

I.	INTRODUCTION & PROBLEMATIQUE	12
I.1	INTRODUCTION	12
I.2	LES CAPTEURS PASSIFS ET LEURS LECTEURS	13
I.2.1	Définition d'un réseau de capteurs passifs	13
I.2.2	Le capteur	13
I.2.3	Les capteurs RFID et leurs lecteurs.....	14
I.2.4	Capteurs passifs du LAAS	18
I.3	PROBLEMATIQUE.....	20
II.	LE LECTEUR RADAR	28
II.1	ETUDE PRELIMINAIRE	28
II.1.1	Le réseau de capteurs.....	28
II.1.2	La résolution du Lecteur Radar.....	31
II.1.3	Choix des fréquences du radar.....	32
II.1.4	La SER	32
II.1.5	Portée du radar.....	33
II.1.6	Perturbations environnementales	35
II.2	TECHNIQUES RADAR	37
II.2.1	Radar à Impulsions	38
II.2.2	Radar à ondes continues	39
II.2.3	Présentation du radar FMCW pour les capteurs passifs.....	40
II.2.4	Technique de modulation	42
II.3	CONCEPTION DES RADARS FMCW.....	45
II.3.1	Le prototype radar à 3GHz	45
II.3.2	Le prototype radar à 30GHz	51
II.4	CONCLUSION.....	59
III.	ETUDE DE LA SURFACE EQUIVALENTE RADAR.....	64
III.1	SCHEMA ELECTRIQUE DU CAPTEUR AVEC SON ANTENNE	65
III.2	SER STRUCTURALE ET SER DE MODE ANTENNE	66
III.3	ETUDE DE LA SER APPLIQUEE AUX CAPTEURS	68
III.3.1	1 ^{er} Cas d'étude	68
III.3.2	2 ^{ème} cas d'étude	72
III.4	DETECTION AVEC LES RADARS REALISES.....	75
III.5	ETUDES ET MESURES DES CAPTEURS	81
III.5.1	Procédure de mesure	81
III.5.2	Capteur passif : Mesure d'un filtre	82
III.5.3	Le capteur de pression	84
III.5.4	Capteur de gaz passif.....	91

III.6 CONCLUSION.....	94
IV. TECHNIQUES D'IDENTIFICATION DES CAPTEURS	98
IV.1 IDENTIFICATION PAR LES SER DE MODE DE STRUCTURE ET MODE D'ANTENNE	98
IV.1.1 Description du montage	98
IV.1.2 Les mesures	99
IV.1.3 Applications	101
IV.1.4 Logiciel d'identification de cibles	105
IV.2 DIFFUSEUR MULTIBANDES	107
IV.2.1 Etude du diffuseur	107
IV.2.2 Conception et mesures	109
CONCLUSION GENERALE ET PERSPECTIVES	116
PRODUCTION SCIENTIFIQUE.....	121
ANNEXE A	126
ANNEXE B	130
ANNEXE C	134

Chapitre I

Introduction & Problématique

I. Introduction & problématique

I.1 Introduction

Depuis une dizaine d'années, les réseaux de capteurs sans fil ont pris une part importante dans notre quotidien [1]-[2] et dans l'industrie [3]-[4] pour des applications de surveillance, d'analyse et de diagnostic [5]. Le développement croissant de ces systèmes n'a pu se réaliser que par une évolution des capteurs plus performants dans la détection et la mesure de phénomènes physiques (pression, température, détection de gaz, accélération) et dans de nouvelles architectures réseaux moins consommatrices d'énergie et facilement reconfigurables.

Ces capteurs autonomes sans fil composés d'éléments sensibles plus petits sont reliés à de nouveaux circuits électroniques de communication à faible coût dans des fréquences d'utilisation inférieure à 3 GHz. Aujourd'hui la plupart des recherches effectuées sur ces composants se focalisent essentiellement sur leur autonomie énergétique [6].

La limitation en termes de consommation d'énergie de ces composants a mis en évidence l'impossibilité d'interroger ces capteurs de durées de fonctionnement supérieur à 18 mois et pour des distances dépassant les 30 mètres [7]. Les études récentes se focalisent donc sur une consommation réduite des circuits électroniques des cellules sensibles, sur la quantité d'énergie embarquée disponible et sur les systèmes de récupération d'énergie.

Il s'avère toutefois que toutes ces techniques n'apportent pas la solution idéale. En effet, la complexité des dispositifs mis en œuvre dans ces réseaux de capteurs sans fil pour minimiser cette consommation énergétique est encore un problème majeur.

Face à ces technologies sans fil, de nouveaux capteurs passifs ont été étudiés et réalisés au Laboratoire d'Analyse et d'Architecture des Systèmes apportant une rupture technologique dans ce domaine. Le capteur de pression [8]-[9] et le capteur de gaz à modes de galerie réalisés utilisent une transduction radiofréquence millimétrique (30GHz) [10].

Pour être interrogeable à distance ces capteurs ont besoin d'un lecteur qui soit compatible avec leurs caractéristiques de fonctionnement.

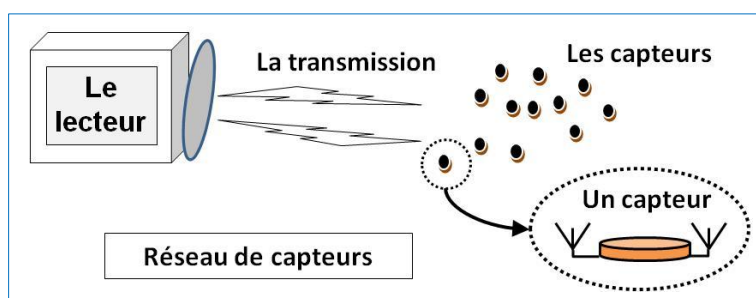
C'est dans le cadre de cette étude que sera réalisé un prototype de lecteur pour la mesure à distance de la pression et la détection de gaz. Des critères techniques pour la réalisation du lecteur seront à définir pour satisfaire cette détection mais également pour que cette portée d'interrogation soit très supérieure à 20 mètres.

Avant de présenter la problématique voyons l'existant des capteurs passifs et leurs lecteurs respectifs.

I.2 Les capteurs passifs et leurs lecteurs

I.2.1 Définition d'un réseau de capteurs passifs

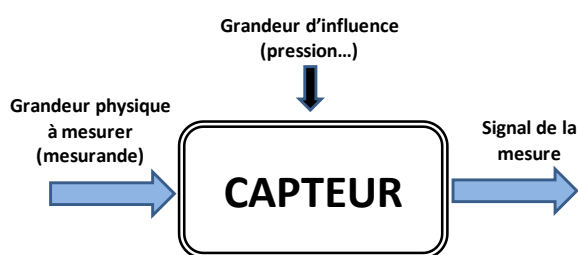
Les réseaux de capteurs sans fil contiennent un grand nombre de micro-capteurs qui recueillent les données d'un environnement de manière autonome et acheminent ces informations vers un point de collecte, le lecteur [11]- [12]. Cet interrogateur analyse les données recueillies à distance pour informer l'utilisateur des mesures effectuées. Suivant la technologie utilisée par le réseau sans fil et le type de capteur, les informations collectées seront différentes et les techniques d'analyse des signaux vont contraindre à modifier les architectures des logiciels employés et la conception du lecteur.



I-1 : Réseau de capteur

I.2.2 Le capteur

Un capteur est par définition un composant qui traduit une grandeur physique, telle une pression ou une détection de gaz, en une grandeur exploitable [13]. Son rôle est de donner une image interprétable d'un phénomène physique de manière à l'intégrer dans un processus plus vaste.



I-2 : principe de fonctionnement d'un capteur

Deux grandes familles de capteurs apparaissent dans ces réseaux, les capteurs actifs et passifs.

Les capteurs actifs fonctionnent en générateurs et délivrent un signal électrique sous forme d'une tension, d'un courant ou d'une charge, directement fonction de la valeur du mesurande. Le capteur est alimenté par une source d'énergie et contient généralement un module électronique pour la gestion de cette alimentation et pour un traitement du signal avant d'envoyer l'information de mesure vers un autre capteur relai ou directement vers son lecteur.

La deuxième famille de capteurs, les capteurs passifs sont vus comme des impédances (des résistance, des capacitances, des inductances ou une combinaison de ces différents éléments) dont le signal de

sortie, est sensible au mesurande. Ils sont donc dépendants de leurs géométries, de leurs dimensions et de leurs propriétés électriques des matériaux (résistivité, perméabilité, constante diélectrique...). Depuis quelques années, des capteurs passifs de technologies SAW (Surface Acoustic Wave) et RFID (Radio Frequency IDentification) ont fait leur apparition.

1.2.3 Les capteurs RFID et leurs lecteurs

La technologie RFID de l'acronyme « Radio Frequency IDentification » (identification par fréquence radio) est apparue dans les années 1940, pendant la guerre, en parallèle des développements de la radio et du radar [14]. C'est dans une application de reconnaissance d'avion « ami/ennemi », par le biais de transpondeurs interrogés à distance par un radar, que naquit le premier système. Longtemps d'usage militaire, ces technologies RFID réapparaissent en 1970 pour servir l'industrie et poursuivre une évolution croissante. Depuis une dizaine d'année, des recherches ont ouvert la voie à une nouvelle branche des RFID, celle des technologies passives. C'est dans ce contexte technologique que fut également mis à jour de nouveaux capteurs passifs communicant s'intégrant dans ces systèmes RFID et à base de composant SAW (Surface Acoustic Wave) [15]. Ces systèmes RFID passifs sont composés de deux entités qui communiquent entre elles, un lecteur et un capteur passif.

IL existe 4 familles de systèmes RFID partagés par leurs fréquences de fonctionnement [16]-[17].

- Basse fréquence (BF) de 125 à 134 KHz de bande
- Haute fréquence (HF) à 13,56 MHz
- Ultra Haute Fréquence (UHF) 433 MHz et de 860 à 956 MHz
- Fréquences micro-ondes de 2,45 à 5,8 GHz

Chaque bande d'utilisation a une implication sur la portée de communication. Avec des fréquences hautes le champ RF des lecteurs RFID peuvent influencer sur les tags RFID éloignés. A l'inverse, Les fréquences basses (BF) sont utilisées dans des dispositifs en champ proche où la composante magnétique de l'onde permet un couplage entre le lecteur et la cellule RFID. Parmi les systèmes RFID à transpondeurs passifs, deux systèmes sont identifiés et seront comparés aux objectifs de notre étude.

Les capteurs RFID à couplage inductif :

Le couplage inductif entre le lecteur et le capteur utilise les fréquences BF et HF. L'élément antenne, permettant la communication, est constitué de bobines connectées aux deux éléments du système [18]. Le capteur passif contient généralement un circuit résonnant LC dont la fréquence varie avec la grandeur physique mesurée. Cette mesure sera détectée à distance par le lecteur en exploitant les phénomènes d'induction créés et en détectant les modifications de fréquences induites.

La distance d'opération des systèmes BF est de quelques centimètres. Ce système RFID passif est employé généralement pour des applications médicales car le signal de propagation est pénétrant dans les tissus humains [19]-[20].

Les systèmes HF sont les systèmes de radio-identification les plus répandus. Cette bande de fréquence présente l'avantage d'une bonne pénétration du signal à travers les obstacles avec un fonctionnement de l'ordre du mètre

Les capteurs RFID UHF et Micro-ondes

Comparées aux fréquences de la bande HF, les bandes UHF et micro-ondes jusqu'à 2,45 GHz offrent une moins bonne pénétration du signal au travers d'obstacles. Elles permettent toutefois des distances plus grandes [21]-[22].

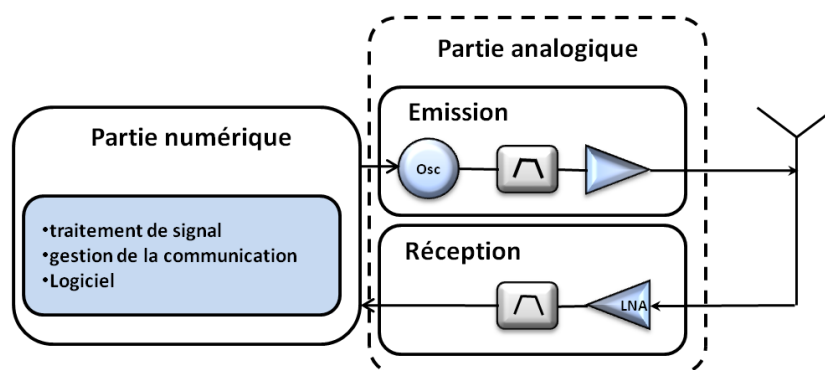
Les capteurs passifs dans ces bandes ne comprennent ni transmetteur ni batterie. La communication est basée sur la technique de rétro-modulation ou « backscattering » [23]-[24]. Le principe est qu'une partie de l'onde électromagnétique envoyée par le lecteur est réfléchi aux bornes du capteur, à l'interface entre l'antenne et le transducteur. L'amplitude de cette réflexion sera modulée en fonction des variations de l'impédance d'entrée du capteur dépendante de la grandeur physique mesurée. L'écho du capteur sera ensuite détecté puis traité (par traitement de signal) pour rendre l'information de mesure accessible à l'utilisateur du système.

Le lecteur RFID

Le lecteur d'un système RFID passif a deux fonctions. Sa première fonction est de mettre en forme et d'analyser les signaux en provenance du capteur et la deuxième de réaliser la communication [25].

La partie traitement de signal et la gestion de la communication est assurée par une unité de contrôle numérique composée généralement d'un microprocesseur, d'une mémoire et de l'interface de commande de la partie communication [26]-[27]. Elle génère et met en forme tout signal qui est envoyé au capteur et traite en retour l'information modifiée [28].

La communication est réalisée par la partie analogique du lecteur [29]. Composée d'un émetteur et d'un récepteur, cette partie est en charge de gérer une porteuse à onde continue, de l'envoyer vers le capteur, de recevoir la réponse de l'écho, et de traiter le signal. La figure 3 est une représentation de l'architecture du lecteur.



I-3 : Architecture du lecteur RFID

La chaîne d'émission du lecteur RFID pour transpondeur passif est composée d'un oscillateur, d'un filtrage et d'une amplification. Au retour, dans la partie réception, le signal est de nouveau amplifié, par un amplificateur faible bruit (LNA pour Low Noise Amplifier), filtré puis traité et analysé [30]. Pour l'utilisation des tags RFID, dans des applications d'étiquetages et de reconnaissance de produits, on ajoute souvent à la chaîne d'émission un mélange entre la porteuse et un signal codé pour l'identification. Le signal de retour du tag sera démodulé et traité.

Bien que très attrayant par leurs simplicité de fonctionnement et de conception, ces capteurs passifs RFID souffrent d'une faible distance d'interrogation, inférieur à 10 m, et utilisent des bandes de fréquences relativement basses [31]-[32].

Les capteurs SAW

Les dispositifs à ondes élastiques de surface ou SAW (Surface Acoustic Waves) exploitent les propriétés acousto-électriques de substrats piézoélectriques tels que le quartz ou le niobate de lithium pour générer des ondes de surface [33]-[34].

Les propriétés des SAW ont été impliquées dans l'étude et la réalisation de capteurs depuis 1980, et l'activité correspondante ne cesse de se développer. Ces nouveaux composants sont constitués de peignes interdigités et de miroirs de Bragg positionnés sur un matériau piézoélectrique sur lequel est connectée une antenne. Ce transducteur transforme les ondes radiofréquences reçue d'un lecteur distant, en ondes élastiques. Leur propagation sur la surface du substrat peut être modifiée par des conditions environnementales de pression, de gaz, de température [35]-[36]-[37]-[38]. Elles seront ensuite réfléchies au sein du composant et converties de nouveau en ondes électromagnétiques pour être réémises vers le lecteur.

Cette technique fonctionne pour des fréquences inférieures à 2,5 GHz. Au delà, les pertes de conversion sont trop importantes et la gravure des réflecteurs interdigités de taille inférieure à 0,35 μm (Stepper Nikon Body 9) impose des moyens techniques peu courant pour ce type d'industrie.

Les systèmes SAW trouvent leurs applications dans le secteur médical [39] et industriel [40].

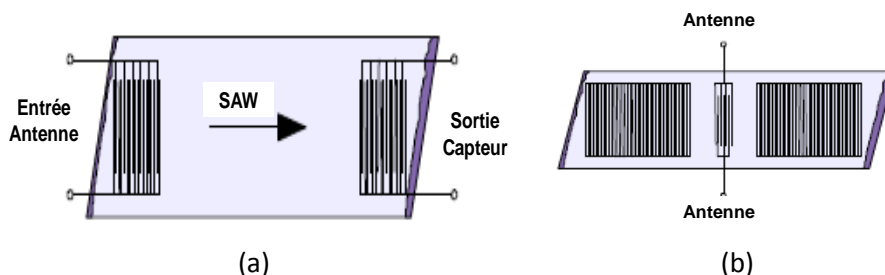
L'idée principale de la technologie des capteurs SAW passifs est que les réponses impulsives de plusieurs réflecteurs ou résonateurs de la cellule ont une durée plus longue (généralement de 2 à 20 μs) que les simples échos des signaux de l'environnement (inférieurs à 1 μs).

Un capteur SAW contient soit un port relié à une antenne avec un certain nombre de réflecteurs sur son substrat (figure 4a), soit deux ou plusieurs résonateurs et un port, relié à une antenne (figure 4b).

Un réflecteur ou un résonateur est souvent utilisé comme référence dans la mesure de la grandeur physique pour des mesures différentielles permettant d'exclure l'influence des positions de l'interrogateur ou du capteur sur les résultats de mesures. Ce résonateur de référence ne devra pas subir l'effet de cette grandeur physique (contrainte, température, pression).

La tâche de l'interrogateur sans fil est soit de mesurer la différence de phase entre deux réponses impulsionnelles de deux réflecteurs (voir Fig. 1, c) soit la variation fréquentielle de la réponse des résonateurs du capteur SAW.

Les mesures pour les deux types de capteurs peuvent être effectuées dans les domaines temporel ou fréquentiel. Une analyse minutieuse des compromis entre la puissance d'interrogation, distance de lecture, résolution du capteur et le temps de mesure est nécessaire pour une sélection du type de capteur et de la méthode d'interrogation.



I-4 : (a) SAW à réflecteurs ; (b) SAW à résonateurs

Le lecteur SAW

Interrogation par impulsion pour les capteurs SAW à réflecteurs :

Si l'émetteur du lecteur rayonne une courte impulsion RF, d'une puissance crête P , de largeur δ à la fréquence centrale f_0 du capteur SAW, alors le récepteur captera un train d'impulsions bien distinctes qui seront démodulés (par démodulation IQ) pour estimer leurs phases relatives [41].

La communication par impulsions a l'avantage de présenter un temps d'interrogation faible (inférieur à $10\mu s$) mais la résolution de la mesure de la grandeur physique déterminée par les écarts temporelle entre chaque pulse est souvent faible.

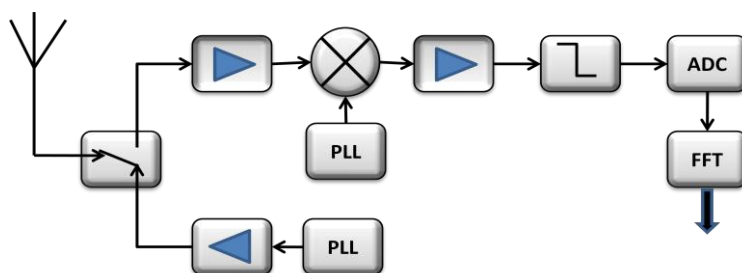
Interrogation par modulation de fréquence pour les capteurs SAW à réflecteurs :

L'interrogation des capteurs SAW est également réalisée dans le domaine fréquentiel par une émission d'un signal continu en modulation de fréquence, de variation de fréquence ΔF sur une période T [42]. Le signal réfléchi par l'antenne du capteur contient les copies retardées du signal émis, retards imputés aux temps de propagation du signal dans le capteur SAW et réfléchi par les réflecteurs. Le signal reçu par le lecteur est ensuite converti en bande de base par mélange avec le signal modulé original. Est obtenue, une somme de sinusoïdes dont les fréquences sont fonction des retards mesurés sur le capteur. A l'inverse de l'interrogation par impulsion, l'interrogation à modulation de fréquence présente une résolution de la mesure de la grandeur physique, par une mesure de retard, bien meilleure mais le temps de la communication est plus long (T de quelques ms).

Interrogation par impulsion pour les capteurs SAW à résonateur :

Quand le transducteur interdigital d'un résonateur est relié à une antenne, un signal impulsionnel peut exciter le résonateur pour le mettre en oscillations. La fréquence de cette salve est très proche de celle du résonateur [43]. Lorsque l'interrogation cesse, Le capteur SAW garde une oscillation qui décroît. Cette oscillation subit les modifications de son environnement et de la grandeur physique à mesurer avant de la renvoyer en retour vers le lecteur via l'antenne du SAW.

Le signal reçu par le lecteur, mélangé au signal d'un oscillateur local est transformé en fréquence par une FFT. Le signal spectral en sortie du lecteur est une suite de raie décalée d'une fréquence représentative de la mesure de la grandeur physique.



I-5 : Lecteur de SAW à résonateurs (impulsion)

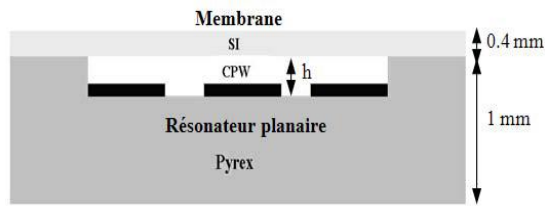
1.2.4 Capteurs passifs du LAAS

Au LAAS, une autre approche technologique a été apportée par l'étude de nouveaux types de capteurs utilisant une transduction électromagnétique passive ne nécessitant aucune alimentation embarquée et pouvant être interrogée à distance. Le premier capteur de pression fut réalisé et testé par Mohamed Mehdi Jatlaoui [44]. Un autre capteur fut ensuite conçu par Hamida Hallil [45], un capteur comportant un résonateur diélectrique à modes de galerie pour la détection de gaz.

D'autres capteurs relatifs à la mesure de température, de la contrainte sont en cours d'études. Tous ces capteurs passifs sont basés sur un principe physique de variation de fréquence de résonance RF d'une structure en fonction de la valeur de la grandeur physique mesurée.

Capteur de pression RF passif

Une force de pression appliquée sur ce capteur génère le déplacement vertical d'une fine membrane située au dessus d'un résonateur planaire à ondes millimétriques. Un tel déplacement entraîne la modification de la distribution du champ électromagnétique autour du résonateur et un changement de fréquence de résonance est observé. Ainsi, à chaque pression, la fréquence de résonance du capteur se déplace de quelques MHz autour de la fréquence centrale de f_0 de 30 GHz, sur une plage fréquentielle de 1 à 4 GHz.



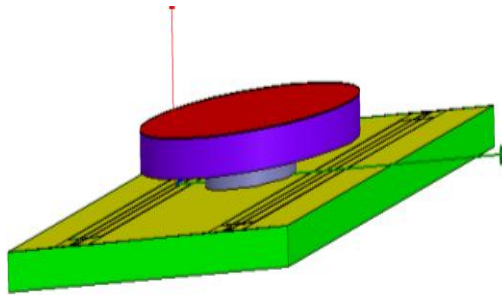
I-6 : dessin du capteur de pression passif en coupe

A ces fréquences, les dimensions du capteur sont réduites à quelques millimètres. Ces cellules de pressions sont donc très compactes pour des applications dans des environnements confinés (aéronautique, bâtiments, automobiles).

Capteur de gaz passif RF à modes de galerie

Ce capteur comprend un résonateur diélectrique, exploitant le principe physique des modes de galerie, travaillant dans les hautes fréquences en bande Ka (26-40GHz).

Ce résonateur diélectrique est composé d'un matériau sensible au gaz, le dioxyde de titane (TiO_2). Une absorption du gaz modifie la permittivité relative du résonateur diélectrique et par conséquent modifie les fréquences de résonance de ces modes de galerie. Sur son spectre de transmission, plusieurs raies apparaissent et se décalent en fréquence lorsqu'il y a absorption de gaz. Une des fréquences de résonance intéressante pour notre interrogation avec le lecteur est celle à 30GHz, qui est compatible avec le capteur de pression. A cette fréquence, la raie spectrale présente un facteur de qualité de 300.



I-7 : Capteur de gaz RF passif à modes de galerie

Ces deux capteurs seront reliés par des antennes pour communiquer à distance avec le lecteur.

1.3 Problématique

Le mode de transduction, la taille et la fréquence de fonctionnement de ces nouveaux capteurs passifs RF, sont des caractéristiques importantes qui présentent une rupture technologique avec les systèmes existants de capteurs sans fil passifs RFID et SAW.

Pour interroger ces nouveaux capteurs, un lecteur reste à étudier et à réaliser suivant des critères techniques précis satisfaisant une communication sans fil sur une portée supérieure à 20m. Cette distance est un point clé dans cette étude car de nombreuses applications dans les secteurs de l'aéronautique, du bâtiment, du nucléaire, y font référence pour la mise en place de réseaux de capteurs.

Or, à cette distance de nombreux critères auront un impact important sur le choix de l'architecture du lecteur et sur la sensibilité de la communication. Ces critères sont les suivants :

➤ ***Technique de détection par rétrodiffusion des capteurs :***

Cette technique est la seule satisfaisante au regard de la distance demandée et de la technologie passive des capteurs, qui n'ont aucune alimentation et aucun circuit électronique de récupération d'énergie. Des mesures continues devront être faites par le lecteur.

➤ ***Echo faible des cibles***

Aux distances supérieures à 20 m, l'écho d'un capteur est faible.

➤ ***Hautes fréquences utilisées***

Les fréquences de résonance des capteurs sont autour de la valeur de 30GHz et se décalent d'une largeur de bande de quelques centaines de MHz à plusieurs GHz (4GHz pour le capteur de pression)

➤ ***Traitement de signal adapté à l'application***

Les puissances faibles sur la voie de réception du lecteur impliquent un traitement de signal adapté pour améliorer le niveau du rapport signal/bruit

➤ ***Identification de capteurs dans un réseau sans fil***

Une technique devra être étudiée pour qu'une identification de capteurs passifs dans un réseau soit possible.

➤ ***Facilement utilisable***

Le lecteur prototype doit être simple à réaliser et facilement transportable pour effectuer des mesures en salle d'expérimentation et à l'extérieur du laboratoire.

Tous ces paramètres nous forcent à envisager à ce stade un lecteur de technologie radar. Son principe de fonctionnement comme pour tout radar est d'envoyer un flux d'ondes électromagnétiques microondes vers le capteur qui retournera un écho dont l'amplitude de puissance dépendra de la grandeur physique mesurée.

Ce mémoire est organisé en quatre chapitres :

Le chapitre I est dédié à la présentation de l'état de l'art des capteurs passifs existant, sans source d'alimentation et sans système de récupération d'énergie. Le fonctionnement du lecteur associé à chaque type de capteur sera brièvement décrit. Suivra une présentation des nouveaux capteurs passifs réalisés au LAAS qui soulèvera la problématique quant à leur interrogation par un nouveau lecteur à étudier et à réaliser.

Le chapitre II est consacré à l'étude et à la réalisation de deux prototypes de lecteur dans les fréquences de 3 GHz et 30 GHz. Une étude préliminaire définira les caractéristiques de la liaison sans fil en termes de choix des fréquences, des niveaux de Surface Equivalente Radar (SER) et des paramètres environnementaux. Se posera ensuite le choix technologique radar à apporter au lecteur avant l'étape de son étude, de sa réalisation et de ses premiers tests de détection. Nous finirons ce travail en apportant quelques outils de traitement de signal appliqués à la détection radar (linéarisation du VCO et traitement du signal de battement).

Le chapitre III est l'étude de la Surface Equivalente Radar des capteurs passifs. Cette SER, paramètre qui définit le niveau de rétrodiffusion de l'écho du capteur, sera la base d'une étude sur la portée d'interrogation du lecteur et sur la sensibilité du système global (radar et capteur). La mesure à distance des capteurs de pression et de détection de gaz sera réalisée et vérifiée en comparaison avec les études théoriques.

Le chapitre IV présentera des techniques d'identification de capteurs passifs dans un réseau sans fil. Une première technique montrera comment le radar arrive à détecter à distance plusieurs capteurs en utilisant les deux modes de SER des cibles interrogées, appelés « mode de structure » et « mode d'antenne ». La deuxième technique d'identification se focalise sur l'utilisation d'un diffuseur multi bandes. Cette structure planaire connectée au capteur aura pour rôle de rendre unique l'écho radar de chaque cellule au sein d'un réseau sans fil.

Enfin, nous conclurons ce manuscrit par une synthèse des résultats obtenus et des quelques perspectives qui en découlent.

Références

- [1] Xiaoyu Zhang, Hanjun Jiang, Lingwei Zhang, Chun Zhang, Zhihua Wang, et Xinkai Chen, "An Energy-Efficient ASIC for Wireless Body Sensor Networks in Medical Applications," *Biomedical Circuits and Systems, IEEE Transactions on*, vol. 4, n°. 1, p. 11-18, 2010.
- [2] A. Lehto, J. Nummela, L. Ukkonen, L. Sydanheimo, et M. Kivikoski, "Passive UHF RFID in Paper Industry: Challenges, Benefits and the Application Environment," *Automation Science and Engineering, IEEE Transactions on*, vol. 6, n°. 1, p. 66-79, 2009.
- [3] M. Tiuri, "Microwave Sensor Applications in Industry," in *Microwave Conference, 1987. 17th European*, p. 25-32, 1987.
- [4] R. Weinstein, "RFID: a technical overview and its application to the enterprise," *IT Professional*, vol. 7, n°. 3, p. 27-33, 2005.
- [5] E. Ergen et B. Akinci, "An Overview of Approaches for Utilizing RFID in Construction Industry," in *RFID Eurasia, 2007 1st Annual*, p. 1-5, 2007.
- [6] J. Liu, F. Poon, Xuefei Xie, et M. Pong, "Current driven synchronous rectifier with energy recovery sensor," in *Power Electronics and Motion Control Conference, 2000. Proceedings. IPEMC 2000. The Third International*, vol. 1, p. 375-380 vol.1, 2000.
- [7] Hai Liu, Miodrag Bolic, Amiya Nayak† and Ivan Stojmenovi† "Integration of RFID and Wireless Sensor Networks," University of Ottawa, Ottawa, K1N 6N5, Canada EECE, The University of Birmingham
- [8] M.M.Jatlaoui, P.Pons, H.Aubert 'Radio Frequency Pressure Transducer', 37th European Microwave Conference, pp.736- 739, October 2007.
- [9] M.M.Jatlaoui, P.Pons, H.Aubert 'Pressure Micro-sensor based on Radio Frequency Transducer', 2008 International Microwave Symposium (IMS2008), Atlanta (USA), June 15- 20 2008, pp.1203-1206.
- [10] H. Hallil, P. Menini, et H. Aubert, "New microwave gas detector using dielectric resonator based on a whispering-gallery-mode," in *Microwave Conference, 2009. EuMC 2009. European*, p. 1097-1100, 2009.
- [11] E. Fleury et D. Simplot-Ryl, *Réseaux de capteurs : Théorie et modélisation*. Hermes Science Publications, 2009.
- [12] W. Dargie, *Fundamentals of wireless sensor networks : theory and practice*. Chichester West Sussex U.K.: Wiley, 2010.
- [13] G. Asch et A. Asch, *Les capteurs en instrumentation industrielle, 5e édition*. Dunod, 1998.
- [14] J. Landt, "The history of RFID," *Potentials, IEEE*, vol. 24, n°. 4, p. 8-11, 2005.
- [15] D. Cullen and T. Reeder, Measurement of SAW Velocity versus Strain for YX and ST Quartz, *Proc. IEEE Ultrasonics Symp.*, pp. 519-522, 1975
- [16] "RFID : quelques éclaircissements sur les normes et standards - Solutions et applications RFID." <http://filrfid.over-blog.com/article-3372359.html>.
- [17] <http://www.rfidjournal.com/article/view/1335/3>
- [18] P. Scholz, C. Reinhold, W. John, et U. Hilleringmann, "Analysis of Energy Transmission for Inductive Coupled RFID Tags," in *RFID, 2007. IEEE International Conference on*, p. 183-190, 2007.
- [19] K. Fotopoulou et B. Flynn, "Wireless Powering of Implanted Sensors using RF Inductive Coupling," in *Sensors, 2006. 5th IEEE Conference on*, p. 765-768, 2006.

- [20] R. Potyrailo et al., "Integration of passive multivariable RFID sensors into single-use biopharmaceutical manufacturing components," in *RFID, 2010 IEEE International Conference on*, p. 1-7, 2010.
- [21] S. Banerjee, R. Jesme, et R. Sainati, "Performance Analysis of Short Range UHF Propagation as Applicable to Passive RFID," in *RFID, 2007. IEEE International Conference on*, p. 30-36, 2007
- [22] C. Hartmann et L. Claiborne, "Fundamental Limitations on Reading Range of Passive IC-Based RFID and SAW-Based RFID," in *RFID, 2007. IEEE International Conference on*, p. 41-48, 2007.
- [23] F. Fuschini, C. Piersanti, F. Paolazzi, et G. Falciasacca, "Analytical Approach to the Backscattering from UHF RFID Transponder," *Antennas and Wireless Propagation Letters, IEEE*, vol. 7, p. 33-35, 2008.
- [24] P. Nikitin et K. Rao, "Theory and measurement of backscattering from RFID tags," *Antennas and Propagation Magazine, IEEE*, vol. 48, n°. 6, p. 212-218, 2006.
- [25] M. Darianian et M. Michael, "RFID Master-Slave Reader Architectures for Smart Spaces Applications," in *Pervasive Computing and Applications, 2008. ICPCA 2008. Third International Conference on*, vol. 2, p. 741-746, 2008.
- [26] S. Preradovic et N. Karmakar, "RFID Readers - A Review," in *Electrical and Computer Engineering, 2006. ICECE '06. International Conference on*, p. 100-103, 2006.
- [27] Chen Ying et Zhang Fu-hong, "A system design for UHF RFID reader," in *Communication Technology, 2008. ICCT 2008. 11th IEEE International Conference on*, p. 301-304, 2008.
- [28] I. Mayordomo, R. Berenguer, I. Fernandez, I. Gutierrez, W. Strauss, et J. Bernhard, "Simulation and measurement of a long-range passive RFID system focused on reader architecture and backscattering communication," in *Microwave Conference, 2008. EuMC 2008. 38th European*, p. 1058-1061, 2008.
- [29] S. Preradovic et N. Karmakar, "Design of short range chipless RFID reader prototype," in *Intelligent Sensors, Sensor Networks and Information Processing (ISSNIP), 2009 5th International Conference on*, p. 307-312, 2009.
- [30] Chen Ying et Zhang Fu-hong, "A system design for UHF RFID reader," in *Communication Technology, 2008. ICCT 2008. 11th IEEE International Conference on*, p. 301-304, 2008.
- [31] L. Ukkonen, L. Sydanheimo, et M. Kivikoski, "Read Range Performance Comparison of Compact Reader Antennas for a Handheld UHF RFID Reader," in *RFID, 2007. IEEE International Conference on*, p. 63-70, 2007.
- [32] C. S. Hartmann and L. T. Claiborne, "Fundamental Limitations on Reading Range of Passive IC-Based RFID and SAW-Based RFID," in *Proceedings of IEEE International Conference on RFID, 2007, Grapevine, TX, USA*, pp. 41-48.
- [33] Leonhard Reindl, Gerd Scholl, Thomas Ostertag, Holger Scherr, Ulrich Woland Frank Schmidt, 'Theory and Application of Passive SAW Radio Transponders as Sensors', *IEEE transactions on ultrasonics, ferroelectrics, and frequency control*, vol. 45, no. 5, september 1998
- [34] C. C. W. Ruppel et T. A. Fjeldly, *Advances in Surface Acoustic Wave Technology, Systems and Applications Volume 2*, 1er éd. World Scientific Publishing Company, 2001.
- [35] Gernot Schimetta, Franz Dollinger, and Robert Weigel, 'Wireless Pressure-Measurement System Using a SAW Hybrid Sensor', *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol, 48, No,12, December 2000.
- [36] S. Ballandras et al., "P1I-5 Micro-Machined, All Quartz Package, Passive Wireless SAW Pressure and Temperature Sensor," in *Ultrasonics Symposium, 2006. IEEE*, p. 1441-1444, 2006.

- [37] Jason D. Sternhagen, Cyle E. Wold, Wade A. Kempf, Matt Karlgaard, Kraig D. Mitzner, Russell D. Mileham, and David W. Galipeau, 'A Novel Integrated Acoustic Gas and Temperature Sensor', *Sensors Journal*, IEEE, Volume 2, Issue 4, Aug 2002 Page(s): 301 – 306
- [38] S. Tourette, G. Collin, P. Le Thuc, C. Luxey, et R. Staraj, "Small meandered PIFA associated with SAW passive sensor for monitoring inner temperature of a car exhaust header," in *Antenna Technology*, 2009. iWAT 2009. IEEE International Workshop on, p. 1-4, 2009.
- [39] S. Tourette, L. Chommeloux, J.F. Le Guen, J.M. Friedt, P. Ménage, G. Collin, R. Staraj, D. Hermelin, S. Ballandras, C. Luxey and P. Le Thuc "Capteur SAW implantable dédié à la télémesure de la température et de la pression artérielle : le projet ANR-TECSAN CIMPA," *IRBM*, vol. 31, n°. 2, p. 101-106, Mai. 2010.
- [40] G. Scholl, F. Schmidt, T. Ostertag, L. Reindl, H. Scherr, et U. Wolff, "Wireless passive SAW sensor systems for industrial and domestic applications," in *Frequency Control Symposium*, 1998. *Proceedings of the 1998 IEEE International*, p. 595-601, 1998.
- [41] F. Schmidt, O. Sczesny, L. Reindl, V. Magori, "Remote sensing of physical parameters by means of passive surface acoustic wave devices ("ID-tag")," 1994 *IEEE Ultrason. Symp.*, pp. 589-592, 1994.
- [42] U. Wolff, F. Schmidt, G. Scholl, V. Magory, "Radio Accessible SAW sensors for non-contact measurement of torque and temperature", *Proc. IEEE Ultrason. Symp.*, pp.359-362, 1996.
- [43] V. Kalinin, "Modelling of a wireless SAW system for multiple parameter measurement", 2001 *IEEE Ultrason. Symp.*, pp. 1790-1793, 2001.
- [44] Mohamed Mehdi JATLAOUI « Capteurs Passifs à Transduction Electromagnétique Pour la Mesure Sans Fil de La Pression ». Thèse de doctorat de L'Institut National Polytechnique de Toulouse, 2009
- [45] Hamida HALLIL "Conception et réalisation d'un nouveau capteur de gaz passif communicant à transduction RF". Thèse de doctorat de l'Université Paul Sabatier, 2010

Chapitre II
Le Lecteur Radar

II. Le Lecteur Radar

Les lecteurs existants pour l'interrogation de capteurs passifs, présents dans les technologies RFID et SAW, ne répondent pas aux problématiques imposées à notre étude en termes de hautes fréquences d'utilisation et de portée supérieure à 10 m.

Pour notre application, les critères de grande portée de détection, de faible écho de cible, d'analyse et de traitement de signaux à hautes fréquences nous orientent vers le choix d'un lecteur radar. Toutefois avant son étude et sa réalisation, nous devons prendre en considération toutes les caractéristiques techniques de la liaison entre les capteurs et le lecteur.

Une première étude sera faite sur l'identification de la meilleure architecture de réseaux de capteurs susceptibles d'être interrogés par le lecteur. Cette solution sera également soumise aux contraintes physiques du système en termes de résolution d'identification de capteur, de choix de fréquences utilisées, du niveau de surface équivalente radar des cibles, de la portée de cette lecture radar et enfin des perturbations environnementales autour du système comme l'atténuation atmosphérique et le multitrajet de l'onde utilisée.

II.1 Etude préliminaire

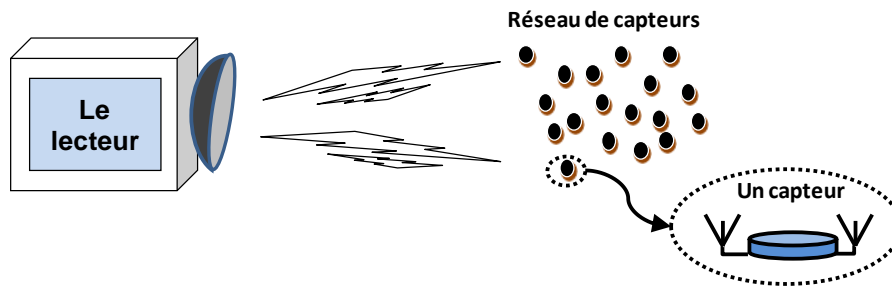
II.1.1 Le réseau de capteurs

Dans un réseau de capteurs actifs, chaque relai de transmission demande une quantité d'énergie propre à son fonctionnement, que ce soit entre éléments capteurs ou entre capteurs et nœuds du réseau. L'information de la mesure physique est ainsi relayée successivement vers le lecteur qui analyse les données recueillies.

A contrario, le réseau de capteurs passifs a une configuration bien différente et bien plus simple. N'emmagasinant aucune énergie pour son fonctionnement, le capteur passif ne peut pas relayer l'information reçue à d'autres cellules. L'architecture de ce type de réseau est donc définie comme une somme de liaisons directes entre chaque capteur du réseau et le lecteur.

Pour principe de fonctionnement, l'énergie envoyée par le lecteur est dirigée et reçue successivement par chaque capteur. Une partie de cette énergie est ensuite réémise par chacune de ces cellules vers le lecteur. Le niveau de cette rétrodiffusion est représentatif de la grandeur physique mesurée.

La figure 1, montre le type de réseau étudié, composé de plusieurs capteurs passifs qui communiquent directement avec le lecteur radar. Chaque capteur à sa propre antenne.



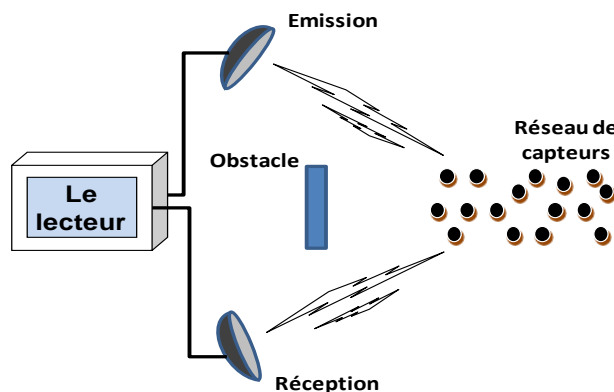
II-1 : réseau de capteurs passifs

Dans le principe de fonctionnement de ce réseau de capteur et dans sa configuration architecturale, deux points importants sont relevés.

- Dans un tel réseau, où les capteurs sont souvent très proches, le lecteur radar doit avoir la capacité technique de les identifier et de les interroger individuellement dans l'aire totale du réseau. Un système sera donc mis à contribution dans le lecteur pour lire la position de chaque capteur au sein du réseau et détecter, dans le même temps, la mesure de la grandeur physique.
- En cas d'obstacle présent entre le lecteur et le réseau, la liaison peut être très fortement atténuée voir totalement coupée. De nombreuses applications industrielles demandent une configuration de réseau de capteurs où le réseau et le lecteur sont souvent séparés par un ou plusieurs obstacles fixes (murs de séparation, parois, objets et structure).

