



HAL
open science

Capteur millimétrique sans fil : du transducteur vers l'interrogation RADAR

Timothée Marchal

► **To cite this version:**

Timothée Marchal. Capteur millimétrique sans fil : du transducteur vers l'interrogation RADAR. Electromagnétisme. Université Paul Sabatier - Toulouse III, 2022. Français. NNT : 2022TOU30340 . tel-04650857v2

HAL Id: tel-04650857

<https://theses.hal.science/tel-04650857v2>

Submitted on 17 Jul 2024

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.



THÈSE

En vue de l'obtention du

DOCTORAT DE L'UNIVERSITÉ DE TOULOUSE

Délivré par : *l'Université Toulouse 3 Paul Sabatier (UT3 Paul Sabatier)*

Présentée et soutenue le *24/11/2022* par :

Timothée MARCHAL

**Capteur millimétrique sans fil : du transducteur vers l'interrogation
RADAR**

JURY

JEAN-YVES DAUVIGNAC
HAMIDA HALLIL-ABBAS
TÂN-PHU VUONG
HERVÉ AUBERT
PATRICK PONS

Professeur des universités
Maîtres de conférences
Professeur des universités
Professeur des universités
Directeur de recherche

Membre du Jury
Membre du Jury
Président du Jury
Membre du Jury
Membre du Jury

École doctorale et spécialité :

GEET : Électromagnétisme et Systèmes Haute Fréquence

Unité de Recherche :

Laboratoire d'analyse et d'architecture des systèmes

Directeur(s) de Thèse :

Hervé AUBERT et Patrick PONS

Rapporteurs :

Hamida HALLIL-ABBAS et Tân-Phu VUONG

Remerciements

Je remercie dans un premier temps mon directeur de thèse Hervé AUBERT ainsi que mon co-directeur Patrick PONS. Ce fut une expérience longue et prenante, mais très enrichissante malgré quelques différents.

Je remercie toute l'équipe de recherche MINC, en particulier les membres de mon bureau : Dominique HENRY, Alexandre DORE et Mathieu CHALNOT tant pour leurs travaux de recherche très approfondis ainsi que leurs aides dans cette thèse, que par leurs humour légendaire. Un grand merci également au bureau d'à coté, avec Gaël LOUBET, Allassane SIDIBE, Jérôme RIONDET qui propose toujours le café. Merci également à Lyne PILLEMONT qui passait souvent dans ce bureau, ainsi qu'à tout les stagiaires qui sont passés par cette équipe avec qui les échanges ont été très enrichissants, notamment par le biais de ces dessins sur le tableau blanc. Je remercie également les anciens de l'équipe MINC qui ont apporté un travail en amont formidable, ainsi que les directeurs de cette équipe. Je remercie l'ensemble du personnel du LAAS, qui a permis d'avoir un cadre de travail agréable. Je remercie particulièrement Alexandre RUMEAU et Sandrine ASSIE-SOULEILLE pour leurs aides dans les différentes manipulations et l'utilisation des équipements du laboratoire.

Je tiens également à remercier mon jury de Thèse : Jean-Yves DAUVIGNAC dans son rôle d'examineur, Tân-Phu VUONG et Haminda ALLIS-ABBAS dans leurs rôles de rapporteurs pour leurs temps et leurs investissements sur cette thèse. Je remercie par politesse les investisseurs qui ont financé cette thèse et ont permis à notre équipe de subvenir à nos besoins.

Un énorme remerciement à ma maman qui m'a beaucoup aidée durant la période de rédaction, notamment durant les périodes de relectures. Remercient également au reste de ma famille qui a toujours soutenu ce projet de thèse. Remerciement spécial pour mon frère et ma sœur.

Je remercie les multiples personnes avec qui j'ai vécu durant cette thèse pour leurs précieuses aides, leurs soutiens, leurs patiences, leurs bienveillances, leurs conseils et leurs présences. Un grand merci à mon chat, très joueur, qui a toujours bien su se cacher.

Remerciement aux salles d'escalades de Toulouse, ainsi qu'à mes collègues de grimpe qui m'ont permis d'évacuer le stress dans les périodes difficiles. Remerciement particulier à la personne derrière le mur, qui a toujours été là pour me rattraper.

Enfin, remerciement spécial à mes grands amis Baptiste et Jano.

Table des matières

Résumé	5
Abstract	9
Introduction	13
0.1 Contexte Général	13
0.2 Challenges	15
0.3 Objectifs	15
1 RADAR et Capteurs passifs : Généralités	17
1.1 Introduction	18
1.2 Méthodes d'Identification et de Mesure de Capteurs Passifs .	18
1.2.1 IDentification Radio-Fréquence (RFID)	18
1.2.2 RADAR et Rétro-diffuseurs	23
1.3 Interrogation de Capteurs à Rétrodiffusion par RADAR FMCW : Développement Mathématique	27
1.3.1 Description du Système Radar	27
1.3.2 Equations générales du RADAR FMCW	32
1.3.3 Equation pour un capteur rétrodiffusant interrogé par un RADAR FMCW	51
1.3.4 Estimateurs et Statistiques	61
1.4 Conclusion	65
2 Solutions en Environnement Contraint	67
2.1 Introduction	68
2.2 Interrogation en environnement intérieur de capteurs passifs dépolarisants	69
2.2.1 Setup expérimental	69
2.2.2 Circuit-ouvert/Court-circuit	71
2.2.3 Atténuateur	73
2.2.4 Déphaseur	79
2.3 Capteur de Pression	81
2.3.1 Présentation du capteur	82
2.3.2 Estimation de la pression à distance	85
2.3.3 Lien entre estimateurs et paramètres S	87
2.4 Répéteur passif pour l'interrogation de capteurs au travers d'un mur électrique	90
2.4.1 Passage d'un mur électrique : preuve de concept . . .	92
2.4.2 Importance de la polarisation croisée	97

2.4.3	Interrogations d'un capteur enfermé dans une boîte métallique	99
2.4.4	Design et simulation d'un répéteur adapté à l'interrogation RADAR de capteur passif dépolarisant sur substrat souple	105
2.5	Traitement des données : comment améliorer la qualité des estimateurs?	109
2.5.1	Zéro-padding	109
2.5.2	Fenêtrage	110
2.5.3	Augmentation de la distance d'interrogation en utilisant plusieurs bandes de modulation	113
2.6	Conclusion	116
3	Synthèse de capteurs à rétrodiffusion	119
3.1	Introduction	120
3.2	Filtre guide d'onde reconfigurable par un canal micro-fluidique	121
3.2.1	Design et caractérisation	121
3.2.2	Fabrication : technologie additive	141
3.3	Règle de design pour les capteurs interrogés avec un RADAR FMCW	145
3.3.1	Simulations et réponses de différents gabarits de filtres	145
3.4	Conclusion	157
	Conclusion et Perspectives	161
4.1	Conclusion général	161
4.2	Résultats importants	162
4.3	Perspectives	162
A	Développement des équations	165
B	Résultats de mesures additionnels	173
B.1	Estimateurs	173
B.1.1	Atténuateur	173
B.1.2	Capteurs de pression	181
B.1.3	Capteurs micro-fluidique en guide d'onde	185
B.2	Caractérisation des capteurs de pression	188

Résumé

Les capteurs sont des outils formidables pour obtenir des informations sur notre environnement. Très utilisés dans énormément de domaines d'application (avionique, spatial, téléphonie, etc.), ils ont vocation à être de plus en plus miniaturisés. Nous nous intéressons plus précisément aux capteurs passifs (pas de batterie), sans puce (pas de transistors), qui peuvent être interrogables à distance. Cette passivité et l'absence de composant en silicium rendent ces capteurs très robustes (longue durée de vie) pour des coûts de fabrication réduits. Nous cherchons à interroger ces capteurs à distance, dans des environnements contraints (intégrés dans des constructions, au milieu d'une centrale nucléaire, à l'intérieur d'un satellite, etc.) où cette robustesse est recherchée.

Dans cette thèse, notre objectif est de développer une analyse approfondie de la méthode d'interrogation sans fil des capteurs millimétriques passifs par le biais de la technologie RADAR à modulation de fréquence (FMCW). Ceci est un véritable challenge car l'aspect sans fil nous amène à considérer l'environnement dans lequel est placé notre capteur. Cet environnement peut fortement perturber la mesure (présence de clutter), c'est pourquoi tout l'enjeu de nos manipulations est de réussir à isoler l'information du capteur de son environnement. Pour ce faire, une technique utilisant la dé-polarisation est proposée et des interrogations utilisant des répéteurs passifs sont présentées.

