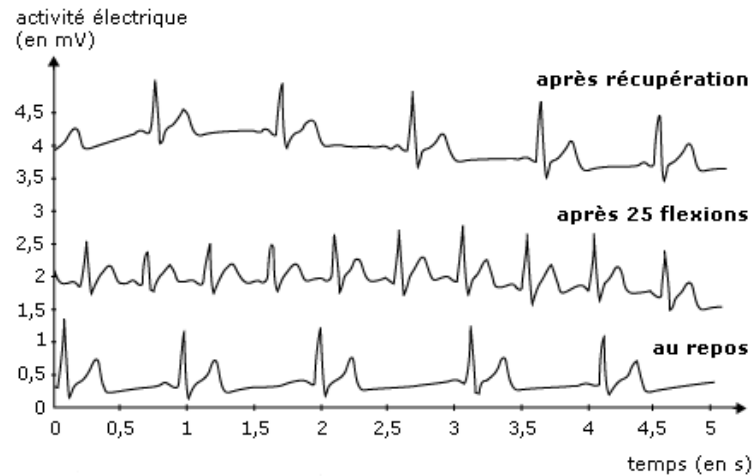


FIG 5.16. Électrocardiogrammes pour les mesures de l'activité cardiaque au repos, au cours d'un effort physique, puis après récupération [62].

5.2.5 Niveaux des pics de la respiration et du battement de cœur pour les trois systèmes

Nous comparons ici les niveaux des raies correspondant à la respiration et au battement cardiaque pour les trois systèmes.

On mesure les paramètres suivants :

$$\frac{R}{B} = 20 \log \frac{PIC_{resp}}{Niveau_{Bruit}} \dots\dots \frac{C}{B} = 20 \log \frac{PIC_{cœur}}{Niveau_{Bruit}} \dots\dots\dots (5.8)$$

Où PIC_{resp} et $PIC_{cœur}$ sont les amplitudes des raies correspondant à la respiration et au battement du cœur, respectivement, et $Niveau_{Bruit}$ et la valeur moyenne du bruit mesurée en utilisant le spectre du signal.

Le tableau 5.3 présente les valeurs de ces paramètres pour les trois systèmes. Ces valeurs sont mesurées sur les courbes pour le patient qui se trouve à 1m du système (voir Figs 5.4, 5.7 et 5.11).

Tableau 5.3. Niveaux des raies de respiration et de battement de cœur pour les trois systèmes

	Systèmes		
	5.8GHz	24GHz	35GHz
Rapport (R/B) en dB	60	22	52
Rapport (C/B) En dB	13.8	5.7	36.65

D'après le tableau 5.3, l'amplitude de la raie détectée correspondant à la respiration est maximale pour le système fonctionnant à 5.8Ghz. On remarque également que l'amplitude de la raie détectée correspondant au battement de cœur est maximale pour le système fonctionnant à 35GHz. Néanmoins le système fonctionnant à 35 GHz donne un très bon niveau de pic respiratoire.

Pour le système à 24GHz, le niveau des deux pics (respiration et battement cardiaque) est plus faible que pour les deux autres systèmes.

Il est très important de noter que pour faire une bonne comparaison des trois systèmes, il aurait fallu que nous utilisions les mêmes composants et la même architecture pour les trois systèmes. Cela n'est malheureusement pas possible dû au fait

que la technologie change lorsque on change la fréquence d'opération. Néanmoins les résultats que nous avons obtenus et qui sont présentés au tableau 5.3 confirment que lorsqu'on utilise un système fonctionnant à très haute fréquence, on peut obtenir une meilleure sensibilité de détection que si on utilise un système fonctionnant à 5.8GHz. Ceci s'explique par le fait qu'à plus hautes fréquence, les plus petites distances et les plus petits mouvements sont plus facilement détectables.