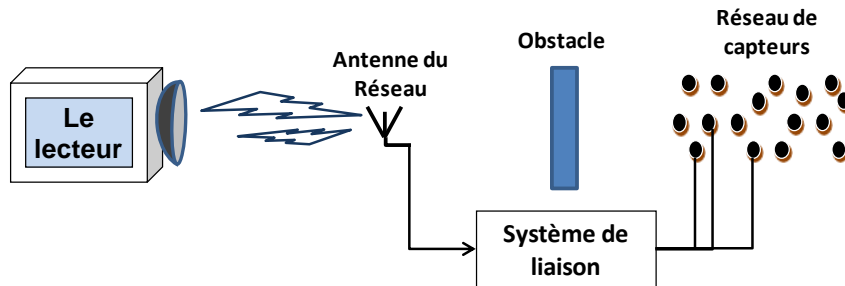
Pour tenter d'apporter une solution à ce dernier point, voyons deux configurations possibles du réseau de capteurs.

Une première configuration du réseau présentée sur la figure 2, montre une possibilité du contournement d'obstacle. Les deux antennes du lecteur, une en émission et une en réception sont positionnées à des endroits distincts de façon à éviter la zone d'ombre de l'obstacle (configuration bistatique). Cette solution est possible à condition que la taille de l'obstacle ne soit pas très grande. Le positionnement des antennes doit être très précis afin que chacune d'elle éclaire la même zone lointaine où sont positionnés les capteurs. Une connaissance précise du bilan de puissance de la chaîne associée à un traitement du signal peut permettre une identification et une mesure de chaque capteur.



II-2 : Configuration bistatique du radar

Une deuxième possibilité est de contourner tout obstacle fixe par un système placé entre une antenne et une ou plusieurs cellules de mesures (figure 3). Les capteurs dans la zone d'ombre de l'obstacle sont reliés par liaison filaire à une seule antenne, elle seule vue par le lecteur radar. Le système doit permettre d'identifier chaque capteur du réseau caché, avec sa mesure respective, à partir de l'analyse du signal rétrodiffusé de l'antenne. Cette solution est particulièrement simple et intéressante par rapport à celle précédemment décrite dans le cas, par exemple, où le lecteur peut être très éloigné d'un ensemble de capteurs pouvant être dans des endroits difficilement accessibles.



II-3 : Contournement de l'obstacle

Dans notre étude, deux configurations de réseau de capteurs passifs sont donc retenues :

- Une première configuration simplement en espace libre qui présente une simplicité d'utilisation et qui servira de base d'étude du système complet du lecteur avec son réseau.
- Un deuxième système sera ensuite utilisé pour la partie mesures, impliquant une configuration un peu plus complexe, présentée sur la figure 3, dont le système de liaison entre le radar et le réseau présentera quelques innovations techniques pour l'identification et la mesure des capteurs passifs (Chapitre IV).

II.1.2 La résolution du Lecteur Radar

Une des capacités du lecteur est de différencier plusieurs capteurs du réseau pour relever leurs mesures respectives sur une grande portée. Ce pouvoir séparateur est défini par sa résolution spatiale angulaire et sa résolution en profondeur.

Résolution en profondeur

La résolution en profondeur est la capacité du radar à distinguer deux cibles en distance dans la même direction d'interrogation [1]. La qualité de cette résolution dépend de la largeur de la bande de fréquence du radar ΔF . Plus cette bande est large plus la résolution en profondeur est élevée par une variation de distance ΔD faible. La constante c étant la célérité de l'onde électromagnétique ($3 \cdot 10^8$ m/s).

$$\Delta D = \frac{c}{2\Delta F} \quad (1)$$

Cette largeur de bande fréquentielle est un critère important dans le choix du type de radar car sa maîtrise est primordiale pour une résolution constante lors de l'interrogation des cibles.

Cette largeur de bande fréquentielle est un critère important dans le choix du type de radar car sa maîtrise est primordiale pour une résolution constante lors de l'interrogation des cibles.

Suivant la fréquence centrale de fonctionnement du radar, cette largeur peut être difficilement atteinte ou contrôlable. Pour une distance entre cibles de 20 cm, la largeur de bande de fréquence correspondante de 750MHz, représente 25% de la fréquence d'utilisation d'un radar à 3GHz et 2,5% pour celle d'un radar à 30 GHz. Or les oscillateurs contrôlables en tension utilisés par exemple pour les radars FMCW, ont généralement, en bande S, une excursion fréquentielle inférieure à 750MHz et en bande Ka une bande supérieure mais une résolution plus faible.

Les VCO de la société Hittite, par exemple, présentent respectivement pour le circuit HMC416LP4 une bande d'excursion de 350MHz (fréquence central de 2,9GHz) avec une résolution de 40MHz/V et pour le HMC531LP une bande de 1,4 GHz (fréquence de 14 GHz avant la multiplication par 2) avec une résolution de 150MHz/V. Ce premier VCO permet donc une bonne précision sur le contrôle de la largeur de bande de fréquence d'excursion, par tension ajustable, mais il ne permet pas d'atteindre des résolutions fortes (distance inférieure à 40cm). Dans le cas contraire, le VCO du radar à 30GHz offre une résolution en profondeur forte (distance de 5cm) mais le contrôle de sa bande fréquentielle est plus difficile car les ajustements de la tension de commande sont plus fins.

Toute modification du choix de la résolution implique donc une modification de la largeur de bande de la fréquence d'utilisation du radar autour d'une valeur centrale. Ainsi, Suivant le choix de la résolution pour un réseau de capteurs, un compromis est fait entre la fréquence centrale d'utilisation du radar, sa bande fréquentielle et le choix technologique du radar.

Résolution angulaire

La résolution angulaire est la caractéristique du radar qui permet de discriminer deux cibles à une même distance. Elle est déterminée par un angle minimum défini par la largeur à mi-puissance du faisceau de l'antenne. Le lobe du diagramme de rayonnement est d'autant plus étroit que la directivité de l'antenne est importante.

$$\Delta l = 2D \cdot \sin \frac{\theta}{2} \quad (2)$$

Δl , est la distance minimale qui permet de discrétiser les deux cibles distantes d'une valeur D du radar et avec θ l'angle de la couverture angulaire. Selon le choix de l'antenne (antenne cornet ou parabolique), de sa directivité ainsi que sa largeur du lobe principal, les résolutions changent. Par exemple, pour une séparation de 20 cm entre 2 capteurs identiques, de même résolution en profondeur, et pour une distance minimum du radar de 20 m, la couverture angulaire de l'antenne doit être au maximum de $0,6^\circ$.

Si deux capteurs ne sont pas discrétisés angulairement par le radar, un système technique devra être associé à chaque capteur pour que le lecteur puisse les identifier indépendamment.

II.1.3 Choix des fréquences du radar

Le choix des fréquences des radars est dépendant des fréquences de fonctionnement des capteurs réalisés au LAAS. Deux types de capteurs, de pression et de gaz sont étudiés dans la bande Ka (20 à 40 GHz). Un lecteur associé à ces cellules devra donc fonctionner dans cette bande, autour d'une fréquence de 30 GHz. Toutefois avant de réaliser ce lecteur prototype, un premier radar sera réalisé à une fréquence beaucoup plus basse, à 3GHz. Celui-ci servira à analyser le comportement du système radar dans une lecture passive de cible avant d'approfondir l'étude à des fréquences plus hautes (30GHz).

II.1.4 La SER

La SER (Surface Equivalente Radar) caractérise la capacité d'une cible à rayonner l'énergie électromagnétique reçue du radar [2]. Elle est l'expression d'un rapport entre l'énergie réémise sur la densité d'énergie reçue par unité de surface. Cette SER dépend de la polarisation de l'onde, de la longueur d'onde du radar, de la surface de réflexion de la cible et des matériaux la constituant. Elle est exprimée en m^2 ou sous sa forme logarithmique en dBsm.

La surface équivalente radar d'un objet est exprimée par l'équation suivante :

$$\sigma = \frac{\text{Puissance réfléchie vers la source / unité d'angle solide}}{\text{Densité de puissance incidente / } 4\pi} = \lim_{R \rightarrow \infty} 4\pi R^2 \frac{|E_r^2|}{|E_i^2|} \quad (3)$$

La mesure de la SER d'un objet est faite par l'utilisation inverse de l'équation radar qui relie la puissance reçue de la puissance émise pour une distance R et des caractéristiques de gain G de puissance de réception et d'émission du radar et de sa longueur d'onde λ .

$$\sigma = \frac{(4\pi)^3 R^4}{\lambda^2 G_{radar}^2} \frac{P_r}{P_e} \quad (4)$$

Pour des cibles de formes complexes, la SER est exprimable analytiquement en fonction de différents paramètres tels que la fréquence, l'angle d'observation... Certains objets comme des sphères, des cylindres, des plaques métalliques et des réflecteurs ont été étudiés et leurs SER ont été calculées de façon analytique. Ces objets sont utiles car en les utilisant comme référence de SER connue, ils peuvent nous donner une réponse à l'évaluation d'une SER de tout objet interrogé à distance en calculant les rapports de puissances correspondant.

Pour débiter l'étude des capteurs, nous considérons, en première approximation, la SER d'un capteur, comme la surface d'une cible de 1 cm^2 vue par le radar. Cette SER sera donc celle d'une plaque métallique de 1cm de côté présentée face au radar. Par l'équation 5, définissant la formule de SER d'une plaque métallique carrée de largeur L et éclairée par une onde de longueur λ de 1cm, la valeur de SER du capteur est de $1,25 \text{ mm}^2$ correspondant en valeur logarithmique de surface à -29 dBsm.

$$\sigma = \frac{4\pi L^4}{\lambda^2} \quad (5)$$

Cette cible doit être vue par les prototypes radars à une distance supérieure à 20 m. La valeur de la SER du capteur sera donc intégrée dans le bilan de liaison global entre le lecteur radar et la cible comme valeur minimale pour une détection sur une longue portée.

II.1.5 Portée du radar

La portée du radar est un point clé pour l'interrogation des capteurs. Elle dépendra de plusieurs facteurs inhérents aux spécifications techniques du radar et à son environnement. Les niveaux de puissance d'émission des deux radars à réaliser (à 3GHz et à 30GHz) devront être suffisants afin que chaque capteur du réseau puisse être détecté et mesuré sur des distances de plusieurs dizaines de mètres. Ces niveaux dépendront des fréquences d'utilisation par le système radar, des Surfaces Equivalentes Radar des cibles interrogées ainsi que des perturbations environnementales autour du réseau de capteur. La portée maximale R_{\max} est identifiée comme la distance pour laquelle le radar peut détecter le niveau de puissance minimale [3]-[4].

$$R_{\max} = \sqrt[4]{\frac{\lambda^2 G_e G_r \sigma P_e}{(4\pi)^3 (kTBF)(S/N) L_S L_{atm}}} \quad (6)$$

Cette puissance minimale est la représentation d'un niveau de seuil de détection radar incluant le niveau de bruit (kTB), le facteur de bruit F des composants de réception, le rapport signal sur bruit (S/N) de détection, les pertes du système radar et les pertes atmosphériques ainsi que la portée radar.

- R_{\max} = portée radar maximale correspondante au minimum du rapport signal/bruit
- S / N : Rapport signal/bruit
- P_e = puissance maximale émise
- λ = Longueur d'onde
- B = Bande Passante de réception
- G_e, G_r = gains des antennes radar en émission et réception
- σ = Surface Equivalente Radar
- k = Constante de Boltzmann (1.23×10^{-23} joule / K)
- T = Température de référence (290°K)
- F = Facteur de bruit (Réception)
- L_S, L_{atm} = Perte du système et perte atmosphérique

La puissance d'émission est estimée en considérant les caractéristiques fonctionnelles du radar proches de l'idéal, dans un environnement en espace libre sans contraintes environnementales et sans pertes L du système, et avec des valeurs estimées de SER de capteurs à -30 dBsm.

Le tableau 1 donne les valeurs des caractéristiques des radars à des fréquences de 3GHz et 30GHz.

Tableau II-1 : Paramètres des radars à 3 GHz et à 30GHz

Paramètres	Valeur (Radar à 3GHz)	Valeur (Radar à 30 GHz)
Gain des antennes (G_e, G_r)	15 dB	10 dB
Rapport signal/bruit	10 dB	10 dB
Facteur de bruit	5 dB	5 dB
Bande du récepteur	50 MHz	500 MHz

Les puissances minimales d'émission, pour les deux radars, sont fonctions de l'ensemble des caractéristiques des éléments de la chaîne complète, vues précédemment (puissance seuil de détection radar, pertes en espace libre, pertes du système, facteur de bruit en réception, rapport Signal/bruit, etc.). Le tableau suivant résume les niveaux de puissance d'émissions requises pour atteindre les capteurs et recevoir ensuite une partie de cette puissance par rétrodiffusion, sur des portées de 20 et 30 mètres.

Tableau II-2 : Puissance d'émission radar

	Radar 3GHz	Radar 30 GHz
Puissance d'émission pour 20m	-7 dBm	33 dBm
Puissance d'émission pour 30m	0 dBm	40 dBm

La diminution des puissances d'émission, essentiellement à 30 GHz, sera compensée par une augmentation des gains des antennes d'émission et de réception du radar.

II.1.6 Perturbations environnementales

L'environnement autour du système du lecteur avec son réseau de capteurs a un effet significatif sur les capacités opératoires du système radar fonctionnant à des fréquences millimétriques et pour des grandes portées. Les pertes atmosphériques sont une de ces perturbations dans le bilan de la chaîne.

Cette chaîne peut également être modifiée par l'effet des multitrajets des ondes radar dans un environnement confiné ou à l'extérieur, proche du sol.

Atténuation atmosphérique

L'atténuation atmosphérique pouvant intervenir dans le bilan de la chaîne radar est celle d'une atmosphère humide, comme c'est le cas lors de chute de pluie ou de forte humidité extérieure. L'effet de cette atténuation peut être prédit par un modèle empirique couramment utilisé par l'équation [5] :

$$\gamma = aR^b \text{ en (dB/km)} \quad (7)$$

Les coefficients a et b dépendent de la fréquence d'utilisation et de la température moyenne de la pluie. R est le taux de chute de pluie en mm/heure. Les valeurs des coefficients sont données dans le tableau 3 et données par l'Union International des Télécommunications pour référence IUT 838[6].

Tableau II-3 : Quelques valeurs des coefficients a et b en fonction de la fréquence

F (GHz)	a	b
1	0,0000387	0,912
10	0,0101	1,276
20	0,0751	1,099
30	0,187	1,021
40	0,35	0,939

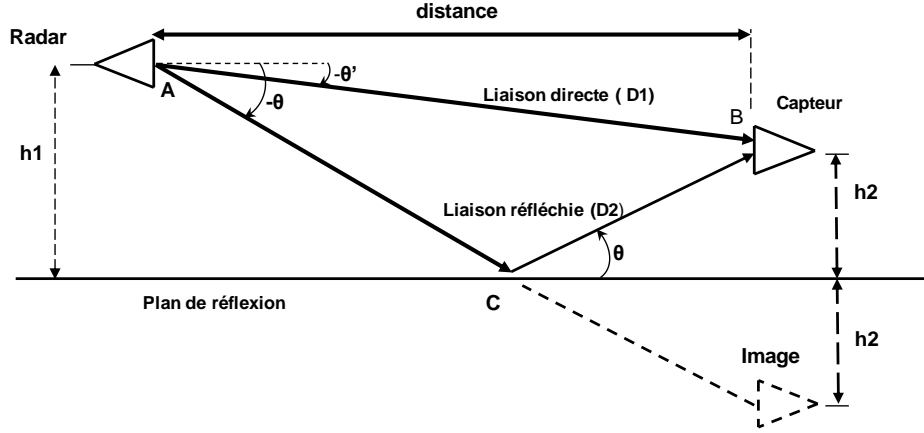
Ainsi à 30 GHz l'atténuation pour une pluie légère modérée de taux de précipitation de 4mm/h est de 0,77 dB/Km. Cette valeur est donc négligeable dans le bilan de la chaîne radar pour notre application d'interrogation sur une distance de quelques dizaines de mètres.

La réflexion au sol

La réflexion de signaux radar proche du sol peut avoir un impact sur la probabilité de la détection d'une cible et de la qualité de cette détection notamment sur la précision d'identification des capteurs et du suivi de leurs mesures à distance. C'est le cas lorsque les capteurs se trouvent en hauteur par rapport au sol et assez éloignés du radar.

En effet, si les faisceaux des antennes du radar sont suffisamment larges dans une direction azimutale, et proches du sol et d'autre part si ces antennes sont dirigées vers les cibles avec un angle faible par rapport à l'horizontal, leurs énergie rayonnante peut prendre deux voies distinctes. Une voie en ligne directe du radar vers la cible, et une voie par réflexion sur le sol. Le signal réémis de cette cible est

également retransmis vers le radar sur ces deux voies possibles de sorte que la grandeur de la résultante du signal de l'écho dépendra de l'amplitude relative et de la variation de phase entre les trajets direct et réfléchi de l'onde [7].



II-4 : Configuration en multitrajet du système radar/capteurs

Au point B, le champ est la somme en amplitude et en phase du champ E_0 qui est propagé en liaison directe suivant le rayon AB et du champ E_r de la réflexion au sol ACB. Deux variations de phase sont présentes dans cette configuration. Une variation de phase Φ due à la différence des trajets de l'onde et un déphasage Ψ dû à la réflexion au sol

$$\phi = \frac{2\pi}{\lambda} D_2 - D_1 \quad (8)$$

Le rapport des champs est exprimé par :

$$\left| \frac{E_r}{E_0} \right| = \Gamma \frac{f(-\theta') D_1}{f(-\theta) D_2} \quad (9)$$

Avec $f(\theta)$ le diagramme de rayonnement de l'antenne utilisée et Γ le coefficient de réflexion au sol. Le champ total au point B devient :

$$\vec{E}_T = \vec{E}_r + \vec{E}_0 = E_0 \left[1 + \Gamma \frac{f(-\theta') D_1}{f(-\theta) D_2} e^{j(\phi + \psi)} \right] \quad (10)$$

Supposons que le sol est parfaitement réfléchissant et que son coefficient de réflexion soit $\Gamma = |\Gamma|e^{j\Psi}$. En polarisation verticale, nous avons sensiblement $|\Gamma| = 1$ et $\Psi = \pi$ où l'onde réfléchie ne subit aucun changement d'amplitude et sa phase est décalée de 180° . La différence Δ entre le chemin de réflexion ACB et le chemin direct AB, Sur la figure 4, pour une distance très supérieure à la valeur de hauteur h_1 , est exprimée par l'équation :

$$\Delta = 2h_1 \sin \theta \quad (11)$$

La variation de phase Φ devient :

$$\phi = \frac{4\pi}{\lambda} h_1 \sin \theta \quad (12)$$

Pour des valeurs d'angles θ et θ' tels que $f(-\theta') \approx f(-\theta)$ l'équation 9 peut s'écrire :

$$E_r = E_0 \sin\left(\frac{2\pi}{\lambda} h_1 \sin \theta\right) \quad (13)$$

En présence du sol le champ total présentera des maximums et des minimums. Les maximums correspondront à des valeurs telles que :

$$\sin \theta_{\max} = \frac{(2k+1)\lambda}{4h_1} \quad (14)$$

Et des minimums pour

$$\sin \theta_{\min} = \frac{k\lambda}{2h_1} \quad (15)$$

Ainsi au premier maximum, pour une hauteur h_1 très grande vis-à-vis de la longueur d'onde, la valeur du champ reçu par la cible est sensiblement double de celle du champ reçu en espace libre.

Suivant la position des capteurs en hauteur et de la distance du radar, la valeur du champ pourra être double dans certaines conditions et donc la puissance de détection résultante côté du radar sera au maximum augmentée par quatre.

En cas de positionnement de ce réseau de capteur très proche du sol, le bilan de puissance de la liaison entre le radar et les cellules ne prendra pas en compte ces calculs.

II.2 Techniques Radar

Le radar est utilisé dans de nombreuses applications comme dans la mesure de niveau, de détection d'obstacle pour l'automobile, dans la météorologie, dans le domaine militaire, etc. Son utilisation pour l'interrogation de réseau de capteur passif à transduction RF est un concept qui pose un certain nombre de défis à la réalisation d'un prototype.

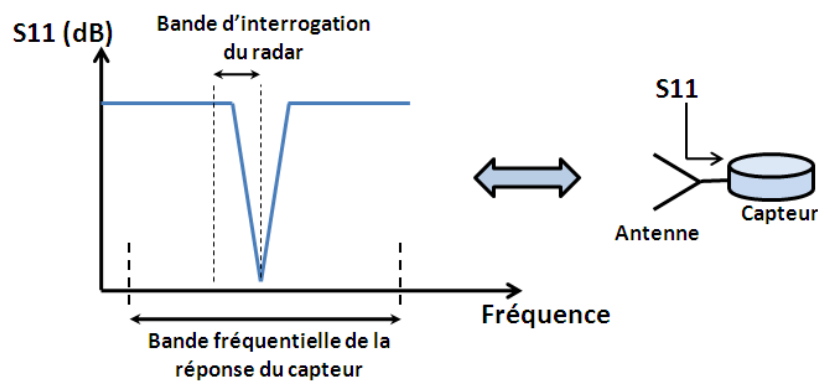
Antérieurement à l'étude de ce lecteur, un premier capteur passif fut réalisé [8]. C'est un capteur de pression à transduction radio fréquence dont la fréquence de résonance se décale entre 26 GHz et 31GHz suivant une échelle de pression de 0 à 7bars. Sa bande passante moyenne est de 250MHz.

A partir de ces premières données, le prototype radar doit satisfaire quatre exigences techniques :

- La bande passante du radar doit être large de 5GHz si nous nous référons à la possibilité d'interroger le capteur de pression sur toute sa largeur de bande de fréquence de décalage.
- Ce radar doit également permettre une interrogation sur une bande étroite à un instant donné, inférieur à 250MHz pour détecter une pression instantanée.
- Autre que la détection de pression à distance, le radar doit avoir la capacité d'identifier le capteur à mesurer au sein d'un réseau. La résolution dépendra du choix fréquentiel du radar.
- Enfin, ce lecteur prototype doit être réalisé facilement, avec des composants simples et de faibles coûts. Le choix de la technologie radar est ici prépondérant.

Les signaux de faibles amplitudes reçus par le lecteur devront donc nous informer sur la distance entre le radar et le capteur mais également sur la valeur de la pression, ou de détection de gaz venant de la cellule de mesure interrogée. L'extraction de cette double information est importante et implique une exploration des solutions à apporter dans la conception du lecteur. Par une combinaison des formes d'ondes utilisées et du choix technologique du radar, les conditions de mesures à distances pourront être satisfaites.

Sans présenter pour l'instant l'étude précise de la SER des capteurs en fonction de la grandeur physique mesurée, nous pouvons écrire que la rétrodiffusion de l'onde radar par le capteur est fonction de ses paramètres de réflexion d'entrée. Le capteur étant relié à sa propre antenne, représente sa charge. Si le paramètre de réflexion d'entrée varie en fonction de la pression, le niveau de SER varie également et la mesure est détectable par le lecteur radar.



II-5 : Paramètre S_{11} du capteur à une pression

Ce lecteur doit être un radar ULB (Ultra Large Bande) or plusieurs technologies existent. Nous comparons donc ces différents radars pour choisir le plus approprié à notre application.

Les plus importantes technologies radar sont celle à ondes pulsées et à onde continue (CW) comprenant la modulation de fréquence FMCW [3]-[4]-[7].

II.2.1 Radar à Impulsions

Dans leur forme la plus élémentaire, les systèmes radar à impulsions envoient une impulsion d'énergie sous forme d'ondes vers une cible et attendent qu'elle revienne. Le temps qu'il faut à l'impulsion pour effectuer le chemin aller retour donne une mesure de la distance de la cible. Tout décalage Doppler, ou décalage en fréquence, ajouté au signal pulsé donne une mesure du mouvement ou de la vitesse. Les radars à impulsions, par leur nature, font des observations très brèves d'une cible. En conséquence, ils sont très bons pour déterminer la portée, mais peuvent être limités dans leur capacité à mesurer rapidement et avec détail les composantes spectrales d'un mouvement complexe ou la position de plusieurs cibles concentrées dans une région restreinte comme dans un réseau.

II.2.2 Radar à ondes continues

Les radars à ondes continues transmettent en permanence une onde électromagnétique. Deux types principaux de radar existent.

Le radar continu non modulé (CW)

Ce radar émet en continu des ondes électromagnétiques et en même temps reçoit les réflexions de la cible. Les techniques CW n'utilisent pas de modulation temporelle, et, en tant que tel, il est très difficile par ce système de déterminer une distance. Ce radar continu est souvent dans une configuration bistatique, où l'émetteur et le récepteur sont dans des lieux distincts. Tout signal détecté provient de la région où se situe la cible, au point de chevauchement des diagrammes de rayonnement des antennes du radar. Ce radar Continu est utilisé essentiellement pour la mesure de vitesse par décalage Doppler.

Le radar continu à modulation de fréquence (FMCW)

Le deuxième type de radar à ondes continues est le radar FMCW à modulation de fréquence (frequency modulated Continuous Wave). Comme les systèmes CW, il émet et reçoit en permanence un signal mais la fréquence du signal transmis est modifiée en fonction du temps. Cette modulation de fréquence (FM) permet au radar de déterminer la distance mais également la vitesse de la cible.

La modulation de fréquence peut prendre deux formes couramment utilisées, une modulation sinusoïdale ou linéaire. Cette dernière apporte une plus grande simplicité d'utilisation lors du traitement du signal radar.

Le radar FMCW face au radar à impulsion apporte des avantages en termes de puissance émise, et facilité de réalisation. Ce qui le différencie principalement du radar à impulsions est sa répartition énergétique de l'onde émise sur une période temporelle plus large. Ainsi le niveau de puissance crête de ces radars FMCW est beaucoup plus faible. Nul besoin d'utiliser des générateurs d'onde de forte puissance à base de klystrons ou magnétrons. Des générateurs de fréquence contrôlés en tension moins gourmands en énergie peuvent être employés par ce radar FMCW apportant aussi une facilité de réalisation. Actuellement, avec le progrès des composants RF et des circuits numériques à base de processeur, la réalisation d'un radar FMCW est plausible au sein d'un laboratoire.

En utilisant des techniques FMCW pour l'étude des réseaux de capteurs, ce radar offre un compromis entre les avantages et inconvénients des techniques CW et des radars à impulsions. La possibilité de le réaliser au sein du laboratoire est un atout considérable pour l'étude des réponses de capteurs passifs.

II.2.3 Présentation du radar FMCW pour les capteurs passifs

Dans un système radar FMCW, la fréquence du signal transmis est modulée en fonction du temps et par conséquent, la fréquence du signal reçu peut être utilisée comme une mesure d'un temps de propagation. L'information de distance est donc mesurée dans le domaine fréquentiel par une information Doppler.

Les figures 6 représentent deux formes courantes de modulation de fréquence. Sur les deux graphiques, la fréquence est représentée sur l'axe vertical et le temps sur l'axe horizontal. Pour le premier signal de modulation de fréquence dit « rampe », en figure 6(a), la fréquence est balayée sur une période temporelle T puis reprends son origine à la période suivante.

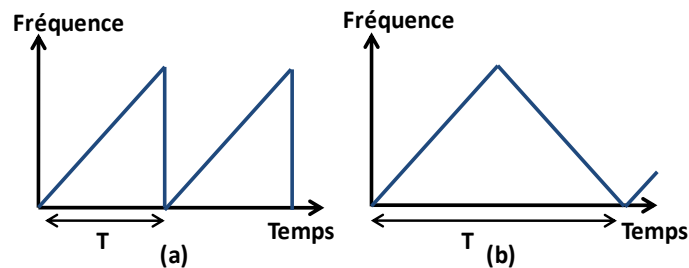


Figure II-6 : Signaux de modulation du radar FMCW : (a) en rampe ; (b) en toit

Le schéma de la modulation en toit, sur la figure 6(b), est une deuxième modulation possible pour le radar FMCW. Celle-ci est mieux adaptée à la mesure de cibles en mouvement car elle permet par la détection Doppler une double mesure, une mesure de vitesse et une mesure de distance.

La figure 7 illustre la configuration de base d'un système FMCW. Ce système contient un générateur de signal en « toit » pour produire la modulation de fréquence à transmettre ainsi que des composants pour le traitement du signal de réception. Le système radar FMCW mélange le signal transmis avec le signal rétrodiffusé de la cible, le filtre, pour fournir en sortie une fréquence dite de battement f_b . Celle-ci est directement proportionnelle à la distance et à la vitesse de la cible interrogée.

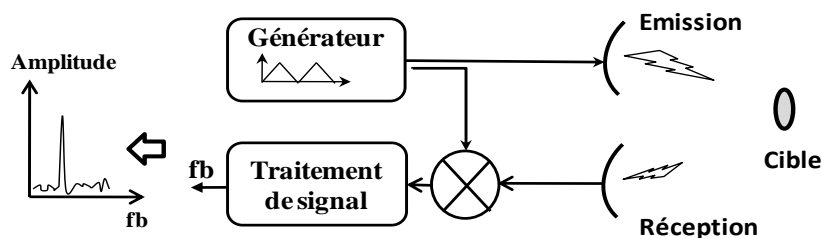
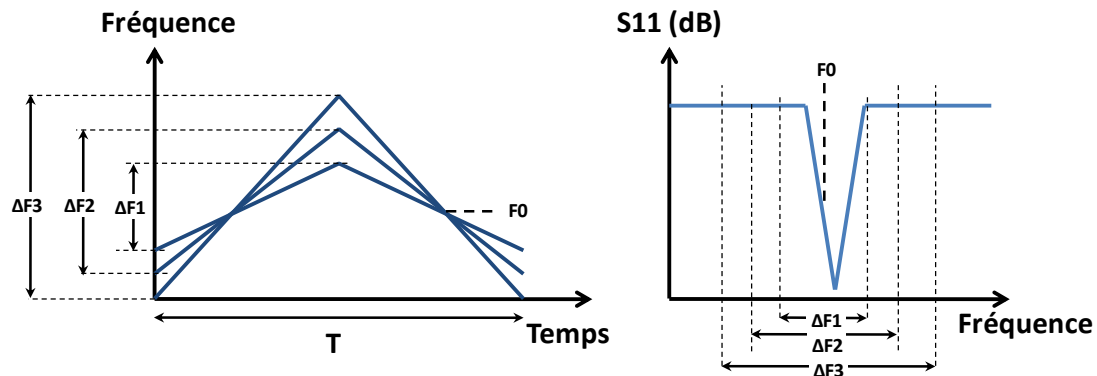


Figure II-7: Block diagramme du radar FMCW

La fréquence de battement est la caractéristique qui nous permet d'identifier un capteur au sein de son réseau. Si plusieurs capteurs sont séparés les uns des autres, leurs positions seront identifiées par plusieurs raies sur le spectre du signal de battement. Cette identification de capteur est fonction de la résolution en profondeur du radar dépendant de sa largeur de bande fréquentielle en excursion.

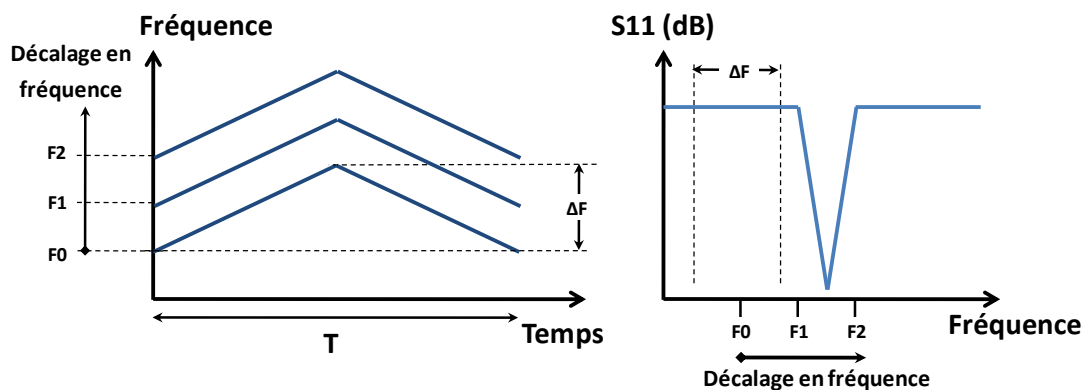
Par ce type de radar, il y a deux possibilités de lecture de capteurs à distance.

Le radar peut interroger le capteur avec une bande de fréquence variable, $\Delta F1$ à $\Delta F3$ de fréquence centrale fixe $F0$. Le choix de la bande radar est délicat car la réponse du capteur peut varier sur une large bande fréquentielle de plusieurs GHz. Cette génération de signal est intéressante lorsque nous souhaitons une détection d'une mesure physique sur une faible échelle de pression par exemple. Ainsi, suivant la position de la largeur de bande de fréquence sur le gabarit de la réponse du capteur, le niveau de puissance résultant de la fréquence de battement devrait être variable.



II-8 : La modulation pour une variation de bande fréquentielle

Le radar peut également interroger le capteur sur une large bande fréquentielle de la réponse du capteur par une modulation de faible largeur de bande mais dont la fréquence centrale se décale dans le spectre. Ce procédé permet de détecter la fréquence de résonance du capteur par les mesures successives du niveau de la puissance du signal de battement radar qui varie lors du balayage en fréquence.



II-9 : La modulation pour un décalage en fréquence

Ces deux possibilités de modulations sont prises en compte pour l'étude et la réalisation des deux prototypes radar FMCW. Une étude précise du niveau de SER en fonction de la mesure de la grandeur physique sera abordée dans le chapitre III.

II.2.4 Technique de modulation

La technique de modulation en toit, utilise une modulation avec une période composée de deux intervalles. La fréquence du signal émis augmente au cours du premier intervalle et diminue sur le suivant. Comme les systèmes radar FMCW permettent à la fois de faire l'acquisition de l'information de distance et de vitesse de la cible dans le domaine fréquentiel, les pentes successives du signal de modulation sont utilisées pour séparer ces deux informations. La figure 10(a) montre l'excursion en fréquence de la transmission Tx et de la réception Rx en fonction du temps pour une modulation en toit. Le signal émis, en noir, peut être caractérisé par trois paramètres fondamentaux : la bande passante ΔF , la période de modulation T , et une valeur de fréquence de référence f_0 . La bande passante est caractérisée par l'amplitude de l'excursion en fréquence définie comme la différence entre la fréquence la plus élevée et la plus basse. Le signal reçu, en pointillés, est une image retardée du signal émis, retard correspondant au temps aller retour entre le radar et une cible stationnaire. Ce signal de réception peut également être décalé en fréquence, due à un décalage Doppler pour une cible en mouvement.

Le choix de cette modulation en toit est retenu pour ce projet. Les capteurs sont considérés comme stationnaires mais pourraient à l'avenir, dans d'autres applications, avoir une vitesse relative par rapport au radar qui les interroge. L'analyse qui suit prendra en compte les deux caractéristiques de distance et de vitesse de la cible. Pour nous affranchir de l'effet Doppler sur la détection radar d'une grandeur physique, la solution serait d'associer au capteur une référence de mesure de pression ou de détection de gaz (connectée à une ligne à retard) subissant les mêmes variations de fréquence. Un traitement de signal adapté pour comparer les niveaux des fréquences de battement de la référence et du capteur permet ainsi de réaliser la mesure de la grandeur physique indépendamment de la vitesse de la cible.

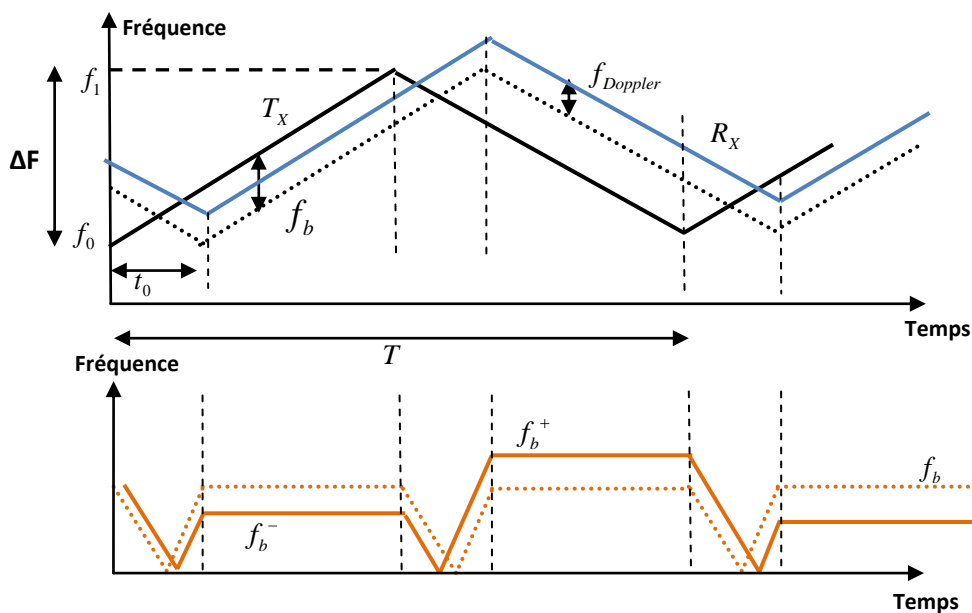


Figure II-10 : (a) Modulation en rampe du radar FMCW ; (b) Fréquence de battement

Tout décalage Doppler dû à un mouvement du capteur vers le lecteur radar augmentera la fréquence du signal Rx. Ceci a pour conséquence que la différence entre les fréquences Tx et Rx est plus faible sur la demi période montante du signal modulant que sur la deuxième demi période. Lorsque la cible s'éloigne du radar, c'est l'inverse qui apparaît. Cette différence de fréquence qui est la fréquence de battement f_b est illustrée à la figure 10(b). Le récepteur d'un radar FMCW mesure cette différence de fréquence entre le signal transmis et reçu directement liée à la portée radar et à l'effet Doppler constaté. Avant d'intégrer les équations de portée et de décalage Doppler, certaines équations de base sont à définir. Le temps de retard t_0 entre l'émission et la réception, pour une distance R entre le radar et la cible est donné par l'équation :

$$t_0 = \frac{2R}{c} \quad (16)$$

Avec la vitesse c (3.10^8 m/s) de l'onde électromagnétique. On suppose, dans notre cas, que l'antenne d'émission et de réception du radar sont au même endroit ou très proches.

Une vitesse, v , de la cible génère un décalage Doppler de :

$$f_{Doppler} = 2 \frac{v}{\lambda} \quad (17)$$

Où λ est la longueur d'onde de l'onde radar transmise. Comme la variation de fréquence est une fonction du temps, la fréquence émise va croître de f_b pendant le temps de retard de t_0 d'après l'équation :

$$f_b = 2 \frac{\Delta F}{T} t_0 \quad (18)$$

Ici la fréquence de battement est donnée pour une cible stationnaire. Un décalage Doppler agit sur ce signal de battement en décalant la fréquence du signal reçu vers le haut, pour une cible se rapprochant du radar, ou vers le bas pour une cible s'éloignant du radar. La fréquence Doppler sera donc retranchée ou ajoutée à la fréquence de battement. Pour une cible se rapprochant, la fréquence de battement devient :

$$f_b^- = 4 \frac{\Delta F}{T} \frac{R}{c} - f_{Doppler} \quad (19)$$

Pour une cible s'éloignant, la fréquence de battement devient :

$$f_b^+ = 4 \frac{\Delta F}{T} \frac{R}{c} + f_{Doppler} \quad (20)$$

Il y aura donc une ambiguïté sur la mesure directe de la fréquence de battement si la cible à un mouvement depuis une certaine distance du radar.

Cette fréquence Doppler peut toutefois être calculée à partir des deux fréquences de battement f_b^- et f_b^+ par :

$$f_{Doppler} = \frac{f_b^+ - f_b^-}{2} \quad (21)$$

Est ensuite déduite la vitesse de la cible :

$$v = \frac{\lambda}{2} \frac{f_b^+ - f_b^-}{2} \quad (22)$$

Avec sa distance R par rapport au radar :

$$R = \frac{cT}{4\Delta F} \frac{f_b^+ + f_b^-}{2} \quad (23)$$

Pour plusieurs cibles ou plusieurs capteurs se situant à différentes distances avec des vitesses d'évolutions multiples, l'analyse du signal de battement radar devient complexe.

II.3 Conception des radars FMCW

La conception des radars FMCW est planifiée en plusieurs étapes. Un prototype radar est premièrement réalisé dans la bande de fréquences S, autour de 3 GHz, afin de valider le principe de détection de cibles fixes et de vérifier les caractéristiques importantes du radar à prendre en compte pour la suite de l'étude. Les premières cibles utilisées seront de simple surface de SER connues ou d'antennes chargées par différentes impédances représentant des capteurs dont la charge varie avec la mesure physique détectée. Ce travail, nous mènera ensuite à un deuxième prototype radar FMCW utilisé dans la bande Ka, autour de 30 GHz. Ce radar HF aura pour fonction de détecter à distance les mesures d'un capteur de pression puis d'un capteur de gaz réalisés au LAAS.

La réalisation des radars qui dépend des choix imposés sur le système global lecteur-cible est fonction des applications de l'étude [9]- [10]. Une première estimation des valeurs des caractéristiques des cibles à mesurer en prenant en compte l'environnement de la lecture à distance est la première étape à la validation des choix des composants pour la réalisation du premier prototype radar.

II.3.1 Le prototype radar à 3GHz

La réalisation de ce radar FMCW à 3GHz a pour objectif de détecter des cibles de faibles Surfaces Equivalentes radar à des distances proches de 20 mètres. La bande passante du radar pour l'interrogation des capteurs, ou cibles chargées doit être large. Cette largeur de bande sera de 10 % soit 300 MHz pour une fréquence radar de 3GHz.

Le Schéma block global d'un radar FMCW est présenté en figure 11. Il est composé d'un émetteur, d'un récepteur, d'antennes et d'une partie pour le traitement de signal.

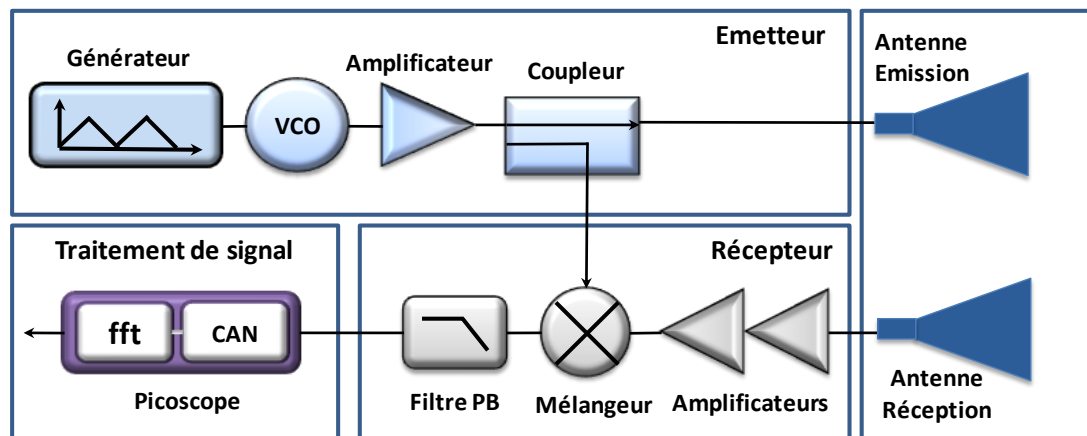


Figure II-11 : Schéma global du radar FMCW

Des différences importantes dans les caractéristiques de gain, de points de compression et de facteur de bruit des amplificateurs, de bruits de phase et du contrôle de la bande d'excursion en fréquence du VCO, des bandes de fréquences de fonctionnement des composants actifs et passifs, peuvent entraîner des variations des niveaux de détection de cibles (puissance seuil) et de résolution (en profondeur) du radar en bande S et en bande Ka.