Comment interroger ces capteurs sans fil et comment concevoir nos capteurs pour faciliter leurs interrogations? L'interrogation RADAR permet d'obtenir l'écho rétrodiffusé de notre environnement en fonction de la profondeur tout en envoyant une bande de fréquence (22.8-24.8 Ghz) sur nos capteurs. Ainsi, un capteur placé dans cet environnement rétrodiffusera l'onde électromagnétique incidente dont l'amplitude et la phase (pour toutes les fréquences envoyées) vont varier en fonction de la grandeur physique mesurée par le capteur. Nous tâchons donc ici d'explicitier quels liens existent entre la réponse observée sur le RADAR (le spectre de battement) et les paramètres de réflexion/transmission du capteur (matrice S). Pour ce faire, nous développons les équations relatives aux RADAR FMCW ainsi que l'aspect système de toute l'interrogation et proposons des estimateurs.

Cette technique d'interrogation ayant montré ses performances, nous présentons également les règles de conception que nous avons établies à l'aide de simulations afin de réaliser les meilleurs capteurs possibles. Nous présentons également un nouveau capteur de pression réalisé en impression 3D métal, qui associe la technologie du guide d'onde à des canaux micro fluidiques. Les savoir-faire pour réaliser ces nouveaux capteurs nous permettront par la suite d'affiner notre méthode d'interrogation et ainsi d'étendre les perfor-

mances de nos capteurs.

Au travers de ce manuscrit, nous aurons donc ainsi défini les règles générales de design pour nos capteurs passifs interrogeables par RADAR. Nous ouvrons ainsi des portes sur des nouvelles possibilités de design pour réaliser des capteurs au travers de la modification des gabarits de filtre et du choix du bon estimateur. L'utilisation de l'impression 3D métallique ouvre également des opportunités quant à la réalisation intégrée de capteurs passifs. L'intégration des antennes avec les capteurs serait plus adaptée pour les interrogations dans des environnements contraints où il serait compliqué de placer de gros capteurs. Ceci donne également des perspectives quant à l'industrialisation de cette méthode de mesure à distance.

Mots-clés : RADAR FMCW, Électromagnétique, Rétro-diffusion, Capteur passif, Chipless, Filtre passif, Dépolarisation, Capteur de pression, Environnement contraint

Abstract

Sensors are increasingly being used today for many new areas of technology (aeronautics, space, telecommunication.). They are mandatory for systems that want to regulate themselves (control systems), and very useful for just obtaining information on the surrounding environment (temperature, pressure, surface integrity). In the world of sensors, we are specifically interested here in wireless sensors, passive and chipless, operating in the millimeter band (Ka). These have constraints of being remotely interrogable (wireless) and having no power source (no battery) or active electronic component (no transistors). This passivity and the absence of silicon components make those sensors very robust (long life) for reduced manufacturing costs. Thus, they can be placed in environments where access is difficult, or where physical conditions are harsh (integrated in buildings, in the middle of a nuclear power plant, inside a satellite, etc.).

We investigate here how mm-wave sensors can be interrogated using a Frequency Modulated Continuous Wave (FMCW) RADAR working in the Ka Band. This thesis presents how we can perform interrogation of mm-wave passive sensors using its backscattered EM. RADAR interrogation quantifies the backscattered signal of the sensor according to the distance. We aim to get the sensor's information by this echo. Nevertheless, this brings other constraints : the environment around our sensor can disturb our interrogations in closed environments (presence of electromagnetic clutter). This is why, here, we suggest a depolarization technique to get rid of this clutter and therefore improve the quality of the interrogation. This depolarization technique simply proposes to produce the signal backscattered by the sensor in an orthogonal polarization : as the beat spectrum observed in this orthogonal polarization (cross-polarization) is less subject to environmental perturbations, we make the sensor signal independent of it and can obtain more accurate information. To go further, we examine the feasibility to interrogate sensors behind a metallic wall by using passive repeaters.

To make the design of future sensing devices, we produced simulation and mathematic development of the interrogation full chain system. With this interrogation technique, we demonstrate that we are able to design, fabricate and interrogate passive sensors working in the Ka-Band. For this, we used the 3D printing metal technologies for fabricating pressure sensor mixing a Wave-Guide with microfluidic channels that can be used for pressure sensing. Knowing how to make those sensors will make a huge difference on how we aim to design our passive sensors.

Through this manuscript, we will have defined the general design rules for our passive depolarizing sensors interrogable by RADAR. We present different estimators (echo at the sensor position, sensor position, integral,

etc.) in order to exploit the diversity of scattering parameter variations that can be proposed technologically for sensing. We thus open the doors to new design possibilities to realize sensor functions, through the modification of the filter templates used and the use of the right estimators. The use of additive technology, especially metal 3D printing, opens up opportunities for the integrated realization of passive sensors, because until now sensors used were connected to standard antennas for interrogation. We aim to finally have an all-in-one structure that can be used as a sensor object with antennas and transducers integrated in it. This kind of object could be a huge advance for RADAR sensing as they are meant to be small because they work on the mm-band. Therefore, they will be suitable for our harsh environments/indoor/thru wall applications, where it will be complicated to place a bulky sensor.

Introduction

0.1 Contexte Général

Dans le monde technologique actuel, les capteurs sont partout. Nous les retrouvons dans beaucoup de solutions proposées par les ingénieurs : dans les moyens de transport (voiture, moto, avion, fusée), les objets de la maison (réfrigérateur, four, table à repasser), dans l'objet qui nous connecte tous (smartphone), jusqu'à votre livreur de pizza. Tout objet électronique moderne possède des capteurs. Ceux-ci permettent dans les cas les plus courants le contrôle et le suivi du bon fonctionnement de ces appareils. Ils sont de plus en plus développés avec l'essor de l'internet des objets (IoT - Internet of Things) qui permet leurs interrogations à distance. La capacité de ne plus avoir à toucher votre capteur pour en obtenir son information est de plus en plus recherchée : nous voulons savoir la température de notre piscine sans bouger du canapé. Ils sont devenus des instruments essentiels pour des domaines [1] comme :

- Le monitoring [2, 3]
- La prévention et sécurité [4]
- La prise de décision [5]
- La physique fondamentale [6]

Les capacités fonctionnelles, les possibilités de miniaturisation et la facilité d'utilisation ont accentué l'intérêt porté aux capteurs en général tant pour l'industrie que pour les particuliers. Par exemple, les industries peuvent traquer la position des stocks dans un entrepôt [7], et le consommateur peut savoir où est rendu son colis en temps réel [8]. Ceci ne serait pas possible sans la fonctionnalité sans fil. Il existe ainsi plusieurs types de capteurs sans fil [9] :

- Les Capteurs Actifs [10] [11]
- Les Capteurs Passifs, sans batterie [12]
- Les Capteurs Passifs, sans batterie, sans puce [13]

Les capteurs actifs sont généralement interrogés de manière numérique : les données mesurées sont converties à l'intérieur du capteur et transmises par la suite par une communication numérique. Ce qui nous intéresse nous, sont les capteurs passifs, car ils permettent de s'affranchir de la contrainte énergétique et présentent une plus grande durée de vie que leurs camarades actifs.

Le premier capteur sans fil passif était utilisé à des fins d'espionnage [14]. Ce capteur était un micro interrogeable à distance caché dans un sceau mural offert aux États-Unis par l'URSS pendant la guerre froide, qui permettait

d'écouter les conversations de leurs dirigeants. Cette technique passive était nécessaire pour passer les sécurités et ne pas être détecté : le sceaun ne devait pas émettre d'ondes.

Pour les capteurs sans batterie, mais contenant une puce électronique, il est possible de récupérer l'énergie par plusieurs méthodes, qui sont adaptables en fonction de l'utilisation voulue du capteur. Le choix de la méthode de communication va également dépendre de cette méthode de récupération d'énergie : la source d'énergie peut-être l'interrogateur pour les capteurs à récupération d'énergie électromagnétique. Si le capteur utilise une autre source d'énergie, il faut soit créer un lien de communication [15] entre l'émetteur et le capteur lorsque celui-ci est alimenté, ou bien écouter en permanence le capteur afin de capter l'information au moment ou celui-ci émet. Parmi les moyens d'alimenter ces capteurs, il existe :

- Radio Fréquence [16] [17]
- Mécanique [18] [19]
- Thermique [20]
- Chimique [21]

Ces capteurs classiques portent l'inconvénient de ne pas avoir de longévité élevée du fait de l'obligation d'avoir un réceptacle d'énergie (batterie, super-capacité) pour fonctionner. Également, le coût des composants entraîne des prix élevés, nécessitant un savoir faire puissant, et des équipements de réalisation performants pour être réalisés en accord avec des objectifs de miniaturisation. Il existe des capteurs qui ne possèdent ni batterie, ni carte électronique [22, 23, 24, 25, 10, 26, 27, 28, 29, 30]. De facto, ils sont plus compliqués à interroger, car ils ne fournissent pas numériquement l'information mais, présentent l'avantage d'être non-dégradable (suivant les applications). Ces capteurs peuvent ainsi être placés dans des environnements dits "contraint" : où il est compliqué pour l'homme d'accéder. Par exemple, ces capteurs peuvent être positionnés dans des zones de températures extrêmes, de radiations, de non-présence d'oxygène, etc. Toute la subtilité de ces capteurs réside dans la méthode d'interrogation et le design associé du capteur, afin de maximiser des paramètres intéressants tels que la *dynamique pleine échelle*, la *sensibilité*, la *précision*.