CONCLUSION GÉNÉRALE

En raison de ses nombreuses applications prometteuses dans la de vie quotidienne, la technologie sans fil pour la détection des signaux vitaux avec radar Doppler a attiré beaucoup d'intérêt ces dernières années. Des efforts ont été consacrés à cette technologie et beaucoup de progrès ont été réalisés. Les travaux présentés dans ce mémoire avaient pour objectif la réalisation d'un système médical intégré de radar pour la surveillance de précision des battements cardiaques et du statut respiratoire.

En premier lieu, ce mémoire a abordé les raisons qui ont conduit à entreprendre ce travail, en montrant l'intérêt de concevoir un système de mesure sans contact et non invasif. Des techniques avec contact exigent souvent un placement précis à l'apex. Certaines techniques sans contact nécessitent que le patient soit sans vêtements sur la poitrine comme les techniques lasers. Le système de type radar Doppler est la meilleur solution pour notre type d'applications à bas coût et performants pour la mesure du battement de cœur et la surveillance du statut respiratoire.

Ensuite, une revue des divers radars utilisés pour la mesure des signaux vitaux et le principe de base de la technique de mesure du mouvement de la poitrine d'un sujet ont

été présentés. Un accent plus particulier a été mis sur les différents aspects physiques intervenant dans la propagation des ondes électromagnétiques en déduisant un modèle permettant de caractériser les signaux vitaux. Nous avons ensuite effectué l'étude, le développement et la caractérisation du radar à réaliser de type CW à cause de sa simplicité de fabrication et donc de son coût réduit et parce qu'il est très bien adapté pour la mesure d'un mouvement périodique.

Une brève étude sur les ondes électromagnétiques et leurs effets sur les tissus humains a été effectuée. Cette étude est en effet capitale pour comprendre les limites d'utilisation d'un radar pour les signaux vitaux. Peu de recherches apportent un éclairage sur les effets physiologiques des radiofréquences sur un sujet. Celles qui existent, font généralement référence aux effets, sur le cerveau, causés par l'usage des appareils électriques, notamment des téléphones cellulaires. Il y a actuellement une absence de consensus en la matière qui ne permet pas de conclure à un effet néfaste avéré des ondes électromagnétiques.

Trois systèmes radar Doppler ont été conçus, simulés et fabriqués. Ces systèmes diffèrent par la fréquence d'opération (5.8GHz, 24GHz, 35GHz), par leur architecture et

par les techniques de fabrication. Des séries de tests expérimentaux ont été réalisées en utilisant ces trois systèmes.

Afin que notre système radar puisse répondre au plus grand nombre d'applications, et pour faciliter sa commercialisation, nous prévoyons d'effectuer plusieurs travaux dans le futur:

- Développement d'un algorithme de traitement du signal plus avancé qui permettra de réduire l'effet des bruits parasites qui sont dus à l'environnement ou aux organes humains.
- Développement d'un algorithme permettant la prise en compte du mouvement du corps. Ceci permettra l'utilisation du système même si le sujet est en mouvement.
- Intégration de tous les composants du système sur le même substrat en utilisant la technologie des circuits intégrés aux substrats.
- Étude et test statistique de fiabilité du système pour différents cas et différentes situations.

Bien que la technologie soit dans la phase de développement, le dispositif radar à effet Doppler, non invasives, de grande précision, contrôlant les signaux vitaux pourrait devenir une partie de la vie quotidienne pour beaucoup de personnes.