Les 4 parties importantes du radar sont décrites, l'émetteur, le récepteur, les antennes avec les composants associés et la partie traitement du signal :

L'émetteur

Dans la conception du radar, la puissance disponible à l'émission suivant le type de modulation utilisée est une caractéristique déterminante. Le choix de la source de l'émetteur dépendra de la puissance demandée pour l'application d'interrogation des capteurs à distance. Dans les radars, pour des fortes puissances de plusieurs dizaines de dBm, des générateurs à base de Magnétrons, de Klystrons ou à tube à ondes progressives sont souvent utilisés. Leur fonctionnement demande des tensions d'alimentation de plusieurs dizaines de Volts. Aux puissances plus basses, de l'ordre de la dizaine de dBm, des composants VCO (Voltage Controlled Oscillator) sur puces ou à base de technologie YIG (Yttrium Iron Garnet) sont plus compacts, sont alimentés généralement par des basses tensions et sont moins coûteux. Ces derniers éléments sont plus faciles à intégrer dans la conception d'un lecteur et seront donc utilisés dans la suite de l'étude.

L'émetteur réalisé dans ce système radar, est composé principalement d'un générateur de fonction, d'un VCO, d'un amplificateur de puissance et d'un coupleur. Le balayage en fréquence est obtenu par un oscillateur contrôlé en fréquence (ici un circuit Hittite HMC416LP4) [11] fonctionnant dans la bande de 2,7 à 3,2 GHz, de bruit de phase de -108 dBc/Hz à 100kHz. A ses bornes est appliqué un signal modulé en toit d'une période de 1ms fourni par le générateur de fonction AFG 3022 de chez Tektronix [12]. La courbe du VCO, sur la figure 12 représentant la fréquence en fonction de la tension appliquée, n'est pas linéaire sur toute la bande. La résolution en profondeur et la précision de détection sont directement dépendantes de cette linéarité. Lors des premiers essais du prototype radar, nous utilisons la partie la plus linéaire de la courbe du VCO comprise entre 3,12 GHz et 3,18 GHz réglée pour une tension de 8 à 10 V. Dans cette bande, la puissance fournie est comprise entre 2 dBm et 2,4dBm.

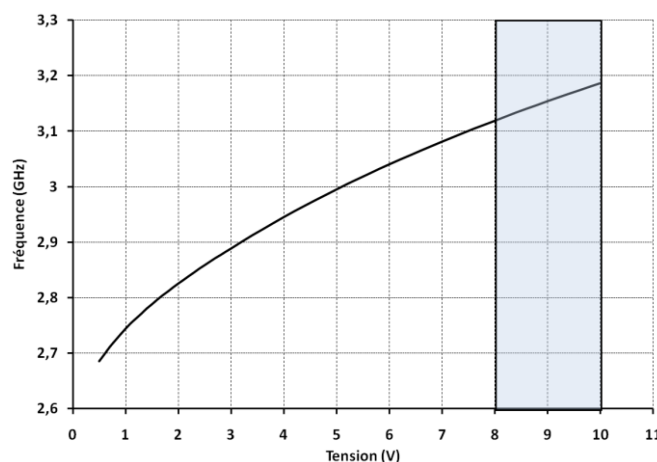


Figure II-12 : Fréquences du VCO

Le récepteur

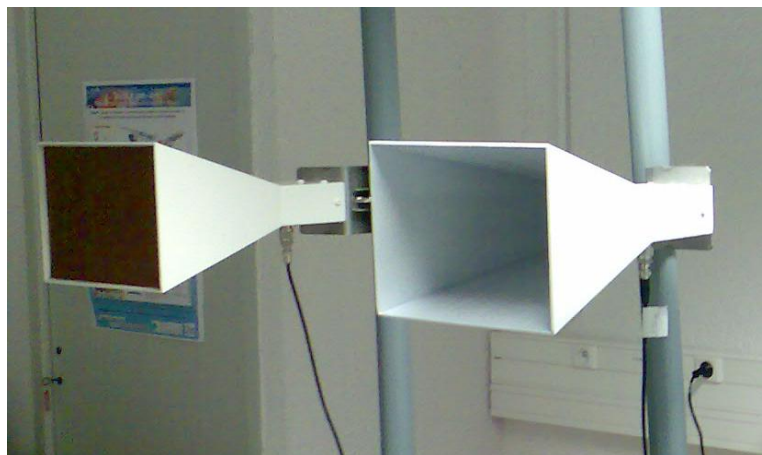
Le récepteur du radar convertit le signal reçu, présentant une fréquence proche de la fréquence émise (fonction de la distance et de la vitesse Doppler de la cible) en une fréquence intermédiaire pour être amplifié, filtré et traité. Cette conversion est réalisée par un mélange entre les voix d'émission et réception, en mode homodyne, c'est-à-dire sans y ajouter un deuxième mélange intermédiaire entre les voies d'émission et de réception. Le mode hétérodyne est une technique envisageable pour l'amélioration du niveau du facteur signal sur bruit du récepteur à condition que l'oscillateur de référence présente un bruit de phase important, typiquement inférieur à -100dBc/Hz à 100kHz .

Le récepteur est construit autour d'un mélangeur passif de référence Hittite HMC128G8 de 10dB de bruit (égale aux pertes de conversion) et de 40dB d'isolation OL/RF. La transposition du signal est réalisée après une amplification par deux amplificateurs (LNA HMC609LC4) de 18dB de gain, de 3,5dB de bruit et du point de compression IP3 de 36dBm. La sortie du mélangeur est filtrée puis convertie numériquement avant de lui appliquer une FFT pour la visualiser sur le spectre du signal de battement radar.

Les antennes

Différents modèles d'antennes sont utilisables par les radars FMCW. Plus la fréquence est haute plus le choix se restreint aux antennes parabolique, Cassegrain, cornets ou à lentilles. Un compromis est fait entre le gain de l'antenne, sa directivité et son mode de polarisation. Nous choisirons des antennes cornets rectangulaire de 15dBi de gain.

Deux choix de configurations d'antennes sont possibles. Si une seule antenne est utilisée en émission et en réception du signal radar, cela oblige la mise en place d'un circulateur pour séparer les deux voies. Dans notre application, les pertes entre l'émission et la réception du signal sont importantes et sont supérieures au niveau d'isolation du circulateur, typiquement de -15 dB . Devant ce défaut d'isolement et pour éviter la diaphonie, nous opterons donc pour une configuration à deux antennes cornets à large bande passante fréquentielle séparées de 1m, pour les voies d'émission et de réception.



II-13 : Antennes cornets à 3GHz espacées de 1m

Le traitement de signal

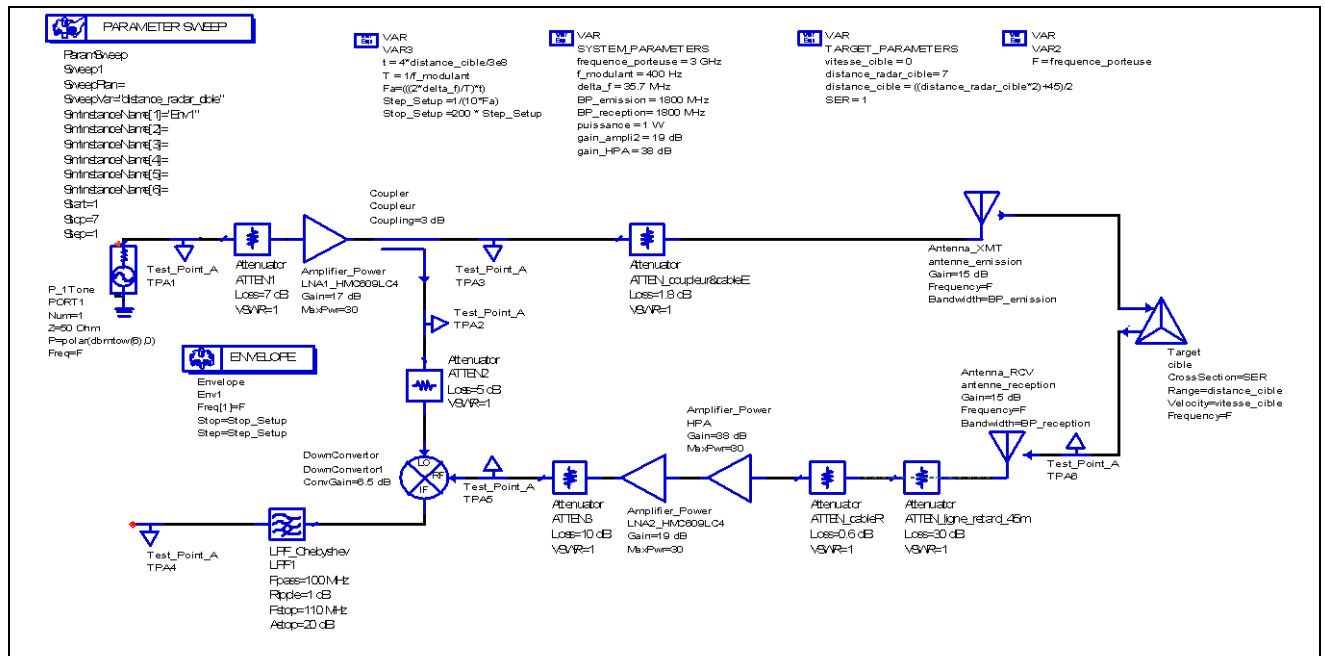
Cette partie analysera le signal de sortie radar, après un filtrage analogique et une amplification basse fréquence. Une conversion analogique numérique puis une transformée de Fourier (FFT) sont appliquées au signal de battement radar. Cette FFT est réalisée directement par l'oscilloscope portable (Picoscope 2205) [13]. Cet appareil permet une visualisation en temps réel du signal de battement radar, en temporel et en fréquence. Le réglage des niveaux d'échantillonnage et d'un deuxième filtrage numérique intégré à l'oscilloscope (filtre de Hanning) sont directement accessibles et configurables dans le menu du logiciel « Picoscope6 ».

Les 4 parties principales du radar décrites précédemment nécessitent au cours du montage du prototype radar d'un ensemble de composants passifs pour atténuer, coupler, isoler et filtrer le signal utile, reliés entre eux par des connecteurs et des câbles coaxiaux.

Réalisation et 1ère mesures sur cibles

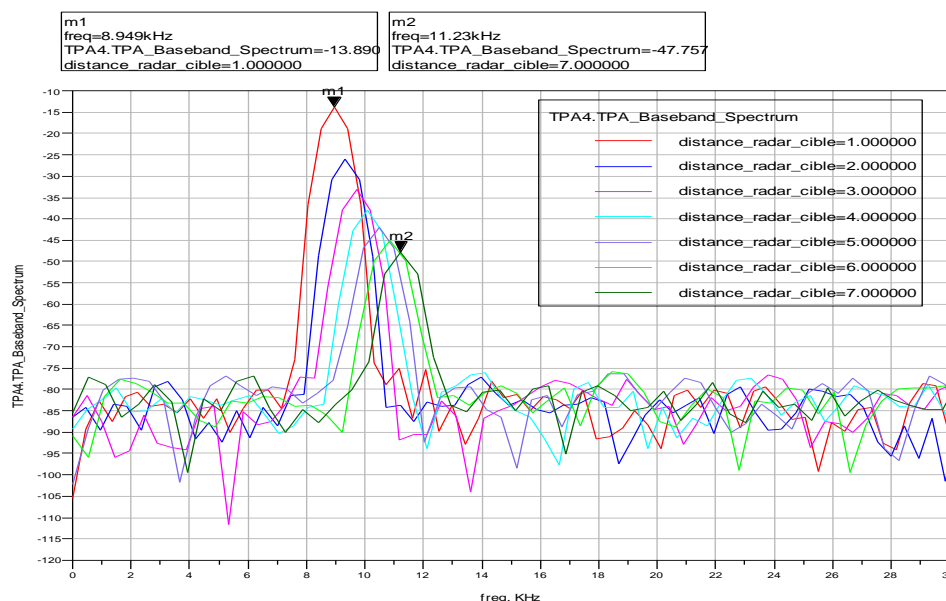
Pour évaluer les pertes sur une distance entre 20 et 30 mètres, le premier montage sera réalisé en y intégrant une ligne à retard de 45 m en réception et en interrogeant une cible à l'extérieur située entre 1 et 7 mètres du radar. La simulation, par le logiciel Advanced design System (ADS), nous montre les niveaux de puissances et la fréquence de battement attendus en fonction de la distance.

La simulation du système radar à 3GHz prendra en compte les caractéristiques des composants choisis pour évaluer en sortie, après filtrage, le niveau et la fréquence de battement de la cible interrogée.



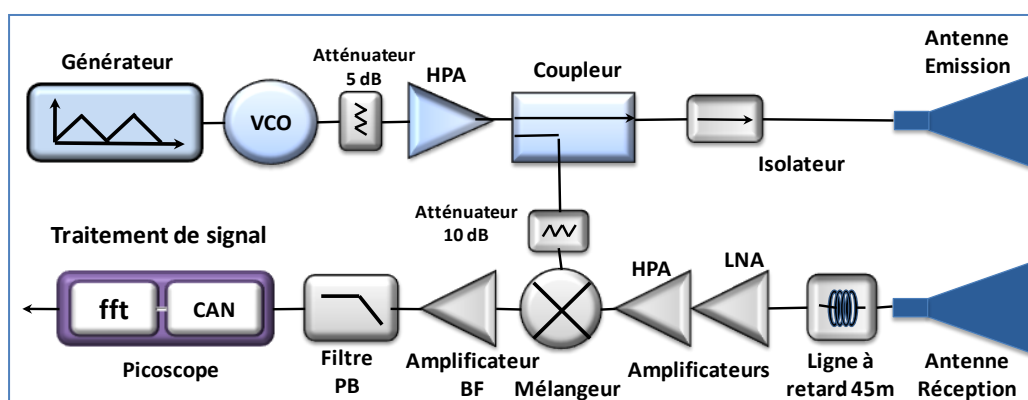
II-14 : Schéma de simulation du radar à 3GHz

Dans cette simulation, le niveau de la Surface Equivalente Radar de la cible est de 0dBsm.



II-15 : spectre du signal de battement radar simulé

En prenant en compte les gains des deux antennes cornets, le niveau minimal attendu du signal de la cible en sortie radar et après traitement est de -48dBm. Les puissances d'entrées du mélangeur ont été ajustées précisément, en atténuant de 10dB l'entrée OL et en vérifiant que le signal détecté par le radar et amplifié ne dépasse le point de compression de l'entrée RF du mélangeur (9dBm).



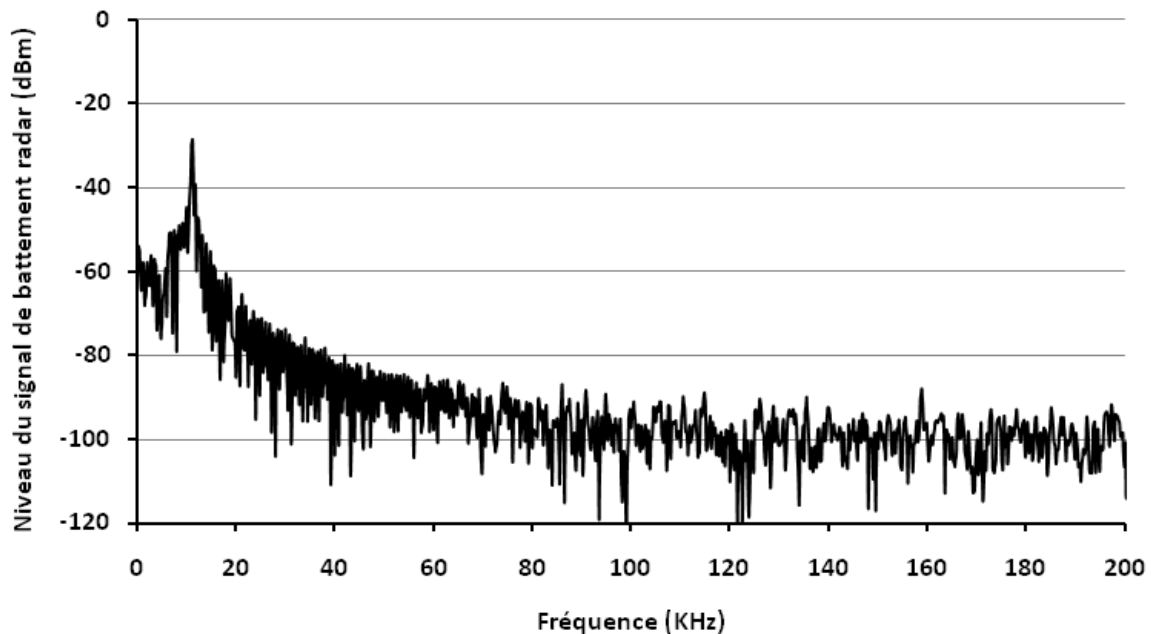
II-16 : Niveaux de puissances mesurées dans la chaîne radar

Le tableau 4 présente les valeurs d'amplitudes et de fréquences mesurées pour des distances comprises entre 27 et 31 mètre, valeurs auxquelles sera ajoutée 1,5m de câble coaxial de liaison entre les antennes et le radar.

Tableau II-4: Tableau des amplitudes et fréquence du signal de battement

Distance radar/cible (m)	Distance réelle radar/cible (m)	Amplitude max mesurée (dB)	Fréquence mesurée Hz	Fréquence théorique Hz
3	27	-26,5	10000	10281
4	28	-27	10200	10662
5	29	-27,5	10800	11043
6	30	-28,5	11200	11424
7	31	-32	11500	11804

Le spectre du signal de battement montré en figure 17 est représentatif d'une des mesures réalisées à l'extérieur du laboratoire, sur la figure 18. La raie de la cible, sur la figure 17 est bien identifiée sur le spectre du signal de battement radar. La distance de 6m donne une fréquence de battement de 11kHz.



II-17 : spectre de la fréquence de battement pour une distance de 6m

Ce spectre est la réponse expérimentale de la figure 18 réalisée à l'extérieur sur une cible de 1m².



II-18 : Expérimentation extérieure du radar

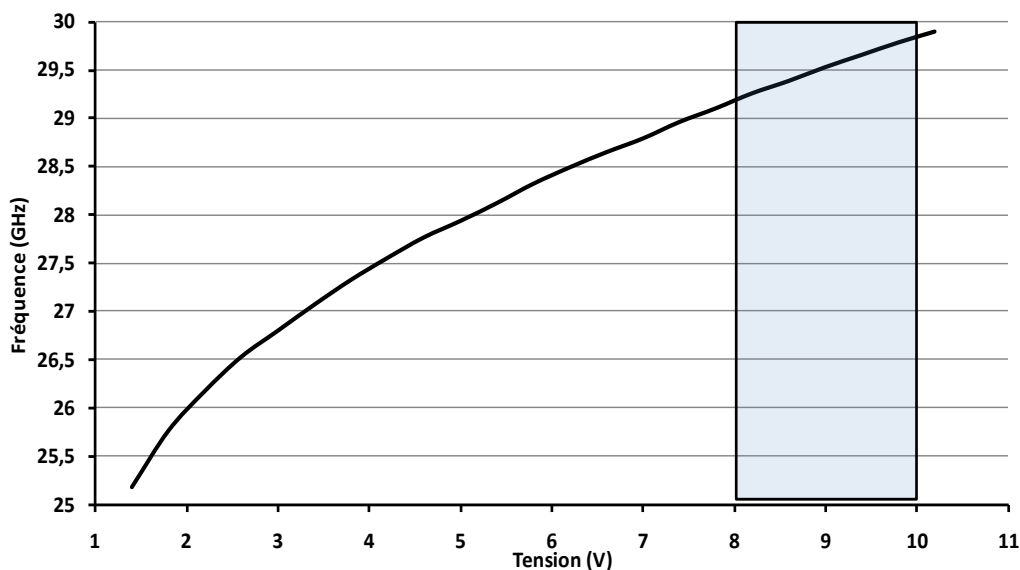
Ces premiers résultats sur le lecteur à 3GHz nous confortent dans l'architecture du système radar pour la réalisation d'un deuxième prototype dans la bande de fréquence Ka.

II.3.2 Le prototype radar à 30GHz

Le deuxième prototype radar dans la bande de fréquence Ka (de 26GHz à 30GHz) de 13 dBm de puissance d'émission est plus délicat à réaliser par le choix des caractéristiques précises des composants et de leurs montages. Ce radar comprend également quatre blocs constitués de l'émetteur, des antennes, du récepteur et de la partie traitement de signal.

L'émetteur

La source de l'émetteur est également composée d'un VCO. Nous optons pour un oscillateur contrôlable en tension de Hittite de référence HMC531LP dont la fréquence mesurée est comprise entre 13,6 et 15,3 GHz. Il a un bruit de phase de -98dBc/Hz @100KHz. Il est suivi d'un multiplieur de fréquence par deux HMC578LC3B.



II-19 : Fréquence du VCO après multiplication par 2

La puissance de sortie de 15 dBm typique du multiplieur, mesurée à 12 dBm, sera atténuée de 15 dB avant d'être réamplifiée par un amplificateur de puissance de 16 dB de gain (HMC 499LC4) pour atteindre à l'entrée de l'antenne 13dBm de puissance d'émission. La deuxième sortie du coupleur attaque l'entrée OL du mélangeur par une puissance de 9dBm (13dBm max admissible). Le signal de modulation en « toit » d'une période de 1ms, comme pour le radar à 3GHz, est fourni par le générateur de fonction Tecktronix AFG3022.

La réponse fréquentielle du VCO en fonction de la tension appliquée n'est pas linéaire sur toute la bande. Dans la bande 29,5 à 30,1 GHz réglée avec une tension d'offset de 9V et une amplitude de 2Vpp du signal modulant, la fréquence est relativement linéaire.

Le récepteur

Le récepteur du radar convertit la fréquence du signal rétrodiffusé de la cible en une fréquence basse via un mélangeur HMC329LC3B. Ce signal est amplifié avant cette conversion par un amplificateur faible bruit HMC341LC3B de 13 dB de gain puis par un amplificateur de puissance HMC499LC4 de 16dB de gain.

A la sortie du mélange le signal basse fréquence sera amplifié puis filtré, par un filtre passe bas, avant son traitement de signal. L'amplificateur BF est réalisé autour du circuit AD8033ARZ de Farnell [14], pour un gain en tension de 10.

Les antennes

Plusieurs antennes sont utilisées par ce radar suivant le type d'expérience réalisée sur les capteurs. Pour des portées courtes, deux antennes cornets large bande sont reliées à l'émetteur et au récepteur, photo 20(a) [15]. Elles seront séparées de 17 cm.

Pour des portées plus importantes, de quelques dizaines de mètres, une antenne parabolique remplacera l'antenne cornet à l'émission, photo 20(b). L'étroitesse du lobe principal de ce type d'antenne parabolique à fort gain est déterminante lors d'une détection de cible. Elle influera directement la résolution angulaire dans un réseau de capteur.

L'antenne parabolique de 35 dBi de gain a une largeur du lobe principal de 1m pour une distance de 30m. L'angle d'ouverture à -3 dB est de 2 degrés [16].



II-20 : (a) Antennes cornets ; (b) parabole

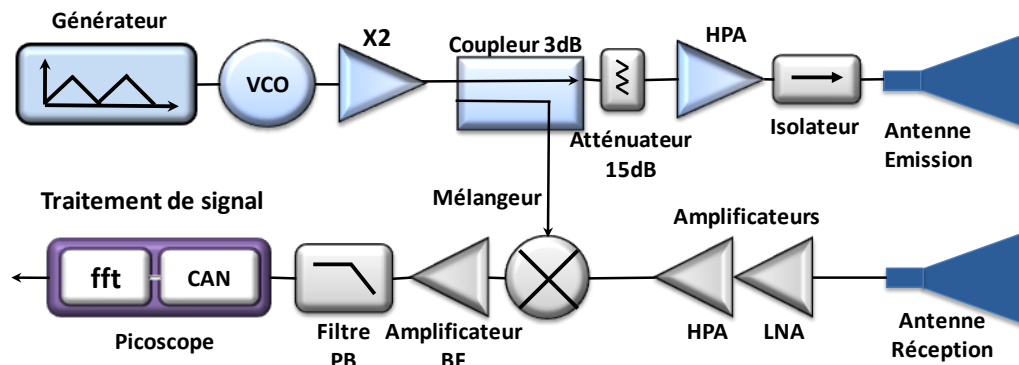
Le traitement de signal

Après le filtrage analogique passe bas dans une bande inférieure à 1MHz le signal de battement est convertit numériquement avant l'application d'une FFT au sein de l'oscilloscope « Picoscope ». Le signal de battement radar est visualisé au travers du logiciel « Picoscope6 » en fréquence et en tension.

Réalisation et 1ère mesures sur cibles

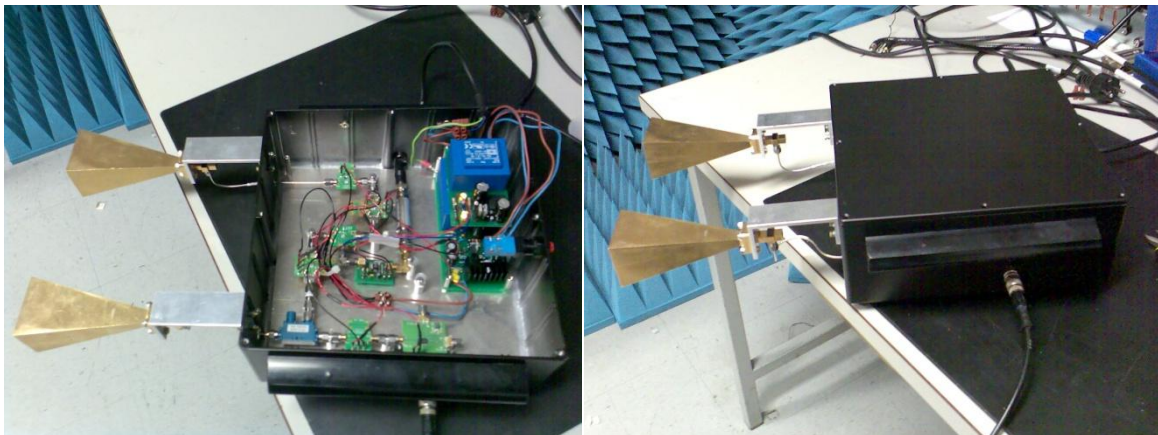
Le schéma synoptique du radar est présenté à la figure 21. Un ensemble de composants comme des atténuateurs, isolateurs sont placés dans la chaîne pour rendre plus stable et optimiser les niveaux de puissance pour un bon fonctionnement des voies du radar.

L'architecture de cette chaîne radar n'est pas définitive. Elle pourra être modifiée par placement d'un ou deux amplificateurs dans la chaîne d'émission afin d'adapter une puissance émise de 10 à 20 dBm à une configuration expérimentale en salle où à l'extérieur du laboratoire, pour des courtes ou longues distances. Cette modification aura un impact sur le niveau de puissance à l'entrée OL du mélangeur que l'on devra abaisser suivant la situation de l'expérimentation.



II-21 : Schéma synoptique du radar à 30 GHz

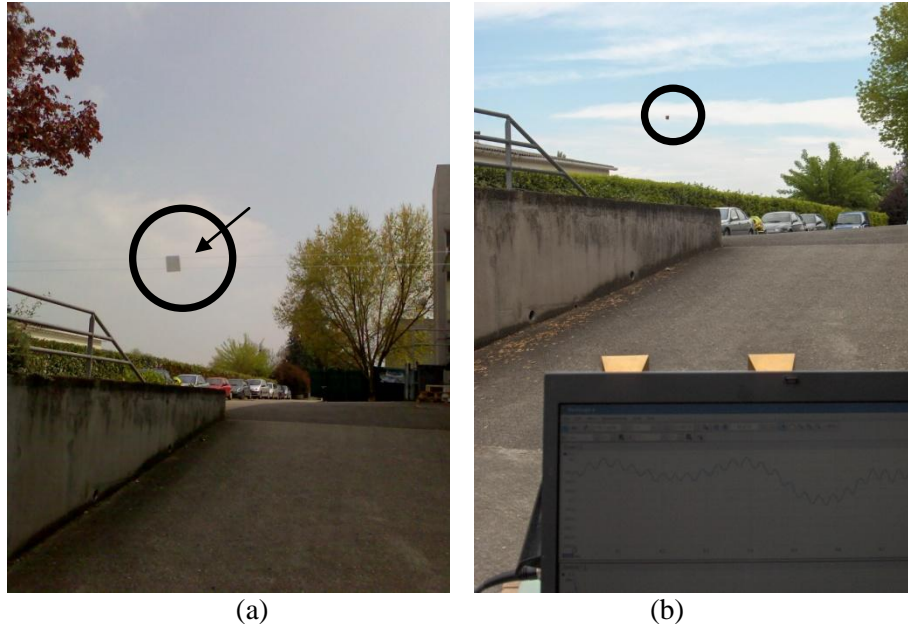
Tous les éléments de la chaîne radar sont assemblés dans un boîtier métallique (figure 22).



II-22 : Photos du radar

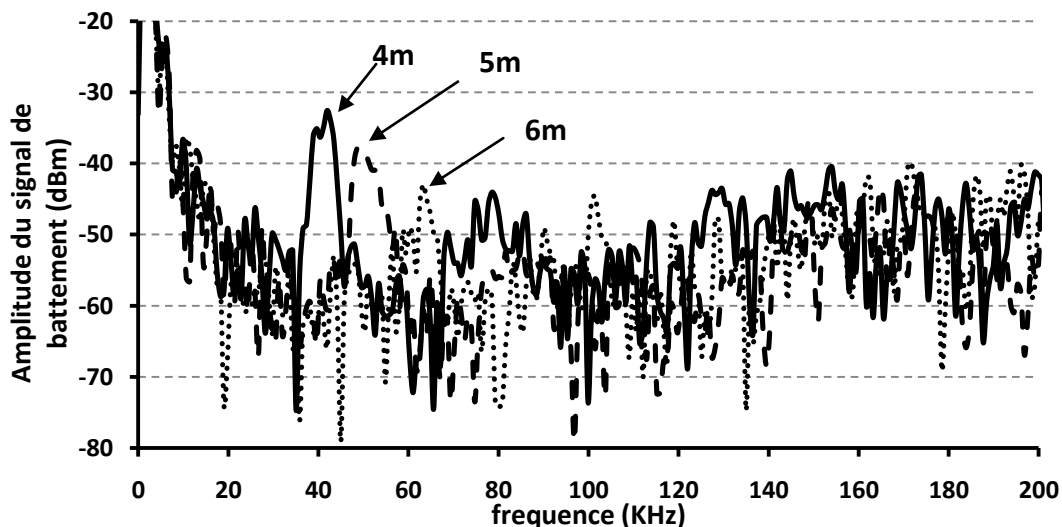
Les alimentations des composants sont réalisées sur deux cartes afin de fournir 10 tensions pour un courant total de 1,5A. Les antennes cornets sont fixées sur une face du bloc pour que l'ensemble du radar soit transportable.

La première mesure de détection radar FMCW millimétrique fut réalisée à l'extérieur en espace libre, avec une cible d'aire 1cm^2 équivalent à une SER de -30 dBsm . La distance de mesure est comprise entre 4m et 6m. La cible présentée sur la figure 23(a) est suspendue en hauteur et face au radar sur la figure 23(b). L'environnement proche de la mesure est propice au multitrajet de l'onde radar et donc à un niveau de bruit ambiant qui est détectable sur le spectre de battement.



II-23 (a) Positionnement de la cible de 1cm^2 (carré dans le cercle) ; (b) le radar et la cible

La bande de fréquence radar est comprise dans la partie linéaire du VCO, entre $29,7\text{GHz}$ et 29GHz soit une excursion de 700MHz pour une résolution en profondeur de 21cm . le signal modulant à une période de 1KHz . Sur le relevé du spectre de la sortie radar, de la figure 24, nous constatons un décalage de la fréquence de battement représentatif de la détection de la cible à plusieurs distances du lecteur. L'amplitude décroît avec la portée radar et atteint son minimum, au seuil du bruit ambiant de -45dBm , pour une distance de 7m . Ce palier monte à -40dBm , pour des distances supérieures à 12m .



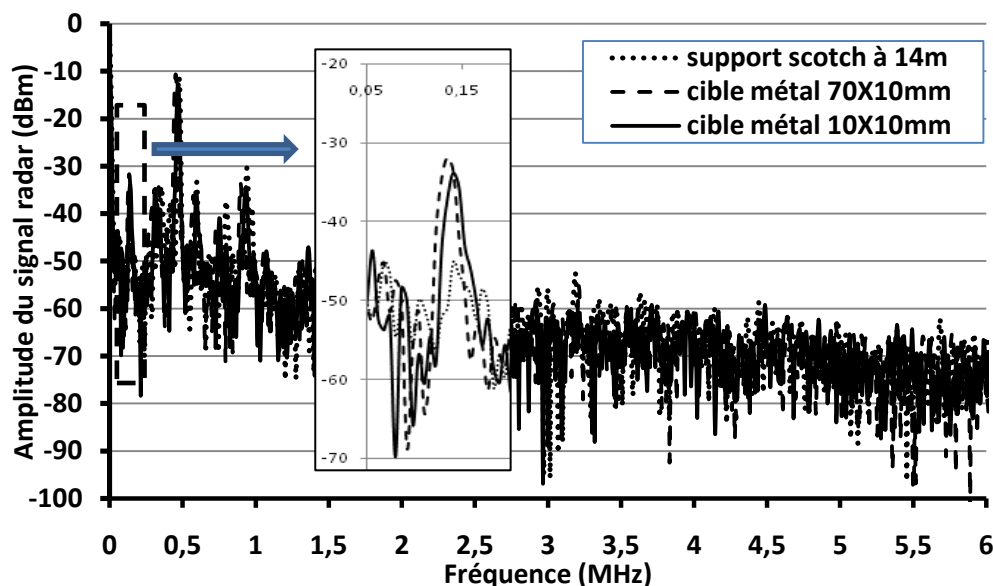
II-24 : Spectre du signal de battement radar à 3 distances

D'autres mesures ont été réalisées pour des portées radar plus grandes avec des cibles de différentes tailles. Ces cibles sont des bandes métallisées de 7cm^2 et 1cm^2 placées sur un morceau de scotch entre deux fils, positionnées à hauteur du radar à une distance de 14 m. Nous remplacerons l'antenne cornet d'émission par une antenne parabolique de 35 dBi de gain afin d'améliorer les niveaux de détection de 21dB.



II-25 : Le radar avec une antenne parabolique (émission) et une antenne cornet (réception)

Nous constatons une variation du niveau du signal de battement radar suivant le type de cible mesurée. La fréquence de battement pour une distance de 14 m est de 140 KHz avec une incertitude de mesure de 5KHz qui correspond à une incertitude sur la distance de 60cm. Le niveau du signal de la cible de 1cm^2 est de -32 dBm et l'écart de mesures avec son seul support est de 14 dB.

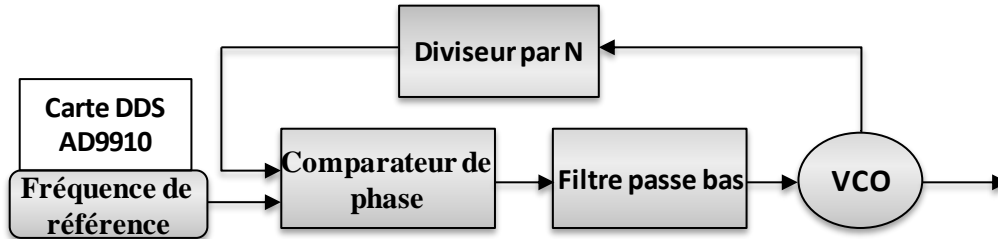


II-26 : Spectre du signal radar pour une distance de 14m

A une distance de 14 m, une détection d'une cible passive de valeur de SER de -30dBsm est donc possible avec ce radar FMCW. Nous constatons également que la mesure en espace libre, dans cette configuration de l'expérience, diminue le niveau du palier spectral à -60dBm par rapport aux précédentes mesures (figure 24).

Linéarisation du VCO

Des corrections sont apportées à ce radar pour améliorer la linéarité de la réponse tension/fréquence du VCO [17]-[18]-[19]. La technique utilisée est une correction du VCO par une boucle à verrouillage de phase. Cette PLL (Phase Locked Loop) permet d'asservir la phase d'un oscillateur local à celle d'un signal extérieur.



II-27 : Schéma synoptique de la PLL

Comme le montre la figure 27, une boucle à verrouillage de phase se compose d'un oscillateur qui génère une référence stable. Il s'agit d'une des entrées au niveau du détecteur de phase. L'autre entrée provenant d'un VCO dont la fréquence est divisé par N. Le détecteur compare les phases du signal de référence et du signal venant du diviseur pour donner un courant de sortie proportionnel à l'écart détecté. Ce courant est ensuite multiplié par l'impédance du filtre. La tension d'entrée aux bornes du VCO est donc une tension d'ajustement, proportionnelle à la variation de phase, qui tend à stabiliser la fréquence de sortie de l'oscillateur.

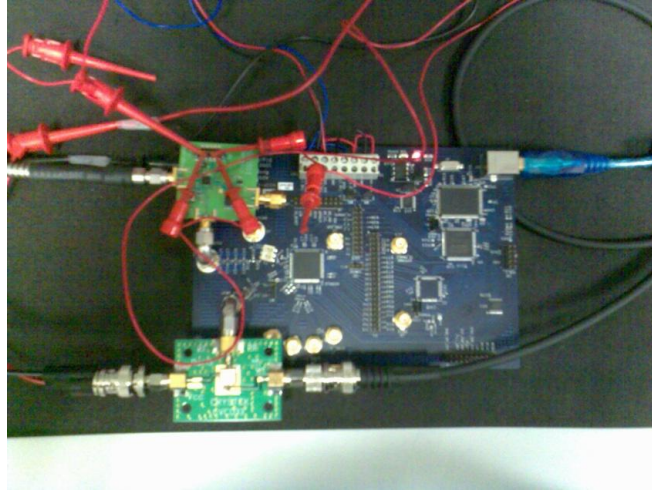
La fréquence de référence est imposée par un synthétiseur numérique du commerce de référence AD9910 d'Analog Devices monté sur carte [20]. Il possède un accumulateur de 32 bits, un convertisseur de sortie de 14 bits et une fréquence de travail maximale de 400MHz. La résolution fréquentielle est définie par l'équation 24, avec p, le pas incrémental de l'accumulateur et une fréquence d'horloge F de 1GHz fournit par un VCO de marque Crystek. La résolution fréquentielle est de 23mHz.

$$F = \left(\frac{p}{2^{32}} \right) F_{Horloge} = 23mHz \quad (24)$$

La carte AD9910 peut également générer un signal en modulation de fréquence en dent de scie utile à notre application radar. Elle sera directement reliée à l'ensemble d'une PLL que constitue le composant HMC535LC4 de Hittite. Cette PLL présente une fréquence de sortie comprise entre 14,7GHz et 15,4GHz. Avec un diviseur de 64, la fréquence de référence doit donc avoir une excursion de 10MHz pour une fréquence initiale de 230 MHz. Le bruit de phase de cette PLL est de -110dBc/Hz @100kHz.

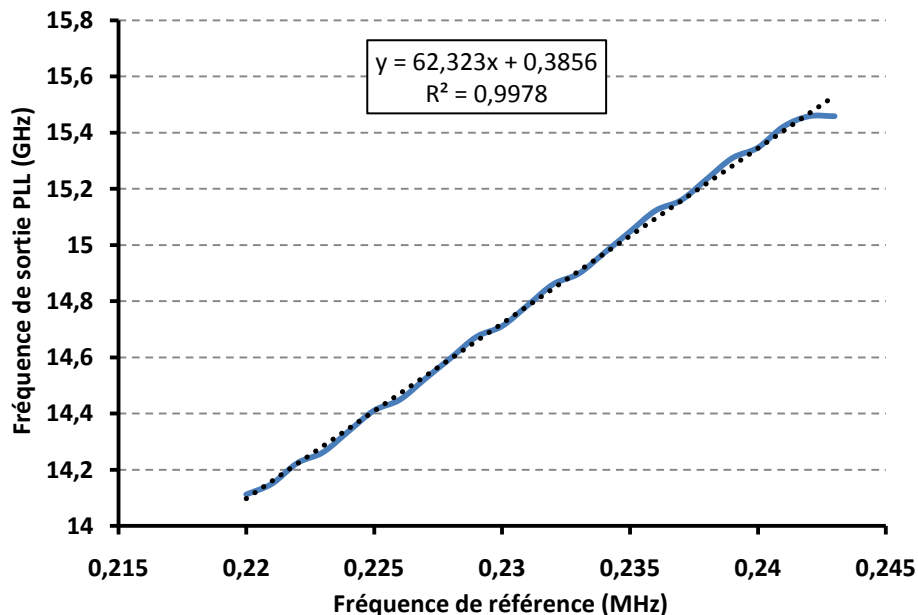
Nous appliquerons ces différentes valeurs dans le logiciel dédié à la configuration de la carte DDS.

Après calcul, la période du signal modulant est de 80ms. Cette période est très forte en comparaison de la valeur de 1ms prise à l'origine pour le radar FMCW. Son effet a pour conséquence de diminuer la fréquence de battement radar, dans une partie du spectre généralement très bruitée. L'excursion fréquentielle linéaire du VCO sera par contre fortement augmentée, améliorant ainsi la résolution en profondeur de la détection.



II-28 : la carte DDS 9910 avec l'horloge et la PLL

Nous mesurons bien des fréquences de 14,1 GHz et 15,4 GHz à la sortie de la PLL pour des fréquences correspondantes de la carte DDS de 220 MHz et de 241 MHz. Comme montre la figure 29, sur cette échelle de 1,3 GHz, le VCO présente une réponse fréquentielle sous forme de droite avec une puissance de sortie de 9dBm et une période du signal modulant de 80 ms.



II-29 : Courbe de réponse de la PLL (trait plein) avec la courbe affine y de tendance (pointillés)

La linéarité de la courbe de la PLL a été comparée à une fonction affine $y=ax+b$ afin de déterminer le coefficient de corrélation.

II-5 : valeurs statistiques de la réponse fréquentielle de la PLL

La valeur d'erreur type correspondant au coefficient a	62,323	0,386	La valeur d'erreur type correspondant au coefficient b
écart-type de la fréquence de référence	0,619	0,143	écart-type de la fréquence de sortie
coefficient de corrélation R^2	0,998	0,021	Erreur type pour la valeur estimée de la fréquence de sortie (écart type des résidus)

Le coefficient de corrélation de 0,998 est très proche de 1 avec une erreur type de la fréquence de sortie de 0,021GHz soit 0,14% de 15GHz. La courbe de la PLL est donc relativement linéaire.

En multipliant la fréquence par deux, l'excursion de 2,6 GHz donne une résolution de 6cm, donnée acceptable pour rendre possible la réalisation futur de lignes à retard pour la configuration en réseau de capteurs passifs (Chapitre IV).

Deux cartes électroniques ont été de nouveau conçues pour regrouper l'ensemble des alimentations des composants du radar et de la carte DDS.

Traitement du signal de battement : Méthode de Welch

La détection radar des capteurs est sensible au bruit engendré par les composants du lecteur et de l'environnement extérieur proche du système. Pour améliorer la sensibilité de cette mesure, il est nécessaire, en parallèle de l'optimisation du montage radar, de développer des algorithmes de traitement de signal sur l'écho des capteurs mesurés [21]-[22].

Ce traitement consiste donc à retrouver la fréquence du signal de battement du radar FMCW à partir du signal temporel observé.

D'une part nous avons traité le signal temporel sans filtrage, puis avec un filtre passe bande, pour tenter d'éliminer le bruit autour de la fréquence de la détection d'une cible. Différents types de filtres ont été appliqués au signal pour évaluer le plus favorable à l'application.