Ces différentes méthodes d'interrogation ainsi que les capteurs associés seront présentés dans la première partie du chapitre 1. Celle qui nous intéresse tout particulièrement est l'interrogation de ces capteurs en utilisant un RADAR (RADio Detection And Ranging). Le RADAR permet d'obtenir une information de position, mais également de niveau d'écho rétrodiffusé par les objets (SER - Surface Équivalente RADAR). Il est ainsi très adapté pour trouver les capteurs et récupérer leurs informations si celles-ci sont cachées dans ces échos. Les RADAR à modulation de fréquence et à onde continue (FMCW - Frequency Modulated Countinuous Wave) sont suffisamment développés maintenant pour travailler dans la bande de fréquence millimétrique.

Leurs faibles consommations et la réduction de leurs tailles permettent de les intégrer plus facilement dans des équipements. Ils sont très utilisés dans le domaine grand public notamment dans l'automobile. Nous développerons la théorie de cette interrogation de capteur passif par RADAR à modulation de fréquence, et présenterons la méthode d'interrogation dans la deuxième partie du chapitre 1. L'intégralité des résultats, mesures et simulations seront ici présentés pour cet interrogateur.

0.2 Challenges

Les RADAR détectent la position et associent cette position à un niveau d'écho. En général, le capteur n'est pas seul sur la scène lorsque nous l'interrogeons. Nous cherchons à pouvoir interroger nos capteurs en environnement intérieur. Ceci nous ajoute des contraintes supplémentaires : nous devons être en mesure d'identifier notre capteur dans notre scène et nous ne voulons surtout pas que l'écho de notre capteur soit parasité par son environnement. Ces échos parasites sont appelés clutter électromagnétique. Nous allons mettre en place des méthodes permettant de se débarrasser de ce clutter afin d'obtenir une indépendance de l'écho du capteur vis-à-vis de son environnement. Ce clutter peut être généré par des objets présents au voisinage du capteur, mais également par la géométrie de la pièce qui peut induire des multi-trajets pour le parcours de l'onde électromagnétique. Également, si le capteur n'est pas en ligne de vue du RADAR (derrière un mur, dans un environnement métallique), celui-ci n'est pas forcément interrogeable. Le chapitre 2 présentera des solutions pour se débarrasser de ce clutter et montrera les résultats d'interrogation RADAR en environnement intérieur de ces capteurs passifs.

0.3 Objectifs

L'objectif de cette thèse est d'établir des règles de design pour réaliser des capteurs passifs qui seraient interrogeables par un RADAR FMCW. Nous cherchons à déterminer comment nous devons fabriquer nos capteurs, et quelles propriétés ceux-ci doivent avoir afin d'être optimalement interrogé avec cette méthode. Nous présenterons donc dans le chapitre 3 la réalisation d'un capteur en utilisant la technologie additive qui convient à ce type d'interrogateur. Comme nous travaillons avec des capteurs passifs, nous chercherons quel gabarit de filtre passif sera optimal. Pour ce faire, nous développons un simulateur grâce aux calculs théoriques présenté dans le chapitre 1. Ce simulateur nous permettra d'effectuer des comparaisons avec les mesures, et, par des simulations de gabarit de filtres théoriques nous renseignera sur leurs réponses RADAR.

RADAR et Capteurs passifs : Généralités

Contents

1.1	Introduction	18
1.2	Méthodes d'Identification et de Mesure de Capteurs Passifs	18
1.2.1	Identification Radio-Fréquence (RFID)	18
1.2.2	RADAR et Rétro-diffuseurs	23
1.3	Interrogation de Capteurs à Rétrodifusion par RA- DAR FMCW : Développement Mathématique	27
1.3.1	Description du Système Radar	27
1.3.2	Equations générales du RADAR FMCW	32
	Hypothèses	32
	Formalisation du problème	33
	Equations des rampes	41
1.3.3	Equation pour un capteur rétrodiffusant interrogé par un RADAR FMCW	51
1.3.4	Estimateurs et Statistiques	61
1.4	Conclusion	65

1.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous allons discuter premièrement des moyens qui existent pour effectuer des mesures physiques à distance, tout en utilisant des éléments passifs. Nous parlerons des capteurs RFID en général et de leurs applications. Nous traiterons ensuite de l'état de l'art des capteurs passifs, sans puce, interrogeables à distance.

Dans un deuxième temps, nous exposerons un moyen de lecture des capteurs à distance : le RADAR à modulation de fréquence (FMCW). Nous en détaillerons le principe de fonctionnement, les méthodes d'interrogation de capteurs et développerons le modèle mathématique/numérique de cette interrogation. Cette partie a pour vocation de poser les bases de l'interrogation à distance. Ainsi, nous allons nous servir de ces calculs mathématiques dans les chapitres suivants afin de pouvoir analyser les résultats obtenus (Chapitre 2) et également de pouvoir comprendre et identifier les paramètres qui peuvent favoriser l'interrogation de nos capteurs.

1.2 Méthodes d'Identification et de Mesure de Capteurs Passifs

1.2.1 Identification Radio-Fréquence (RFID)

Dans cette partie, nous allons développer l'état de l'art concernant les capteurs passifs interrogeables à distance, fonctionnant en bande millimétrique. Plusieurs technologies sont actuellement disponibles et présentent leurs avantages et inconvénients. Les puces RFID [31, 32, 33, 10, 34, 35, 36, 26, 37, 9] sont les plus présentes dans la littérature. Passive comme active, cette méthode permet d'identifier des tags à distance et d'ajouter une information supplémentaire. Néanmoins, les capteurs passifs doivent généralement être interrogés en champ proche, car les limitations en termes d'énergie ne sont pas extensibles au champ lointain. La distance d'interrogation s'en retrouve donc grandement limitée ($<1\text{m}$). Il existe des capteurs à récupération d'énergie [35, 36] qui sont capables de pallier ce problème. Mais ceux-ci restent des capteurs qui possèdent des puces électroniques et qui ont une "intelligence" embarquée. Nous chercherons ici à nous passer de tout composant électronique.

Il existe également des tags sans batterie, sans puce [38, 39, 40, 41, 28], mais qui ne fonctionnent pas dans la bande millimétrique. La bande centimétrique ($\sim 5\text{ GHz}$) est la plus utilisée actuellement pour le développement de ce type de tag. Un des problèmes de l'interrogation temporelle pour la RFID est que : du fait que l'interrogation doit s'effectuer en champ proche, il devient compliqué et moins intéressant de monter en fréquence pour miniaturiser les tags, car, même si le tag était réalisable grâce aux nouvelles

technologies de fabrication, la distance d'interrogation (qui doit être faible par rapport à la longueur d'onde) resterait un problème critique.

En plus de l'identification proposée par la RFID sans puce, il est possible d'y ajouter une fonction capteur. Cette fonction peut être ajoutée par plusieurs méthodes :

- Modification de l'identification
- Modification de la quantité de signal réémis - SER (Surface Equivalente RADAR)

Les moyens technologiques pour effectuer la fonction capteur sont également variés :

- Modification physique irréversible [42, 28]
- Modification physique réversible [43, 44, 45]
- Changement de permittivité (ϵ_r) du milieu [46, 27, 47]
- Utilisation des Ondes de Surface Acoustiques (SAW - Surface Acoustic Wave) [48]

Parmi les moyens d'obtenir la transduction d'une donnée physique vers un paramètre important du tag RFID, nous listerons :

- Désadaptation d'impédance/Atténuation [44, 45]
- Mouvement de fréquence de coupure [46, 47, 42]
- Onde de Surface Acoustic (SAW - Surface Acoustic Waves) [48]

Cette méthode d'interrogation permet de récupérer des informations (quelques bytes), sur des distances relativement courtes (1m). Lors d'une interrogation d'un tag RFID, l'émetteur envoie un signal dans une certaine bande de fréquence. La bande généralement utilisée est la bande [5.470GHz - 5.725GHz], de par le fait que les restrictions de puissance sont juridiquement les plus faibles dans cette bande ($PIRE_{MAX} = 1W$). Le capteur reçoit ce signal, le modifie et le renvoie. Il est alors possible d'identifier le tag et potentiellement d'obtenir les informations contenues dans celui-ci si nous connaissons les modifications du signal qu'il renvoie/absorbe. Plusieurs protocoles d'interrogation au niveau du signal existent et sont expliqués avec plus de précision dans cette publication [49]. Le plus connu et utilisé est l'analyse temporelle du signal [49, 50].