RÉFÉRENCES

- [1] J. C. Lin, “Noninvasive microwave measurement of respiration,” in Proc. of the IEEE, 1975, pp. 1530–1530.
- [2] V. M. Lubecke, *et al*, “Remote sensing of vital signs with telecommunications signals,” World Cong. On Med. Phys. And Biomed. Eng., 2000.
- [3] K. M. Chen, Y. Huang, J. Zhang, and A. Norman, “Microwave life-detection systems for searching human subjects under earthquake rubble and behind barrier,” IEEE Trans. Biomed. Eng., vol. 47, no. 1, pp.105–114, Jan. 2000.
- [4] Y Xiao, J Lin, O B-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 Trans. Microw. Theory Tech., vol54, no. 5, pp. 2023–2032, May. 2006.
- [5] H. Saito, M. Nishimura, E. Shibuya, H. Makita, I. Tsujino, K. Miyamoto, and Y. Kawakami, “Tissue hypoxia in sleep apnea syndrome assessed by uric acid and adenosine,” Chest, vol. 122, no. 5, pp. 1686-1694, 2002.
- [6] P. Fathizadeh, W. C. Shoemaker, C. C. J. Wo, and J. Colombo, “Autonomic activity in trauma patients based on variability of heart rate and respiratory rate,”Critical Care Medicine, vol. 32, no. 6, pp. 1420-1421, 2004.
- [7] H. Stauss, “Heart rate variability,” American Journal of Physiology: Regulatory, Integrative, and Comparative Physiology, vol. 285, no. 5, pp. R927-R931, 2003.

- [8] D. L. Gorgas, "Vital signs and patient monitoring techniques," in *Clinical Procedures in Emergency Medicine* 4th Ed. (J. R. Roberts and J. R. Hedges, Eds.), Philadelphia: Saunders, 2004, pp. 3-28.
- [9] 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*, vol. 26, pp. 396-411, 1964.
- [10] 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," *Journal of Biomedical Engineering*, vol. 6, no. 2, pp. 134-140, 1984.
- [11] C. M. Brandt, H. Annoni, J. Harthong, J. M. Reiner, and R. Krauskhopff, "Evaluation of chest wall distortion related to cardiac activity by structured lights: A study of the apical impulse by the Moiré Technique," *Acta Cardiologica*, vol. 41, no. 3, pp. 207-213, 1986.
- [12] 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*, vol. 38, no. 5, pp. 483-489, 1991.
- [13] G. Ramachandran, S. Swarnamani, 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*, vol. 38, no. 4, pp. 383-385, 1991.
- [14] 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*, vol. MAG-21, no. 5, pp. 2071-2073, 1985.
- [15] K. Ikegaya, N. Suzumura, and T. Funada, "Absolute calibration of phonocardiographic microphones and measurements of chest wall vibration," *Medical and Biological Engineering and Computing*, vol. 9, no. 6, pp. 683-692, 1971.
- [16] 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*, vol. 38, no. 4, pp. 383-385, 1991.
- [17] A. Ronaszeki, A. E. Aubert, and H. de Geest, "Laser apexcardiogram in healthy young men: a comparative study with the conventional method," *Acta Cardiologica*, vol. 45, no. 3, pp. 203-210, 1990.
- [18] A Flint, *Practical Treatise on the diagnosis, Pathology, and treatment of Diseases of the heart*, Philadelphia: Blanchard Lea, 1859.
- [19] G. K. Wolf, J. H. Arnold, "Noninvasive assessment of lung volume: Respiratory inductance plethysmography and electrical impedance tomography," *Critical Care Medicine*, vol. 33, no. 3 (Suppl.), pp. S163-S169, 2005.
- [20] T. L. Lee-Chiong, Jr., "Monitoring respiration during sleep," *Clinics in Chest Medicine*, vol. 24, no. 2, pp. 297-306, 2003.
- [21] T. Kondo, T. Uhlig, P. Pemberton, and P. D. Sly, "Laser monitoring of chest wall displacement," *European Respiratory Journal*, vol. 10, pp. 1865-1869, 1997.