Un deuxième traitement de signal est ensuite réalisé par l'algorithme de Welch (Annexe A). Son rôle est de permettre une bonne estimation de la fréquence de détection de la cible à partir du signal radar temporel. Cet estimateur est simple à mettre en place et donne des résultats de mesures en temps réel. Cet algorithme est fondé sur la méthode du périodogramme qui estime la densité spectrale de puissance P d'un signal S échantillonné de durée finie de longueur N .

$$P = \frac{|FFT(S)|^2}{N} \quad (25)$$

Pour mieux séparer le signal du bruit, la longueur d'un signal est divisée en un certain nombre de blocs sur lesquels le périodogramme simple est appliqué successivement. La moyenne des différents périodogramme est ensuite calculée.

La méthode Welch utilise le principe du périodogramme moyenné mais avec une fenêtre de forme rectangulaire glissant sur le signal, d'échantillon en échantillon.

Un programme Matlab a été réalisé pour appliquer ce traitement de signal directement à la sortie de l'oscilloscope numérique, le Picoscope 2205 (Annexe B).

II.4 Conclusion

Les radars dans la bande S et Ka sont bien réalisés et les premières mesures sur des cibles de faible surface nous confortent pour la suite de l'étude. De l'équation radar qui prend en compte les caractéristiques typiques de composants utilisés dans un radar FMCW (facteur de bruit F des amplificateurs, des gains des antennes, des niveaux des puissances émises, du rapport S/N, de la bande fréquentielle du récepteur) les puissances émises pour des portée de 20m puis de 30m ont été évaluées à 33dBm et 40dBm. Ces niveaux de puissance sont très forts. L'utilisation d'une antenne de fort gain (35dBi), comme l'antenne parabolique, a permis de disposer d'une puissance d'émission de 10dBm pour détecter une cible de 1cm² à 14m.

Pour des portées plus grandes, la cible devra rétrodiffuser le signal radar à un niveau plus important. Son niveau de SER devra donc augmenter.

Les cibles qui vont être étudiées dans le prochain chapitre, ne sont plus de simples surfaces. Ce sont des composants dont le niveau de la rétrodiffusion varie en fonction de la mesure physique détectée. Leurs SER sont donc variables et ces modifications de grandeurs physiques sont susceptibles d'être détectées par le radar. Cette SER sera également dépendante du gain de l'antenne connectée au capteur. C'est sur le niveau de ce gain d'antenne que la portée de 30m pourra finalement être atteinte.

Références

- [1] S. Piper, "Receiver frequency resolution for range resolution in homodyne FMCW radar," in Telesystems Conference, 1993. 'Commercial Applications and Dual-Use Technology', Conference Proceedings., National, p. 169-173, 1993.
- [2] E. Knott, J. F. Schaeffer, et M. T. Tuley, Radar Cross Section, 2 éd. SciTech Publishing Inc, 2004
- [3] J. Colin, Le radar. Théorie et pratique. Ellipses Marketing, 2002
- [4] M. Skolnik, Radar Handbook, Third Edition, 3 éd. McGraw-Hill Professional, 2008.
- [5] L. Ippolito, "Radio propagation for space communications systems," Proceedings of the IEEE, vol. 69, n°. 6, p. 697-727, 1981.
- [6] <http://www.itu.int/ITU-T/index-fr.html>
- [7] L. Thourel, Initiation aux techniques modernes des radars. Cepadues, 1982.
- [8] M.M. Jatlaoui, P. Pons, H. Aubert 'Pressure Microsensor Based On Radio Frequency Transducer' International Microwave Symposium, Atlanta, 15-20 June, 2008-10-24
- [9] N. Galin et al., "2 – 8 GHz FMCW radar for estimating snow depth on antarctic sea ice," in Radar, 2008 International Conference on, p. 276-281, 2008.
- [10] Jing Chunguang et Yang Xiaobo, "A front-end of FMCW anticollision radar," in Microwave and Millimeter Wave Technology, 2000, 2nd International Conference on. ICMMT 2000, p. 568-571, 2000.
- [11] <http://www.hittite.com/>
- [12] <http://www2.tek.com/cmswpt/psdetails.lotr?ct=PS&cs=psu&ci=13567&lc=FR>
- [13] <http://www.picotech.com/oscilloscope.html?source=Google>
- [14] <http://fr.farnell.com/>
- [15] <http://www.miwv.com/>
- [16] <http://www.satimo.com/>
- [17] A. Stove, "Linear FMCW radar techniques," Radar and Signal Processing, IEE Proceedings F, vol. 139, n°. 5, p. 343-350, 1992.
- [18] M. Pichler, A. Stelzer, et C. Seisenberger, "Modeling and simulation of PLL-based frequency-synthesizers for FMCW radar," in Circuits and Systems, 2008. ISCAS 2008. IEEE International Symposium on, p. 1540-1543, 2008.
- [19] S. Scheibelhofer, S. Schuster, et A. Stelzer, "High-Speed FMCW Radar Frequency Synthesizer With DDS Based Linearization," Microwave and Wireless Components Letters, IEEE, vol. 17, n°. 5, p. 397-399, 2007.
- [20] <http://www.analog.com/en/rfif-components/direct-digital-synthesis-dds/ad9910/products/product.html>
- [21] M. Pichler, A. Stelzer, et C. Seisenberger, "Modeling and simulation of PLL-based frequency-synthesizers for FMCW radar," in Circuits and Systems, 2008. ISCAS 2008. IEEE International Symposium on, p. 1540-1543, 2008.
- [22] C. Wagner, A. Stelzer, et H. Jager, "PLL Architecture for 77-GHz FMCW Radar Systems with Highly-Linear Ultra-Wideband Frequency Sweeps," in Microwave Symposium Digest, 2006. IEEE MTT-S International, p. 399-402, 2006.

Chapitre III

Etude de la Surface Equivalente Radar

III. Etude de la Surface Equivalente Radar

La grandeur qui caractérise le degré de réflectivité d'une cible soumise au champ électromagnétique de l'onde radar est appelée Surface Equivalente Radar (SER).

Par définition, la SER correspond à une surface d'une cible fictive qui, illuminée par une densité de puissance identique à celle d'une cible réelle, rétrodiffuserait un écho de même puissance que celui reçu réellement par le récepteur [1].

Dans notre étude, cette SER est donc sensible à une surface fictive du capteur. Pour que la variation de mesure faite par le capteur puisse être mesurée par le radar, le changement du niveau de SER implique une modification géométrique ou un changement des propriétés électromagnétiques de la cellule de mesure. La variation de surface du capteur en fonction d'une mesure physique est impossible sur les types de capteurs réalisés. Leurs tailles de quelques millimètres carrés sont beaucoup trop faibles pour le type d'interrogation radar que nous souhaitons. La solution consiste à utiliser les propriétés électromagnétiques des capteurs passifs de pression et de gaz réalisés.

La transduction Radio Fréquence de ces capteurs fut conçue pour que la quantité physique qu'ils mesurent soit corrélée à un décalage fréquentiel dans leurs réponses, en transmission ou en réflexion. Ainsi, pour chaque position fréquentielle de la fréquence de résonance des capteurs correspond une valeur de pression ou de présence de gaz.

Ce changement des propriétés de la cellule à la détection de pression ou de gaz va avoir également une influence sur l'impédance d'entrée du capteur. Toute détection entraînera donc une modification du niveau du coefficient de réflexion du port du capteur connecté à l'antenne, dans une échelle de valeurs absolues comprises entre 0 et 1.

Ces deux valeurs extrêmes expriment que l'onde radar est soit totalement absorbée soit totalement rétrodiffusée par la cible. La variation de mesure aura donc un impact direct sur le niveau de puissance de l'écho de la cible et donc de sa SER.

Dans le chapitre précédent, nous avons présenté la capacité du prototype radar FMCW à détecter des cibles réduite de 1cm^2 sur une portée de 14 m. L'étude décrite dans ce chapitre, montre que ce radar FMCW est capable de détecter une antenne chargée par un capteur sur des distances supérieures à 20 m. Cette portée va dépendre essentiellement du niveau de rétrodiffusion de la cible, donc de sa Surface Equivalente Radar. Nous comprenons que pour une SER forte, à un niveau de puissance constant en émission et en réception radar, nous aurons une grande portée et inversement. Mais pour le système, une SER forte ne signifie pas pour autant une précision des mesures de pression ou de gaz. La notion de sensibilité apparaît comme une caractéristique primordiale du système. Elle sera donc étudiée en parallèle de la portée radar et de la SER, caractéristiques qui sont dépendantes des impédances d'entrées du capteur.

Quelques notions théoriques sur la SER de ces cellules seront abordées avant de réaliser une série de mesures radar à distance, des capteurs de pression et de détection de gaz.

III.1 Schéma électrique du capteur avec son antenne

Le capteur est assimilé à une charge connectée à sa propre antenne [2]. Lorsque cette charge n'est pas adaptée à l'antenne, une partie de l'énergie de l'onde incidente émise par le radar et que reçoit le capteur est re-rayonnée. Cette quantité de rayonnement réémis est fonction du courant et de la puissance fournie à l'antenne de la cible. Leurs niveaux seront évalués sur la base des caractéristiques du schéma équivalent de la cible présentée sur la figure 1.

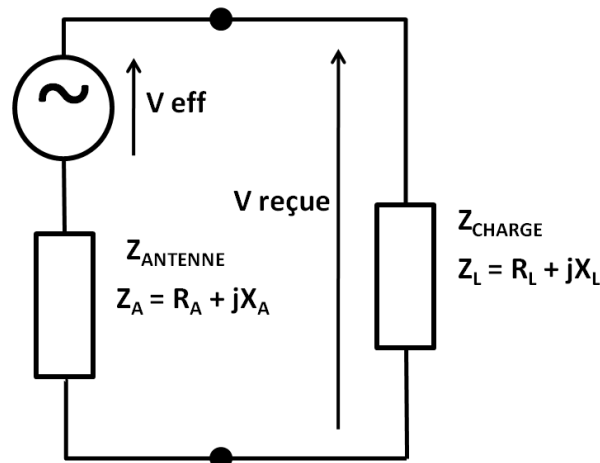


Figure III-1. Schéma équivalent de la cible

Ce circuit est composé de trois éléments :

- Un générateur de Thévenin représentant l'antenne est composé d'une source de tension V_{eff} avec son impédance interne Z_A . Le courant circulant dans le circuit est le courant induit par le rayonnement électromagnétique radar.
- une charge externe Z_L , connectée aux bornes du générateur, représente le capteur ou tout autre circuit électronique passif.
- Une liaison entre l'antenne et la charge. Celle-ci est soit inexistante soit de très courte longueur au regard de la longueur d'onde de 1cm du circuit lorsque le capteur est directement relié à son antenne. Dans le cas d'une liaison de grande longueur, par exemple un câble coaxial, ses propriétés RF seront prise en compte dans le calcul du circuit de la cible.

Le schéma électrique équivalent de la cible nous montre que les impédances complexes de l'antenne et du capteur vont intervenir dans le calcul de la SER totale détectée par le radar.

III.2 SER structurale et SER de mode antenne

Une formulation donnée par Hansen [3], par l'équation 26, montre l'existence de deux paramètres de SER intervenant dans deux modes, le mode de structure et le mode antenne qui définissent la SER totale d'une cible.

$$\sigma = \left| \sqrt{\sigma_S} - (1 - \Gamma_A) \sqrt{\sigma_A} e^{j\phi} \right|^2 \quad (26)$$

$$\Gamma_A = \frac{Z_A - Z_L}{Z_A + Z_L} \quad (27)$$

- la SER de mode de structure σ_S : C'est la SER totale lorsque la charge de l'antenne est fermée sur un court-circuit (coefficient de réflexion de 1).

D'après Hansen, la SER de mode de structure n'est pas vue par le radar comme une surface géométrique de l'antenne. C'est une référence de base de son équation définissant la SER lorsqu'une antenne est chargée avec un court-circuit.

Une autre formulation de la SER d'une cible (équation 28) utilise une charge adaptée comme référence pour le calcul du mode de structure. Cette équation sera avantageusement utilisée dans la suite du chapitre, pour le calcul de la SER totale des cibles.

- La SER de mode d'antenne σ_A : Celle-ci est intégrée à la partie corrective de la SER totale. Elle est fonction du coefficient de réflexion de la charge et de la phase Φ avec la SER de mode de structure.

La SER totale de la cible est décrite par des équations récapitulées dans le tableau 1, suivant le type de charge connectée.

Tableau III-1 : SER en fonction de la charge RL

R_L	Γ_A	SER	Observations
R_A	0	$\sigma = \left \sqrt{\sigma_S} - \sqrt{\sigma_A} e^{j\phi} \right ^2$	
0	1	$\sigma = \sigma_S$	$\sigma_{structurale}$
∞	-1	$\sigma = \left \sqrt{\sigma_S} - 2\sqrt{\sigma_A} e^{j\phi} \right ^2$	

Une autre formulation de la SER pourra également être utilisée pour la suite de l'étude des capteurs par l'équation 28 avec Z_A l'impédance complexe de l'antenne et Z_L celle du capteur. Ici, la référence de SER n'est plus un court-circuit mais une charge adaptée [4]-[5].

$$\sigma = \frac{\lambda^2 G_A^2}{\pi} \frac{R_A^2}{|Z_A + Z_L|^2} \quad (28)$$

Lorsqu'une charge adaptée est connectée à une antenne, l'énergie de l'onde reçue par la cible est en grande partie absorbée par cette charge. La forme géométrique de l'antenne, son matériau et son orientation par rapport au radar permettent une rétrodiffusion d'une infime partie de cette énergie.

Pour une charge accordable avec l'antenne, la SER est définie par l'équation 29.

$$\sigma = \frac{\lambda^2 G_A^2}{\pi} \frac{R_A^2}{(R_A + R_L)^2} \quad (29)$$

Cette SER dépendra également des charges connectées à l'antenne (tableau 2).

Tableau III-2 : SER en fonction de la charge RL

R_L	SER	Observations
R_A	$\sigma = \frac{\lambda^2 G_A^2}{4\pi}$	$\sigma_{structurale}$
0	$\sigma = \frac{\lambda^2 G_A^2}{\pi}$	
∞	$\sigma = 0$	

Nous avons donc deux modes décrivant la SER d'une cible, un mode de structure et un mode d'antenne qui seront mesurés à distance. Pour calculer ces SER avec les signaux relevés sur la sortie radar, nous appliquerons les deux équations 30 et 31 faisant intervenir les rapports de puissances mesurées et la valeur d'une SER de référence σ_0 , d'un trièdre ou d'une sphère métallique.

$$\sigma_S = \sigma_0 \left| \frac{E_S}{E_0} \right|^2 = \sigma_0 \left| \frac{P_S}{P_0} \right| \quad (30)$$

$$\sigma_A = \sigma_0 \left| \frac{E_A}{E_0} \right|^2 = \sigma_0 \left| \frac{P_A}{P_0} \right| \quad (31)$$

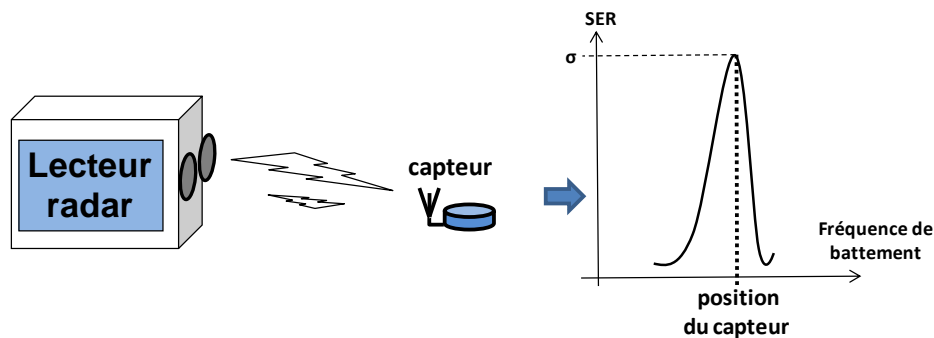
Toute la formulation précédente est utilisée dans la suite de l'étude sur la caractérisation en termes de portée et de sensibilité du système radar/capteur et dans la partie « mesures » où nous comparons les SER théoriques aux SER mesurées des capteurs de pression et de détection de gaz.

III.3 Etude de la SER appliquée aux capteurs

Les niveaux de Surface Equivalente Radar (SER) des capteurs, déduites de leur variations d'impédance, sont représentatifs des niveaux de mesures de pression et de détection de gaz.

La figure 2 nous montre que la détection du capteur sur signal de battement radar est décrite par les paramètres suivants.

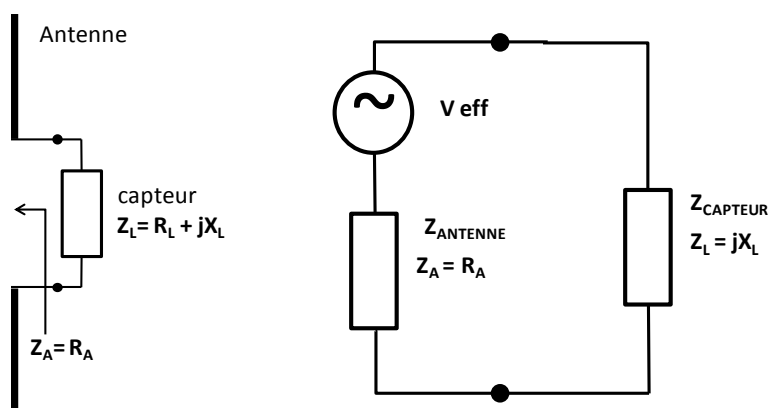
- La fréquence de battement du pic de détection nous donne la position du capteur par rapport au radar car elle est fonction du retard de transmission entre l'émission et la réception après réflexion sur la cible. C'est un paramètre déterminant dans l'identification de capteurs au sein d'un réseau sans fil.
- L'amplitude de la raie fréquentielle est l'image du niveau de SER détectée. Toute variation de la grandeur physique détectée par le capteur comme la pression ou la détection de gaz, est mesurable par l'amplitude de cette raie.



III-2 : Signal de battement de l'interrogation radar

III.3.1 1^{er} Cas d'étude

Dans le cadre de cette première étude, nous considérons un système idéal où l'antenne est purement radiative et le capteur de charge Z_L une réactance pure. Pour évaluer la variation de la Surface Equivalente Radar du capteur en fonction de la mesure physique qu'il détecte, considérons le schéma équivalent du capteur suivant.



III-3 : schéma équivalent du capteur $Z_L = jX_L$ avec son antenne

La SER

La résistance d'antenne, $Z_A = R_A$ est connectée au capteur de réactance pure $Z_L = jX_L$. Cette partie réactive est variable suivant la grandeur physique détectée par la cellule de mesure. La Surface Equivalent Radar σ du capteur, dépendant des paramètres de charge, sera donc également variable et sera exprimée en fonction des paramètres de gain de l'antenne et de la longueur d'onde du signal de transmission.

$$\sigma = \frac{\lambda^2 G_{\text{capteur}}^2}{\pi} \cdot \frac{R_A^2}{R_A^2 + X_L^2} \quad (32)$$

La valeur maximale de SER, exprimée sur la longueur d'onde au carré, est atteinte pour une réactance nulle. Par exemple, pour un gain de l'antenne de 0 dBi, ce niveau atteint 0,32.

$$\frac{\sigma_{\max}}{\lambda^2} = \frac{G_{\text{capteur}}^2}{\pi} \quad (33)$$

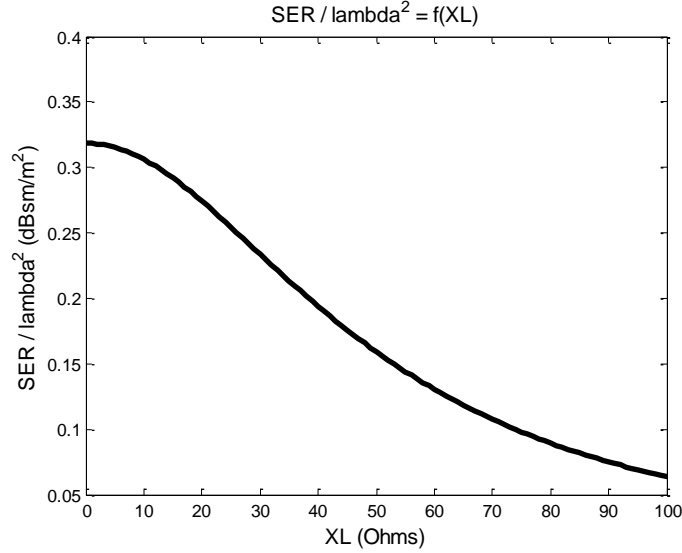


Figure III-4: courbe de la SER en fonction de la charge X_L

La portée radar

La portée entre le lecteur et le capteur, exprimée sur la longueur d'onde, est définie comme la racine quatrième du rapport des puissances d'émission et de réception du signal et fonction des caractéristiques de charge de la cible et des gains des antennes utilisées.

$$\left(\frac{D}{\lambda}\right)^4 = 4 \frac{G_{\text{radar}}^2 G_{\text{capteur}}^2}{(4\pi)^4} \cdot \frac{P_{\text{émise}}}{P_{\text{reçue}}} \cdot \frac{R_A^2}{R_A^2 + X_L^2} \quad (34)$$

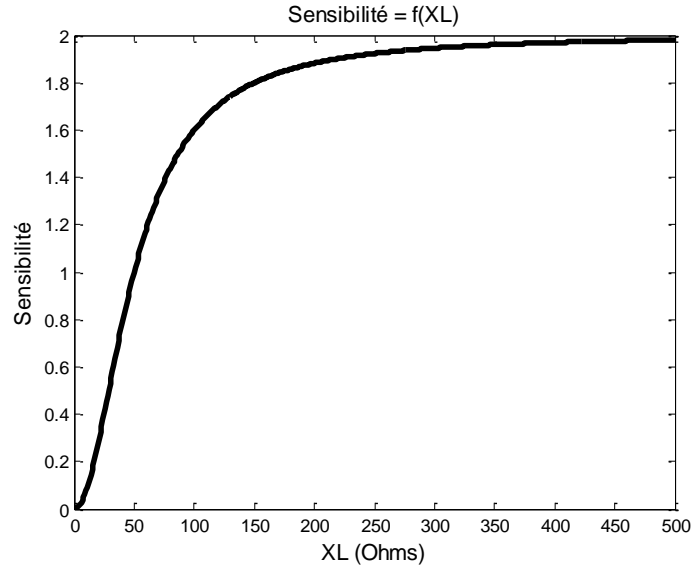
La portée maximale du radar est exprimée pour une valeur de puissance seuil de détection

$$\left(\frac{D_{\max}}{\lambda}\right)^4 = 4 \frac{G_{\text{capteur}}^2 G_{\text{radar}}^2}{(4\pi)^4} \cdot \frac{P_{\text{émise}}}{P_{\text{seuil}}} \quad (35)$$

La sensibilité

La sensibilité du système complet, composé du radar et du capteur, est le rapport de la variation relative de SER détectée par le lecteur par celle de la valeur de réactance de la cellule de mesure. Ces valeurs d'impédance pourront être déduites de la courbe caractéristique du capteur définie par la réactance en fonction de la grandeur physique mesurée (pression, concentration en gaz, température).

$$S = \frac{\Delta\sigma/\sigma}{\Delta X_L/X_L} = \frac{2}{1 + \left(\frac{R_A}{X_L}\right)^2} \quad (36)$$



III-5 : courbe de la sensibilité S en fonction de la charge

Cette sensibilité présente une tendance opposée à la portée radar. Pour une sensibilité forte, nous avons une faible portée, et inversement. Un compromis sur le choix des valeurs de ces deux paramètres devra être fait lors de la conception du système.

$$\left(\frac{D}{\lambda}\right)^4 = \left(\frac{D_{MAX}}{\lambda}\right)^4 \left(1 - \frac{S}{2}\right) \quad (37)$$

La portée maximale est définie à une puissance seuil P_{seuil} du radar. Pour une certaine sensibilité S, le calcul de la portée atteinte permet de remonter à la valeur de la réactance X_L .

$$\left(\frac{D}{\lambda}\right)^4 = 4 \frac{G_{capteur}^2 G_{radar}^2}{(4\pi)^4} \cdot \frac{P_{émise}}{P_{seuil}} \cdot \left(1 - \frac{S}{2}\right) \quad (38)$$

$$X_L = R_A \sqrt{\left(\frac{D_{MAX}}{D}\right)^4 - 1} \quad (39)$$

La figure 6 montre deux droites de portées pour lesquelles, à sensibilité identique, une portée maximale (trait continu) et une portée moindre (trait en pointillé) sont définies. Les pentes de ces droites sont fonction du gain de l'antenne du capteur. La puissance émise est de 13dBm avec une puissance seuil de -80dBm et des gains des antennes du radar de 35dBi en émission et 14dBi en réception.

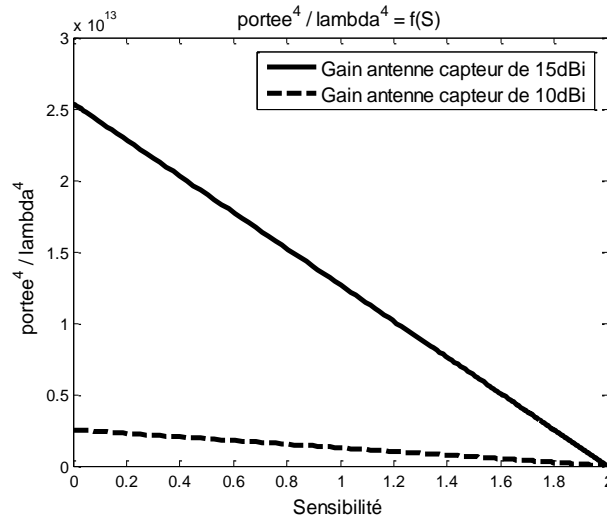


Figure III-6 : La portée en fonction de la sensibilité

Ces droites sont obtenues en considérant le système global comprenant le radar et le capteur. De ces droites sont établies les échelles de portée et de sensibilité limites possibles en fonction d'un cahier des charges du système. Les variations de charges du capteur sont ensuite déduites d'une partie de cette droite délimitée par les points de portée et de sensibilité maximale.

Ces deux points seront définis par une distance minimale D_{\min} associée à une sensibilité maximale S_{\max} et par distance maximale D_{\max} avec une sensibilité minimale S_{\min} .

L'ensemble des solutions de portée et de sensibilité est donc représenté par le triangle délimité par les droites passant par S_{\min} , D_{\min} et la droite limite du système. L'échelle des charges du capteur sera déduite de cet ensemble de solutions.

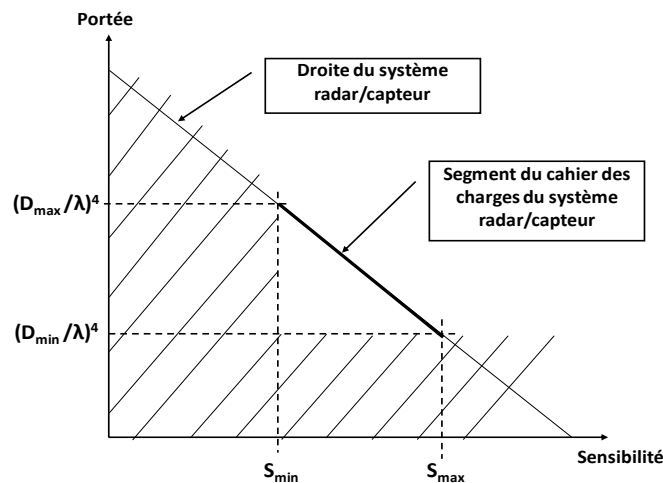


Figure III-7 : Droite de caractérisation du système global radar/capteur

Les valeurs de Surface Equivalente Radar du capteur sont ensuite calculées par les paramètres de portée et de sensibilité trouvés précédemment. Ainsi, de la distance D_{\min} et de la sensibilité S_{\min} sont déduites les valeurs maximale et minimale de la SER du capteur par les équations 40 et 41.

$$\sigma_{\min} = \frac{\lambda^2 (4\pi)^3}{G_{\text{radar}}^2} \frac{P_{\text{seuil}}}{P_{\text{émise}}} \left(\frac{D_{\min}}{\lambda} \right)^4 \quad (40)$$

$$\sigma_{\max} = \frac{\lambda^2 G_{\text{capteur}}^2}{\pi} \left(1 - \frac{S_{\min}}{2} \right) \quad (41)$$

L'échelle des valeurs de réactance X_L est déduite des valeurs limites de SER.

$$X_L = R_A \sqrt{\frac{\lambda^2 G_{\text{capteur}}^2}{\sigma \pi} - 1} \quad \text{avec} \quad \sigma_{CC} = \frac{\lambda^2 G_{\text{capteur}}^2}{\pi} \quad (42)$$

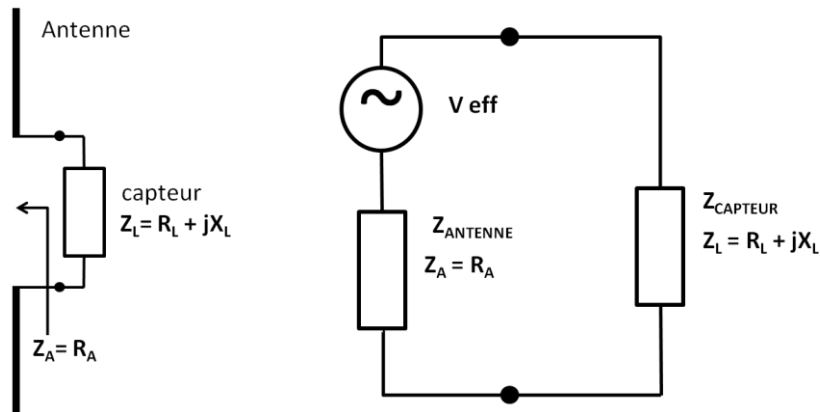
$$X_{L-\min} = R_A \sqrt{\frac{\sigma_{CC}}{\sigma_{\max}} - 1} \quad X_{L-\max} = R_A \sqrt{\frac{\sigma_{CC}}{\sigma_{\min}} - 1} \quad (43)$$

A partir d'un cahier des charges précis sur la portée et la sensibilité du système global radar/capteur, les valeurs de réactance X_L , dans ce premier cas d'étude, sont calculables par les équations 42 et 43. L'étude et la réalisation d'un capteur consistent donc à trouver la relation entre l'échelle des valeurs de la réactance et celle de la grandeur physique P à mesurer avec une transduction qui apporte la sensibilité recherchée par le capteur.

$$X_{L-\min} = f(P_{\min}) \quad \text{et} \quad X_{L-\max} = f(P_{\max}) \quad (44)$$

III.3.2 2ème cas d'étude

Le deuxième cas étudié est un capteur présentant des pertes réelles. Son impédance Z_L est donc composée d'une charge R_L et d'une réactance X_L .



III-8 : Schéma électrique du capteur $Z_L = R_L + jX_L$ avec son antenne

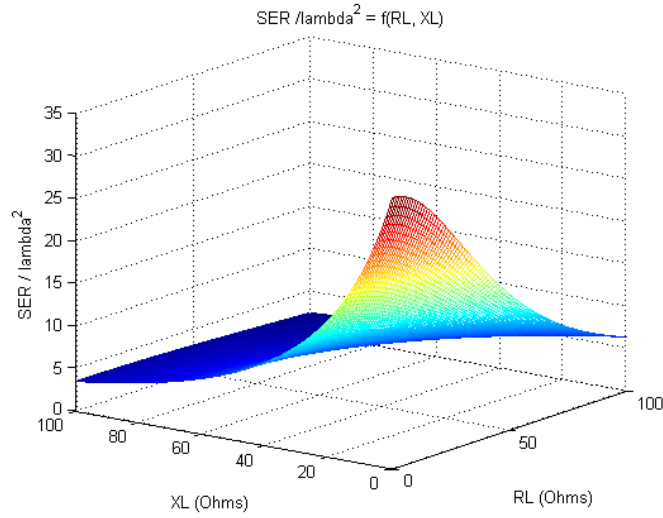
La SER

La SER est fonction de cette nouvelle impédance donnée par l'équation 45. La SER σ_{CC} est définie pour une antenne dont la charge est un court-circuit.

$$\sigma = \sigma_{CC} \cdot \frac{R_A^2}{(R_A + R_L)^2 + X_L^2} \quad (45)$$

$$\sigma_{CC} = \frac{\lambda^2 G_{capteur}^2}{\pi} \quad (46)$$

La représentation de la SER sur la figure 9, montre bien un niveau maximum dans le cas d'une impédance nulle.



III-9 : La SER en fonction de la charge RL et de la réactance XL

La portée radar

La portée radar est exprimée par l'équation 47, en fonction des mêmes caractéristiques des antennes utilisées et de ses puissances émise et reçue du premier cas d'étude.

$$\left(\frac{D}{\lambda}\right)^4 = 4 \frac{G_{radar}^2 G_{capteur}^2}{(4\pi)^4} \cdot \frac{P_{émise}}{P_{reçue}} \cdot \frac{R_A^2}{(R_A + R_L)^2 + X_L^2} \quad (47)$$

La sensibilité

La sensibilité du système radar/capteur est difficile à déterminer dans ce cas d'étude car la variation relative de la SER est fonction des deux variations relatives des termes de l'impédance du capteur.

$$\frac{\Delta \sigma}{\sigma} = \frac{2(R_A + R_L)R_L}{(R_A + R_L)^2 + X_L^2} \frac{\Delta R_L}{R_L} + \frac{2X_L^2}{(R_A + R_L)^2 + X_L^2} \frac{\Delta X_L}{X_L} \quad (48)$$

Dans le cas d'une charge R_L tendant vers 0 et d'une réactance X_L très grande, nous retrouvons la même sensibilité de la cible, de valeur 2, identique au premier cas d'étude.

$$S(R_L = 0) = \frac{\Delta\sigma}{\sigma} \bigg/ \frac{\Delta X_L}{X_L} = \frac{2X_L^2}{R_A^2 + X_L^2} \quad (49)$$

$$S(X_L = 0) = \frac{\Delta\sigma}{\sigma} \bigg/ \frac{\Delta R_L}{R_L} = \frac{2R_L}{(R_A + R_L)} \quad (50)$$

Pour résoudre ce problème, la solution est de donner une valeur constante à l'un des deux termes de l'impédance. Cette solution donne deux sensibilités données par les équations 51 et 52.

$$S_1(X_L = cte) = \frac{\Delta\sigma}{\sigma} \bigg/ \frac{\Delta R_L}{R_L} = \frac{2(R_A + R_L)R_L}{(R_A + R_L)^2 + X_L^2} \quad (51)$$

$$S_2(R_L = cte) = \frac{\Delta\sigma}{\sigma} \bigg/ \frac{\Delta X_L}{X_L} = \frac{2X_L^2}{(R_A + R_L)^2 + X_L^2} \quad (52)$$

Ainsi pour répondre à un cahier des charges lors de la réalisation d'un capteur, un concepteur devra prendre en compte l'ensemble des paramètres de la chaîne radar pour spécifier les caractéristiques de la cellule de mesure.

La sensibilité du système complet ne peut pas être établie uniquement à partir de celle du capteur mais plutôt de façon global, en prenant en compte tous les éléments de la chaîne.

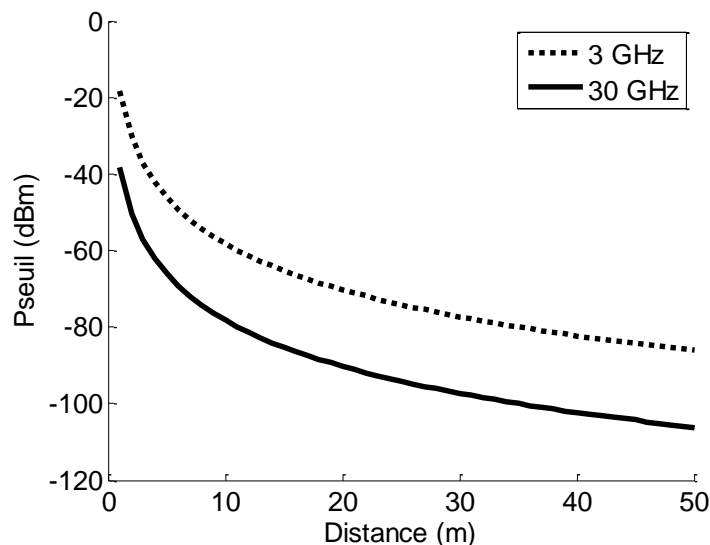
III.4 Détection avec les radars réalisés

Avant l'utilisation des radars pour l'interrogation à distance de capteurs, nous évaluons, dans un premier temps, le niveau minimum de puissance de détection d'une cible par le prototype radar réalisé. Plusieurs simulations et mesures vont estimer ce niveau de puissance seuil pour une portée maximale du lecteur. Cette portée a pour paramètres variables la fréquence du signal de communication et les gains des antennes du radar et du capteur.

Pour le calcul de cette puissance nous supposons que le radar est dans une configuration bistatique (A deux antennes) et que l'antenne de la cible est reliée à une charge. Les antennes utilisées pour le radar ont un gain et une directivité adaptés aux diverses configurations de mesures expérimentales réalisées soit à l'extérieur du laboratoire sur de longues portées, soit en salle pour l'interrogation à courte distance de capteurs.

Nous considérons également que la rétrodiffusion de l'onde radar par la cible est maximale. Ce cas idéal est obtenu soit par l'utilisation d'un réflecteur (trièdre rectangulaire, sphère) soit par une antenne chargée par un court-circuit d'après les formulations de la SER.

Pour l'évaluation de cette puissance seuil, le système radar est composé de deux antennes cornets de 14 dBi de gain avec une puissance d'émission de 13 dBm. Le gain de l'antenne de la cible est de 0 dBi. Le graphique de la figure 10, obtenue en appliquant l'équation radar, présente le niveau de puissance seuil P_{seuil} du radar en fonction de la distance à deux fréquences du signal, à 3GHz et à 30GHz.



III-10 : Puissance seuil en fonction de la distance

Les puissances seuils sont très faibles pour de longues portées.

III Etude de la Surface Equivalente Radar

Remplaçons l'antenne cornet d'émission par une antenne parabolique de 35 dBi de gain afin d'augmenter cette portée radar. Le tableau 3 est un récapitulatif des niveaux de puissance seuils pour différents gains d'antennes et de portée radar.

Tableau III-3 : Puissance seuil en fonction de la distance radar/cible

Distance (m) radar / cible	Puissance seuil (dBm) Antenne Tx/Rx = 14dBi/14dBi		Puissance seuil (dBm) Antenne Tx/Rx = 35dBi/14dBi
	à 3 GHz	à 30 GHz	à 30 GHz
1m	-18,1	-38,2	-17,2
5m	-46,2	-66,2	-45,2
10 m	-58,2	-78,2	-57,2
20 m	-70,2	-90,2	-69,2
30 m	-77,3	-97,3	-76,3

En remplaçant l'antenne cornet d'émission par une antenne parabolique, nous avons un accroissement de la puissance seuil de 21 dB. A 30GHz, le niveau atteint de cette puissance est de -77 dBm pour une distance de 30m. C'est le niveau acquit pour le prototype radar FMCW à 3GHz avec des antennes cornets de 14 dBi et pour une même distance. L'antenne parabolique semble donc utile pour l'analyse des cibles à ces distances (autour de 30m) et pour de très hautes fréquences.

En gardant cette configuration du radar à 30GHz, modifions le gain de l'antenne cible de -10dBi à 20dBi. Comme le montre la figure 11, pour atteindre un niveau de puissance seuil acceptable, toujours à une distance de 30m, le gain de la cible doit être supérieur à 0 dBi.

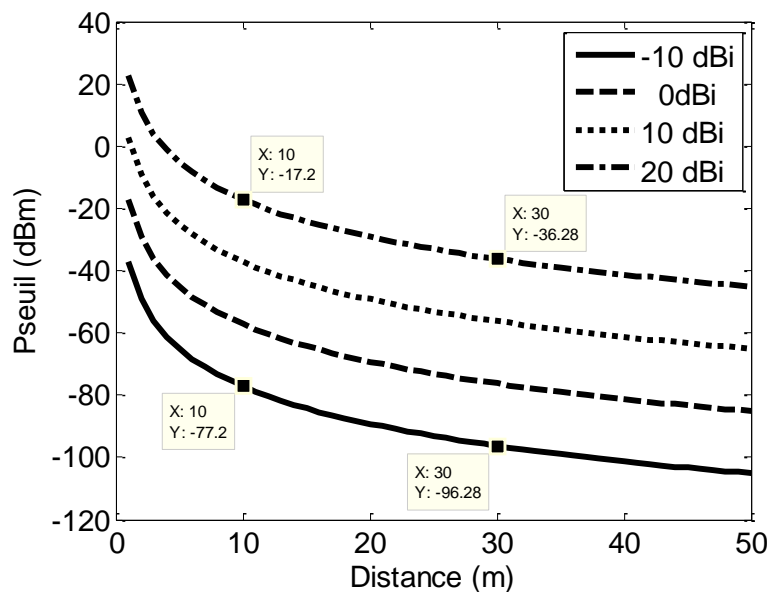


Figure III-11: Puissance seuil en fonction de la distance et du gain de l'antenne du capteur variable

Le niveau de la puissance seuil est vu sur le spectre fréquentiel du signal de battement radar comme le niveau minimum détectable, au niveau du bruit, pour une distance la plus grande possible. Afin de valider les résultats précédents, une mesure à grande distance est testée avec le radar en bande Ka (30GHz). Pour cette expérience, figure 12, nous choisissons comme cible un réflecteur trièdre rectangulaire de 25cm de coté, de valeur de SER de 31,7 dBsm, positionné sur le sol à 30 m du radar.

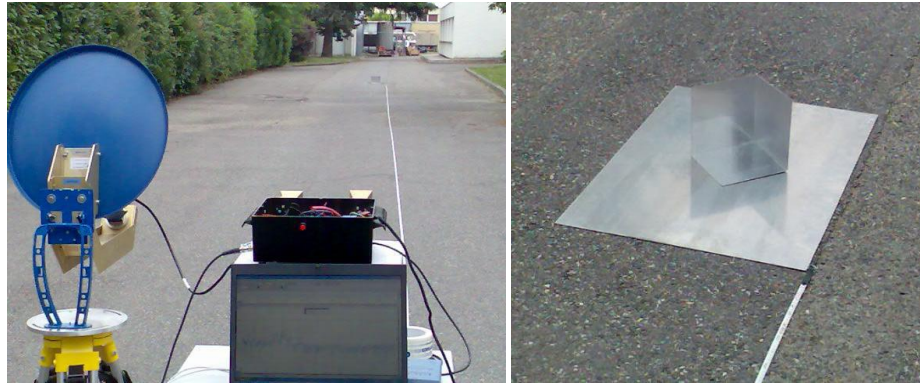


Figure III-12: Réflecteur positionné à 30m du radar

Sur le signal de battement radar, à la figure 13, la raie spectrale de l'écho du réflecteur de 25cm à pour amplitude -11 dBm avec une puissance émise du radar de 13 dBm. La distance de 30 m est lue sur le spectre par une fréquence de 265 KHz.