Pour les tags grands publics, c'est une carte électronique qui effectue cette fonction. Ceux-ci demandent une source d'énergie, qui peut être réalisée avec une batterie intégrée (tag actif [3]), ou bien en utilisant des solutions de récupération d'énergie à distance comme alimentation [35]. Ces tags ont l'avantage d'être reconfigurables [5] et de pouvoir embarquer de l'intelligence [11]. Ils permettent d'effectuer de l'identification associée à une autre fonction (capteur, accès, paiement, etc...). Néanmoins, ils présentent le désavantage de nécessiter une alimentation.

Qui dit alimentation dit puce électronique et stockage d'énergie. Les composants et les puces électroniques ont une durée de vie limitée. Cela donne lieu à des limitations technologiques si le tag est amené à travailler dans des conditions extrêmes où l'électronique n'est pas compatible (Température extrême, Espace, Radiation). De plus, même si l'électronique est compatible, il sera nécessaire de changer le tag au bout d'un certain temps. Ceci nécessite une intervention humaine et cela peut s'avérer compliqué si le tag est dans des conditions difficiles d'accès (coulé dans du béton [29, 51], zone de radiation [30], placé à l'intérieur d'une structure non démontable [52], ou pour des environnements extrêmes [12, 53]).

Ces puces sont utilisées actuellement dans le grand public pour plusieurs applications :

- Suivi d'animaux sauvages et domestiques [54]
- Contrôle d'accès (badges) [55]
- Gestion des stocks et traçabilité d'objets [8]
- Suivi structurel [35, 45, 28]

Il est en revanche possible de fabriquer des capteurs RFID sans puce électronique et sans batterie [40]. Ceux-ci ne permettent pas, par design, d'effectuer des systèmes numériques communicants, mais sont capables par des considérations d'amplitudes ou de mouvements fréquentiels de fournir des données pertinentes. Ce sont ces capteurs qui vont nous intéresser dans cette thèse.

Plusieurs méthodes d'interrogation existent suivant la complexité du tag RFID. Le tableau 1.2 rassemble les méthodes possibles pour interroger des capteurs RFID. Le tableau 1.1 rassemble lui, les solutions techniques qui sont associées à ces méthodes d'interrogation. La figure 1.1 illustre les méthodes adaptées pour l'interrogation de capteurs passifs (sans composant actif). Parmi ces méthodes et solutions d'interrogation à distance, nous allons nous intéresser à celles qui permettent de faire des capteurs passifs, sans composant électronique actif (sans puce), interrogeables à distance. La RFID fonctionne généralement avec l'utilisation du champ proche et des distances d'interrogation très courtes ($\inf \lambda$). Nous rechercherons, nous, des distances d'interrogation grandes comparées à la longueur d'onde, car nous nous intéressons à la zone de champ lointain ($\sup 2\lambda$).

Type de tag	1-Bit / N-Bit	Passif / Actif	Signal envoyé	Remarque
Magnétique	Oui/Oui	Actif	Analyse temporelle (Pulse)	Peuvent se démagnétiser
Diviseur d'horloge	Oui/Oui	Actif	Signal d'horloge	Analyse numérique
Couplage Inductif	Non/Oui	Actif	Numérique	Très courte portée
Onde de surface Acoustique (SAW)	Oui/Oui	Passif	Analyse temporelle (Pulse)	Facilement adaptable en capteur

TABLE 1.1 – Type de tag RFID.

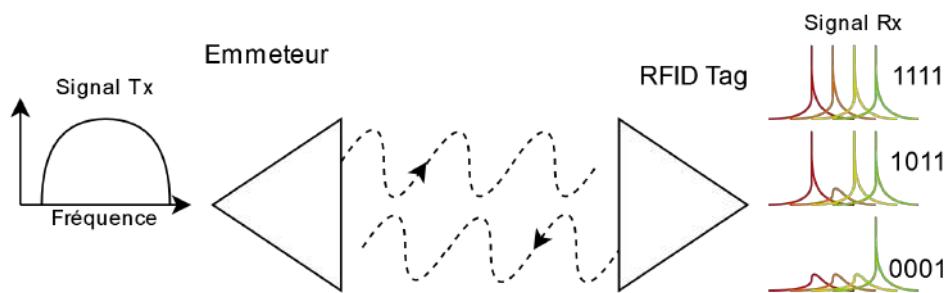


FIGURE 1.1 – Identification d'un tag RFID passif sans puce.

Méthode	1- Bit/N- Bit	Passif / Actif	Remarque
Fréquence de résonance	Oui/Oui	Oui/Oui	Nécessite la capacité d'envoyer chaque fréquence indépendamment
Harmonique	Oui/Oui	Non/Oui	$R_x @ f, T_x @ 2f$
Division en sous-fréquence	Oui/Oui	Non/Oui	Le tag divise la fréquence du signal envoyée
Modulation de fréquence	Oui/Oui	Non/Oui	Le tag module le signal émis
Pulse	Oui/Oui	Non/Oui	Le tag possède un oscillateur magnétique qui génère des harmoniques
Modulation de Charge sur tag inductif	Non/Oui	Non/Oui	Le lecteur récupère un signal modulé en amplitude.
Modulation (A-F-P-SK)	Non/Oui	Non/Oui	Communication sur une fréquence porteuse différente de la fréquence d'alimentation
Modulation de charge	Oui/Oui	Oui/Oui	Le lecteur récupère un signal modulé en amplitude. Possibilité de plus grandes distances
Lecteur d'insertion avec couplage magnétique/capacitif	Non/Oui	Non/Oui	Distance d'interrogation courte (<0.1m)
NFC (NearField Communication) RF	Non/Oui	Non/Oui	Système de communication numérique normalisé

TABLE 1.2 – Méthodes d'interrogation RFID.

1.2.2 RADAR et Rétro-diffuseurs

Dans cette partie, nous aborderons les capteurs passifs rétrodiffusants. Ces capteurs représentent l'intégralité des travaux effectués durant cette thèse. Ils sont les plus à même de pouvoir donner de bonnes performances lorsqu'ils sont interrogés par un RADAR. Ces capteurs se découpent en 3 éléments :

- Les Antennes (Réception et Émission)
- La ligne à retard (2 lignes de même longueur)
- L'élément sensible, considéré comme un quadripôle (Transducteur)

Lors de l'interrogation de ce type de capteur par un RADAR (Figure 1.2), la structure va rétrodiffuser une partie de l'onde incidente. Cet écho, qui sera localisé à la position du capteur, est appelé le **mode de structure** et ne donne pas d'autres informations que la position du capteur. Un deuxième écho apparaît également sur le spectre de battement, mais décalé de la longueur électrique de la ligne de transmission. Celui-ci est appelé le **mode d'antenne**. C'est dans cet écho que sont cachées les informations du capteur. La ligne à retard doit être choisie de façon judicieuse pour que le mode d'antenne ne se superpose pas avec le mode de structure.

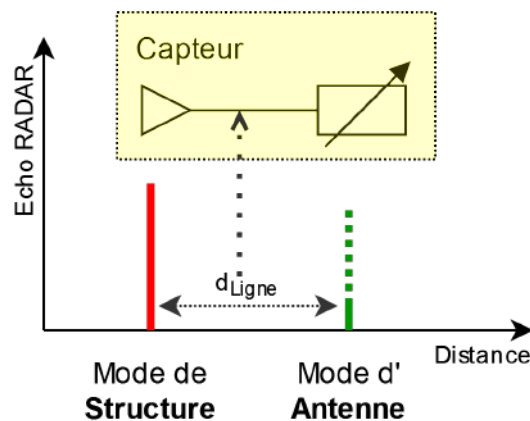


FIGURE 1.2 – Mode de structure et mode d'antenne théorique d'un capteur à rétrodiffusion

Les transducteurs pour ce type d'interrogation ne sont pas choisis au hasard. Nous chercherons ici à obtenir une variation sur les paramètres S , qui serait obtenue lors de la variation d'un paramètre physique (Température, Humidité, Pression, etc.). Comme nous travaillons avec des RADAR à modulation de fréquence (FMCW), la qualité de l'interrogation va dépendre du choix sur ces paramètres S associés à la transduction. Nous verrons dans le chapitre 2 quels estimateurs nous pouvons poser pour estimer correctement ces variations. Le chapitre 3 montrera également quels sont les "bons"

paramètres S à poser pour maximiser la figure de mérite de ces capteurs. Plusieurs méthodes sont donc possibles pour faire varier ces paramètres S . La figure 1.3 schématise les comportements principaux des capteurs présents dans la littérature.