- [22] H. R. Gribbin, "Using body surface movements to study breathing," *Journal of Medical Engineering and Technology*, vol. 7, no. 5, pp. 217-223, 1983.
- [23] AD. L. Gorgas, "Vital signs and patient monitoring techniques," in *Clinical Procedures in Emergency Medicine: 4th ed.*, (J. R. Roberts and J. R. Hedges,Eds.), Philadelphia,: Saunders, 2004, pp. 3-28.
- [24] Rozenman Y, Schwartz RS, Shah H, Parikh KH. Wireless Acoustic Communication with a miniature pressure sensor in the Pulmonary Artery for Disease Surveillance and Therapy of Patients with Congestive Heart Failure. *J.jacc.* 2006.
- [25] Coosemans J, Puers R. An autonomous bladder pressure monitoring system. *Sensors and Actuators A.* 2005. 155–161.
- [26] Ledet EH, Tymeson MP, DiRisio DJ, Cohen B, Uhl RL. Direct real-time measurement of in vivo forces in the lumbar spine. *Spine J.* 2005 Jan-Feb; 5(1):85-94.
- [27] Ednick MD, Pagala M, Barakat JP, Nino G, Shah P, Cunningham JN Jr, Vaynblat M, Kazachkov M. Telemetric recording of intrapleural pressure. *J Surg Res.* 2007 Mar; 138(1):10-4.
- [28] Gomlesky A, Dmochowski RR. Biocompatibility assessment of synthetic sling materials for female stress urinary incontinence. *J. Uro.* 2007. 178:1171-1181.
- [29] Frischholz M. Wireless pressure monitoring systems. *Med Device Technol.* 2006 Sep; 17(7):24-7.

- [30] Yang C, Zhao C, Wold L, Kaufman KR. Biocompatibility of a physiological pressure sensor. *Biosensors and Bioelectronics*. 2003. 19:51-58.
- [31] D. Lucani, G. Cataldo, J. Cruz, G. Villegas, S. Wong; 'A portable ECG monitoring device with Bluetooth and Holter capabilities for telemedicine applications', *28th Ann. Intern. Conf. IEEE Engin. Med. and Biol. Soc.*, pp. 5244 – 5247, Aug. 2006.
- [32] H. Vermarien and E. van Vollenhoven, "The recording of heart vibrations: a problem of vibration measurement on soft tissue," *Medical and Biological Engineering and Computing*, vol. 22, no. 2, pp. 168-178, 1984.
- [33] Barton, D.K. et Ward, H.R. (1984). *Handbook of Radar Measurement*. Artech House.
- [34] Nelcher, D.K. et Nessmith J.T. et Wilse, J.C. (2000). *Adar. The Electrical Engineering handbook*. Ed. Richard C. Dorf. Boca Raton: CRC Press LLC.
- [35] J. C. Lin, "Non-invasive microwave measurement of respiration," *Proceedings of the IEEE*, vol. 63, no. 10, p. 1530, 1975.
- [36] J. C. Lin, E. Dawe, and J. Majcherek, "A noninvasive microwave apnea detector," in *Proceedings of the San Diego Biomedical Symposium*, 1977, pp. 441-443.
- [37] J. C. Lin, J. Kiernicki, M. Kiernicki, and P. B. Wollschlaeger, "Microwave apexcardiography," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 27, no. 6, pp. 618-620, 1979.

- [38] K.-M. Chen, Y. Huang, J. Zhang, and A. Norman, "Microwave life-detection systems for searching human subjects under earthquake rubble or behind barrier," *IEEE Transactions of Biomedical Engineering*, vol. 47, no. 1, pp.105-114, 2000.
- [39] E. F. Greneker, "Radar sensing of heartbeat and respiration at a distance with applications of the technology," in *Radar 97 Conference Proceedings*, 1997, pp. 150-154.
- [40] J. Seals, S. R. Crowgey, S.M. Sharpe, "Electromagnetic vital signs monitor" Georgia Tech Research Institute Biomedical Division, Atlanta, GA, Final ReportProject A-3529-060, 1986.
- [41] T. Matsui, K. Hagiwara, T. Ishizuka, B. Takase, M. Ishihara, and M. Kikuchi, "A novel method to prevent secondary exposure of medical and rescue personnel to toxic materials under biochemical hazard conditions using microwave radar and infrared thermography," *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, vol. 51, no. 12, pp. 2184-2188, 2004.
- [42] T. Matsui, H. Hattori, B. Takase, and M. Ishihara, "Non-invasive estimation of arterial blood pH using exhaled CO/CO₂ analyzer, microwave radar, and infrared thermography for patients after massive hemorrhage," *Journal of Medical Engineering and Technology*, vol. 20, no. 2, pp. 97-101, 2006.
- [43] O. Boric-Lubecke, G. Atwater, and V. M. Lubecke, "Wireless LAN PC card sensing of vital signs," in *Proceedings of IEEE Topical Conference on Wireless Communications Technology*, 2003, pp. 206-207.