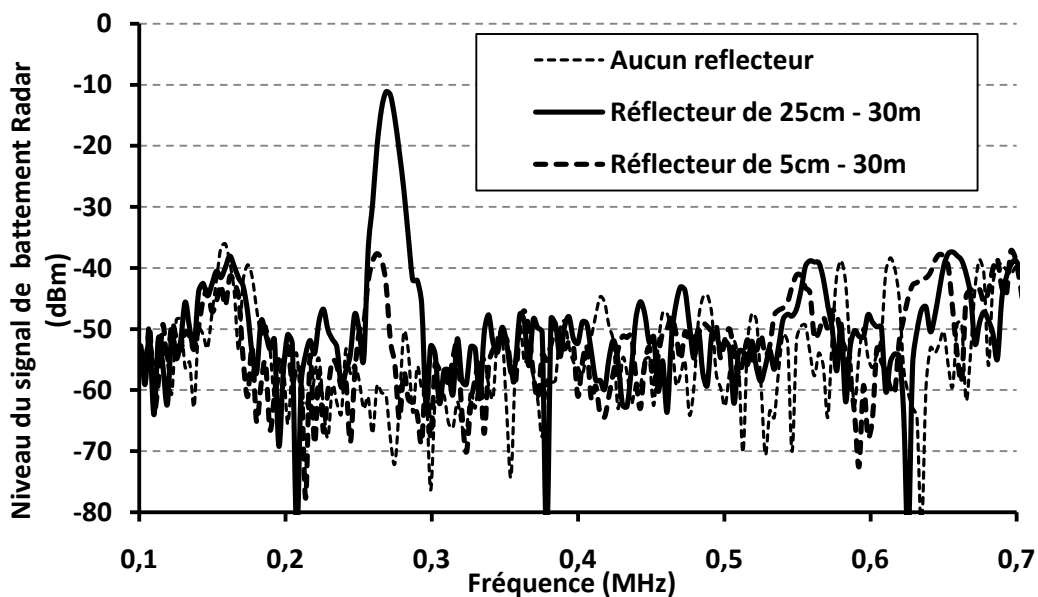


Figure III-13 : Echos de réflecteurs sur le signal de battement radar

Le niveau de la raie du réflecteur de 25cm sur le spectre du signal de battement correspond à une puissance $P_{\text{réflecteur}}$ de -38,3 dBm détectée par le radar pour une distance de 30m suivant l'équation 53.

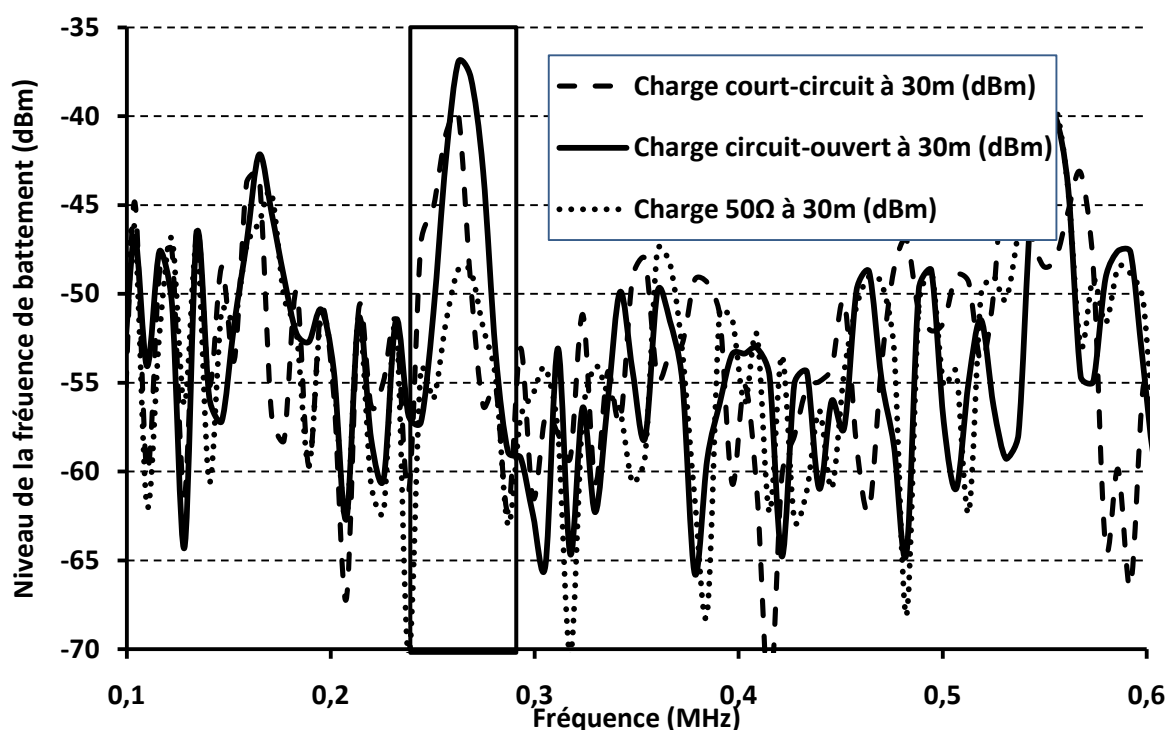
$$P_{\text{réflecteur}} = \sigma_{\text{réflecteur}} \frac{\lambda^2 G_{\text{radar}}^2}{(4\pi)^3} \cdot \frac{P_{\text{émise}}}{D^4} \quad (53)$$

III Etude de la Surface Equivalente Radar

Le niveau minimum de -50 dBm du signal de battement radar autour de 30m correspond donc à une puissance seuil détectable de -77 dBm. Cette valeur est également retrouvée avec le niveau du signal de battement radar d'un réflecteur trièdre rectangulaire de 5cm de coté et de 3,7 dBsm de SER. A cette puissance seuil, le niveau de SER minimum à 30m est de -7,2 dBsm.

Le radar FMCW semble donc particulièrement sensible à de faibles puissances de réception et peut détecter une SER équivalent à une cible de 19cm² à 30 m.

Pour vérifier et valider ces premières données, nous interrogeons une cible composée d'une antenne de 20 dBi de gain positionnée au sol à une distance de 30 m et sur laquelle nous connectons différentes charges. Suivant le type de charge, une charge de 50 Ohms, une charge circuit ouvert ou court-circuit, le niveau du signal de battement radar est fluctuant comme le montre la figure 14. Aucun signal du cadre n'est présent lorsque la cible n'est pas positionnée.



III-14 : Antenne cornet connectée à différentes charges (CC, CO, 50Ω)

Le niveau du signal de battement du réflecteur de 25 cm de coté est pris comme référence pour le calcul des SER totale des différentes charges appliquées aux bornes de l'antenne, en appliquant les équations 30 et 31.

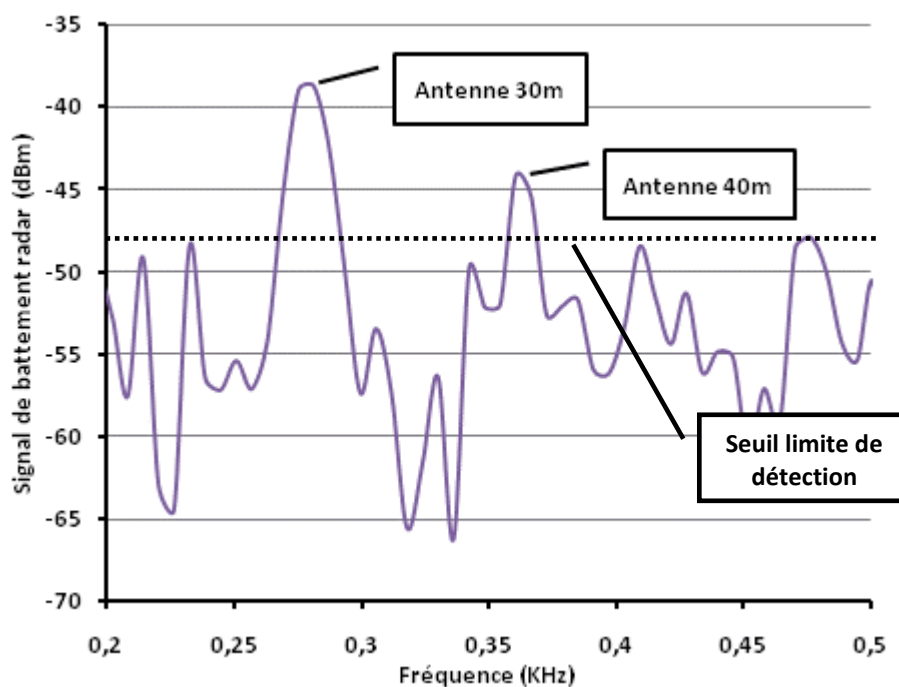
Tableau III-4 : SER totale de la cible pour chaque charge

Charge	0	50 Ω	∞
Signal de battement (dBm)	-40	-49	-37
SER (dBsm)	2,7	-6,3	5,7

L'échelle du signal de battement, comme celle de la SER, est de 12 dBm lorsque l'impédance de charge varie de zéro à l'infini. La SER apparente de l'antenne est mesurée lorsque l'onde radar est totalement absorbée par la charge adaptée. Elle a une valeur de -6,3 dBsm.

Ces résultats montrent que tout capteur connecté à une antenne de 20 dBi de gain, peut être interrogé par le radar FMCW à une distance de 30 mètres. Ainsi une mesure capteur est directement visualisable sur le signal de battement du lecteur sur une échelle de 12 dB de SER pour une charge variant entre une charge adaptée et un circuit ouvert. Cette échelle ne devient plus que de 9 dB entre une charge adaptée et un court-circuit.

Des mesures à plus longues portées furent également réalisées. Deux antennes de 20 dBi de gain, avec charge en circuit-ouvert, sont positionnées au sol à 30m et 40m. Le résultat sur le signal radar, à la figure 15, montre la présence des deux raies de mode antenne. La deuxième raie est bien celle de la deuxième antenne car lorsque celle-ci n'est plus positionnée ou bien est chargée par 50Ω, elle disparaît sous le seuil de valeur de -48dBm (palier élevé dans cette configuration expérimentale).



III-15 : Signal radar pour deux antennes à 30m et 40m

A une distance de 40 m, la dynamique en amplitude n'est plus que de 7 dBm. Pour augmenter cette amplitude, nous avons la possibilité d'accroître, soit la puissance émise du radar ou les gains des antennes utilisées soit appliquer un traitement de signal (méthode Welch) pour capter les fréquences de battement des capteurs dans le spectre.

III Etude de la Surface Equivalente Radar

Ces mesures d'antennes chargées à distance vont définir la droite caractéristique de la portée radar en fonction de la sensibilité du système. Deux point de cette droite sont donnés par :

- une portée maximale pour une sensibilité nulle,
- une sensibilité maximale pour une portée nulle.

La portée maximale est donnée par l'équation 54. Pour une SER maximale mesurée, σ_{\max} de la cible de 5,7 dBsm à 30m et une puissance seuil du radar de -77 dBm, la distance maximale est de 58 m.

$$D_{MAX} = \sqrt[4]{\sigma_{\max} \frac{\lambda^2 G_{\text{radar}}^2}{(4\pi)^3} \cdot \frac{P_{\text{émise}}}{P_{\text{seuil}}}} \quad (54)$$

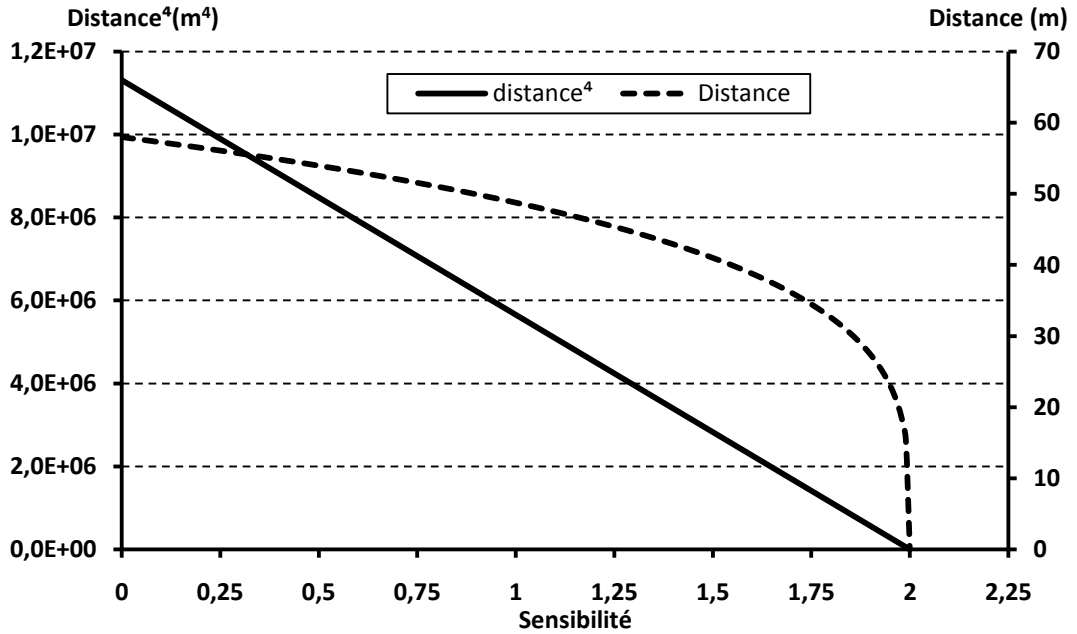
Avec cette distance maximale, la sensibilité calculée par l'équation 55 pour une distance donnée d'interrogation de 30m, est de 1,8.

$$S_{\max} = 2 \left(1 - \left(\frac{D_{30m}}{D_{\max}} \right)^4 \right) \quad (55)$$

Le système est donc représenté par la droite de portée D^4 et la courbe de la distance D , sur la figure 16, en fonction de la sensibilité et pour une longueur d'onde de 1cm.

$$D^4 = 58^4 \left(1 - \frac{S}{2} \right) \quad (56)$$

$$D = 58,4 \sqrt[4]{1 - \frac{S}{2}} \quad (57)$$



III-16 : courbes de portée en fonction de la sensibilité

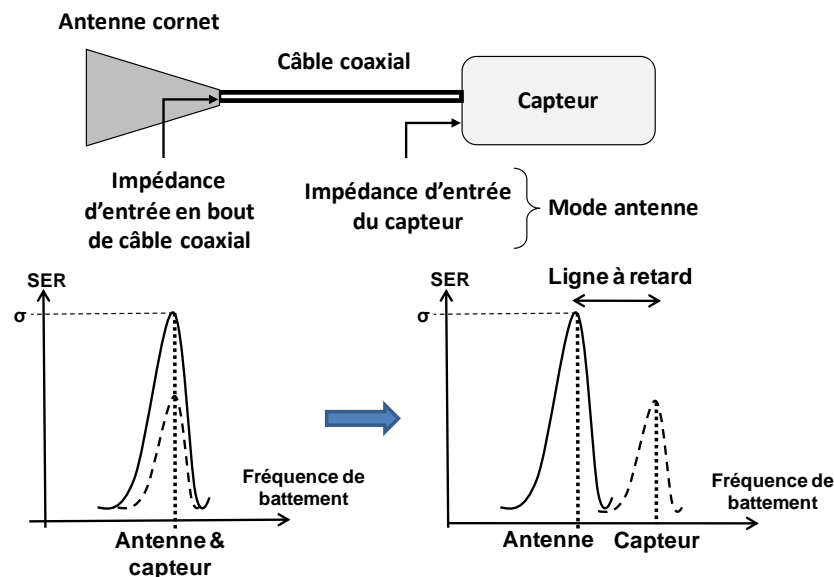
III.5 Etudes et mesures des capteurs

III.5.1 Procédure de mesure

A longue distance le mode antenne est prépondérant au mode de structure de la SER car la surface apparente de l'antenne donne un écho faible en comparaison du signal rétrodiffusé du capteur.

Pour des portées moins importantes, le niveau de SER de l'antenne de la cible est fort et cache les variations du signal du capteur. Cette différence entre le mode de structure et le mode antenne est donc un problème posé lorsque la géométrie de l'antenne est importante. Les antennes cornets large bande, comparées à des antennes dipôle, présentent des surfaces plus grandes au regard du radar.

La solution sera de séparer les deux modes de la SER par un procédé technique qui nous permet d'une part de mesurer une grandeur physique à pleine échelle et d'autre part d'identifier l'antenne et le capteur séparément. Nous avons résolu ce problème en ajoutant une longueur de ligne, entre l'antenne et son capteur, pour introduire un retard temporel du signal radar. En effet, la longueur de cette ligne est vue par le radar comme un trajet supplémentaire de l'onde par rapport à la position détectée de l'antenne. Nous aurons donc deux raies spectrales sur le signal de battement radar. Une raie pour la position de l'antenne et la deuxième pour la position du capteur par rapport à son antenne. C'est la variation de l'amplitude de la deuxième raie qui nous indiquera la valeur de la mesure.



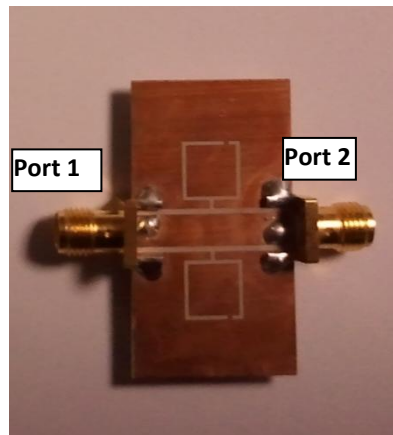
III-17 : Rôle de la ligne à retard sur le spectre de fréquence de battement radar (BF)

D'après R. B. Green, l'équation 28 représente la SER totale d'une antenne chargée, sans aucun retard de signal. Le retard introduit par la mise en place d'un câble coaxial, pour nos mesures, n'est pas décrit dans les équations de SER. Pour y appliquer les résultats de mesures, l'impédance d'entrée du capteur variant avec la grandeur physique mesurée sera reportée à l'impédance d'entrée du câble coaxial.

Une représentation sur la figure 17 montre le rôle de la ligne à retard dans la mesure.

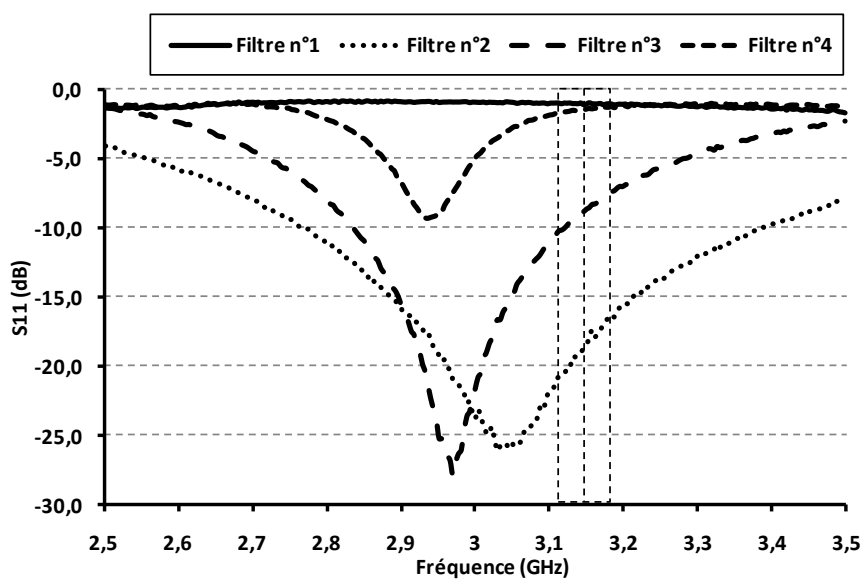
III.5.2 Capteur passif : Mesure d'un filtre

Une première cible passive, un filtre passe bande coplanaire, va servir de test de détection radar à distance à la fréquence de 3GHz. Cette cible est un filtre passe bande coplanaire dont le gabarit se situe entre 2,5 GHz à 3,5 GHz. Il a été réalisé par Heba Badr el Din el Shaarawy [6]-[7]-[8]. Par leurs différences de gabarits imposés par le design de leurs structures, ces 4 filtres sont la représentation d'un capteur dont la réponse serait sensible à une variation de grandeur physique.



III-18 : filtre à 3GHz

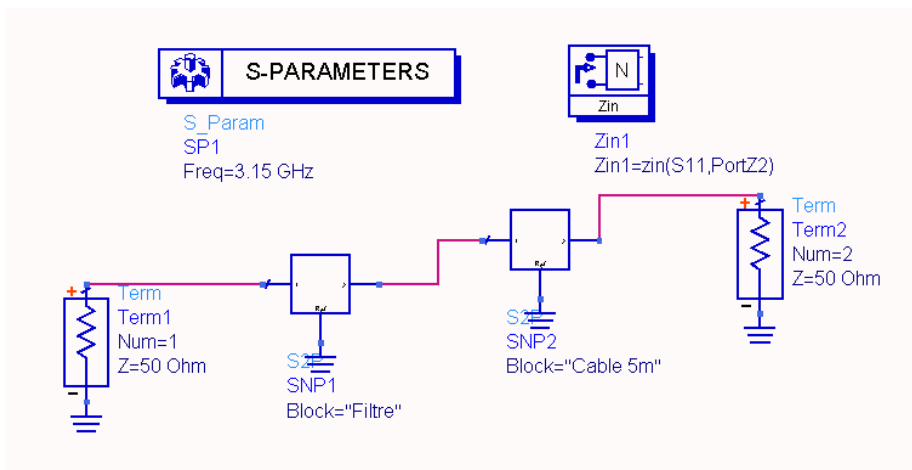
Pour réaliser cette mesure, le filtre est connecté à une antenne cornet large bande de 1,5 GHz à 4 GHz, via un câble coaxial de 5m de longueur. Cette longueur est choisie pour visualiser distinctement les raies de l'antenne et celles du filtre sur le spectre fréquentiel à la sortie du radar. Sur le deuxième port est placé une charge de 50 Ω . Les réponses en réflexion sur le port1 des quatre filtres numérotés de 1 à 4, représentées sur la figure19, montrent bien des variations de la fréquence centrale et de la bande passante.



III-19 : Paramètres S11 des filtres

Le prototype radar FMCW réalisé à 3GHz, interroge les filtres dans une bande de fréquence de 60MHz autour de la fréquence centrale de 3,15 GHz. Le niveau de la fréquence de battement relatif à chaque filtre est relevé et sera comparé avec les niveaux de SER des filtres intégrant la ligne coaxiale.

Pour le calcul de cette SER, nous devons connaître l'impédance d'entrée du câble coaxial, côté antenne, lorsqu'un filtre est connecté à son autre extrémité. Nous mesurons donc à part, les paramètres S de la ligne et les intégrons dans un block SNP2 du logiciel ADS (figure 20). Ce block sera connecté à celui du capteur. Avec les Impédances d'entrée relevées nous pouvons calculer les SER de chaque cible.



III-20 : Impédance d'entrée du filtre relié au câble coaxial

Le tableau 5 affiche les valeurs comparatives des niveaux de la fréquence de battement de chaque filtre avec leurs valeurs de SER.

Tableau III-5 : Valeurs comparatives de la réponse radar

	filtre n°1	filtre n°2	filtre n°3	filtre n°4
Niveau fréquence de battement (dBm)	-13,9	-35,7	-24,3	-15
SER (dBsm)	1,66	-1,07	-0,73	1,54

Ces mesures comparatives montrent que l'ordre des valeurs est identique, entre les niveaux mesurés de la fréquence de battement du mode antenne et les SER calculées.

Des filtres coplanaires accordables, par capacité variables, sont en cours de réalisation. Leurs gabarits variables permettront une bonne comparaison entre les niveaux de détection de ces filtres par le radar et leurs niveaux de SER contrôlés.

III.5.3 Le capteur de pression

Ce capteur de pression, réalisé au LAAS par Mehdi Jatlaoui, est le premier capteur passif à transduction Radio Fréquence [9]. Son mode de fonctionnement est le suivant :

Une force de pression appliquée sur ce capteur génère un déplacement d'une fine membrane située au dessus d'un résonateur planaire à ondes millimétriques. Un tel déplacement entraîne la modification de la distribution du champ électromagnétique autour du résonateur et un décalage de la fréquence de résonance autour de 30GHz est observé. Ce prototype de cellule de pression, fabriqué en salle blanche, composé d'une membrane de 50 μ m en Silicium de haute résistivité, montre une sensibilité après mesure de 370MHz/bar [10].

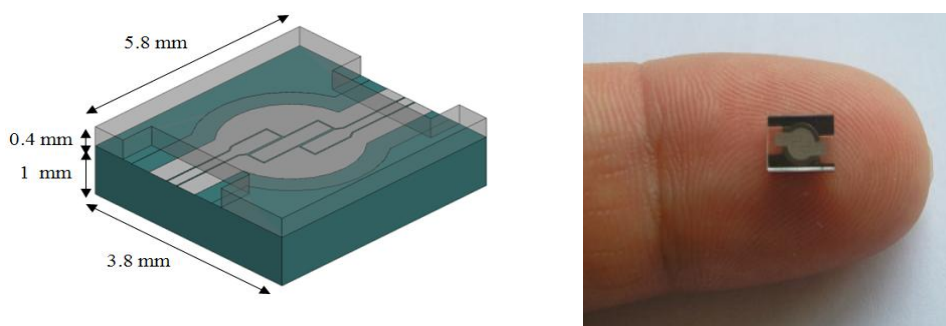


Figure III-21 : le capteur de pression passif à transduction RF

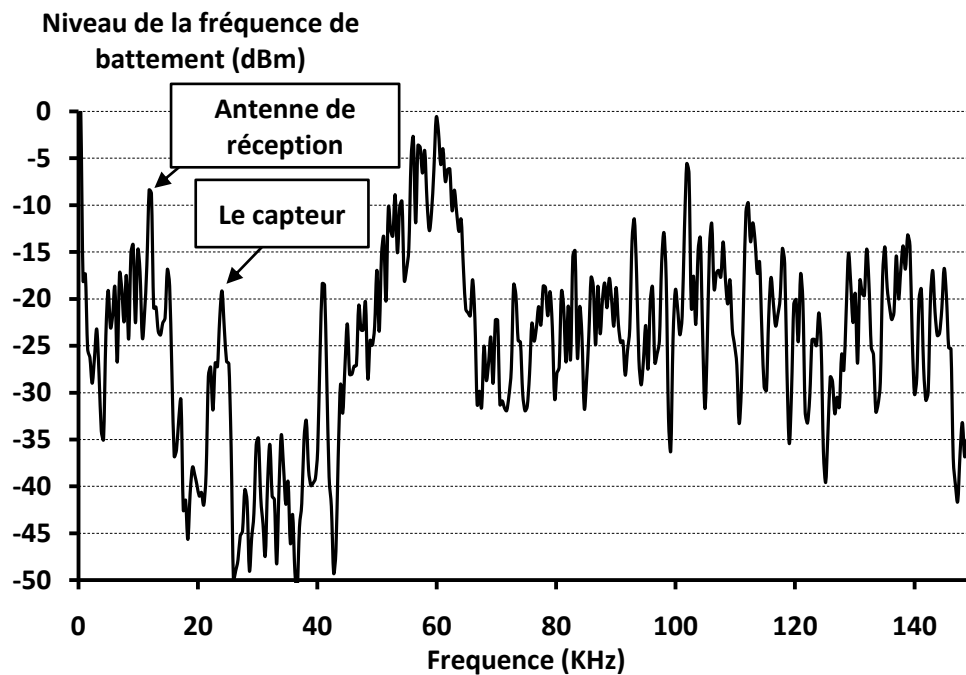
Principe d'interrogation RADAR du capteur de pression

Pour l'interrogation de ce capteur passif à distance, un prototype radar générant un signal modulé en fréquence autour de 30 GHz, a été réalisé et présenté dans le chapitre précédent. La variation de la mesure de pression détectée par le capteur est directement relevée à distance par ce radar [11].

Le capteur de pression passif connecté à sa propre antenne, via une longueur de ligne coaxiale, reçoit l'onde radar et la rétrodiffuse. Au sein de la cellule de mesure, toute modification de pression engendre une variation de la fréquence de résonance de son circuit planaire et une variation de son impédance d'entrée [12]. Ces effets ont pour conséquence de faire varier l'amplitude du signal rétrodiffusé détectée par le lecteur.

Comme pour la première mesure du filtre à 3GHz, précédemment décrite, le câble coaxial connectant le capteur à l'antenne introduit un retard de transmission. Ce délai est représenté sur le spectre de battement du radar par un décalage fréquentiel entre les deux raies respectives à l'antenne et au capteur (figure 22). La réflexion électromagnétique de la cible, composée de l'antenne, du câble coaxial et du capteur, montre que nous sommes en présence des deux modes de rétrodiffusion : une rétrodiffusion dite de « mode de structure » pour l'antenne et une de « mode antenne » pour le capteur.

Une mesure directe de l'amplitude de cette raie de mode antenne peut fournir le niveau ou la variation de la pression appliquée sur la cellule de mesure. Ici, le rôle du câble coaxial nous permet de visualiser à pleine échelle le niveau de réponse du capteur sur le signal de battement radar, sur la raie spectrale correspondant au mode d'antenne. Cela n'est possible que si le niveau de la raie du mode antenne du capteur est suffisamment élevé par rapport au palier de bruit du signal de battement. Ce palier dépendra du bruit environnemental lors de la mesure et du traitement de signal appliqué au signal de battement radar (filtrage, conversion AD-8bits, FFT).



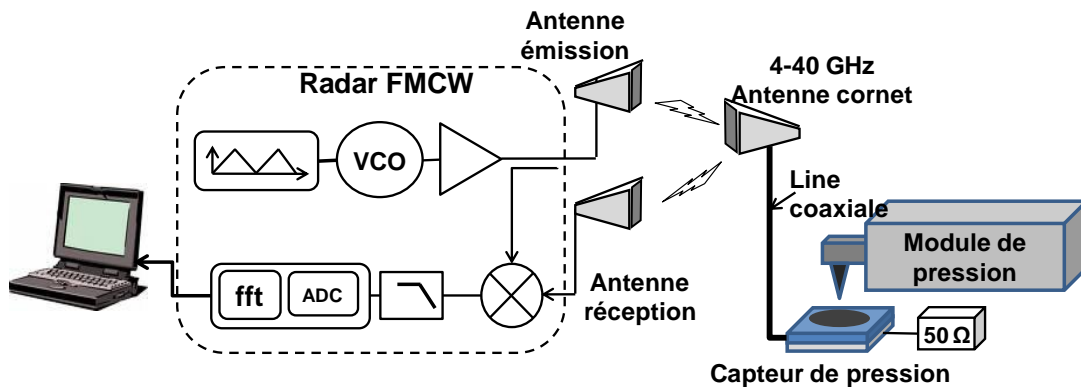
III-22 : Visualisation du capteur (antenne & cellule de mesure) sur le signal de battement radar

Le montage du banc de mesure de la pression est présenté sur les figures 23 et 24. Une antenne cornet de bande de fréquence de 4 à 40 GHz est utilisée comme cible. Le radar FMCW (bande Ka) est placé à 1 m de cette antenne cornet et ses propres antennes d'émission et réception sont ajustées afin d'améliorer la focalisation du signal électromagnétique sur cette cible. Le signal transmis par le radar est caractérisé par trois paramètres principaux : la fréquence centrale de référence de 29,45 GHz dans une largeur de bande de fréquence de 650 MHz et une période de modulation en toit de 1 ms.

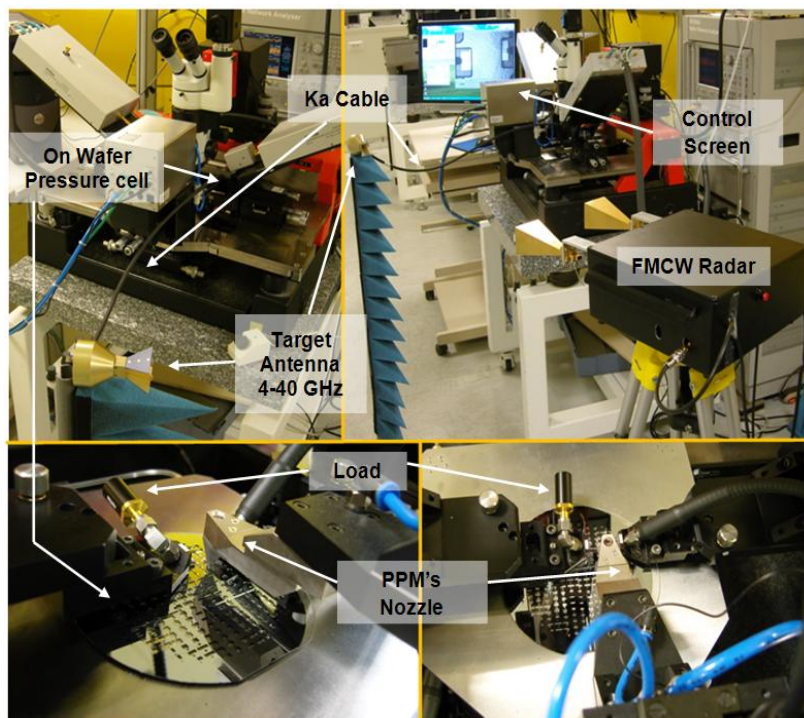
L'antenne cornet du capteur est connectée à une sonde RF via une longueur de ligne coaxiale de 1m. Cette sonde est directement au contact des capteurs de pression et pose ses pointes sur le port 1 de la cellule. Sur le 2ème port une charge de 50 Ohms est connectée.

III Etude de la Surface Equivalente Radar

Un module de pression est ensuite monté à la station de RF pour appliquer sur le capteur une pression variable, de 0 à 4 Bars par pas de 0,5 Bar, par une buse placée à 40 μ m au dessus de la membrane de la cellule.



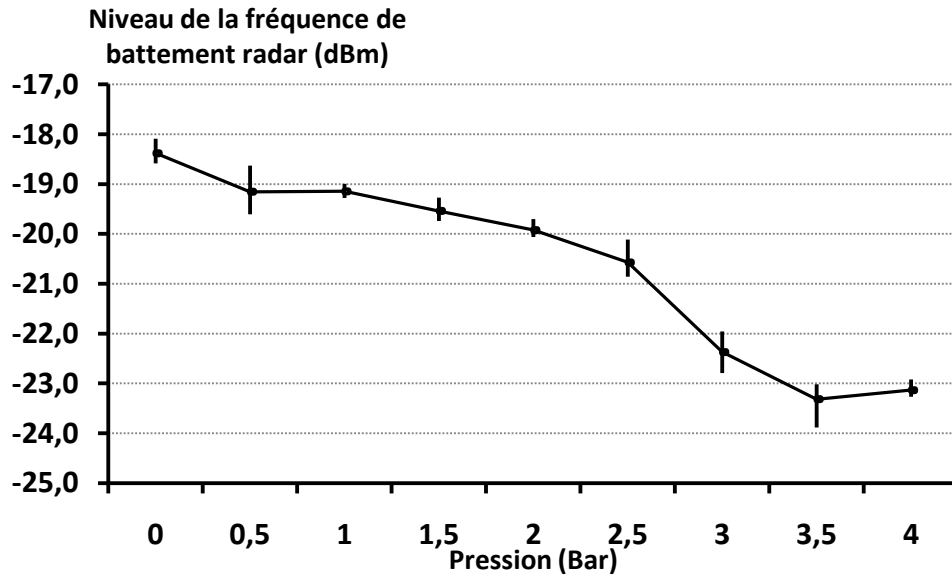
III-23 : Montage du système radar/capteur



III-24 : Montage en salle

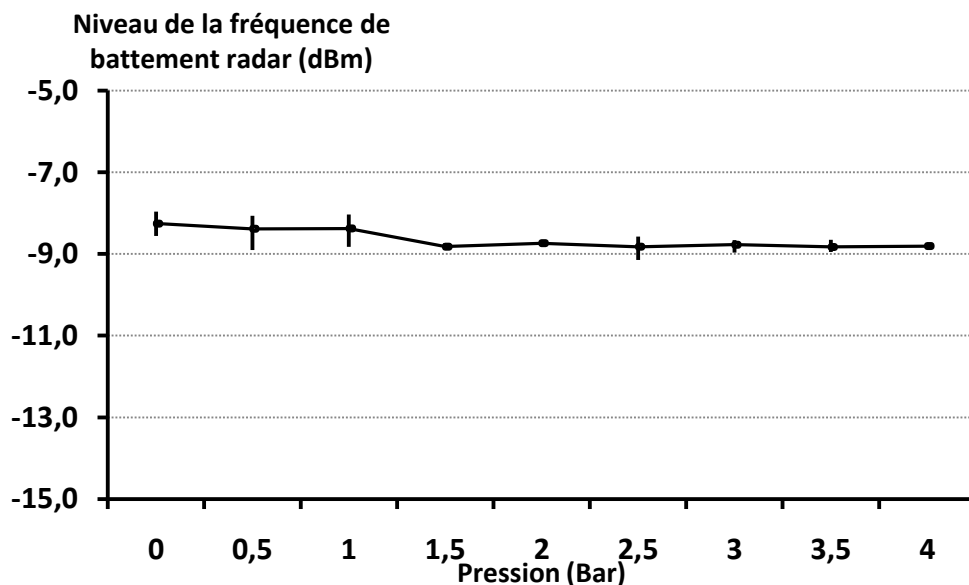
Résultats de mesures du capteur de pression

Sur la figure 25, est représentée la courbe du niveau de la raie de mode antenne du capteur en fonction de la pression. Chaque point du graphique est la moyenne du niveau et sur chacun d'eux sont représentées les variations relatives par un segment vertical. La courbe présente une variation continue et quasiment uniforme jusqu'à la pression de 3,5 Bars.



III-25 : Niveau du signal du mode d'antenne en fonction de la pression appliquée

Pour les mêmes valeurs de pression, nous constatons que le signal de battement en mode de structure, sur la figure 26, est relativement constant sur l'échelle de pression [13]. Il représente donc bien la SER de l'antenne cornet indépendamment de sa charge. Nous visualisons donc les deux modes de la rétrodiffusion de la cible bien séparés sur le spectre fréquentiel de la sortie radar et nous avons pour l'échelle de la mesure de pression la pleine échelle des niveaux de la fréquence de battement en mode antenne.



III-26 : Niveau du signal du mode de structure en fonction de la pression appliquée

L'échelle maximale du niveau de la raie du mode d'antenne est de 15dB. Cette valeur est déterminée en changeant le capteur par deux charges, court-circuit et 50 Ω .

III Etude de la Surface Equivalente Radar

Le tableau 6 récapitule les résultats obtenus sur la raie spectrale de 24 KHz du mode antenne. Lorsque nous appliquons une pression jusqu'à 4 bars, la variation du niveau de la fréquence de battement est de 4,7 dB et jusqu'à 2,5 Bars de 2,2 dB. Cette valeur moyenne et l'incertitude de mesure du niveau ont été relevées sur cinq échantillons de mesures pris successivement sur plusieurs cycles de pression appliqués à la membrane.

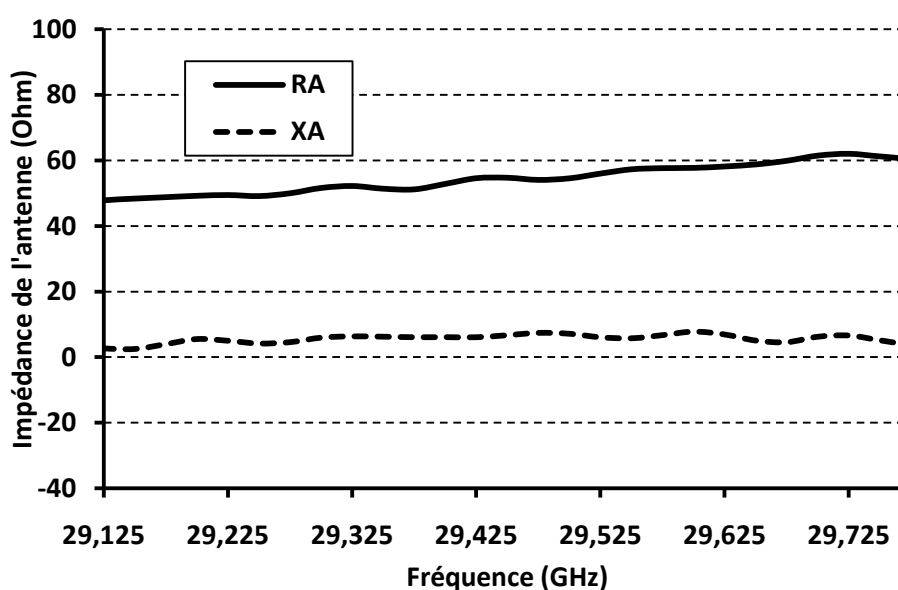
La sensibilité mesurée du système comprenant le radar, la liaison en espace libre et le capteur est de 0,8 dBm/Bar jusqu'à la pression de 2,5 Bars.

Tableau III-6 : Niveau de la fréquence de battement du mode antenne de la cible

Pression (Bar)	0	0.5	1	1.5	2.0	2.5	3.0	3.5	4
Niveau de la fréquence de battement du mode d'antenne (dBm)	-18.4 ± 0.2	-19.2 ± 0.5	-19.1 ± 0.1	-19.5 ± 0.2	-19.9 ± 0.2	-20.6 ± 0.4	-22.4 ± 0.4	-23.3 ± 0.4	-23.1 ± 0.2
Niveau de la fréquence de battement du mode structural (dBm)	-8,3 ± 0,3	-8,4 ± 0,4	-8,4 ± 0,4	-8,8 ± 0,1	-8,7 ± 0,0	-8,8 ± 0,3	-8,8 ± 0,2	-8,8 ± 0,1	-8,8 ± 0,1

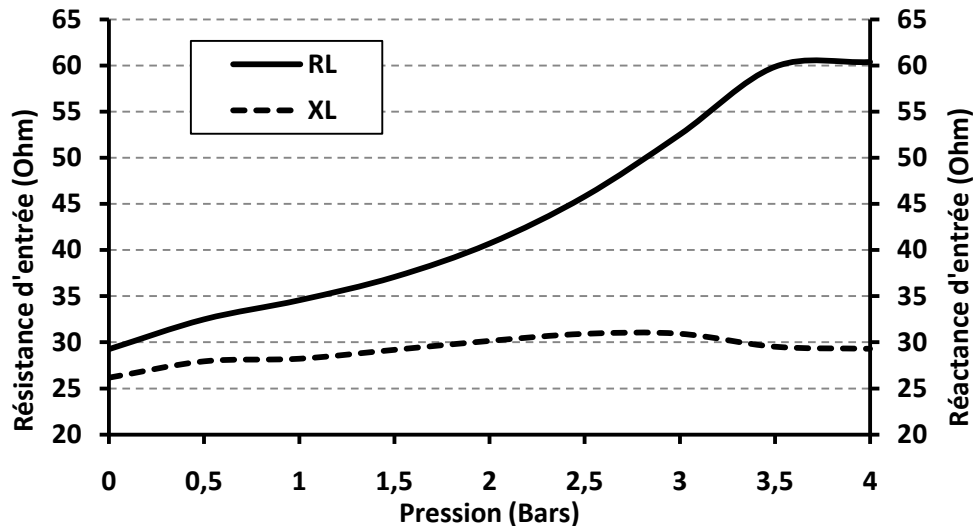
Ces résultats valides dans un premier temps le concept d'une chaîne de mesure sans fil de ce type de capteur de pressions passifs. Pour consolider ces résultats nous allons les comparer au calcul de la résolution de la SER du capteur avec son antenne. Ces données seront calculées sur les bases de l'équation 28 qui prend en compte les valeurs réelles d'impédance de l'antenne et du capteur.

L'impédance d'entrée de l'antenne cornet reliée au capteur, sur la figure 27, montre que la résistance R_A varie de 45Ω à 60Ω et la réactance X_A de 2Ω à 8Ω dans la bande d'interrogation du radar. A la fréquence centrale de 29,45 GHz, $R_A=54\Omega$ et $X_A=6\Omega$.