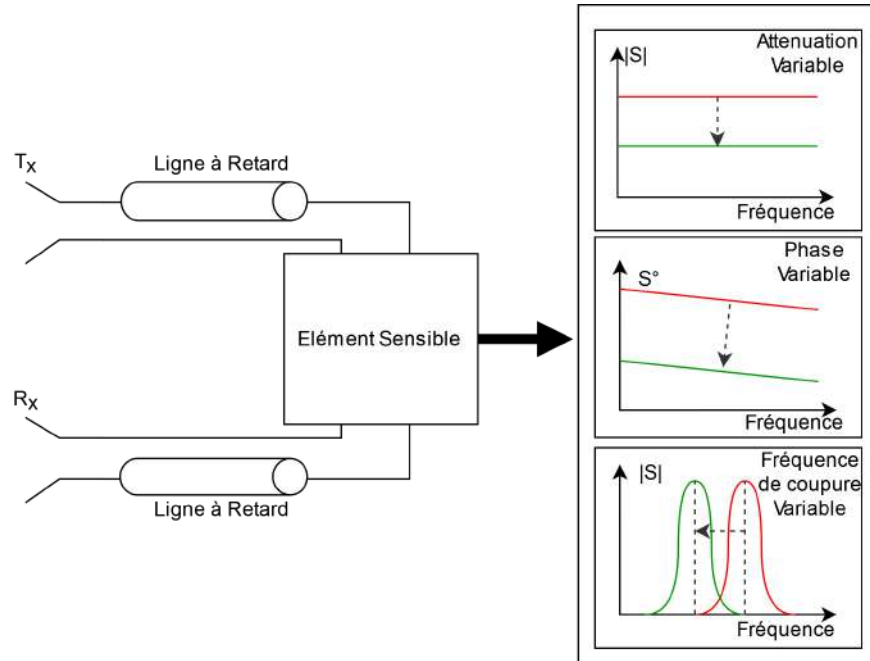


FIGURE 1.3 – Schéma d'un capteur à ligne à retard avec différents types d'éléments sensibles

Suivant les besoins, différentes antennes peuvent être utilisées. Une seule antenne est généralement utilisée en émission comme en réception [56]. Dans ce cas-là, il faut considérer l'élément sensible comme un dipôle possédant uniquement des paramètres de réflexion S_{11} . Pour nos applications et la théorie qui sera développée par la suite, il est nécessaire pour nous de considérer l'élément sensible comme un quadripôle. Ceci nous permettra par la suite de considérer les 4 paramètres de la matrice $[S]$, ce qui nous permettra d'obtenir et d'interpoler plus d'informations, mais également d'avoir des règles de design plus souples qu'en considérant uniquement la variation des coefficients de réflexion (S_{11}).

Plusieurs paramètres sont à prendre en compte pour le choix de l'antenne, à savoir :

- La polarisation
- Le gain et la directivité
- L'encombrement spatial

Pour des applications où la distance d'interrogation est privilégiée, nous al-

lons préférer utiliser des antennes directives à fort gain. En revanche, des antennes directives présentent le désavantage lors de l'interrogation de devoir connaître la position angulaire du capteur. De plus, ces antennes sont encombrantes et nécessitent d'avoir le volume nécessaire au positionnement du capteur. Nous verrons également que la bande passante et la dispersion fréquentielle des antennes va jouer un rôle important dans l'interrogation.

Interrogation	Transduction	Identification	Dimension	Fréquence	Distance	Sensibilité	Dynamique	Réf.
						$\frac{y_{max}-y_{min}}{x_{max}-x_{min}}$	$y_{max} - y_{min}$	
Position								
RADAR FMCW	Canal μ Fluidique sur capacité $ S_{11} \sim d_{liquide}$ ($\sim T$)	Ligne à retard	20x20x44 mm^3	29.8 GHz	3m-25m	0.8dB/°C 0.4dB/°C	8 dB (S11) 4 dB (Echo)	[25]
RADAR FMCW	Pole μ Fluidique dans un guide d'onde $ S_{11} \sim d_{liquide}$ ($\sim P$)	Ligne à retard Polarisation	20x20x44 mm^3	24 GHz	3m-25m	28dB/bar - 8 dB/bar	21dB - 8 dB	[57]
RFID TD	Identification du niveau d'eau	3 Résonateur en C	46x12 mm^2	2.5-4 GHz	50 cm	7.9-12.6 MHz/ RH	250MHz	[24]
Detection Chimique (Humidité,Gaz,...)								
RFID (Analyse Temporelle)	Nanotube de Silicium SiNWs - $\epsilon_r \sim$ humidité (RH)	Résonateur, formé par les nano tubes	34x12 mm^2	3.3 GHz	<1m	1.5 MHz/%RH 0.2 dB/%RH	35MHz 4.5dB (74%- 98%RH)	[23]
RADAR FMCW	Substrat en Kapton $\epsilon_r \sim$ humidité (RH)	Ligne à Retard Réseau d'antenne rétro-directif	80*80 mm^2	24 GHz	58m	0.2-0.4 dB/%RH	11 dB	[58]
Pression								
RADAR FMCW	Membrane di-électrique sur résonateur $f_c \sim P$	Ligne à retard Polarisation	36x24x42 mm^3	23.6 GHz	5m	370MHz/bar 5.7dB/bar	1.3GHz 12dB	[56] [22]

TABLE 1.3 – Capteurs Passifs sans fil en Bande Millimétrique

1.3 Interrogation de Capteurs à Rétrodiffusion par RADAR FMCW : Développement Mathématique

1.3.1 Description du Système Radar

Le RADAR FMCW est un système qui permet de quantifier la rétrodiffusion et la présence des objets en fonction de la distance par le biais d'une modulation temporelle de fréquence. Le schéma 1.4 présente le fonctionnement simplifié de celui-ci. L'antenne Tx envoie un signal modulé en fréquence. Ce signal va, au contact d'un objet, se rétrodiffuser et ainsi revenir en partie sur l'antenne de réception Rx. En choisissant correctement le signal envoyé, il est possible de récupérer une estimation de la position de l'objet (d) qui est directement liée au temps de propagation (τ) de cette onde électromagnétique dans l'air. Il est également possible d'estimer sa taille en interprétant la puissance rétrodiffusée en fonction de la distance (spectre de battement).

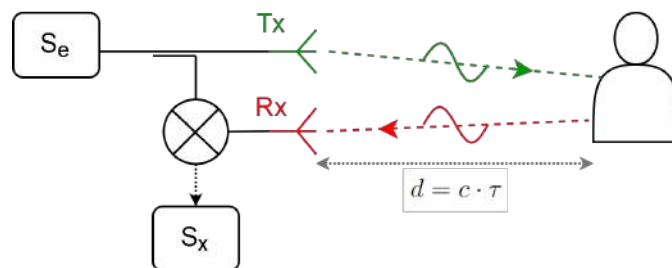


FIGURE 1.4 – Schéma de principe d'un RADAR FMCW

Les RADARS actuels utilisent généralement des rampes de modulation de fréquence linéaire. D'autres signaux d'entrée sont possibles et seront exposés plus en détails dans la partie 1.3.2. Lors d'une modulation linéaire de la fréquence de modulation, nous cherchons par cette méthode à transformer l'information de distance contenue dans une information temporelle par une information fréquentielle. Ceci est effectué par le biais d'un mélangeur [59], qui effectue le produit des 2 signaux dans le domaine temporel. Lors de la multiplication de 2 signaux sinusoïdaux de fréquences différentes (f_1, f_2), nous récupérons les fréquences $f_1 - f_2$, et $f_1 + f_2$ en sortie. Cette différence de fréquence va nous permettre, après filtrage des hautes fréquences, d'obtenir $f_1 - f_2$, qui sera proportionnelle à la distance RADAR-Objet (d). De plus, cette conversion de fréquence permet de descendre le signal en fréquence. Il sera ainsi plus facile à numériser.

À titre d'exemple, le RADAR utilisé pour les mesures présentées dans cette thèse fonctionne avec une bande de modulation de 2 GHz, avec une

fréquence initiale de 22.8 GHz. La fréquence maximale du signal s_x serait celle correspondant au cas $T = \tau$, qui serait de B . En réalité, τ est bien plus petit que T . τ dépend de la distance RADAR-Objet. Or, si la puissance envoyée par le RADAR n'est pas suffisante pour permettre la détection de la rétrodiffusion de l'objet, il sera impossible de le détecter. La courbe présentée en figure 1.5 montre le bilan de puissance (1.1) entre la puissance émise P_e et la puissance reçue P_r en fonction du rapport $\frac{d}{\lambda}$. Si avec l'ajout des antennes et en prenant en compte la Surface Équivalente RADAR (SER - σ), le Rapport Signal A Bruit (SNR) reste trop faible, il sera impossible de déterminer la position de l'objet.