- [44] V. Lubecke, O. Boric-Lubecke, and E. Beck, "A compact low-cost add-on module for Doppler radar sensing of vital signs using a wireless communications terminal," in *The IEEE Microwave Theory and Techniques Symposium Digest*, 2002, pp. 1767-1770.
- [45] I. Y. Immoreev and S. Samkov, "Short-distance ultrawideband radars," *IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine*, vol. 20, no. 6, pp. 9-14, 2005.
- [46] G. Ossberger, T. Buchegger, E. Schimback, A. Stetzler, and R. Weigel, "Non-invasive respiratory movement detection and monitoring of hidden humans using ultra wideband pulse radar," in *Proceedings of the International Workshop on Ultrawideband Technologies*, 2004, pp. 395-399.
- [47] A.Rosen. Applications of RF/Microwaves in Medicine. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* 2002; 50: 963-74.
- [48] C.Gabriel, S.Gabriel and E.Corthout: "The dielectric properties of biological tissues: I. Literature survey", *Phys. Med. Biol.* 41 (1996), 2231-2249.
- [49] 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>.
- [50] 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; 39: 1537-53.

- [51] 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; 39: 1537-53.
- [52] D.A. Christensen and C.H. Durney, " Hyperthermia Production for Cancer Therapy : A review of Fundamentals and Methods", *The Journal of Microwave Power*, Vol 16, No. 2, june 1981, pp 89-105
- [53] D.Vanhoenacker, A.Vander Vorst. Biological Effects of Microwaves in Acupuncture. 19th European Microwave Conference 1989; 918-23.
- [54] D.A. Christensen and C.H. Durney, " Hyperthermia Production for Cancer Therapy : A review of Fundamentals and Methods", *The Journal of Microwave Power*, Vol 16, No. 2, june 1981, pp 89-105
- [55] A. Vander Vorst, F. Duhamel. 1990-1995 Advances in investigating the interaction of microwave fields with nervous system. 1996; 44: 1898-1909.
- [56] D.A. Christensen et al., A review of Fundamentals and Methods, *The Journal of Microwave Power*, Vol 16, No. 2, pp 89-105 .Jun 1981.
- [57] C.E.Tamburello, L.Zanforlin, G.Tine, A.A. Tamburello. Analysis of microwave effects on isolated hearts. *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 1991.
- [58] C.E. Tamburello, L. Zanforlin, G.Tine, A.A.Tamburello. Analysis of microwave effects on isolated hearts. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 1996.

- [59] K. R. Foster, J. E. Moulder. Cellular telephone: hazards or not? IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, 2000.
- [60] K. R. Foster, J. E. Moulder. Are mobile phones safe? IEEE Spectrum 2000;37: 23-8
- [61] A. A. de Salles, G. Bulla, C. E. Fernández Rodríguez. Electromagnetic absorption in the head of adults and children due to mobile phone operation. IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, 2005.
- [62] L. Zotti-Martelli, M. Peccatori, R. Scarpato, L. Migliore. Induction of micronuclei in human lymphocytes exposed in vitro to microwave radiation Mutation Research 2000; 472:51-8.
- [63] S. Banik, S. Bandyopadhyay, S. Ganguly. Bioeffects of microwave – a brief review. Bioresource Technology 2003; 87:155-9.