III-27 : Impédance de l'antenne cornet

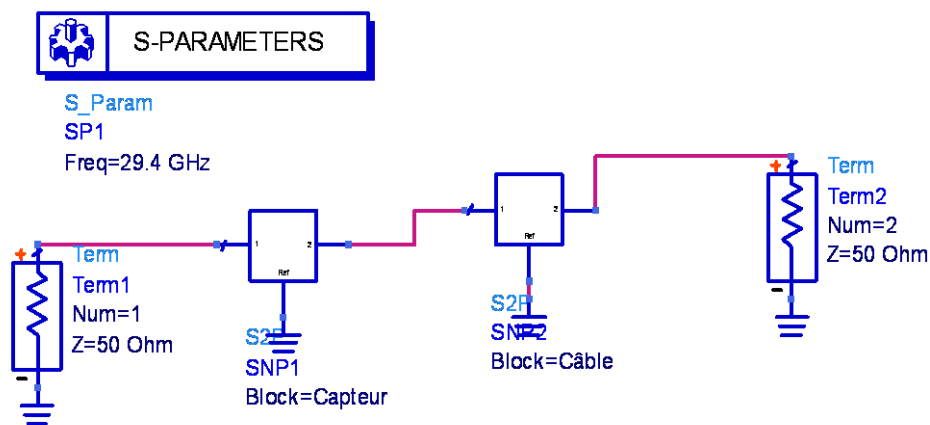
Pour le capteur, les impédances d'entrées sont calculées à partir des mesures des coefficients de réflexion du capteur faites sous pointes par un analyseur de réseau. Sur la figure 28, les valeurs réelles de l'impédance R_L présentent une variation élevée de 30 Ohms sur l'échelle de pression alors que celles imaginaires X_L sont presque constantes.



III-28 : Courbes des impédances d'entrée du capteur

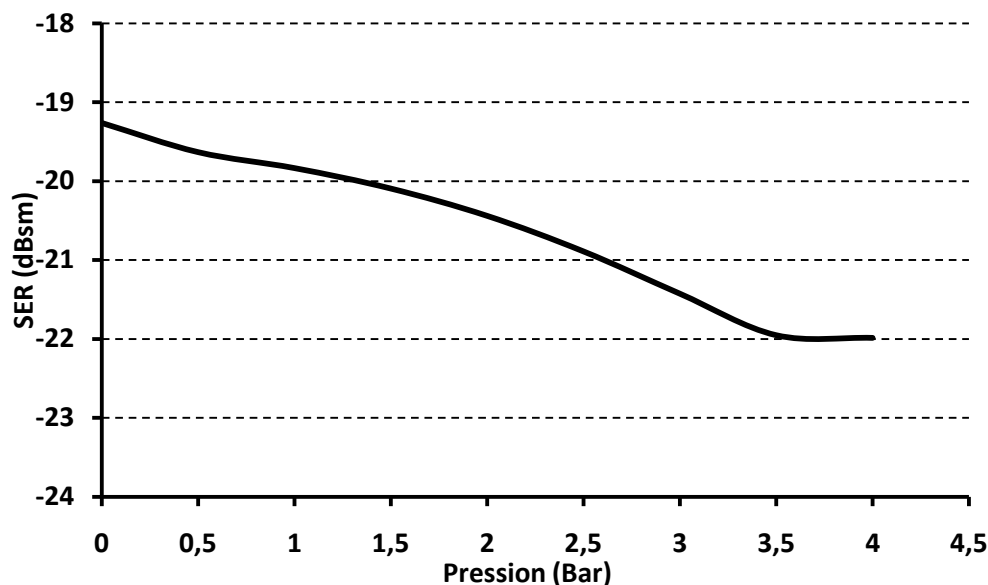
La variation de pression subie par le capteur est donc traduite à l'entrée du capteur par une variation de la partie réelle de l'impédance complexe du capteur.

Le Radar détecte le signal rétrodiffusé au niveau de l'antenne. Nous devons donc, pour les besoins du calcul de SER, mesurer l'impédance d'entrée du câble coaxial lorsque celui-ci est relié au capteur. Les mesures de paramètres S des deux composants (capteur et câble) sont intégrées à une simulation ADS, présentée sur la figure 29. Les impédances d'entrée du câble coaxial relié au capteur, trouvées par simulation, sont ensuite appliquées au calcul de la SER de la cible complète.



III-29 : modèle ADS du câble coaxial connecté capteur

Les paramètres de gain d'antenne, de 15 dBi, de la longueur d'onde du signal $\lambda = 0,01\text{cm}$, sont également impliqués dans ce calcul. La SER de la cible est présentée sur la figure 30.



III-30 : SER de la cible (antenne + câble + capteur)

La variation de cette SER est de 2,7 dBsm sur l'échelle de la pression avec une sensibilité de 0,7dBsm/Bar. Jusqu'à 2,5 Bars, cette sensibilité reste à peu près constante.

Cette valeur de sensibilité est très proche de celle trouvée par la mesure des variations de niveaux de la fréquence de battement du mode antenne qui était de 0,8 dBm/Bar.

Le système radar peut donc déterminer à distance les variations de SER d'un capteur passif en fonction de la pression avec une sensibilité identique à celle calculée sur la cible seule. Il n'y a pas de perte de sensibilité de la part du radar ou de la communication. Cela est vrai dans notre expérience jusqu'à 2,5 Bars.

Pour des pressions supérieures, il semble que des perturbations extérieures aient modifiées les mesures de la fréquence de battement radar. En comparaison, le niveau de SER calculé en fonction des mesures d'impédances ne présente pas de forte variation à partir de 2,5 Bars et reste relativement uniforme jusqu'à 3,5 Bars.

Ces mesures furent réalisées en salle, dans un environnement confiné et très bruité par de nombreux appareils électroniques proches du banc de mesure utilisé. En aucun cas, ces perturbations ne peuvent être imputées au radar, car la bande fréquentielle d'utilisation et le gain de la chaîne est stable.

III.5.4 Capteur de gaz passif

Suite à la réalisation du premier capteur de pression à transduction RF, un nouveau capteur RF passif pour la détection de gaz fut réalisé au LAAS par Hamida Hallil [14].

Cette nouvelle génération de capteurs utilise un résonateur diélectrique à modes de galerie, figure 31. Son principe de fonctionnement est tel qu'une absorption de gaz modifie la permittivité relative du résonateur diélectrique du capteur et par conséquent les fréquences de résonance de ces modes de galerie. Le résultat de la mesure du coefficient de transmission (S_{13}) est représenté sur la figure 32.

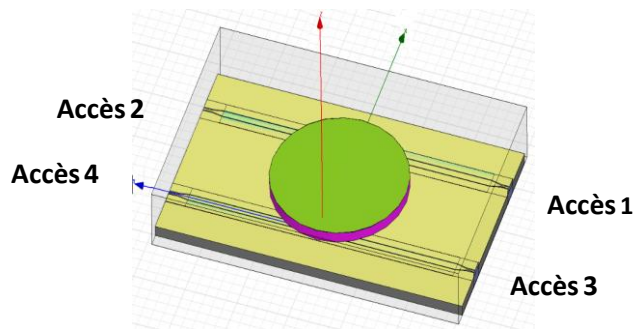


Figure III-31: Capteur passif de détection de gaz

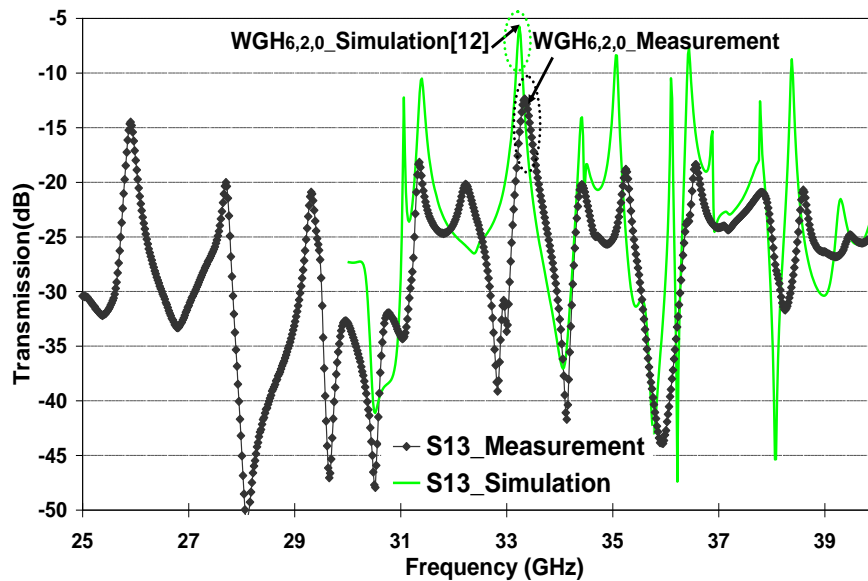


Figure III-32 : Spectre du coefficient de transmission S_{13} (accès 1-3)

Comme pour le capteur de pression, le capteur est aussi interrogeable à distance par le radar FMCW[15]. Le banc de mesure utilisé pour l'expérience est présenté à la figure 33 et se trouve dans la même configuration que pour l'expérience sur le capteur de pression. L'antenne cornet et le câble coaxial est de 1,5m. Les ports non utilisés (accès 2 à 4) sont chargés par 50 Ohms.

La bande de fréquence d'interrogation radar est de 2GHz (25-27 GHz) qui comprend la fréquence de résonance du mode WGH6, 2,0 du capteur.

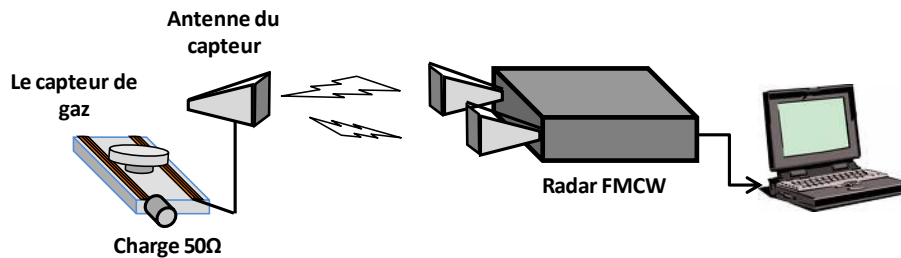
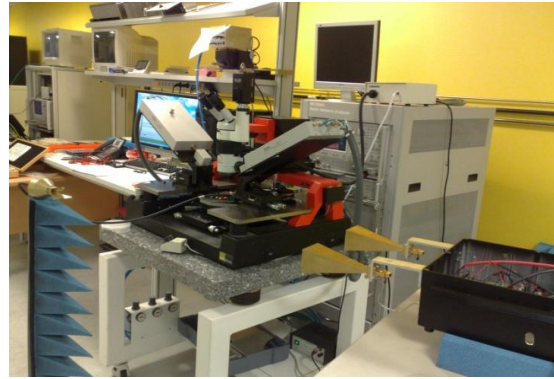
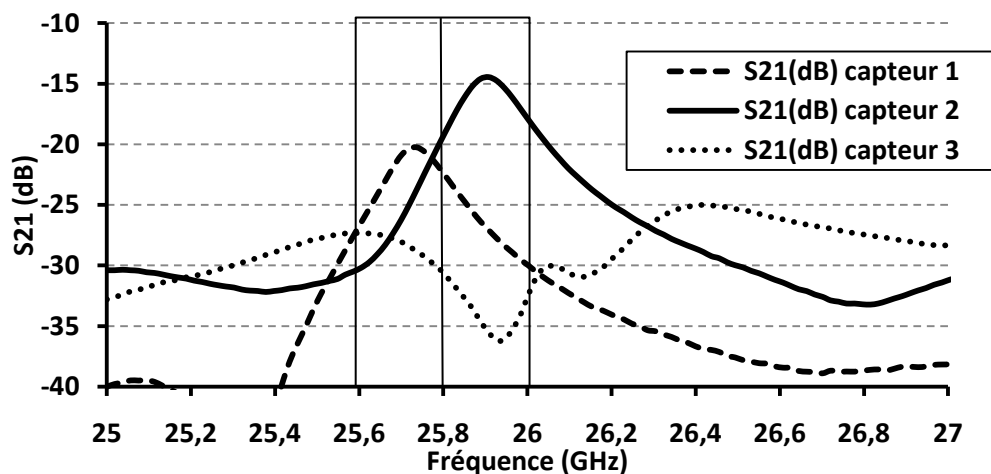


Figure III-33 : Montage du système capteur et radar

Après une première détection, nous identifions sur le spectre du signal de battement radar les deux raies spectrales des deux modes de la SER.

Des mesures sont ensuite réalisées par le radar pour évaluer l'amplitude de cette deuxième raie lorsque l'antenne cornet cible est chargée successivement par trois capteurs. Ces cellules sont théoriquement identiques, mais, en raison d'inévitables imprécisions de réalisation techniques, elles ne présentent pas exactement les mêmes dimensions et leurs permittivités relatives présentent des différences. Les principales causes de ces modifications viennent des incertitudes de gravure des lignes du circuit et du positionnement imprécis du résonateur collé entre deux lignes coplanaires. Par conséquent, les modes WGH_{6, 2,0} des capteurs ne résonnent pas exactement à la même fréquence. Une différence de 3,5% entre ces fréquences de résonance est observée expérimentalement comme le montre la figure 34.

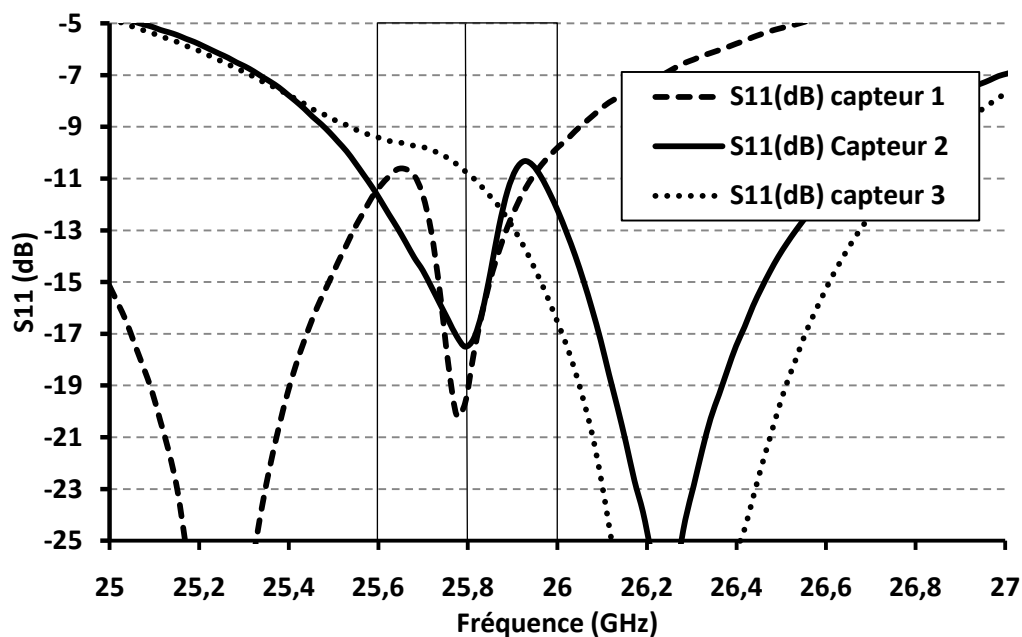


III-34 : Spectre en transmission des 3 capteurs

Le système radar doit avoir la capacité de différencier à distance ces trois structures présentant trois fréquences de résonances différentes dans la bande du lecteur. Ces variations de fréquences sont comparables à la réponse d'un capteur qui détecterait trois concentrations de gaz.

Les raies de résonance de ces trois capteurs sont identifiées sur leurs spectres de paramètres de transmission dans une bande de fréquence de 25 à 27 GHz. Ces capteurs seront interrogés par le radar FMCW à une fréquence centrale de 25,8 GHz et pour une largeur de bande de 400 MHz.

Le spectre du coefficient de réflexion des capteurs, sur le port 1 (S11), sur la figure 35 montre des variations d'amplitudes importantes dans la bande radar.



III-35 : Spectre en réflexion des 3 Capteurs

A partir de ces paramètres S, comme pour le capteur de pression, nous déterminons les impédances d'entrées du câble coaxial relié à une cellule par simulation ADS. Des impédances relevées, nous calculons ensuite la SER du capteur à la fréquence centrale de 25,8 GHz [15]-[16]-[17]

Le tableau suivant récapitule l'ensemble des résultats des trois capteurs

Tableau III-7 : comparaison des SER

	SER par calcul (dBsm)	Signal Battement Mode d'antenne
Capteur n°1	-20,9	-20,2 ± 0,3
Capteur n° 2	-19,5	-18,6 ± 1,2
Capteur n°3	-18,0	-16,9 ± 0,7

Ces résultats montrent une corrélation entre les mesures du niveau de la raie du mode antenne relevé sur le spectre fréquentiel du radar et le calcul de la SER, à la résonance du capteur. Cela valide le principe qu'une détection de gaz est mesurable à distance par le radar FMCW.

L'échelle de l'amplitude de la mesure radar de cette détection, par remplacement du capteur par une charge court-circuit puis par une charge adaptée, est de 20 dBm. Elle est plus importante en comparaison de celle trouvée sur le capteur de pression et dans les mêmes conditions de mesures.

III.6 Conclusion

Ces premiers résultats de mesures montrent bien la faisabilité d'interrogation radar à distance d'un capteur de pression et de détection de gaz avec une bonne corrélation (tableaux 6 et 7) entre les mesures radar et le calcul des SER.

Pour chaque capteur, l'échelle maximale des données de mesures relevées à courte portée, est comprise dans l'échelle des valeurs rétrodiffusées mesurées à une distance de 30 m. Ces capteurs, aujourd'hui mesurés en salle, à courte portée, pourront néanmoins à l'avenir être lus à longue portée sans détériorer leurs sensibilités. La sensibilité de 0,8 dBsm/Bar du capteur de pression est compatible avec celle du système global (le radar et l'ensemble du capteur) à grande distance.

Une loi établissant la mesure de SER en fonction de la pression et de la distance d'interrogation devra être établie pour connaître la pression ou la détection de gaz instantanée.

Une autre voie de mesure de cette grandeur physique instantanée est de relier une référence de pression ou de concentration de gaz à la cellule de mesure. La comparaison des signaux du capteur et de sa référence, détectés par le radar, donne la valeur réelle de la grandeur physique.

Ces mesures ont permis de montrer que l'étude et la conception des futurs capteurs devront prendre en compte l'ensemble de la chaîne de lecture, de la cellule de mesure à la détection radar, en contrôlant les paramètres de portée, de niveau de SER et de sensibilité. Le concepteur doit également intégrer dans le capteur, des lignes à retard (retard du signal radar dans la cellule) et des antennes larges bandes fréquentielles indispensables à sa détection.

Références

- [1] E. F. Knott, M. T. Tuley, et A. J. F. Shaeffer, Radar Cross Section, Second Edition, 2 éd. SciTech Publishing, 2004.
- [2] C. A. Balanis, Antenna Theory: Analysis and Design, 2nd Edition, 2 éd. Wiley, 1996.
- [3] R. Hansen, "Relationships between antennas as scatterers and as radiators," Proceedings of the IEEE, vol. 77, n°. 5, p. 659-662, 1989.
- [4] R. B. Green, "The general theory of antenna scattering," Report No. 1223-17, ElectroScience Laboratory, Columbus, OH, 30 Nov. 1963.
- [5] Pavel V. Nikitin, K. V. S. Rao, 'Theory and Measurement of Backscattering from RFID Tags', Antennas and Propagation Magazine, IEEE, Volume 48, 6 Dec. 2006, Page(s):212 – 218
- [6] Heba Badr el Din el Shaarawy « Structures électromagnétiques à bandes interdites pour des applications de filtre » Thèse de doctorat
- [7] H. El-Shaarawy, F. Coccetti, et R. Plana, "A novel compact reconfigurable defected ground structure resonator on coplanar waveguide technology for filter applications," in Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI), 2010 IEEE, p. 1-4, 2010.
- [8] H. El-Shaarawy, F. Coccetti, R. Plana, M. El-Said, et E. Hashish, "Novel Reconfigurable Defected Ground Structure Resonator on Coplanar Waveguide," Antennas and Propagation, IEEE Transactions on, vol. 58, n°. 11, p. 3622-3628, 2010.
- [9] M. Jatlaoui, F. Chebila, P. Pons, et H. Aubert, "Pressure sensing approach based on electromagnetic transduction principle," in Microwave Conference, 2008. APMC 2008. Asia-Pacific, p. 1-4, 2008.
- [10] M. Jatlaoui, F. Chebila, I. Gmati, P. Pons, et H. Aubert, "New electromagnetic transduction micro-sensor concept for passive wireless pressure monitoring application," in Solid-State Sensors, Actuators and Microsystems Conference, 2009. TRANSDUCERS 2009. International, p. 1742-1745, 2009.
- [11] F. Chebila, M. Jatlaoui, P. Pons, et H. Aubert, "Pressure measurement from the RADAR interrogation of passive sensors," in Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI), 2010 IEEE, p. 1-4, 2010
- [12] M. Jatlaoui, F. Chebila, P. Pons, et H. Aubert, "Wireless interrogation techniques for a passive pressure micro-sensor using an EM transducer," in Microwave Conference, 2009. EuMC 2009. European, p. 053-056, 2009.
- [13] M. M. Jatlaoui, F. Chebila, T. Idda, P. Pons, et H. Aubert, "Phenomenological theory and experimental characterizations of passive wireless EM pressure micro-sensor prototype," in Sensors, 2010 IEEE, p. 643-646, 2010.
- [14] H. Hallil, P. Menini, et H. Aubert, "New microwave gas detector using dielectric resonator based on a whispering-gallery-mode," in Microwave Conference, 2009. EuMC 2009. European, p. 1097-1100, 2009.
- [15] Hamida HALLIL "Conception et réalisation d'un nouveau capteur de gaz passif communicant à transduction RF". Thèse de doctorat de l'Université Paul Sabatier, 2010
- [16] H. Hallil, F. Chebila, P. Menini, P. Pons, et H. Aubert, "Feasibility of wireless gas detection with an FMCW RADAR interrogation of passive RF gas sensor," in Sensors, 2010 IEEE, p. 759-762, 2010.
- [17] H. Hallil, F. Chebila, P. Menini, H. Aubert, "Feasibility of Passive Gas Sensor Based on Whispering Gallery Modes and its RADAR Interrogation: Theoretical and Experimental Investigations" Sensors & Transducers, Vol.116, N°5, pp.38-48, Mai 2010

Chapitre IV

**Techniques d'identification des
capteurs**

IV. Techniques d'identification des capteurs

Les résultats expérimentaux, présentés dans les chapitres précédents ont permis de démontrer la faisabilité de la mesure sans fil de grandeurs physiques à partir de l'écho radar de mesures d'antennes chargée par des capteurs passifs. Ces cellules seront ensuite déployées dans un réseau. Pour les besoins de certaines applications industrielles nous devons être capables d'identifier chaque capteur et de l'interroger de façon indépendante. L'emploi d'une solution technique d'identification repousse la limite du nombre de capteurs et s'intègre dans un système global autonome où le traitement des données du réseau est déplacé entièrement vers le lecteur radar.

Deux techniques d'identification sont présentées dans ce chapitre. Une première technique fondée sur des lignes à retard chargées et une autre reposant sur l'utilisation d'un diffuseur électromagnétique multi bandes.

IV.1 Identification par les SER de mode de structure et mode d'antenne

Cette technique d'identification utilise les paramètres de Surface Equivalente Radar des cibles. Lors des mesures des capteurs, dans le chapitre précédent, deux modes de SER de la cible radar furent identifiés. La SER de mode de structure donnant le signal rétrodiffusé de l'antenne de la cible et la SER de mode antenne identifiant la charge variable dont le niveau varie avec la mesure de pression ou de détection de gaz. Une ligne à retard, par une longueur de câble coaxial, relie l'antenne et le capteur. Celle-ci impose un retard temporel entre le signal rétrodiffusé de l'antenne et celui de la cellule de mesure. Sur le spectre de la fréquence de battement radar, ces deux modes sont donc identifiés par deux raies successives séparées d'une largeur de fréquence proportionnelle à la longueur de cette ligne. Ainsi, pour plusieurs longueurs de lignes à retard entre une antenne et plusieurs capteurs, les raies spectrales de ces cellules de mesures seront visualisées en forme de « peigne » sur le signal radar et seront identifiées respectivement par leurs positions relatives à la raie spectrale de l'antenne.

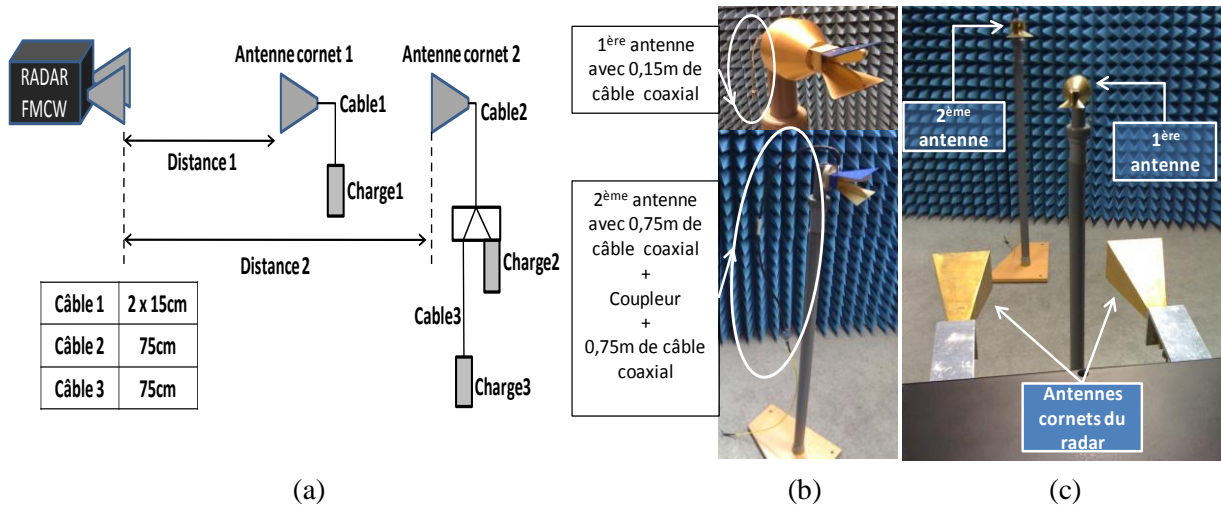
IV.1.1 Description du montage

Une expérience a permis de valider cette première technique d'identification [1]. Le montage réalisé, sur la figure 1, est composé de deux antennes cornet et de trois lignes coaxiales. Un coupleur est utilisé sur la deuxième antenne pour séparer le signal reçu en deux voies de deux longueurs différentes. Les capteurs sont identifiés à des charges fixes, circuit ouvert et charge de $50\ \Omega$ donnant une réponse sur une pleine échelle de la grandeur physique qui serait effectivement mesurée. Cette expérience présente deux possibilités de liaisons entre antenne et capteurs pouvant être impliquées dans un réseau.

Dans un cas, chaque capteur est relié à sa propre antenne. C'est un système simple comprenant peu de composants et facilement remplaçable mais applicable dans des réseaux de faible densité de capteurs.

IV Techniques d'identification des capteurs

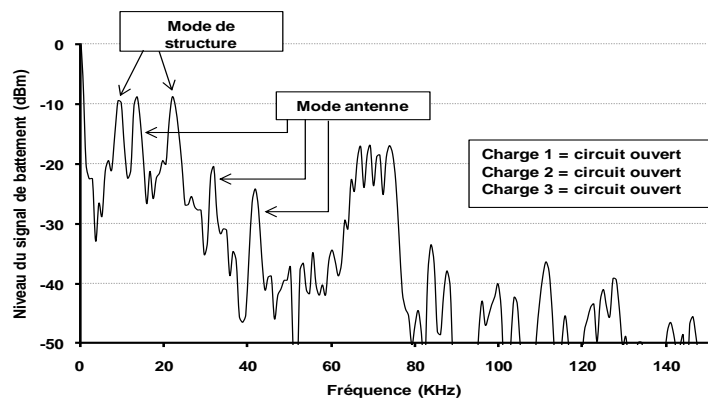
Dans un deuxième cas, une seule antenne est reliée à plusieurs capteurs. Ce montage est intéressant pour regrouper plusieurs types de capteurs (température, contrainte, pression) dans un environnement confiné. Cette technique sera utilisée pour adjoindre à un capteur une référence de mesure (charge ou capteur de référence) de manière à mesurer à distance une grandeur physique par comparaison de leurs niveaux de réponses radar.



IV-1: (a) Montage expérimental ; (b) antennes cornets n°1 et n°2 des capteurs ; (c) le Radar FMCW interrogeant les 2 antennes des capteurs à 1,5m et 3m de distances

IV.1.2 Les mesures

Le spectre de fréquence de battement du radar FMCW, sur la figure 2, montre bien la présence de tous les éléments du montage. Sur les cinq raies spectrales, deux représentent la rétrodiffusion en mode de structure représentatifs de la position des antennes cornets et les trois autres, la rétrodiffusion de modes antennes des lignes à retards chargées. La fréquence de chaque pic du mode antenne est corrélée à la longueur de la ligne à retard avec une résolution de 6,7KHz/m. De part les caractéristiques fréquentielles du radar FMCW, avec une fréquence centrale de 29,45 GHz et une excursion de 650 MHz, la longueur de ligne devra être au minimum de 10cm. La variation d'amplitudes des raies spectrales des capteurs est de 20 dB dans cette configuration de mesures mais dépendent des pertes de 2 dB/m des câbles coaxiaux utilisés.

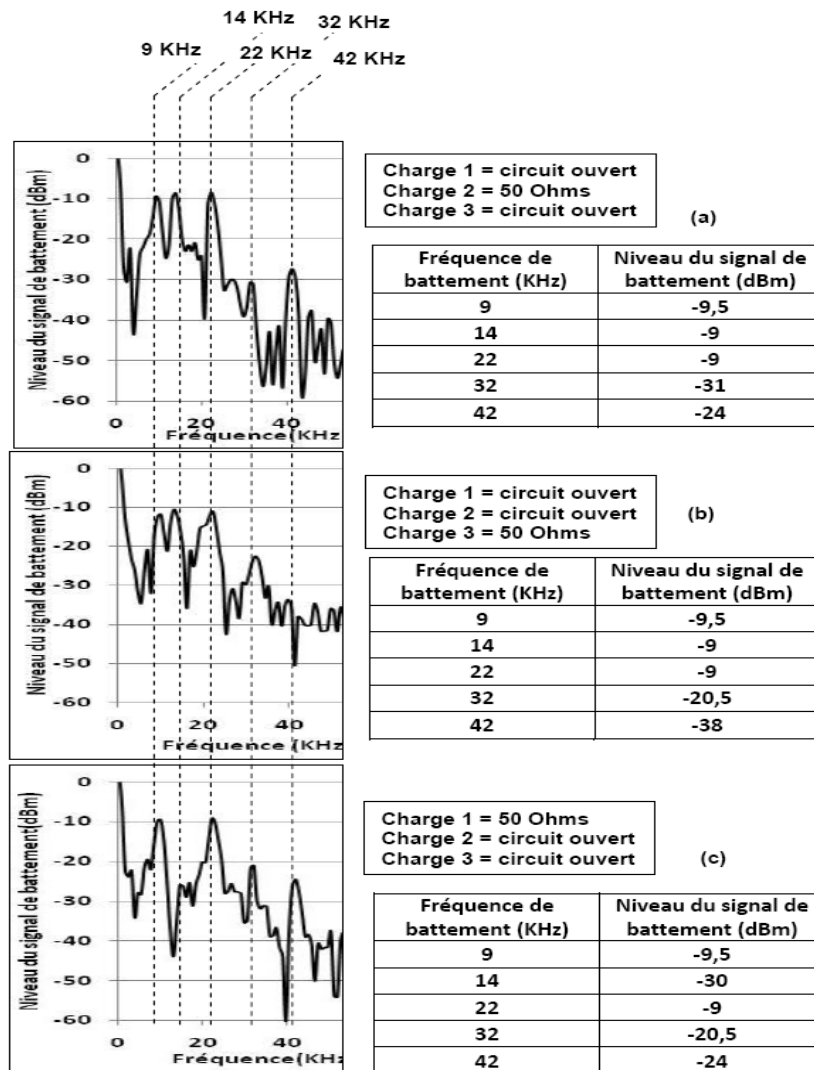


IV-2 : signal de battement radar

IV Techniques d'identification des capteurs

Le décalage spectral des deux modes de SER dépend donc bien de la longueur du câble coaxial et donne effectivement la position du capteur par rapport à son antenne. L'amplitude de la raie de mode antenne variable est représentative de la mesure du capteur pour une distance donnée du radar.

Différentes configurations de charge ont été étudiées pour confirmer ces premières mesures. Les résultats obtenus pour chaque configuration sont présentés sur la figure 3 suivante :



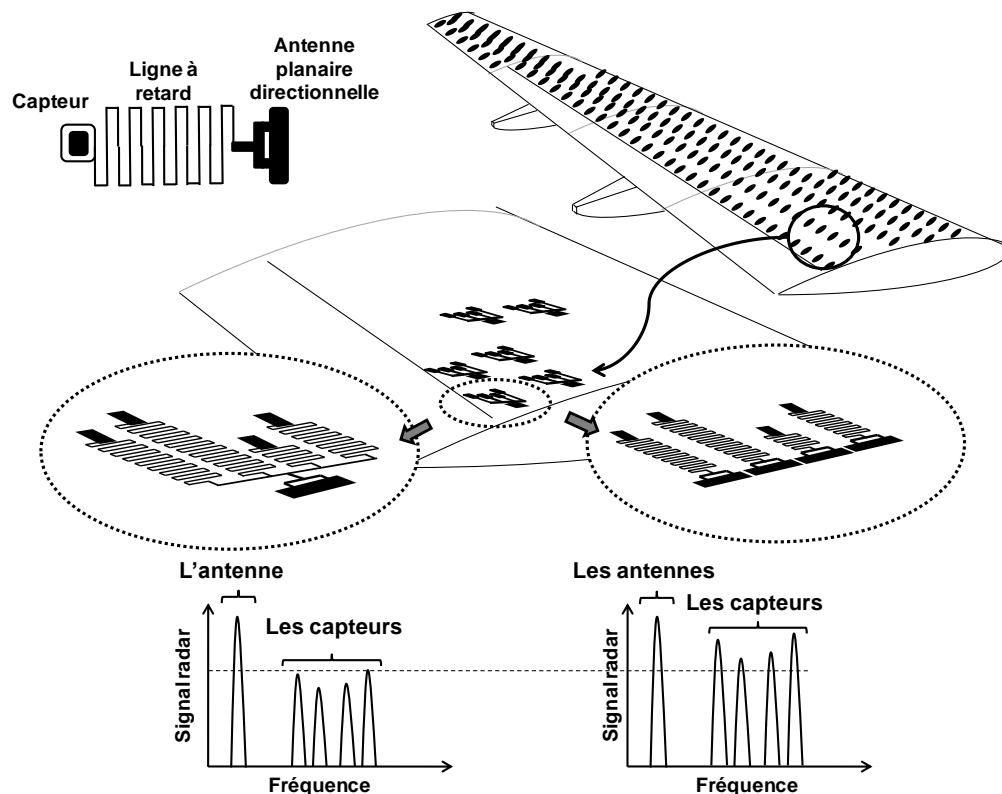
IV-3 : Trois configurations de mesure par changement de charge

- Une charge 50Ω est connectée au câble 2. Par conséquent, l'amplitude du premier pic du mode antenne sur la deuxième antenne est atténuée.
- Une charge 50Ω est connectée au câble 3. Le second pic du mode d'antenne est atténué.
- Une charge 50Ω est reliée au Cable1. L'amplitude du pic du mode d'antenne de la première antenne cornet est atténuée en raison de la charge adaptée connectée.

IV.1.3 Applications

1ère application

Ce principe d'identification de capteurs passifs est envisageable dans le projet aéronautique SACER sur les réseaux de capteurs sans fil [2]. L'application consiste à détecter des pressions sur la surface de l'aile d'un avion pour en mesurer les perturbations aérodynamiques lors des essais en vol. Le travail de réalisation, non finalisé à ce jour, est un capteur complet intégrant sa cellule de mesure avec une référence de grandeur physique, sa ligne à retard et son antenne planaire directionnelle dont un diagramme de rayonnement est incliné vers le radar [3]-[4]. L'ensemble du composant ne dépassant pas les 2mm d'épaisseur.



IV-4 : Exemple d'application sur une aile d'avion

L'illustration montre que l'aile peut être composée de ces cellules avec différentes longueurs de lignes à retard. Deux configurations donnant deux types de spectre sur le signal radar, suivant l'utilisation ou pas de coupleurs, sont présentées sur la figure 4. Le radar est placé à l'intérieur de la carlingue et ses antennes à l'emplacement d'un hublot au dessus de la base de l'aile, en direction des capteurs.

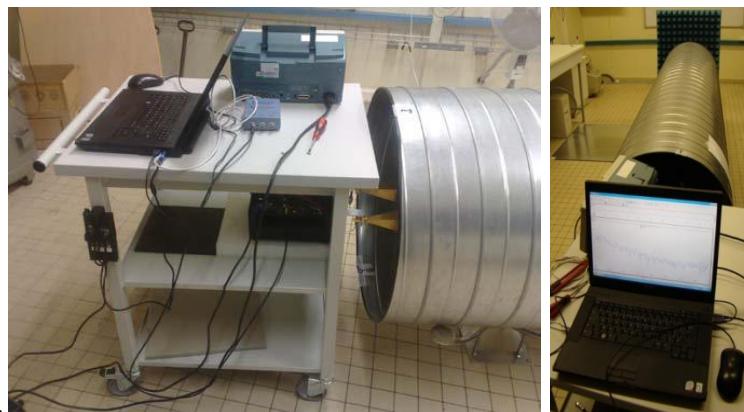
Lorsque les capteurs sont dans des endroits difficiles d'accès, par exemple sous l'aile de l'avion, l'information du capteur pourra être reportée par une longue ligne à retard vers l'antenne se trouvant dans le champ rayonnant du radar. Cette ligne doit être de faible perte, plate et isolée de son environnement.

2ème application

Une deuxième application est l'utilisation de cette technique d'identification dans des structures confinées telles que des canalisations. Elle entre dans le cadre d'un projet avec la société ANDRA sur l'étude de capteurs passifs sans fil employés dans des galeries souterraines servant au stockage de déchets nucléaires [5]. Une première expérience [6], dans une canalisation fut donc mise en place pour apporter une première évaluation du potentiel d'un réseau de capteurs sans fil dans ce type de structure. La canalisation dans laquelle est réalisée l'interrogation radar a pour dimension un diamètre de 70 cm et une longueur de 4m, tailles volontairement prises pour son installation en salle.

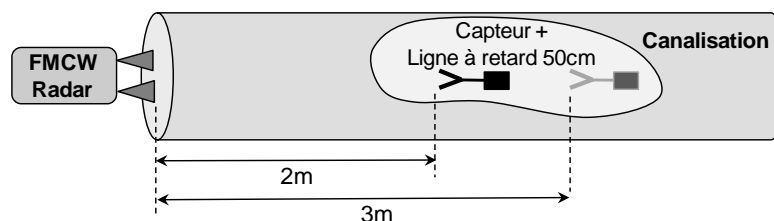
1^{ère} expérience :

Une première mesure nous permet de vérifier l'impact du déplacement d'un capteur au sein de cette canalisation sur le spectre du signal de battement radar. Sur une ouverture de la canalisation est positionné le radar FMCW. L'autre ouverture est obturée par un absorbant électromagnétique pour éviter toute réflexion de l'onde radar sur le mur de la salle et pour éliminer toute perturbation électromagnétique sur la détection radar venant de l'extérieure.



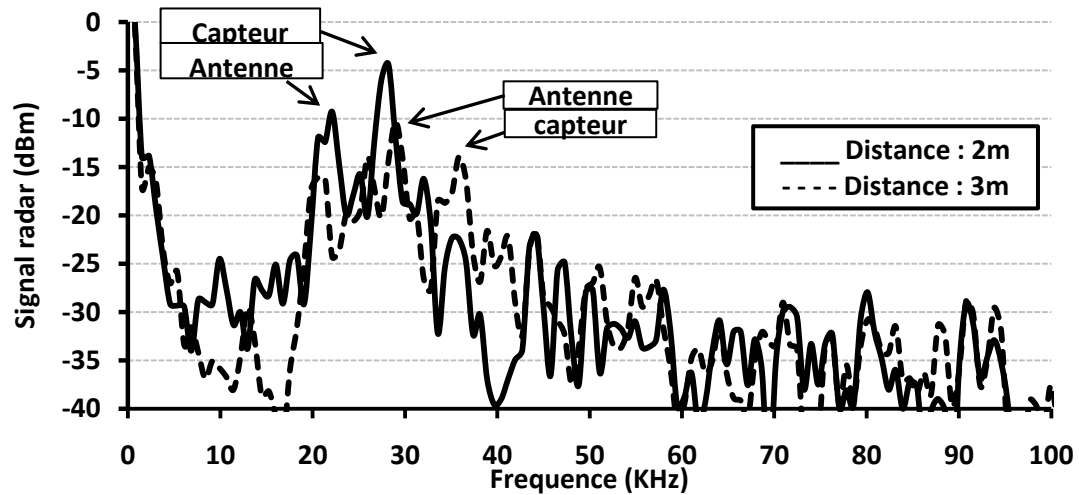
IV-5 : photo du montage

A l'intérieur de la canalisation, une cible composée d'une antenne cornet de 15dBi, d'une ligne à retard de 50cm et d'une charge, est placée à deux distances successives de 2m et 3m.



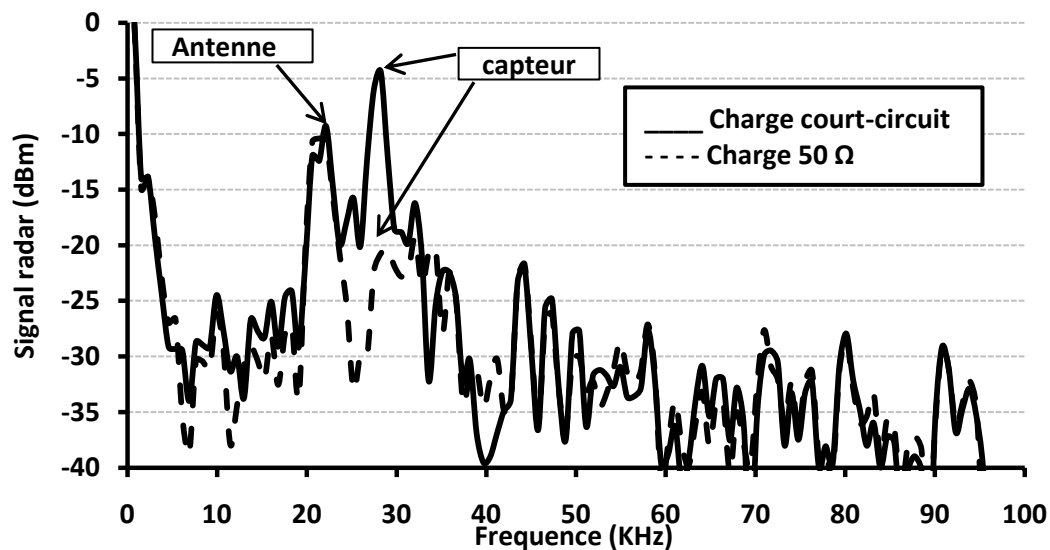
IV-6 : Déplacement d'un capteur dans une canalisation

Le spectre du signal de battement radar de la figure 7, montre les deux modes de rétrodiffusion de la cible par deux pics successifs. Un déplacement de 1m de l'ensemble du capteur, décale les raies spectrales de 10 KHz. La séparation fréquentielle entre les deux modes est également de 10 KHz équivalent à deux fois la longueur de la ligne à retard.