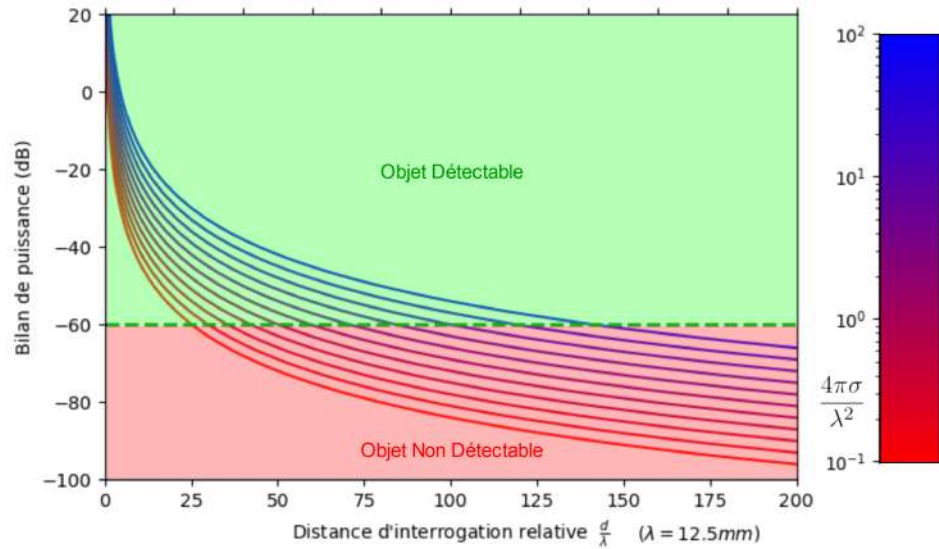
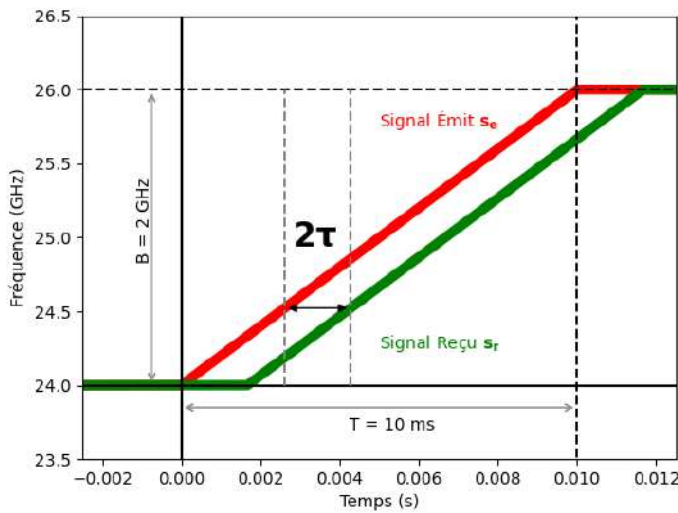


FIGURE 1.5 – Bilan de puissance RADAR déterminant la distance maximale d'interrogation en fonction de la taille de l'objet (σ)

Le RADAR que nous utilisons est capable de détecter des seuils de puissance de -40 dBm pour une puissance émise de 20 dBm. Nous l'utilisons avec des antennes directives (30 dBi GTx, 20 dBi GRx de Gain). Pour un objet conséquent ($\sigma \approx 100\lambda^2$), qui renverrait l'intégralité de l'onde émise, la distance maximale d'interrogation serait de 30 m. Cette distance correspond à un τ de 100 ns, qui est nettement moindre que le temps de montée du chirp T , qui est ici pour notre RADAR de 20 ms. Les RADAR à temps de montée rapide [60] sont eux plus proches de ce temps de trajet, avec des temps de montée pouvant descendre jusqu'à 1 μs . Cette constatation sera utilisée comme hypothèse pour faciliter les calculs par la suite (1.3.2).

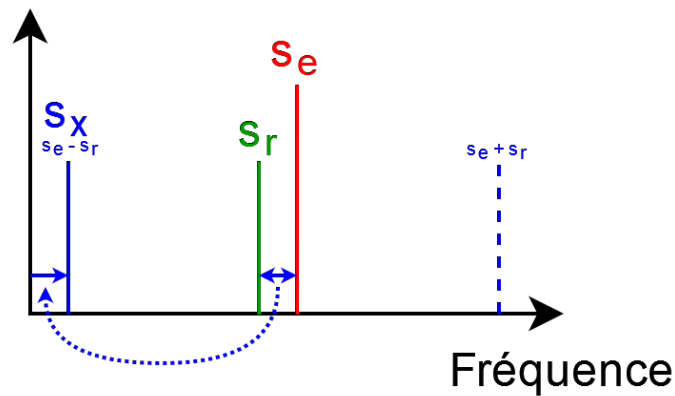
$$\frac{P_r}{P_e} = G_{T_x} \cdot G_{R_x} \cdot \frac{4\pi\sigma}{\lambda^2} \cdot \left(\frac{\lambda}{4\pi d}\right)^4 \quad (1.1)$$

$$\sigma = \lim_{d \rightarrow \infty} 4\pi d^2 \frac{|E_s|^2}{|E_i|^2} \quad (1.2)$$



(a)

Amplitude



(b)

FIGURE 1.6 – Fonctionnement d'un RADAR FMCW. (a) Fréquence des signaux émis et reçus (s_e, s_r) en fonction du temps. Le décalage temporel entre les 2 courbes représente la distance $d = c \cdot 2\tau$. (b) Fréquences d'entrées (s_e, s_r) et de sortie du mélangeur (s_x). Les pointillés bleu représentent les Hautes Fréquences du signal s_x , qui sont filtrées.

L'architecture complète du RADAR utilisé est décrite dans la figure 1.7. Nous utilisons un RADAR qui est capable de récupérer 2 sorties. De base, ce RADAR est conçu pour fonctionner avec un réseau de patches, permettant de réaliser des images en 2D [61]. Comparé à d'autres solutions techniques, celui-ci présente l'intérêt d'avoir directement des sorties coaxiales nous permettant de pouvoir brancher nos propres antennes sur celui-ci. Nous avons donc choisi d'utiliser les ports de réception pour brancher 2 antennes dont la polarisation est orthogonale, afin de pouvoir étudier 2 signaux : le spectre de battement de co-polarisation et le spectre de battement de cross-polarisation.

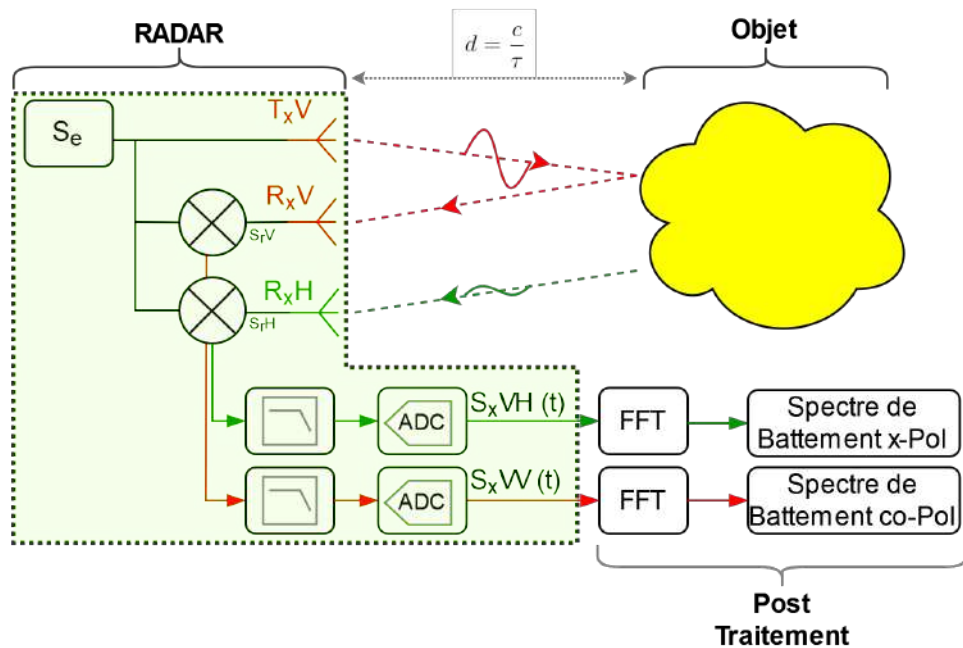


FIGURE 1.7 – Schéma du système RADAR FMCW à polarisation croisée

Le signal qui revient dans la même polarisation permet d'avoir une idée de l'environnement et d'obtenir des informations sur la position du capteur grâce à son mode de structure (Figure 1.2). La deuxième antenne, quant à elle, permet de récupérer le signal de cross-polarisation : c'est-à-dire la partie du signal qui a été dépolarisée de 90° .

Cette dépolarisation n'est pas anodine. En général, les objets ne dépolarisent pas l'onde rétrodiffusée : ils ont tendance à rétrodiffuser l'onde incidente dans la même polarisation. Sur la figure 1.8, sont présentées des formes d'objets qui sont capables de générer des effets de dépolarisation. L'onde EM rétrodiffusée par ces objets a été générée par de multiples réflexions qui amènent celles-ci dans une autre polarisation. Ces types de géométrie peuvent être trouvés dans nos environnements, mais ne font pas

généralité. C'est pourquoi, du côté capteur, les antennes Tx et Rx seront choisies orthogonales. Ainsi, le signal réémis par le capteur sera envoyé dans une polarisation orthogonale à celle de l'onde incidente et ce signal sera indépendant de l'environnement.

Ceci permettra d'obtenir des informations plus précises sur le mode d'antenne du capteur et permettra leur interrogation dans des environnements réverbérants (intérieur, environnement métallique, etc.). Nous reviendrons plus en détails sur la capacité de cette méthode de dépolarisation à améliorer les performances de l'interrogation ainsi que sur la réduction de clutter électromagnétique dans le chapitre 2.

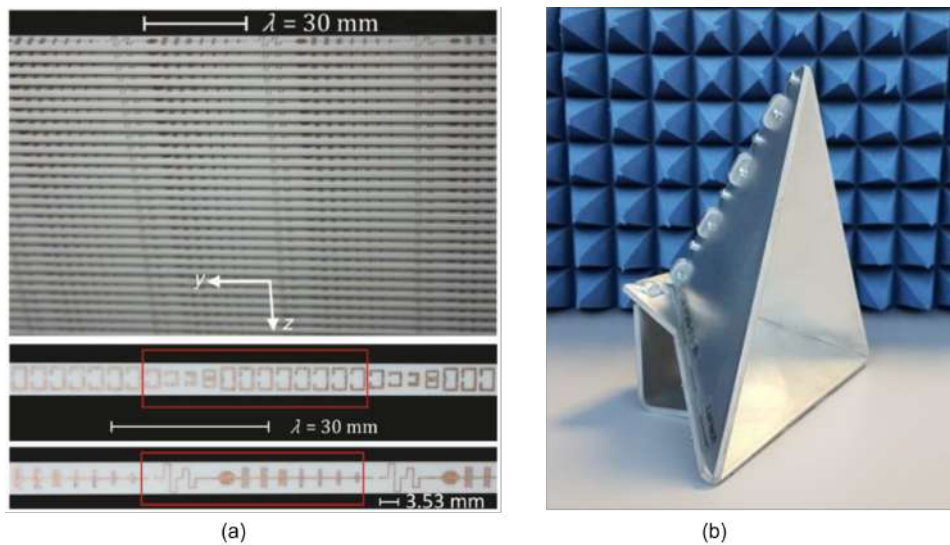


FIGURE 1.8 – Objet dépolarisant - (a) Métasurface [62] (b) Trièdre [63]

1.3.2 Equations générales du RADAR FMCW

Hypothèses

Nous allons définir ici les hypothèses de travail concernant l'interrogation d'un capteur passif à ligne à retard, en utilisant un RADAR FMCW. Les marqueurs de couleur indiquent si cette hypothèse va être constamment utilisée mathématiquement, physiquement et numériquement (\bullet), utilisée mathématiquement uniquement (\circ) et dont les effets seront pris en compte pendant les simulations/mesures. La notation (\circ) présente les hypothèses qui peuvent ne pas être prises en compte en simulation, mais qui restent vérifiées.

Capteur

- \bullet Le capteur est passif : pas de création de fréquence lorsqu'une onde EM le traverse
- \bullet Le capteur est placé suffisamment loin pour être considéré dans la zone de champ lointain ($d \gg \lambda \approx \frac{c}{f_0}$)
- \bullet Le capteur a une dimension ponctuelle (Localisé)
- \bullet Le capteur a des paramètres S fixes lors de l'interrogation. ($[S]$ indépendant de t)

Antennes et propagation

- \bullet Le milieu de propagation n'est pas dispersif
- \circ Les antennes sont adaptées en impédance ($S_{11} = 0$)
- \bullet La polarisation des antennes est considérée comme parfaite (pas de pertes par polarisation)
- \bullet Les antennes sont indépendantes les unes des autres (pas de couplage)
- \bullet Pas de dispersion dans l'antenne (la vitesse de phase ne dépend pas de la fréquence)

Interrogateur

- \bullet La période d'interrogation est très grande devant le temps de propagation ($T \gg \tau$) (l'objet n'est pas "trop" loin)
- \bullet L'évolution des fréquences n'est pas trop rapide : $K_B = B \cdot T \gg 1$

Les valeurs typiques des paramètres utilisées par les systèmes RADAR FMCW sont reportées dans le tableau suivant 1.4. Ces valeurs justifient les hypothèses et permettent de se séparer de termes négligeables dans les équations développées ci-après.

	Min	Max	Typique
Bande Passante - B	50 MHz	10GHz	2 GHz
Temps de montée - T	1 μ s	1 s	20 ms
Distance	0.1 m	200 m	10 m
τ	0.3 ns	0.6 μ s	30 ns

TABLE 1.4 – Tableau des paramètres standards pour des RADAR FMCW fonctionnant dans les environs de la bande millimétrique

Formalisation du problème

Le signal temporel émis par le RADAR FMCW est défini par l'équation (1.3) pour le cas général (toute modulation confondue). La fréquence centrale de fonctionnement du RADAR est définie par $f_0 + \frac{B}{2}$, et la fonction de modulation de fréquence par $M(t)$. Les définitions et usages des modulations sont décrits dans la partie 1.3.2. Nous utiliserons le cas le plus courant de la rampe de fréquence montante, unique, détaillée sur la figure 1.13.

$$s_e(t) = A_e \exp(j2\pi \cdot [f_0 + M(t)] \cdot t) \quad \forall t \in \mathbb{R}^+ \quad (1.3)$$

Considérons un unique objet placé devant le RADAR à une distance d , avec une surface équivalente radar (SER) σ indépendante de la fréquence définie par (1.2). Ce développement peut être résumé par le schéma présenté figure 1.7. Le temps de propagation de l'onde entre le RADAR et l'objet est défini par τ (avec c la célérité de la lumière dans le vide).

$$\tau = d/c \quad (1.4)$$

Le signal reçu par le RADAR s_r (1.5) n'est autre que le signal émis par le RADAR, décalé dans le temps par le temps de trajet aller-retour de l'onde (2τ), et atténué par des pertes L (Figure 1.6). Ces pertes sont considérées comme constantes, et indépendantes de la fréquence (Hyp. 1.3.2). Elles prennent en compte la propagation de l'onde en espace libre, les pertes par dépolarisation, les pertes d'adaptation d'impédance de l'antenne, les gains des antennes, etc. (tous les éléments qui apparaissent dans l'équation du bilan de puissance RADAR [64](Equ. (1.1))).

$$s_r(t) = s_e(t - 2\tau) \cdot L \quad (1.5)$$

Le signal s_x est obtenu en multipliant le signal envoyé avec le signal reçu au travers d'un mélangeur.

$$\begin{aligned} s_x(t) &= s_r(t) \cdot \overline{s_e(t)} \\ &= s_e(t - 2\tau) \cdot \overline{s_e(t)} \cdot L \end{aligned} \quad (1.6)$$

Cas d'une rampe linéaire montante

Posons $\Phi(t)$ tel que $s_e(t) = A \cdot e^{j\Phi(t)}$. La fréquence instantanée du signal s'exprime de la façon suivante :

$$F(t) = \frac{1}{2\pi} \frac{d\Phi(t)}{dt} = f_0 + \frac{dM(t) \cdot t}{dt} \quad (1.7)$$

Afin d'avoir une fréquence instantanée allant de f_0 à $f_0 + B$, posons :

$$\begin{aligned} M(t) &= \frac{B}{2T} \cdot t \quad \forall t \in [0 : T] \\ \implies F(t) &= f_0 + \frac{B}{T} \cdot t \end{aligned} \quad (1.8)$$

Le signal d'émission est décrit dans la figure 1.13, et est exprimé dans le domaine fréquentiel dans la partie suivante (1.28). Le signal de sortie du mélangeur s_x est donné dans l'équation suivante dans le domaine fréquentiel. Le développement mathématique est donné en Annexe (A).

$$\begin{aligned} s_x(f) &= FT[s_e(t - 2\tau) \cdot \overline{s_e(t)} \cdot L](f) \\ &= \frac{L}{T} \cdot e^{j2\pi(2\frac{B}{T}\tau^2 - 2f_0\tau)} \cdot \int_0^T \exp\left(-j2\pi \cdot 2\frac{B}{T}\tau t\right) \cdot e^{-j2\pi ft} \cdot dt \end{aligned} \quad (1.9)$$

Si T est suffisamment grand (i.e. l'échantillonnage du signal est infini), l'intégrale peut être considérée comme une transformée de Fourier complète. Ainsi, en utilisant la table des transformées de Fourier usuelles (A) :

$$s_x(f) \approx \frac{L}{T} \cdot e^{j2\pi(2\frac{B}{T}\tau^2 - 2f_0\tau)} \cdot 2 \cdot \delta\left(f + \frac{2B}{2\pi T}\tau\right) \quad (1.10)$$

Afin de lier ce Dirac à une position spatiale, posons le changement de variable

$$r = -\frac{2\pi Tc}{2B} \cdot f \quad (1.11)$$

Posons également comme terme de phase :

$$\phi(d) = 2\pi \frac{d}{c} \cdot \left(\frac{2B}{T \cdot c}d - 2f_0\right) \quad (1.12)$$

Nous avons alors :

$$\boxed{s_x(r) \approx L \cdot \frac{2\pi c}{2B} \cdot e^{j\phi(d)} \cdot \delta(d - r)} \quad (1.13)$$

En module, ce signal donne directement la position de l'objet via la position du Dirac $\delta(r + d)$. Le niveau d'écho et la SER de l'objet peuvent également être récupérés en regardant le module de ce signal et en extrayant le terme de perte L .