IV-7 : Spectre du déplacement du capteur

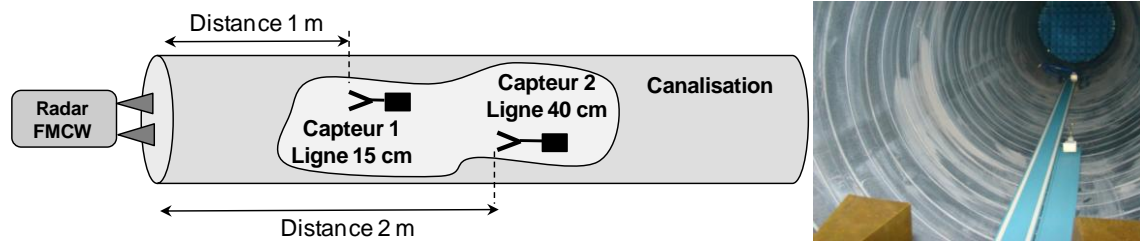
Cette mesure montre que le lecteur radar a la capacité de détecter un capteur passif différemment positionné au sein d'une canalisation par le signal rétrodiffusé de la cible. La variation d'amplitude maximum du mode antenne, vérifiée lorsqu'une charge 50Ω est connectée, est de 16dB, à la distance de 1m.



IV-8 : Variation d'amplitude du signal radar pour deux charges (CC & 50Ω)

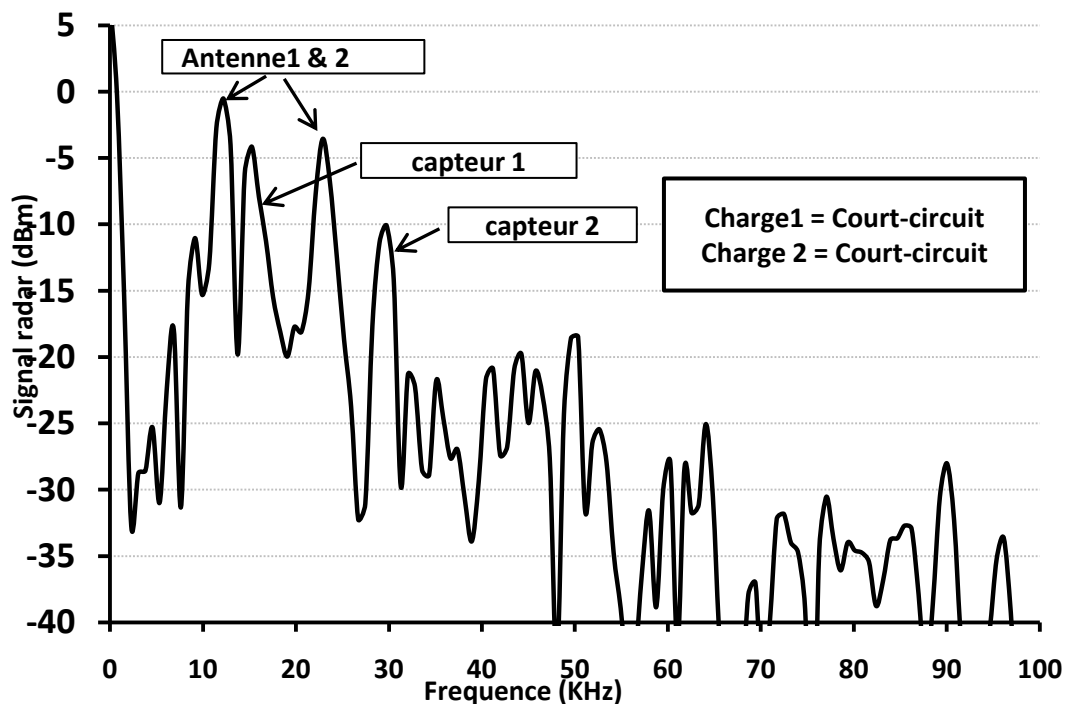
2^{ème} expérience :

Pour cette deuxième expérience, le radar interrogera deux capteurs dans la canalisation. Pour vérifier cette détection, nous placerons deux antennes chargées aux distances de 1m et 2m. Comme cela est montré sur la figure 9, chaque cible est composée d'une antenne de 15 dBi, d'une ligne à retard de 15cm et de 20cm puis d'une charge. Pour visualiser idéalement le spectre sur la sortie radar, les charges sont des courts-circuits.



IV-9: Interrogation de 2 capteurs à 2 distances

Sur le spectre de la figure 10, les antennes reliées à leurs capteurs respectifs sont détectées à 1m (10kHz) et 2m (20kHz). Les charges, des court-circuits connectés aux antennes, ont leurs raies fréquentielles respectivement décalées par rapport aux positions des antennes, de 3kHz (15cm) et de 8kHz (40cm).



IV-10 : Spectre pour 2 capteurs à 2 distances de 1m et 2m

Ces deux expériences montrent bien la possibilité d'interroger des capteurs au sein d'une architecture confinée, difficile d'accès, sur une distance de 3m. Les pertes de 3dB/m, d'après les niveaux des signaux des modes de structure des antennes, nous permettent d'envisager des détections radar à des distances supérieures à 10 mètres, à condition de limiter les pertes de transmission des lignes à retards à augmenter les gains d'antennes et les puissances du radar FMCW et à diminuer le palier de bruit. Ce palier de -30dBm au delà de 7m reste élevé pour des interrogations radar à longues portées.

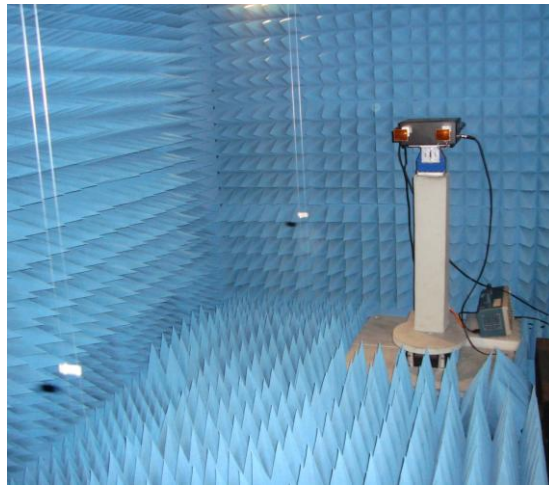
Le pouvoir de séparation des raies spectrales qui permet ce principe d'identification de capteurs, est imputé au radar FMCW. Pour augmenter la résolution en profondeur, et par conséquent réduire les longueurs de ligne à retard, la largeur de bande d'excursion en fréquence du radar doit être la plus forte possible. Dans cette application la résolution est de 20 cm, soit 10cm de ligne.

IV.1.4 Logiciel d'identification de cibles

Afin d'améliorer la sensibilité des mesures faites par identification, il est nécessaire de développer des algorithmes de traitement du signal sur l'écho observé lors des mesures.

Un premier programme fut réalisé pour identifier plusieurs cibles en profondeur dans le champ du radar. Ces cibles peuvent être de simples surfaces (plaques métalliques) ou des antennes chargées par des capteurs via des lignes à retard. Un traitement de signal par la méthode de Welch est intégré à ce programme pour déterminer avec précision la fréquence puis l'amplitude de chacune des cibles détectées sur le spectre du signal de battement radar.

Pour ce test d'identification, deux cibles métalliques de 2cm^2 sont placées à 1,5m et 2,1m du radar. Les mesures en chambre anéchoïque nous permettent de vérifier le bon fonctionnement du programme sans perturbation extérieure (bruit environnemental, mouvement des cibles en rotation).



IV-11 : Configuration de mesures des deux cibles de 2cm^2

Une procédure d'étalonnage des cibles est réalisée par un réflecteur trièdre rectangulaire de 5cm de côté et de 3,7 dBsm de SER (Annexe C). Cette référence sera placée devant chaque cible, lors du calibrage, pour étalonner les niveaux de SER et les fréquences de battement d'identification des capteurs mesurées par le programme.

Ce calibrage est très délicat. Les réflecteurs sont à positionner très précisément et sans mouvement lors de la prise de référence. En effet, le traitement de signal du programme (méthode Welch), permet une détection très sélective de la première raie spectrale de la cible avant son enregistrement. A la moindre variation de position de cette référence lors de sa capture, les valeurs d'amplitude et de SER du capteur qui seront ensuite mesurées seront inexactes ou décalées en fréquence.

Pour palier à cette difficulté de mesure, les positions des cibles devront être stables et la référence devra être fixe et très proche du capteur.

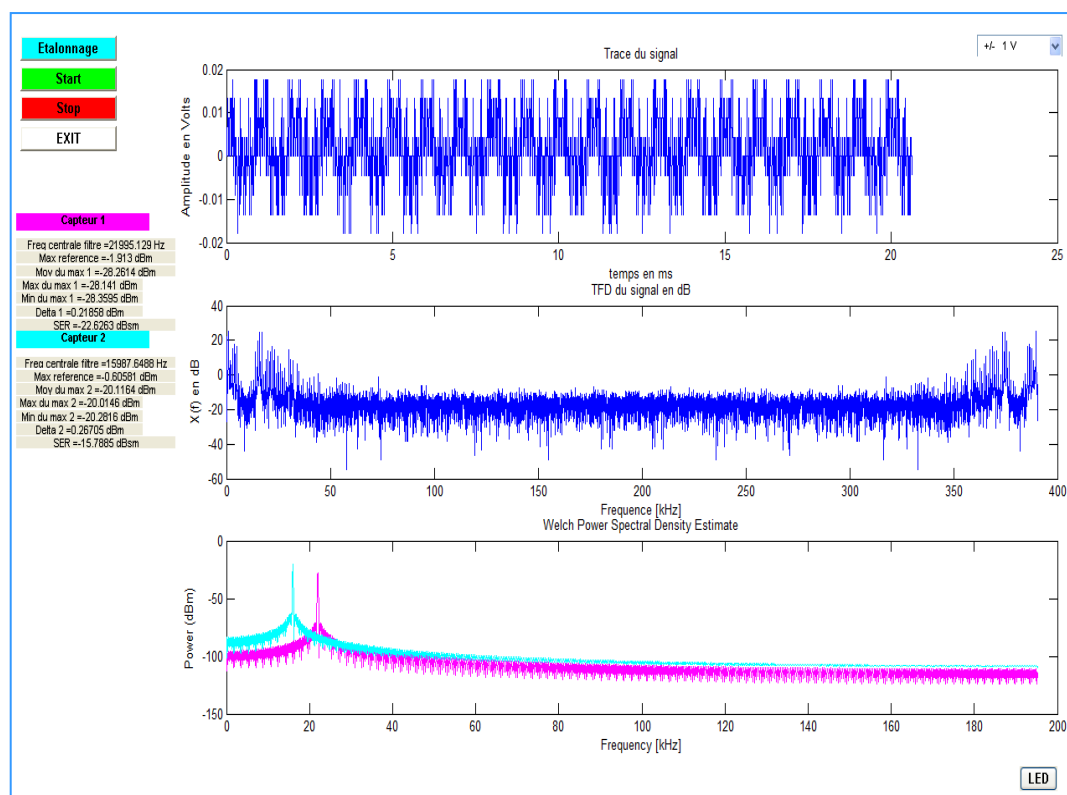
L'identification des cibles par le programme est bien réalisée pour des fréquences de battement de 16kHz et 22kHz et les variations de niveaux de SER entre l'absence et la présence de cible sont de 15dBsm pour la première cible et 18dBsm pour la seconde (tableau 1 et figure 12).

IV Techniques d'identification des capteurs

Les résultats sont récapitulés dans le tableau suivant :

Tableau IV-1 : Mesures des cibles

		Fréquence (KHz)	Amplitude (dBm)	SER (dBsm)	Observations
Prise de la référence	Cible 1	16	-0,6	3,7	
	Cible 2	22	-1,19	3,7	
Mesure cibles absentes	Cible 1	16	-38	-34	Bruit de fond
	Cible 2	22	-44	-38	Bruit de fond
Mesure cibles présentes	Cible 1	16	-20	-15,8	Amplitude moyenne/4mesures
	Cible 2	22	-28	-22,7	Amplitude moyenne/4mesures



IV-12: interface utilisateur du programme

Ces premiers résultats du programme permettent d'envisager d'autres moyens techniques de mesure de cible en réalisant, par exemple, une référence de SER intégrée dans le capteur. Pour une antenne reliée à sa ligne à retard et son capteur, la référence peut être vue comme le niveau de SER du mode de structure de l'antenne interrogée. Cette référence peut également être le niveau de SER du mode d'antenne d'une charge fixe connue en parallèle d'un capteur, tous deux reliés à une antenne via des longueurs de lignes différentes.

Des études sont en cours sur la réalisation de cette référence et sa prise en compte automatique par le programme.

IV.2 Diffuseur multibandes

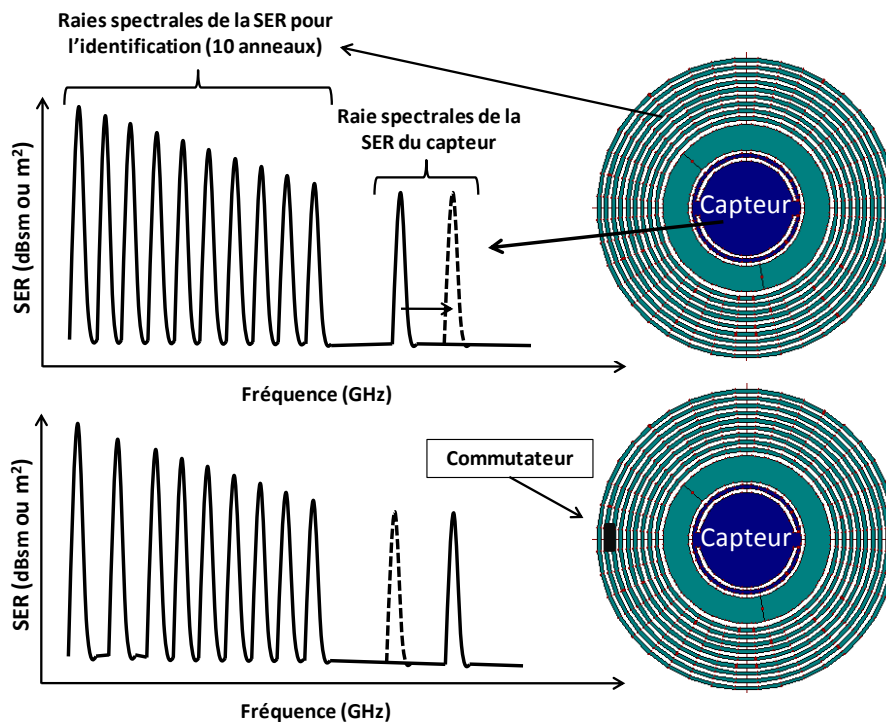
Une deuxième technique d'identification de capteurs passifs est fondée sur l'association d'un diffuseur à spectre de SER multibandes reconfigurable avec chaque cellule de mesures d'un réseau. Par cet élément, chaque capteur présente un écho qui a une unique signature spectrale de SER, différenciable par le radar FMCW [7].

IV.2.1 Etude du diffuseur

Le lecteur radar FMCW est conçu pour détecter la surface Equivalente Radar d'un capteur. Une rétrodiffusion forte de la cible est captée par le radar quand sa fréquence de résonance est comprise dans la bande du lecteur. Si cette cible est composée de plusieurs fréquences de résonances, fixes ou variables, sa surface Equivalente Radar sera composée d'une série de raies spectrales. Comme le montre la figure 13, les premières raies peuvent servir à l'identification du capteur et la suivante, variable, à la mesure du capteur. La distribution spécifique du spectre de SER, par la mise en place d'un commutateur ou d'un shunt, permet à chaque capteur de donner une signature radar différente.

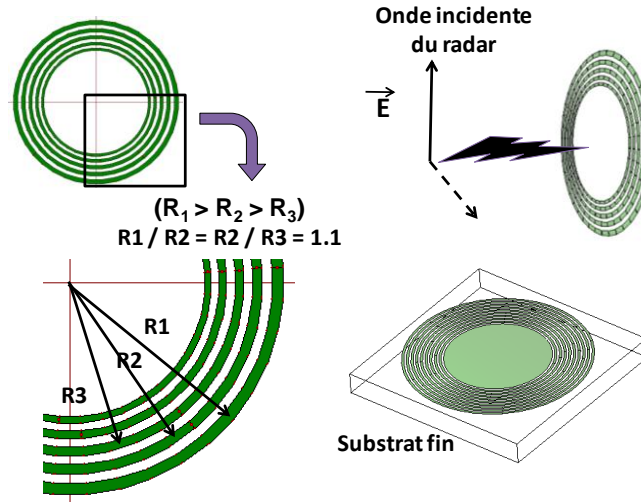
Pour l'obtention de ces raies spectrales, la géométrie du capteur est faite de plusieurs anneaux concentriques qui ont chacun une fréquence de résonance. Cette fréquence augmente avec une diminution des rayons des anneaux [8].

Le capteur à transduction RF positionné au centre de cette géométrie est relié au plus petit anneau concentrique [9]. La grandeur physique mesurée est détectée par la variation de la fréquence de résonance du petit anneau, visible sur le spectre.



IV-13 : Spectres de SER du diffuseur multibandes

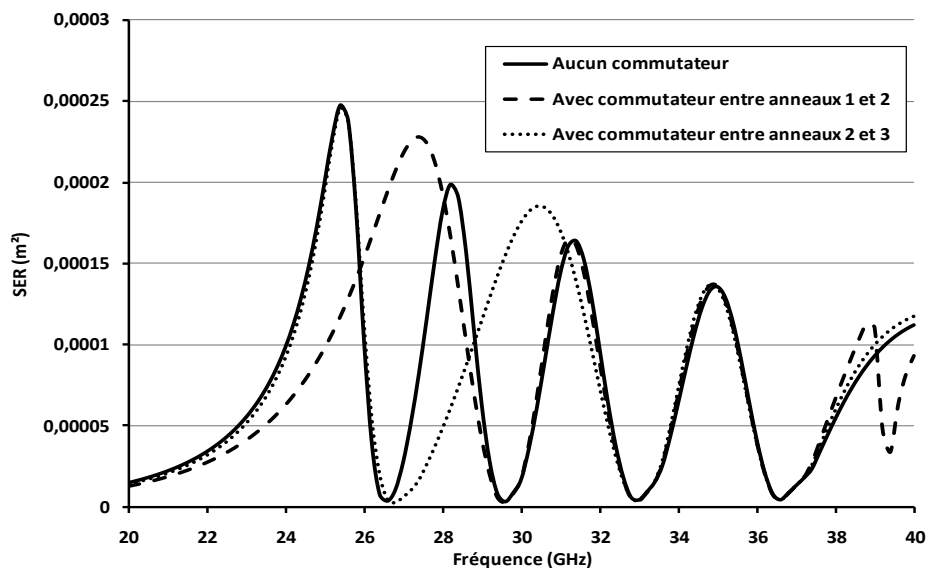
Le diffuseur multibandes considéré dans cette étude est composé de 5 anneaux concentriques métalliques imprimés sur un film diélectrique mince (Figure 14). Le rayon R_n ($R_1 > R_2 > R_3 \dots$) du n ème anneau métalliques ($n = 1, 2, 3, \dots$) est tel que le rapport des rayons successifs k est constant et supérieur à 1.



IV-14 : diffuseur multi-bande

Pour rendre reconfigurable ce diffuseur sans modifier la taille des anneaux ou la géométrie de l'ensemble, des commutateurs ou shunt sont intégrés à sa surface pour relier deux ou plusieurs anneaux adjacents. Cette action a pour conséquence de modifier le spectre du diffuseur.

Le diffuseur est composé de cinq anneaux concentriques métalliques de rayon moyen $R_1 = 1.91\text{mm}$ avec $k=1,1$ ($R_2 = 1.72\text{mm}$, $R_3 = 1.56\text{mm}$, $R_4 = 1,40\text{mm}$ et $R_5 = 1.27\text{mm}$). D'après la simulation sous le logiciel IE3D, Seuls les quatre premiers anneaux donnent des raies distinctes sur le spectre total de SER. Lorsqu'un contacteur entre deux anneaux est inactif (circuit ouvert idéal), le spectre simulé présente plusieurs pics aux fréquences de résonance des anneaux (figure 15).

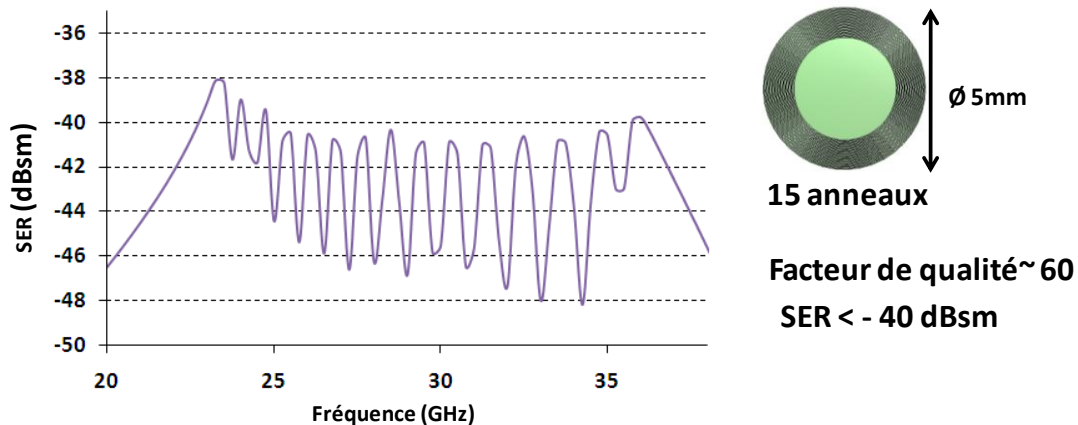


IV-15 : Impact du commutateur sur le spectre du diffuseur

Les quatre premiers pics de SER sont les premières fréquences de résonance de chaque anneau, à $f_1=25.4\text{GHz}$ (anneau 1), $f_2=28.2\text{GHz}$ (anneau 2), $f_3=31.3\text{GHz}$ (anneau 3) et $f_4=34.9\text{GHz}$ (anneau 4) avec $f_1 / f_2 = f_2 / f_3 = f_3 / f_4 = 1,1$. Les anneaux sont faiblement couplés à ces fréquences.

Lorsque le contacteur est actif (court-circuit idéal) entre deux anneaux proches, le spectre multi-bandes de la SER est modifié. La figure 15 montre que ce commutateur, en affectant la distribution de la densité de courant dans les deux anneaux 1 et 2 puis entre les anneaux 2 et 3, modifie le spectre fréquentiel d'origine. Les deux premières fréquences de résonances sont remplacées par une seule, les résonances 3 et 4 restent inchangées. Le facteur de qualité $Q = F/\Delta F$ avec ΔF exprimant la bande passante à -3dB d'une résonance est près de 15% pour les 5 anneaux.

La propriété multi-résonante du diffuseur apparaît plus clairement lorsque nous augmentons le nombre d'anneaux. Sur la figure 16 sont tracés les spectres simulés de SER pour un nombre de 15 anneaux concentriques. Le facteur de qualité de chaque raie a augmenté pour atteindre une valeur de 60 mais avec un niveau de SER toujours inférieur à -40 dBsm.



IV-16 : Diffuseur multi-bandes à 15 anneaux

Dans certaines applications, le diffuseur multibandes n'est pas toujours idéalement placé dans un plan perpendiculaire à la direction du rayonnement radar. Il peut, dans certaines applications, se présenter dans une configuration angulaire. Des simulations montrent que la position des raies spectrales de SER n'est pas affectée par ce changement angulaire et que seul le niveau de SER est progressivement détérioré lorsque l'angle augmente.

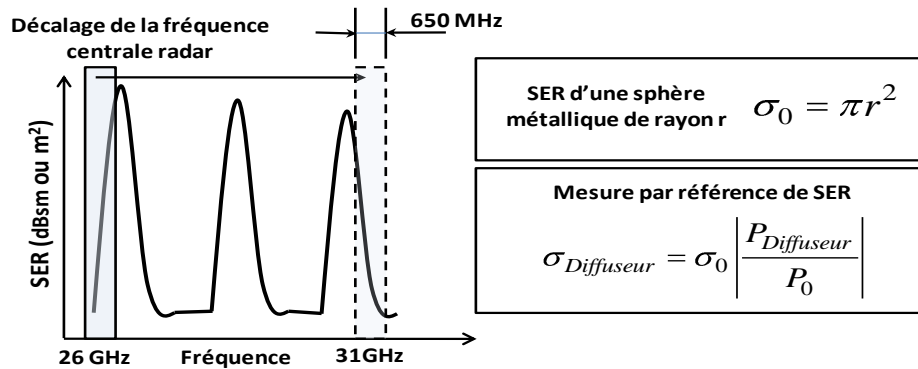
IV.2.2 Conception et mesures

Un diffuseur multibandes composé de 4 anneaux métalliques, de diamètre maximal de 8mm, est déposé sur un film diélectrique mince. Nous avons montré dans les chapitres précédents, que le radar FMCW est capable de détecter une cible de 1cm^2 à une distance de 14 m (ou 20 m avec l'utilisation d'une antenne parabole). La distance choisie pour cette détection de cible est de 3m, dans une salle anéchoïque pour des besoins de facilités de positionnement de la cible.

IV Techniques d'identification des capteurs

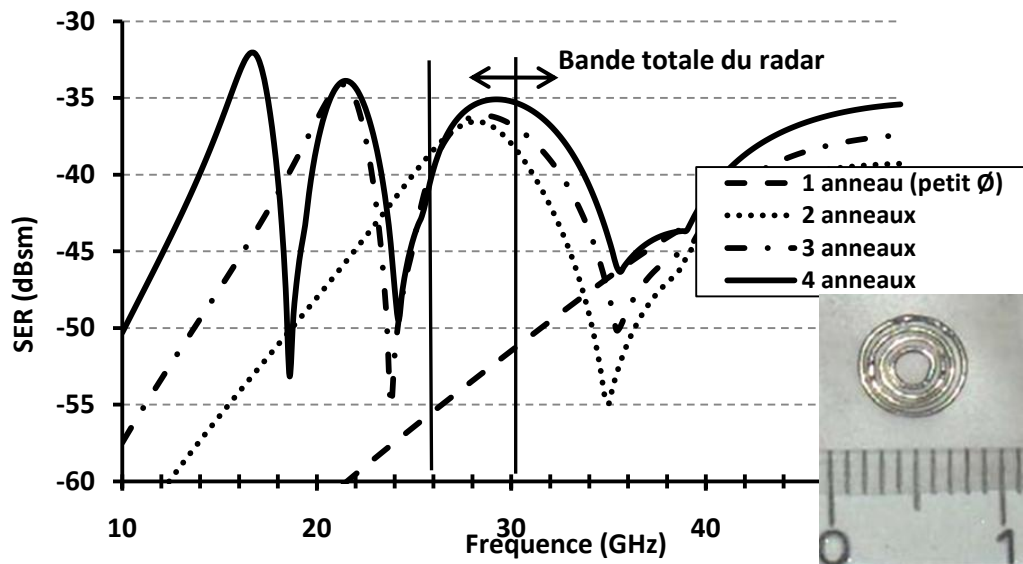
La technique radar employée afin de détecter les raies fréquentielles du diffuseur, est de décaler la bande d'excursion de fréquence (650MHz), par pas fréquentiels successifs sur toute l'échelle du radar, de 26 GHz à 30 GHz.

A chaque pas une mesure du niveau de puissance P_0 de la raie spectrale de la référence est prise, sur le signal de battement radar. Cette référence est une sphère métallique de 7cm de diamètre de -24,1dBsm de SER (σ_0). En mesurant également le niveau de puissance du diffuseur sur ce pas fréquentiel, et en appliquant l'équation donnée à la figure 17, la SER du diffuseur est calculée. Nous appliquons la même procédure de calibrage et de mesure de SER sur toute l'échelle de fréquence (26 à 30GHz).



IV-17 : Technique de mesure de SER du diffuseur

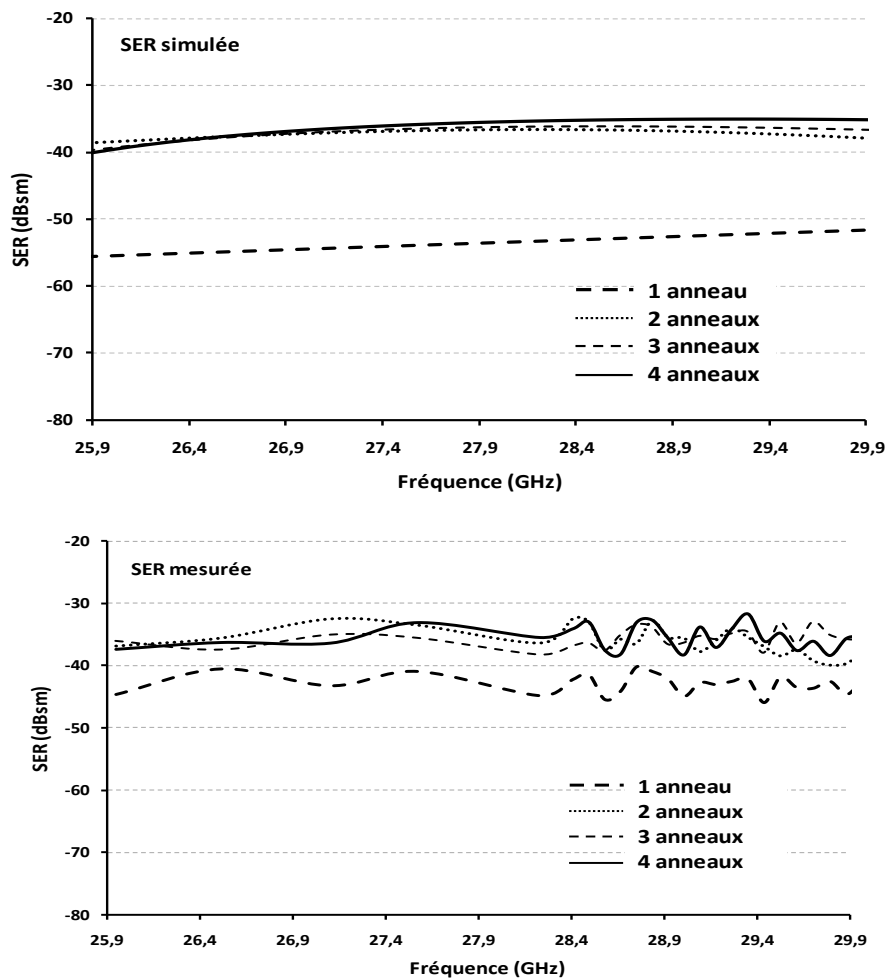
Le spectre de SER du diffuseur réalisé est représenté sur la figure 18. Chaque anneau ajouté pour obtenir le design final du diffuseur, apporte sa contribution dans le spectre de SER. Dans la bande du radar, l'amplitude de la 3^{ème} raie du spectre du diffuseur varie avec le nombre d'anneaux de la cible.



IV-18 : Spectre de SER du diffuseur réalisé

Ne pouvant valider en fréquence le spectre du diffuseur, la bande de cette cible étant trop large par rapport à celle du radar, la vérification de la modification du spectre par ajout successif des anneaux jusqu'au nombre de 4, est faite par la mesure de variation d'amplitude de SER dans toute la bande fréquentielle du radar de 26 GHz à 30 GHz.

Les résultats simulés et mesurés de la cible de 4 anneaux sont montrés sur la figure 19



IV-19 : Résultats de mesures de SER de 4 anneaux

Comme le montre la figure 19, les résultats de SER simulés et mesurés montrent que la courbe de niveau pour un anneau est bien séparée des autres courbes pour 2, 3 et 4 anneaux. Le spectre du diffuseur, modifié en fonction du nombre d'anneaux, semble confirmer la technique d'identification. Malgré le soin apporté au bon positionnement de la cible et de la référence, du choix des fréquences, des perturbations apparaissent à partir de la fréquence de 28,4 GHz. Cela est incriminé à un défaut d'isolation de la chambre sensible à la sphère de référence au moment du calibrage.

Même si ces résultats sont en corrélations avec les simulations et montrent qu'il y a une variation de du niveau de SER et donc de fréquence sur le spectre d'identification, le travail futur sera de prévoir des cibles avec un nombre d'anneaux plus important pour que plusieurs résonances soient identifiables dans la bande de fréquence du radar.

Ce diffuseur multibandes est une solution originale d'identification de capteurs passifs dans un réseau sans fil. Plusieurs cibles utilisant plus d'anneaux (de 10 à 24) sont en cours de fabrication et vont nous permettre de conforter ces premiers résultats avec plusieurs raies de résonances dans la bande du radar. Pour détecter avec précision les raies spectrales de ces diffuseurs, aujourd'hui est étudié un système automatique de décalage par pas fréquentiel du signal radar, intégrable au VCO.

Références

- [1] M. Jatlaoui, F. Chebila, S. Bouaziz, P. Pons, et H. Aubert, "Original identification technique of passive EM sensors using loaded transmission delay lines," in Microwave Conference (EuMC), 2010 European, p. 1106-1109, 2010.
- [2] Projet SACER : Projet labellisé par le pôle AEROSPACE VALLEE. Ce projet réalisé avec 4 PME et le LAAS permettra l'acquisition de signaux de capteurs communicants sans fils pour un système embarqué.
- [3] S. Bouaziz, A. Ali, et H. Aubert, "Low-profile wideband antenna with unidirectional inclined radiation pattern for C-band airborne applications," in Microwave Conference, 2009. APMC 2009. Asia Pacific, p. 1902-1905, 2009.
- [4] S. Bouaziz, A. Ali, S. Hebib, et H. Aubert, "Planar wideband microstrip antenna with inclined radiation pattern for C-band airborne applications," in Antennas and Propagation (EuCAP), 2010 Proceedings of the Fourth European Conference on, p. 1-4, 2010.
- [5] <http://www.andra.fr/>
- [6] F.Khalil, F.Chebila, H.Aubert, « Interrogation à distance de capteurs passifs dans un tunnel » Journées Scientifiques 2010 du Club EEA, Rennes (France), 26-27 Octobre 2010
- [7] Brevet : Dispositif de mesure comprenant un diffuseur électromagnétique
WO 2010/136388 (A1), Décembre 2010
H.Aubert, P.Pons, F. Chebila, M.M.Jatlaoui,
- [8] M. Jatlaoui, F. Chebila, P. Pons, et H. Aubert, "New micro-sensors identification techniques based on reconfigurable multi-band scatterers," in Microwave Conference, 2009. APMC 2009. Asia Pacific, p. 968-971, 2009.
- [9] F. Chebila, M. Jatlaoui, P. Pons, et H. Aubert, "Reconfigurable multi-band scatterers for micro-sensors identification," in Antennas and Propagation Society International Symposium, 2009. APSURSI '09. IEEE, p. 1-4, 2009.

Conclusion générale
&
Perspectives

Conclusion générale et perspectives

Le LAAS s'est investi dans un nouvel axe de recherche basé sur de nouveaux réseaux de capteurs passifs qui utilisent pour la première fois une transduction Radio Fréquence pour mesurer la pression et la détection de gaz. Ces composants, n'ayant aucune alimentation ou de circuit de sauvegarde d'énergie et fonctionnant dans la bande de fréquence Ka (26 à 40 GHz) ont besoin pour transmettre leurs mesures à un opérateur, d'un lecteur adapté.

L'étude et la réalisation du lecteur pour l'interrogation de capteurs passif à transduction radio fréquence fut le sujet de ce travail de thèse.

Ce lecteur devait satisfaire trois paramètres importants pour cette lecture à distance. Sa portée devait être supérieure à 20 m, travailler à une fréquence compatible avec les capteurs réalisés et contenir un système d'identification de ces cellules au sein d'un réseau.

Après l'étude des différents systèmes d'interrogation de capteurs passifs existants, de technologies RFID et SAW, aucun ne répondait à nos attentes. Nous nous sommes donc tournés vers un lecteur de technologie radar qui permet une détection à grande portée de faible niveau de puissance d'écho de cible. La mesure de distance par ce type de lecteur est également un élément clé dans le principe d'identification de capteurs.

Devant le choix de différents types de radar, impulsionnel ou continu, l'évaluation des paramètres de portée, de fréquence, de niveau de Surface Equivalente Radar, de perturbations environnementales, nous ont dirigés vers un radar continu à modulation de fréquence (FMCW). Sa technique de modulation et son architecture basée autour d'un VCO a facilité sa réalisation et son réglage.

Un premier prototype à la fréquence de 3GHz fut donc monté pour nous conforter sur le choix du radar et pour réaliser les premières détections de cibles. Les bilans de puissances et les fréquences de battement radar mesurées ont validé ce lecteur. Un deuxième prototype radar à 30GHz fut ensuite monté. Ses premiers tests de détection de cibles de 1cm^2 à des distances proche des 14 m, furent très positifs pour poursuivre l'interrogation de cibles à plus longue distance. Le choix de l'antenne d'émission du lecteur, antenne cornet ou une parabole, modifient cette portée d'interrogation.

Nous avons montré que les capteurs ont un niveau de rétrodiffusion et donc une Surface Equivalente Radar variante en fonction du changement de la grandeur physique détecté. Sensible à cette SER le niveau de la raie du capteur, sur le spectre du signal de battement radar, varie proportionnellement à la pression ou à la détection de gaz.

Le système global (radar et capteur) est caractérisé par une droite représentative de la portée du lecteur en fonction de la sensibilité de la liaison (cas idéal d'un capteur sans aucune perte). Cette sensibilité définie comme le rapport des variations relatives de la mesure radar sur celles de l'impédance du capteur, image de la pression ou de la détection de gaz.

Cette droite est donc importante pour la conception d'un capteur car elle détermine le domaine des solutions des valeurs de la sensibilité et de la portée du système (radar et capteur) qui définissent ensuite l'échelle des impédances variables du capteur en fonction de la grandeur physique.

Dans le système radar FMCW réalisé, le calcul montre que pour une distance de 30m la sensibilité est de 1,8, valeur proche de l'idéal, puis s'annule pour une portée de 58m.

Après avoir confirmé la détection radar d'antenne chargée sur des longues portées, des mesures en salle des capteurs de pression et de détection de gaz nous ont permis également de valider le principe de la détection radar à distance d'une variation d'une grandeur physique.

Une première comparaison de données des niveaux de fréquence de battement radar et des niveaux de SER de capteur de pression passif, relié à une ligne coaxiale, montre une sensibilité de 0,7dBsm/Bar, inférieur à la sensibilité du système global pour une distance de 30m.

Un détecteur de gaz à également été mesuré à partir de 3 structures résonantes. Ces cellules théoriquement identiques, mais en raison d'inévitables imprécisions dans leur réalisation, donnent une réponse en réflexion différente, détectable à distance par le radar. Elles sont vues par le lecteur comme un capteur sensible à trois différentes concentrations de gaz.

A l'avenir, ces capteurs seront intégrés dans un réseau pour satisfaire de nombreuses applications industrielles. Pour que le radar détecte la mesure de chaque cellule, il devra auparavant les identifier individuellement. Deux principes d'identification ont été étudiés et testés.

Un premier principe utilise les modes de SER (mode de structure et mode d'antenne) pour différencier l'antenne et son capteur reliés par une longueur de ligne à retard. Par ce principe, d'une part, la mesure du capteur est optimale (pleine échelle de la mesure) et d'autre part, différentes longueurs de lignes permettent d'identifier plusieurs capteurs à des raies spectrales contigus sur le signal de battement radar.

Cette technique d'identification est également utile pour mesurer une grandeur physique indépendamment de la distance d'interrogation. Un capteur et sa référence (de pression ou de détection de gaz) sont, par exemple, reliés à une seule antenne par deux lignes à retards de longueurs différentes. La comparaison des niveaux de détection radar des deux raies identifiées au capteur et à sa référence, nous donnera la valeur de la grandeur physique exacte, pour toute l'échelle de la portée d'interrogation.

Une deuxième technique d'identification de capteurs passifs est basée sur l'association d'un diffuseur à spectre de SER multibandes reconfigurable avec chaque cellule de mesures d'un réseau. Par cet élément, chaque capteur présente un écho qui a une unique signature spectrale de SER et donc permet son identification par le radar FMCW.

Toutes ces techniques d'identification associées aux capteurs trouvent des applications dans les secteurs de l'aéronautique et du nucléaire.

Ce travail de thèse a donc montré l'ensemble des éléments utiles à une interrogation à longue portée de capteurs passifs dans la gamme des hautes fréquences (30GHz). Dans la continuité de ces travaux certaines améliorations sont à apporter au radar FMCW et aux différents capteurs.

Pour le radar, des traitements de signaux sont envisagés pour améliorer encore la détection sur des longues portées et obtenir une meilleure linéarisation du VCO. Un système de balayage fréquentiel par pas incrémental de l'oscillateur est à l'étude afin que le radar puisse également détecter la variation de la grandeur physique en fréquence. Cette technique fut utilisée manuellement dans le cas de la méthode d'identification par un diffuseur multibandes mais nous souhaitons aujourd'hui la rendre automatique.

Un travail d'étude est en cours sur de nouvelles antennes planaires directionnelles et des lignes à retard pour minimiser la taille des capteurs et pour les rendre autonomes (sans l'usage d'un banc de mesure). D'autres capteurs passifs à transduction RF (contrainte, température) ont été également réalisés, basés sur le même principe de lecture à distance.

Ces premiers résultats sur l'interrogation de nouveaux capteurs, via un radar FMCW, ont ouvert la voie à un développement d'une communication à haute fréquence, à grande portée et pour des cellules de mesures compactes et totalement passives.

Production Scientifique

Production Scientifique

Journaux internationaux

- [1] H. Hallil, **F. Chebila**, P. Menini, H. Aubert, "Feasibility of Passive Gas Sensor Based on Whispering Gallery Modes and its RADAR Interrogation: Theoretical and Experimental Investigations" *Sensors & Transducers*, Vol.116, N°5, pp.38-48, Mai 2010

Conférences internationales

- [1] M. Jatlaoui, **F. Chebila**, P. Pons, et H. Aubert, "Pressure sensing approach based on electromagnetic transduction principle," in *Microwave Conference, 2008. APMC 2008. Asia-Pacific*, p. 1-4, 2008.
- [2] M. M.Jatlaoui, **F.Chebila**, P.Pons, H.Aubert, F.Coccetti, G.J.Papaioannou, M.Dragoman, D.Neculoiu, D.Dragoman, A.Muller, G.Konstantinidis, R.Plana, « Micro and nanoengineering of electromagnetic energy: applications to sensors, communications, scavenger » joint IFIN-HH, ICTP, IAEA Workshop on Trends in Nanoscience: Theory, Experiment, Technology, Sibiu (Roumanie), 23-30 Août 2009
- [3] M. M.Jatlaoui, **F.Chebila**, P.Pons, H.Aubert, F.Coccetti, "RF MEMS/NEMS technologies for advanced sensors and scavengers » Joint IFIN-HH, ICTP, IAEA Workshop on Trends in Nanoscience: Theory, Experiment, Technology, Sibiu (Roumanie), 23-30 Août 2009, 2p
- [4] **F. Chebila**, M. Jatlaoui, P. Pons, et H. Aubert, "Reconfigurable multi-band scatterers for micro-sensors identification," in *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2009. APSURSI '09. IEEE*, p. 1-4, 2009.
- [5] M. Jatlaoui, **F. Chebila**, P. Pons, et H. Aubert, "Wireless interrogation techniques for a passive pressure micro-sensor using an EM transducer," in *Microwave Conference, 2009. EuMC 2009. European*, p. 053-056, 2009.
- [6] M. Jatlaoui, **F. Chebila**, I. Gmati, P. Pons, et H. Aubert, "New electromagnetic transduction micro-sensor concept for passive wireless pressure monitoring application," in *Solid-State Sensors, Actuators and Microsystems Conference, 2009. TRANSDUCERS 2009. International*, p. 1742-1745, 2009.
- [7] M. Jatlaoui, **F. Chebila**, P. Pons, et H. Aubert, "New micro-sensors identification techniques based on reconfigurable multi-band scatterers," in *Microwave Conference, 2009. APMC 2009. Asia Pacific*, p. 968-971, 2009.
- [8] M. Jatlaoui, **F. Chebila**, P. Pons, et H. Aubert « Réflecteur passif basé sur la transduction EM pour la mesure sans fil de la pression » Journées Maghreb-Europe, Tabarka (Tunisie), 20-22 Octobre 2010
- [9] **F. Chebila**, M. Jatlaoui, P. Pons, et H. Aubert, "Pressure measurement from the RADAR interrogation of passive sensors," in *Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI), 2010 IEEE*, p. 1-4, 2010.
- [10] T.Thai, **F. Chebila**, M.M.Jatlaoui, P.Pons, H.Aubert, G.R. DeJean, M.M.Tentzeris, R.Plana, "A novel passive ultrasensitive RF temperature transducer for remote sensing and identification utilizing radar cross sections variability," in *Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI), 2010 IEEE*, p. 1-4, 2010.

- [11] H. Hallil, **F. Chebila**, P. Menini, P. Pons, et H. Aubert, "Feasibility of wireless gas detection with an FMCW RADAR interrogation of passive RF gas sensor," in *Sensors*, 2010 IEEE, p. 759-762, 2010.
- [12] M. Jatlaoui, **F. Chebila**, S. Bouaziz, P. Pons, et H. Aubert, "Original identification technique of passive EM sensors using loaded transmission delay lines," in *Microwave Conference (EuMC), 2010 European*, p. 1106-1109, 2010.
- [13] M. M. Jatlaoui, **F. Chebila**, T. Idda, P. Pons, et H. Aubert, "Phenomenological theory and experimental characterizations of passive wireless EM pressure micro-sensor prototype," in *Sensors*, 2010 IEEE, p. 643-646, 2010.
- [14] T.Thai, **F. Chebila**, M.M.Jatlaoui, P.Pons, H.Aubert, G.R. DeJean, M.M.Tentzeris, R.Plana, "Design and development of a millimetre-wave novel passive ultrasensitive temperature transducer for remote sensing and identification," in *Microwave Conference (EuMC), 2010 European*, p. 45-48, 2010.

Conférences Nationales

- [1] F.Khalil, **F.Chebila**, H.Aubert, « Interrogation à distance de capteurs passifs dans un tunnel » Journées Scientifiques 2010 du Club EEA, Rennes (France), 26-27 Octobre 2010
- [2] M. Jatlaoui, **F. Chebila**, P. Pons, et H. Aubert, « Capteur de pression passif à traduction électromagnétique » Colloque Interdisciplinaire en Instrumentation (C2I 2010), Le Mans (France), 26-27 Janvier 2010, 7p
- [3] M. Jatlaoui, **F. Chebila**, P. Pons, et H. Aubert, « Interrogation radar de micro-capteur de pression à transduction électromagnétique », 16èmes Journées Nationales Microondes (JNM 2009), Grenoble (France), 27-29 Mai 2009, 4p.
- [4] **F. Chebila**, M. M. Jatlaoui, P. Pons, H. Aubert, "Microsystème Passif Communicant Pour la Mesure de la Pression", Poster, Journées Nationales du GDR MNS, Montpellier (France), December 3-5, 2008.
- [5] M. M. Jatlaoui, **F. Chebila**, P. Pons, H. Aubert, "RF Pressure Transducer With Wireless Interrogation", Oral, Workshop Internet of Things, LAAS-CNRS Toulouse (France), October 21, 2008.

Brevet

Dispositif de mesure comprenant un diffuseur électromagnétique
WO 2010/136388 (A1), Décembre 2010
H.Aubert, P.Pons, **F. Chebila**, M.M.Jatlaoui,

ANNEXES

Annexe A

Méthode de Welch

ALGORITHME DU PERIODOGRAMME

Le périodogramme est une méthode d'estimation de la densité spectrale de puissance d'un signal. La méthode directe de calcul du périodogramme utilise la transformée de Fourier rapide (*FFT*) du signal. Le signal d'entrée est un signal sinusoïdal échantillonné, noyé dans un bruit blanc gaussien. Le signal échantillonné est $x[n]=x(n.T_s)$ pour $n = 0,1,\dots,(N-1)$, où N est la longueur d'enregistrement.

Périodogramme simple :

Estimation de la densité spectrale de puissance

$$P_N(\omega) = \frac{1}{N} |X(\omega)|^2$$

Avec $X(\omega)$ la Transformée de Fourier Discrète d'une séquence de longueur N du signal

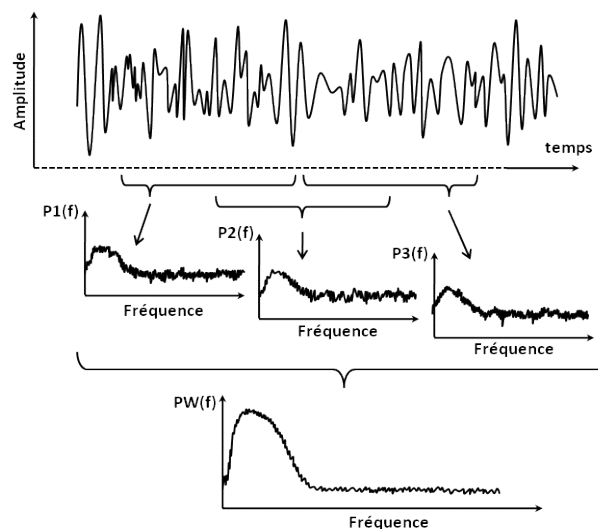
$$X(\omega) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) e^{-j\omega n}$$

D'une part, cet estimateur est biaisé, et d'autre part sa variance ne tend pas vers 0.

Cette simple estimation du spectre est améliorée en moyennant plusieurs périodogrammes.

Périodogramme moyenné :

Pour mieux séparer le signal du bruit, on calcule la moyenne, élément par élément de plusieurs périodogrammes indépendants. La sinusoïde est la même pour les différents signaux mais le bruit est indépendant pour chaque réalisation car il est aléatoire. On découpe donc l'échantillon de départ $x(n)$ où $0 \leq n \leq N-1$ en K segments de M points, avec $N = KM$.



On calcule ensuite les périodogrammes.

$$P_M^i(\omega) = \frac{1}{M} \left| \sum_{n=0}^{M-1} x^i(n) e^{-j\omega n} \right|^2 \text{ avec } 1 \leq i \leq K$$

Pour chaque séquence : $x(i)(n) = x(n + (i-1)M); 0 \leq n \leq M-1$

Puis on fait la moyenne des périodogrammes :

$$\hat{\phi}(\omega) = \frac{1}{K} \sum_{i=1}^K P_M^i(\omega)$$

La variance de $\hat{\phi}(\omega)$ apparait comme inversement proportionnelle au nombre de périodogrammes. Cette méthode permet donc de réduire la variance. On perd toutefois en résolution spectrale, car on utilise des échantillons plus courts. Ceci se traduit par un accroissement de la largeur du lobe principal de la fenêtre spectrale, et par une augmentation du biais de l'estimation. Il faut donc intervenir sur le nombre M de segments pris dans l'échantillon pour trouver un compromis entre biais et variance.

Cette estimation du spectre est souvent améliorée en multipliant préalablement les données par une fonction de fenêtrage :

Lissage du périodogramme :

Le périodogramme est lissé par convolution avec une fenêtre spectrale adaptée.

$$\tilde{\phi}(\omega) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} P_N(\theta) W(\omega - \theta) d\theta$$

Avec $W(\omega)$ le spectre de la fenêtre de convolution $w(n)$, de durée $(2P-1)$ points.

C'est une fenêtre rectangulaire de taille très inférieure à la taille du signal glissant d'échantillon en échantillon. La fenêtre peut être de différents type : fenêtre rectangulaire (porte), fenêtre de Hamming...

Périodogramme lissé de Welch :

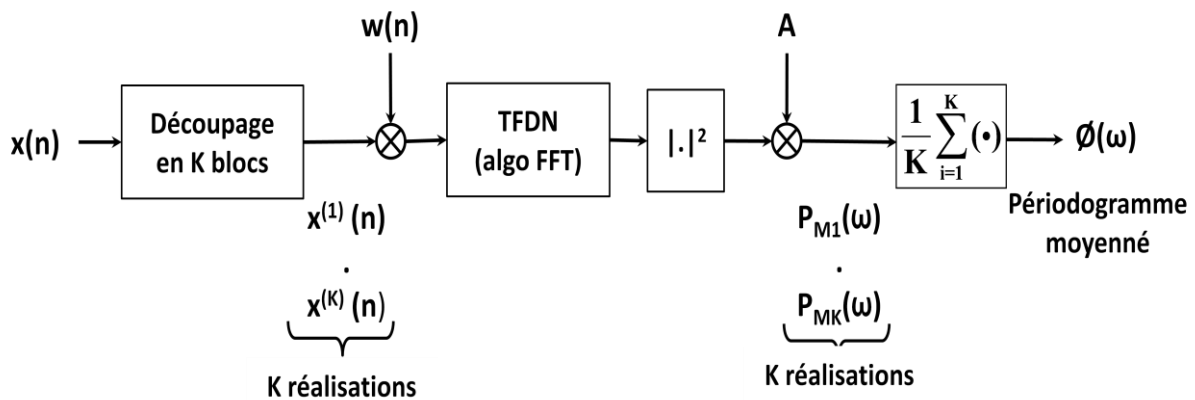
La méthode de Welch consiste à combiner les deux techniques précédentes : on découpe l'échantillon de départ en K segments de longueur M, en appliquant à chacun la fenêtre $w(n)$, et on calcule le périodogramme pour chaque segment, puis on calcule la moyenne de tous les périodogrammes.

$$P_M^i(\omega) = \frac{1}{MU} \left| \sum_{n=0}^{M-1} x^i(n) w(n) e^{-j\omega n} \right|^2 \quad \text{avec } U = \frac{1}{M} \sum_{n=0}^{M-1} w^2(n)$$

On calcule ensuite la moyenne des K périodogrammes obtenus:

$$\tilde{\phi}(\omega) = \frac{1}{K} \sum_{i=1}^K P_M(\omega)$$

La variance obtenue est identique à celle trouvée pour un moyennage de périodogramme accompagné d'un lissage du spectre. On peut également introduire un recouvrement des segments, ce qui augmente leur nombre total K et diminue donc la variance. Par contre, les périodogrammes ne sont plus indépendants. Le gain sur la variance du spectre estimé est appréciable jusqu'à un recouvrement de 50%, valeur au-delà de laquelle les améliorations sont plus limitées.



A est le facteur de normalisation (mesure de DSP ou SP)

Cette méthode réduit le biais de l'estimateur

Bilan :

Cet estimateur est simple, utilisable pour du temps-réel (algorithme FFT)

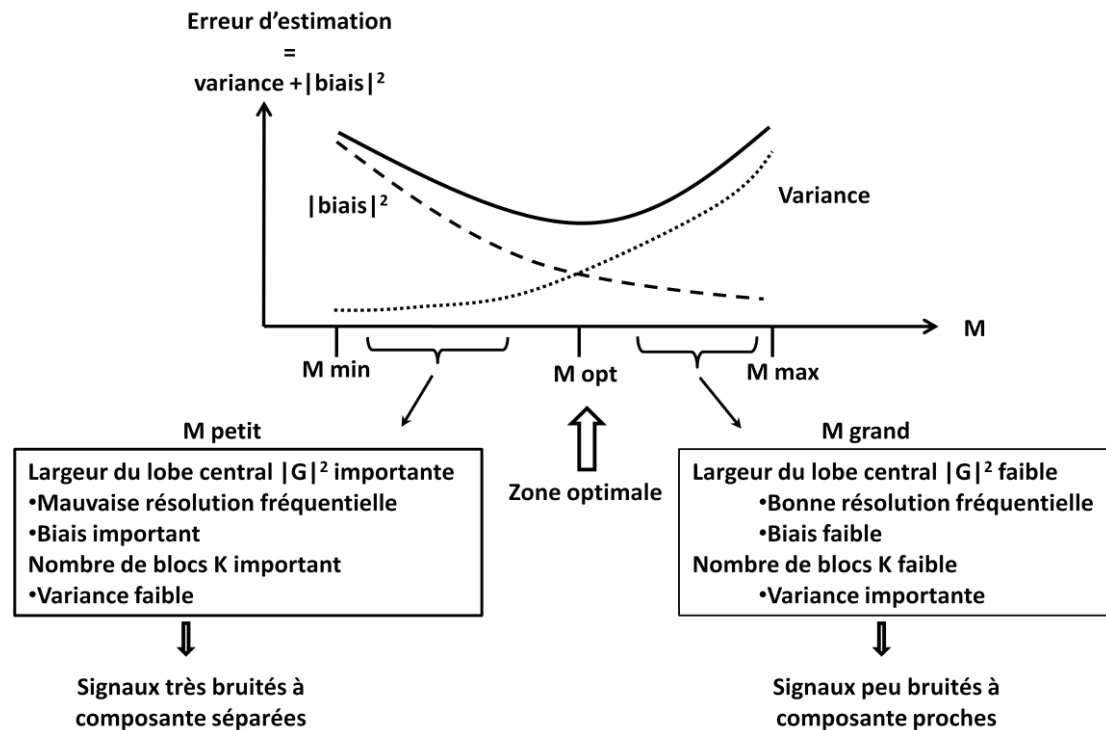
Performances :

- Approximation : non biaisé pour spectres à variation lentes
- Variance relative inversement proportionnelle au nombre de blocs

Choix de la taille M du bloc :

Tout dépend du signal analysé et de ce que l'on veut faire :

- séparer des composantes proches (M grand)
- estimer correctement la DSP du bruit (M faible)



Tout dépend du signal analysé et de ce que l'on veut faire :

- séparer des composantes proches (M grand)
- estimer correctement la DSP du bruit (M faible)

L'utilisation de la méthode de Welch permettant d'obtenir un estimateur non biaisé et le moyennage de périodogrammes un estimateur à faible variance, le moyennage de périodogrammes de Welch nous permettra d'obtenir une estimation sans biais ni variance.

Sous Matlab , il existe la fonction pwelch :

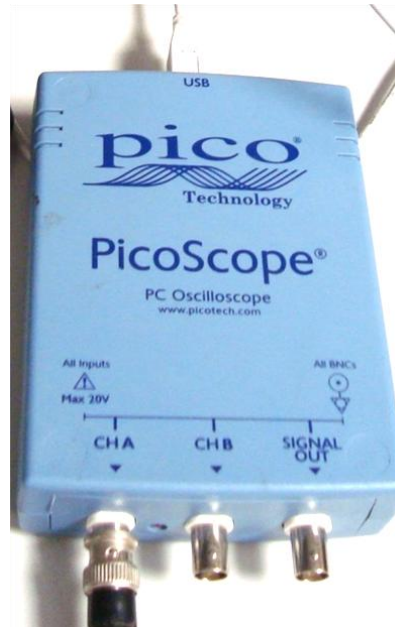
[Pxx,f] = pwelch(x>window,noverlap,f,fs,'range')

- x : vecteur correspondant au signal d'entrée.
- window : largeur de la fenêtre de Hamming par laquelle on pondère les blocs.
- noverlap : recouvrement des segments (50% par défaut)
- f : vecteur des fréquences
- fs : fréquence d'échantillonnage
- 'range' : 'onesided' or 'twosided'

Annexe B

Convertisseur analogique numérique

Picoscope 2205 & Matlab



Le PicoScope 2205 est un appareil, connectable par USB, qui a pour fonctionnalité d'être un oscilloscope, analyseur de spectre et générateur de signaux arbitraire et a pour interface le logiciel Picoscope (sous Windows)

Caractéristiques

- Bande passante : 25 MHz
- Voies : 2
- Résolution verticale : 8 bits
- Résolution verticale améliorée : 12 bits
- Amplitude des valeurs d'entrée (Pleine Echelle) : $\pm 50\text{mV}$ à $\pm 20\text{V}$
- Type d'entrée : connecteur BNC (pourra se brancher directement au radar)
- Type de sortie : câble USB (relié à l'ordinateur)
- Taux d'échantillonnage maximal : 200 MS/s pour une voie, 100 MS/s pour 2 voies.
- Taux d'échantillonnage maximal en mode Streaming : 1 MS/s
- Taille du Buffer : 16 kS/channel pour une voie, 8 kS/channel pour 2 voies
- Taille du Buffer en mode Streaming : 2M samples per channel
- Plage temporelle : 50 ns/div à 200s/div

Application du traitement du signal sous Matlab via le picoscope

Deux librairies utilisées :

- ps2000.dll : Permet de programmer en faisant des appels de fonction en langage C.
- ps2000.h : Contient les déclarations (en langage C) de diverses fonctions utilisables avec le Picoscope.

Deux modes de fonctionnement

- **En « block mode »**

Le taux d'échantillonnage est maximal, et le picoscope récupère les données beaucoup plus rapidement que le PC ne peut les lire. Le picoscope stocke donc des blocs de données dans une mémoire interne (buffer), retardant ainsi le transfert au PC. Une fois la mémoire pleine, le picoscope signale au PC qu'il est prêt à transférer le contenu mémoire PC.

Le nombre de valeurs dépend de la taille du buffer du picoscope.

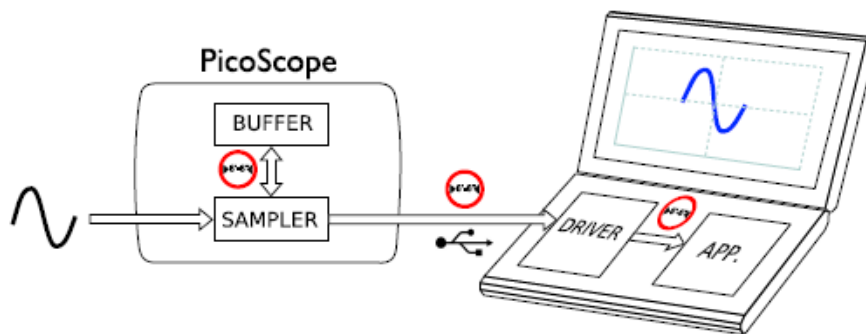
- **En « streaming mode » ou « fast streaming mode »**

Les données ne sont pas stockées dans le buffer du picoscope mais envoyées directement en continu au PC. L'ordinateur donne l'instruction au picoscope de lui envoyer les données.

Ce nombre de données est limité uniquement par la taille de la mémoire du PC : le driver stocke les données dans son propre buffer et envoie un signal à l'application. L'application doit ensuite copier les données avant que le driver réécrive les nouvelles données par dessus.

Une fois la copie de données réalisée, l'application crée un tableau de données dont la taille est uniquement limitée par les ressources du PC.

Ce mode permet alors de récupérer un très grand nombre de données à une vitesse relativement élevée.



Transmission des données du Picoscope au PC

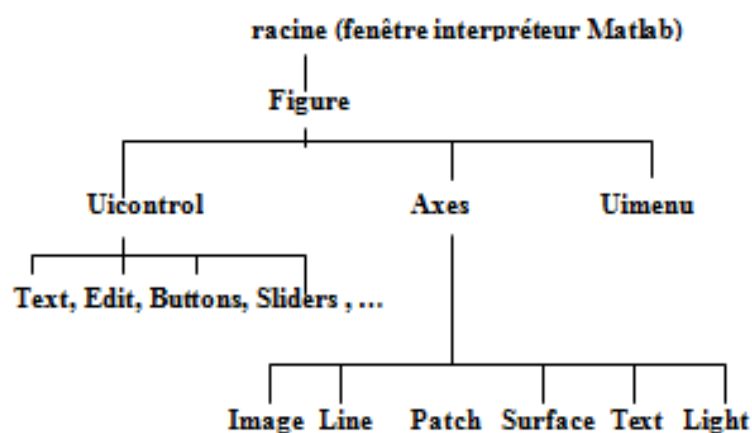
Fonctions utilisées en block mode, pour la récupération des données :

1. Ouverture de la communication avec le picoscope : `ps2000_open_unit()`.
2. Sélection de la voie et AC/DC couplage : `ps2000_set_channel()`.
3. Démarrer l'acquisition des données: `ps2000_run_block()`.
4. Transférer le bloc de données depuis le picoscope : `ps2000_get_values()`
5. Afficher les données
6. Répéter 3 à 5
7. Stopper le picoscope : `ps2000_stop()` .

- **Création d'une interface GUI (Graphical User Interface)**

Matlab permet à l'utilisateur de programmer des interfaces graphiques interactives.

Un GUI se présente comme une structure arborescente composée d'objets d'interface et respectant une hiérarchie bien définie.



Chacun de ces objets possède un ensemble de propriétés programmables qui fixent l'apparence graphique et les réactions de l'objet aux sollicitations de l'utilisateur du GUI.

Les objets sont créés lors de la constitution de l'interface, ou dynamiquement durant l'exécution. Dans le programme, les principaux objets manipulés sont :

-« axes » qui permettent de définir l'emplacement des figures dans la fenêtre.

Nous avons ainsi eu besoin de décaler nos courbes sur la droite pour pouvoir placer les boutons du menu et les résultats à gauche.

```
handles.hax1= axes('Position',[.2, .71, .775, .22]);
```

« uicontrol » qui permet de faire des boutons, zones de textes, menus déroulants, ...

Exemple :

```
uicontrol('Style','pushbutton','String','Etalonnage',...  
    'units','normalized','Position',[0.008 0.94 0.090 0.032],  
    'fontsize',10,'FontWeight','bold','Callback','@pre_etalonnage',  
    'backgroundcolor','c');
```

Ceci est un bouton où il sera écrit « Etalonnage », en taille 10, en haut à gauche de la fenêtre, ayant pour couleur de fond bleu cyan. Il effectue un callback vers la fonction « pre_etalonnage », ce qui signifie que dès que l'utilisateur cliquera sur ce bouton « Etalonnage », la fonction nommée « pre_etalonnage » va s'exécuter.

Les handlers sont les identificateurs des objets. Les objets étant créés lors de la constitution de l'interface, ou dynamiquement durant l'exécution, on leur associe lors de la création un identificateur unique, qu'on appelle le handler et qui permet de les manipuler. Certains handlers sont réservés et mis à jour en permanence :

- gcf : attaché à la figure courante
- gca : axes de tracé courants
- gcbf : figure activée (dans laquelle on clique)
- gcbo : objet activé actuellement à l'aide de la souris

Pour retrouver dans une interface le handler d'un objet quand on connaît une propriété qui le caractérise, on utilise la fonction findobj.

```
Exemple : hLine=findobj(handles.hax3,'type','line','color','c');
```

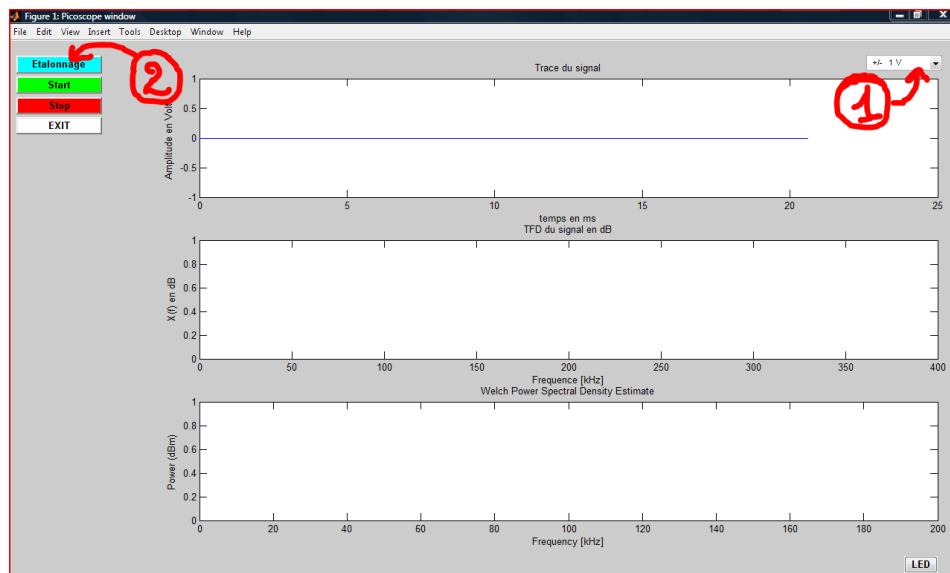
Permet de trouver la courbe bleu cyan dans handles.hax3

Il existe de nombreux autres objets et paramètres de GUI, ceux utilisés le plus fréquemment dans le code ont été décrits ci-dessus.

Annexe C

Guide d'utilisation de l'interface de mesure de SER

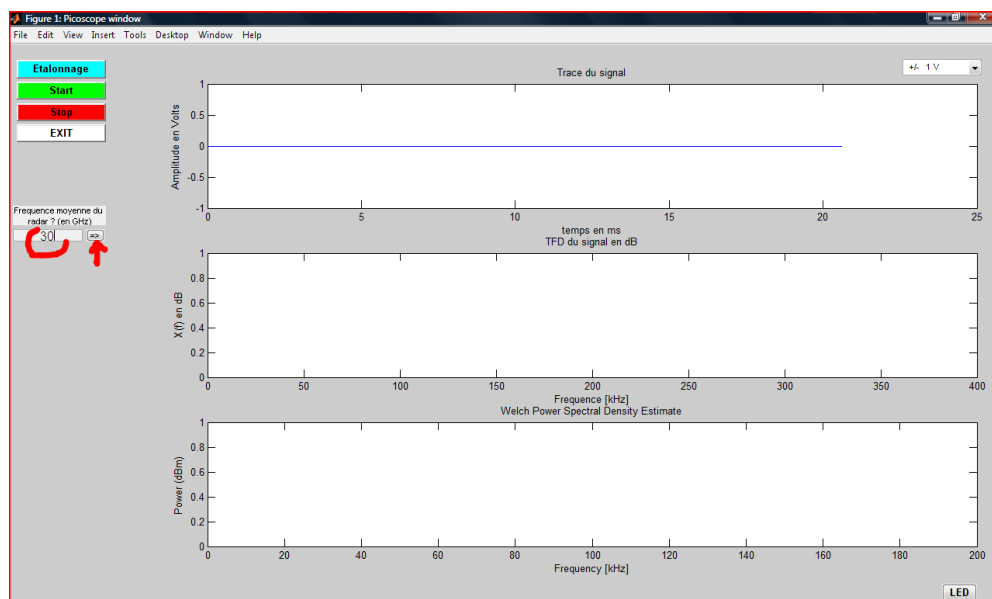
- Brancher le Picoscope à l'ordinateur (et au radar). Ouvrir Matlab, et lancer le programme PicoMatlab.m (dans le répertoire de travail « Prog_Picoscope », où sont stockées les librairies). La fenêtre suivante apparaît :



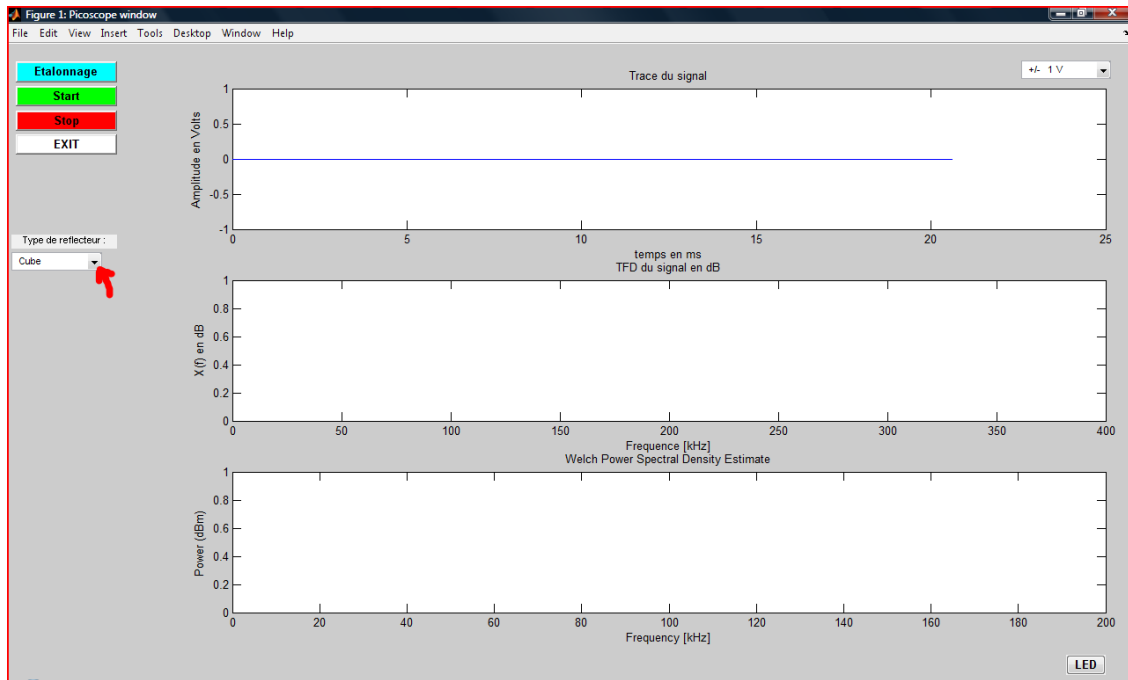
1 : Choisir la plage d'amplitude adaptée.

2 : Cliquer sur Etalonnage

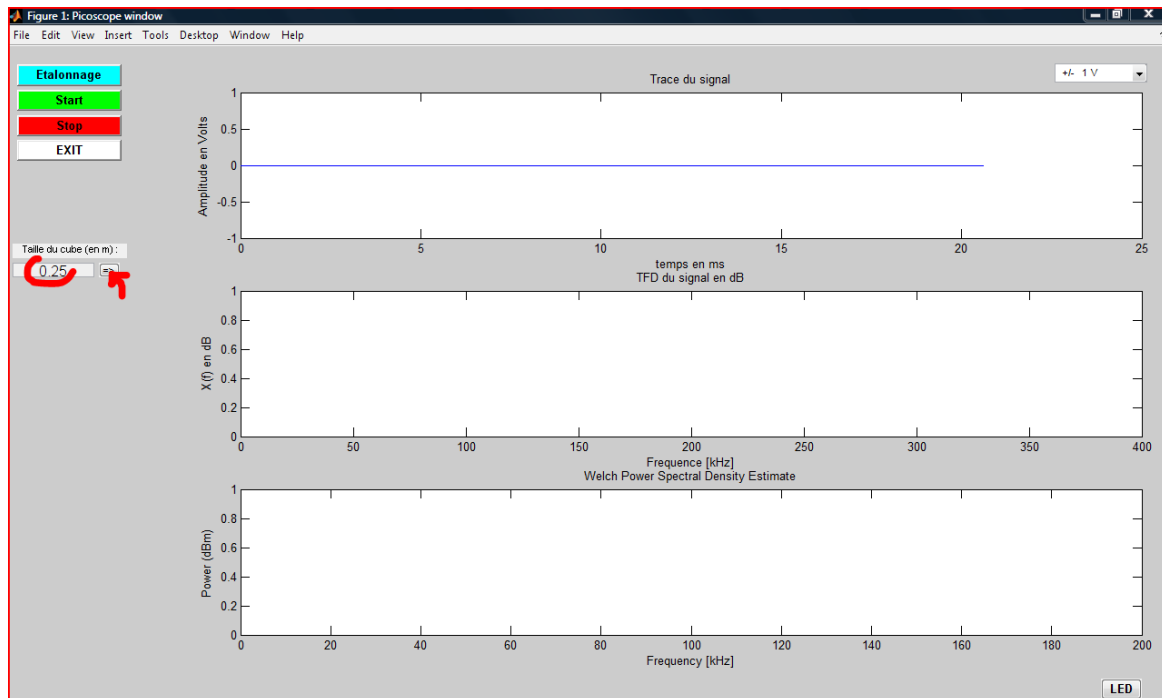
- Saisir la valeur de la fréquence moyenne demandée, et cliquer sur la flèche, puis sur « ok » :



- Choisir le type de réflecteur qui sera utilisé pour l'étalonnage : Cube ? Sphère ?



- Entrer sa longueur, ou rayon pour la sphère, puis cliquer sur la flèche et sur « ok »



La SER du réflecteur est calculée de la manière suivante et s'affiche :

- Sphère : $\sigma = \pi R^2$ avec R le rayon de la sphère
- Réflecteur trièdre rectangulaire : $\sigma = 12 \pi L^4 / \lambda^2$ avec $\lambda = \frac{c}{f}$ où f est la fréquence moyenne du radar,

La SER est affichée → Cliquer sur « ok » pour continuer.

Procédure de placement de la référence

- Entrer le nombre de capteurs utilisés, par exemple 2, et cliquer sur la flèche.

NE PAS CLIQUER SUR « OK »

- Mise en place du réflecteur à l'emplacement d'un des capteurs. (qui sera nommé capteur n°1).
Après mise en position, cliquer sur « ok ».

L'amplitude du pic est détectée ainsi que sa fréquence. La longueur du câble est alors demandée.

- Mettre la longueur du câble et cliquer sur la flèche.
Il va s'afficher alors la fréquence sur laquelle sera centré le filtre pour le capteur n°1.

NE PAS CLIQUER SUR « CAPTEUR SUIVANT »

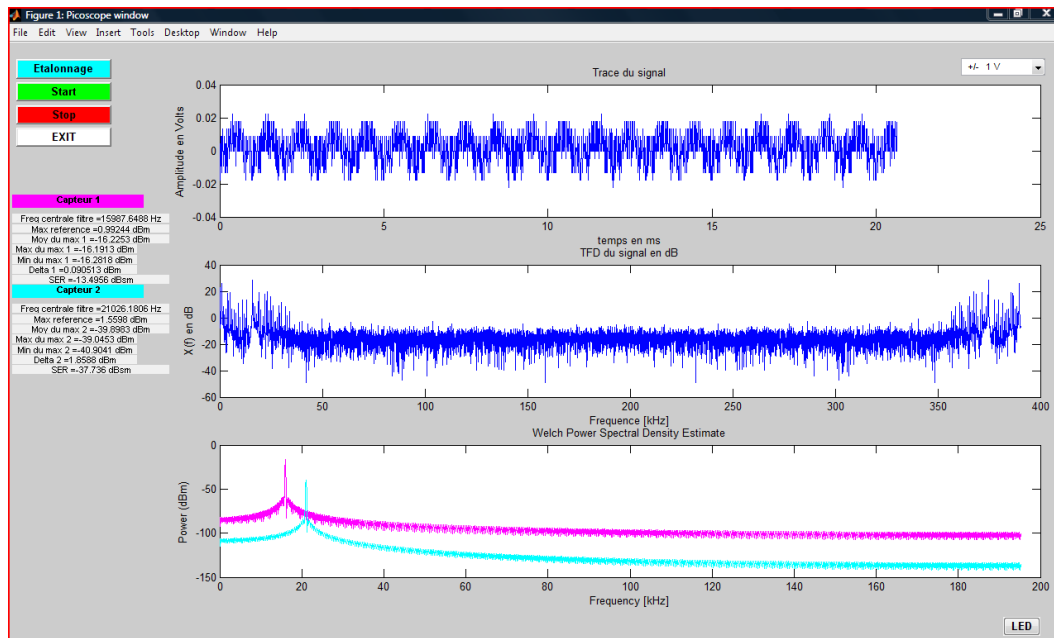
- Mise en place du réflecteur à l'emplacement du deuxième capteur (capteur n°2)
Après mise en position, cliquer sur « ok ».
- Mettre la longueur du câble et cliquer sur la flèche.
- Il va s'afficher alors la fréquence sur laquelle sera centré le filtre pour le capteur n°2.

Cette procédure est réalisée pour tous les emplacements des capteurs des capteurs qui vont être utilisés. (càd jusqu'à que le programme ne demande plus rien).

L'étalonnage est alors terminé. Enlever le réflecteur du dernier emplacement.

Mesure des capteurs

- Placer les capteurs/cibles aux différents emplacements, s'ils n'y sont pas déjà et cliquer alors sur « Start ».



- ✓ Le programme réaffiche alors pour chaque capteur la fréquence centrale du filtre (intégré au capteur) et l'amplitude du pic mesurées à l'étalonnage (« Max_reference »).
 - ✓ Il affiche l'amplitude du pic en temps réel pour chaque cible/capteur : le pic maximal sur 4 mesures, le pic minimal sur 4 mesures, la différence entre le max et min, et la valeur moyenne du pic toujours sur 4 mesures.
 - ✓ Ayant mesuré la SER du réflecteur ainsi que le pic correspondant mesuré lors de l'étalonnage avec le réflecteur, il calcule alors de manière proportionnelle la SER pour le capteur, à partir de la valeur du pic pour le capteur (valeur moyenne sur 4 mesures, pour chaque capteur).
 - Le traitement tourne ainsi en boucle. Pour arrêter l'acquisition, cliquer sur Stop. En re cliquant sur Start, le traitement reprend là où il s'était arrêté.
 - Toujours cliquer sur Stop avant de cliquer sur EXIT
- Cliquer sur EXIT, ou sur la croix de fermeture de fenêtre, fera quitter complètement l'interface

Remarque : Le bouton LED n'a pas un intérêt fondamental... Il s'agit de faire clignoter la LED du Picoscope plusieurs fois. Il peut cependant servir à vérifier si le Picoscope est bloqué ou a un problème, car dans ce cas, la LED ne clignotera pas.

Description du code

Le code final de l'interface réalisée est composé de plusieurs fonctions, décrites ci-dessous. (Le code sera fourni avec ce rapport, mais ne sera pas donné en annexe, compte tenu de sa longueur...).

- **function** PicoMatlab

```
% ----- %
% Fonction qui ouvre l'interface, met en place les boutons du menu, et lance le traitement une fois, mais sur des
% valeurs nulles (initialisation), juste pour afficher les emplacements des 3 courbes
% ----- %
```

- **function** start_pico(a,b)

```
% ----- %
% Fonction qui réalise le traitement pour chaque capteur, en boucle.
% Pour chaque capteur, le filtre utilisé sera centré sur la fréquence mesurée lors de l'étalonnage avec le
% réflecteur.
% Pour chaque capteur, il affiche la valeur max et min du pic toutes les 4mesures. Il affiche également
% l'amplitude max relevée préalablement lors % de l'Etalonnage avec le réflecteur. Puis il calcule la SER, en
% fonction du réflecteur que l'utilisateur aura déjà choisi dans la fonction « Etalonnage », et proportionnellement
% au pic mesuré avec le réflecteur lors de l'étalonnage
% ----- %
```

- **function** etalonnage_pico(a,b)

```
% ----- %
% Fonction appelée a la suite de la fonction Pré-étalonnage.
% L'utilisateur entre le nombre de capteurs utilisés et le programme fait un étalonnage pour chacun. (Il faut
% placer le réflecteur au niveau de chaque capteur à chaque fois).
% La fréquence mesurée et l'amplitude sont gardées en mémoire pour être utilisées dans la fonction Start. (Le
% filtrage se fera à chaque fréquence mesurée, et l'amplitude servira pour calculer la SER)
% ----- %
```

- **function** load_longueur_cable(a,b)

```
% ----- %
% Fonction appelée par la fonction Etalonnage, qui permet de récupérer la longueur du câble saisie par
% l'utilisateur au clavier, puis de calculer la fréquence centrale du filtre en fonction.
```

- **function** load_nbre_capteurs(a,b)

```
% ----- %
% Fonction appelée par la fonction Etalonnage, qui récupère le nombre de capteurs, saisie au clavier par
% l'utilisateur
% ----- %
```

- **function** recup_popmenu_amplitude(hObj,event)

```
% ----- %
% Fonction qui récupère la plage d'amplitude en Volts, lorsque l'utilisateur active le menu « popup » en haut à
% droite dans la fenêtre
```

- **function** pre_etalonnage(a,b)
 - % ----- %
 - % Fonction appelée lorsque l'utilisateur appuie sur Etalonnage.
 - % L'utilisateur devra spécifier la fréquence moyenne du radar, puis la fonction recup_type_reflecteur est appelée
 - % ----- %
- **function** recup_type_reflecteur(hObj,event)
 - % ----- %
 - % Fonction appelée par la fonction pré-étalonnage, qui récupère si le réflecteur est une sphère ou un cube, et sa
 - % taille, qui calcule la SER et appelle ensuite la fonction Etalonnage
 - % ----- %
- **function** load_freq_radar(a,b)
 - % ----- %
 - % Fonction appelée par la fonction pré-étalonnage, qui récupère la fréquence moyenne du radar, puis retourne a
 - % la fonction pré-étalonnage
 - % ----- %
- **function** load_taille_reflecteur(a,b)
 - % ----- %
 - % Fonction appelée par la fonction recup_type_reflecteur qui récupère la taille du réflecteur, puis retourne a la
 - % fonction recup_type_reflecteur
 - % ----- %
- **function** FlashLED(a,b)
 - % ----- %
 - % Fonction qui fait clignoter 3 fois le picoscope....
 - % ----- %
- **function** EXIT_prog(a,b)
 - % ----- %
 - % Fonction qui permet de quitter l'interface, soit lorsque l'on clique sur la croix en haut à droite de la fenêtre, soit
 - % lorsque l'on clique sur "EXIT"
 - % ----- %
- **function** Stop_prog(a,b)
 - % ----- %
 - % Fonction qui permet de stopper l'acquisition des données, sans quitter
 - % l'interface, ce qui permet de relancer l'acquisition directement en
 - % re cliquant sur Start
 - % ----- %

Résumé :

Un nouvel axe de recherche sur les réseaux de capteurs a été initié au LAAS par la réalisation de nouveaux capteurs sans fil passifs utilisant une transduction électromagnétique dans la détection de pression et de gaz. Ces capteurs fortement intégrés ne nécessitent aucune alimentation embarquée et leur fréquence de fonctionnement se situe dans la bande de fréquence Ka (26 à 40 GHz).

Cette thèse s'inscrit donc dans l'étude et la réalisation d'un lecteur adapté à l'interrogation à distance de capteurs à transduction électromagnétique. Son principe de fonctionnement est basé sur une technologie radar de type FMCW. L'avantage principal de la lecture radar des données issues de ce type de capteurs passifs réside dans la possibilité d'avoir des portées de plusieurs dizaines de mètres, bien supérieures à celles classiquement obtenues avec des capteurs passifs de type SAW ou tag RFID.

Dans une première étape est présenté le principe de fonctionnement du lecteur radar et la réalisation de deux prototypes centrés sur les fréquences de 3GHz et 30GHz. Une étude du spectre de la sortie radar, appelé signal de battement radar, est abordée afin de montrer comment les positions et les mesures des capteurs sont lues à distance par ce type de lecteur.

Par la suite, un travail d'analyse de la communication sans fil permet de déterminer les paramètres de rétrodiffusion électromagnétique à prendre en compte pour ces capteurs, tels que leurs impédances et leurs fréquences de fonctionnement. Ces paramètres sont la base d'une optimisation du système global en termes de sensibilité, de portée radar et des niveaux minimaux de Surface Equivalente Radar (SER) des cibles interrogées. La validation de cette analyse se borne à la mesure de la portée maximale associée à ce type de lecteur et aux différentes mesures de SER de plusieurs types de capteurs dans les bandes de fréquence de 3GHz et 30GHz.

Deux principes d'identification de cellules passives sont ensuite présentés. Le premier est basé sur l'utilisation des deux modes de rétrodiffusion de la SER d'un capteur (mode de structure et mode d'antenne) favorisant dans le même temps l'identification sur un mode et la mesure de la grandeur physique sur l'autre, à distance du lecteur.

Le deuxième principe utilise le spectre d'un diffuseur multi-bande dont sa SER reconfigurable permet d'associer l'identification de chaque capteur dans un réseau, à la manière d'un code barre.

En conclusion, les résultats obtenus dans cette étude valident le principe d'interrogation à longue distance de réseau de capteurs passifs et ouvrent de nouvelles perspectives sur la conception de nouvelles cellules de mesures pour de nouvelles applications dans les secteurs de l'aéronautique, du nucléaire, et de l'environnement.