Nous travaillons ici avec un outil de transformée de Fourier idéal. Dans la réalité, une transformée numérique sera effectuée, nécessitant l'échantillonnage du signal. Le Dirac δ n'existe pas dans le domaine numérique. Celui-ci va devenir un sinus cardinal qui aura une largeur fréquentielle (spatiale en profondeur) qui va dépendre des choix faits sur les paramètres.

En reprenant le calcul, sans effectuer le changement de variable, nous avons (A) :

$$\begin{aligned} I &= \frac{1}{T} \int_0^T \exp\left(-j2\pi \cdot 2\frac{B}{T}\tau t\right) \cdot e^{-j2\pi f t} \cdot dt \\ &= e^{-j2\pi(2B\tau + f\frac{T}{2})} \cdot \text{sinc}\left(2\pi(2B\tau + f\frac{T}{2})\right) \end{aligned} \quad (1.14)$$

Posons donc r pour lier la fréquence à une dimension de profondeur, et ϕ qui va rassembler tous les termes de phase :

$$\boxed{r = -\frac{Tc}{2B} \cdot f} \quad (1.15)$$

$$\boxed{\phi(r) = -2\pi \frac{B}{c} \cdot \left[\left(1 + \frac{2f_0}{B}\right) \cdot d - r\right]} \quad (1.16)$$

Les détails des calculs pour ces changements de variable sont disponibles en annexe (A). Notons que pour ce développement mathématique, nous aurions pu considérer le signal de départ s_e (1.3) avec un signe négatif (-) à l'intérieur - $A_e \exp\left(-j2\pi \cdot [f_0 + M(t)] \cdot t\right)$ -, qui éviterait de poser ce changement de variable r avec un -.

Ainsi, nous avons comme spectre de battement (A.7) :

$$\boxed{s_x(r) = L \cdot e^{j\phi(r)} \cdot \text{sinc}\left(2\pi \frac{B}{c} \cdot (d - r)\right)} \quad (1.17)$$

Nous noterons que cette équation est indépendante du temps de montée T (grâce à la simplification de ϕ). Le module de ce spectre de battement est un sinus cardinal centré sur la distance d RADAR-objet, de largeur spectrale $\frac{c}{2B} = d_{res}$.

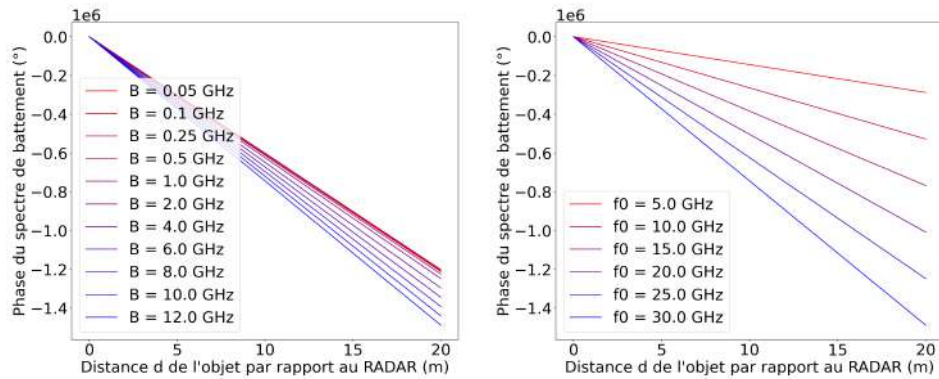
Le terme de phase ϕ peut éventuellement donner plus d'information sur la position du capteur. La figure 1.9 représente les variations de cette fonction de phase avec variation des différents paramètres (T, B, f_0) supposés constants. Cette figure montre qu'il est possible mathématiquement d'estimer la position d'un objet par la phase de ce signal, mais que dans la pratique, cela restera extrêmement compliqué de fabriquer un détecteur du fait que la sensibilité de cette phase par rapport à la distance de l'objet de celle-ci est très grande ($\approx 75a000 \text{ deg}/m$).

L'influence d'autres objets dans l'environnement, qui perturberait le signal pourrait s'avérer fatale pour réaliser une détection de position par

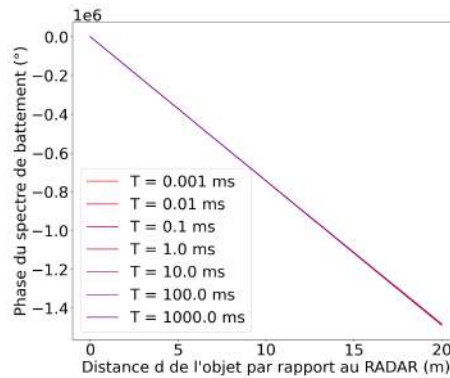
phase. La phase ici, doit être décrite "sans emballage" (non comprise entre 0 et 360°), sinon il y aurait des ambiguïtés de position entre plusieurs cycles de phase. L'estimateur de distance présenté ci-après sera présenté dans le chapitre 2.

$$d = \frac{r + \frac{c}{2\pi B} \phi(r)}{\left(1 + \frac{2f_0}{B}\right)} \quad (1.18)$$

Notons également la linéarité de cette phase vis-à-vis de la distance de l'objet et l'indépendance de celle-ci vis à vis de la bande de modulation (B) et du temps de montée (T). Nous avons ici une variation de 0.6° entre une bande de modulation de 100MHz et 10GHz (pour un objet à 20m), pareillement pour un temps de montée de 100 µs et 10 ms.



(a) ϕ pour plusieurs bandes de modulation (b) ϕ pour plusieurs fréquences de fonctionnement du RADAR



(c) ϕ pour plusieurs temps de montés

FIGURE 1.9 – Phase déroulée ϕ théorique (1.16) en fonction de la distance d , pour différents sets de paramètres

Les RADAR actuels effectuent une démodulation afin de changer la fréquence du signal à analyser et pouvoir échantillonner à plus basse fréquence pour pallier le problème d'échantillonnage à très haute fréquence. Cet échantillonnage peut apporter des modifications sur la phase du signal. Plusieurs effets peuvent entraîner la non-utilisabilité de cette phase :

- Echantillonnage du signal
- Clutter
- Bruit de mesure
- Objet dont la réponse dépend de la fréquence
- Phase des antennes

Néanmoins, cette concordance existe et peut être mise à profit dans des algorithmes d'apprentissage.

Calcul de la résolution en profondeur

Dans la littérature [65, 60], la résolution en profondeur est définie par $d_{res} = \frac{c}{2B}$. Afin d'obtenir cette résolution, les RADARistes considèrent l'hypothèse suivante : Un signal échantillonné sur un temps T a une résolution fréquentielle de $\frac{1}{T}$ quelle que soit la fréquence d'échantillonnage du signal (nombre de points). Cela revient à dire mathématiquement :

$$\Delta f > \frac{1}{T} \quad (1.19)$$

Nous avons montré précédemment que le changement de variable (1.15) permettait de lier la fréquence de la transformée de Fourier f à une distance d'estimation r . Ce même changement de variable est utilisé pour passer de la FFT vers le spectre de battement. Ainsi, nous avons :

$$\Delta f = \frac{2B}{Tc} \cdot \Delta d \quad (1.20)$$

D'où la résolution bien connue dans la littérature :

$$\Delta r > \frac{c}{2B} \quad (1.21)$$

En théorie, nous ne sommes pas d'accord avec l'hypothèse de départ : c'est une simplification afin de faciliter grandement les calculs. Cette résolution permet de poser très facilement le vecteur de distance (abscisse du spectre de battement) : N points d'échantillonnage, tous équidistant de $\frac{c}{2B}$. La FFT n'est qu'une approximation de la transformée de Fourier, surtout si elle est utilisée sans zero-padding. Nous allons donc par la simulation chercher à savoir pour quelles distances Δd :

- Les 2 objets sont différenciables dans le spectre de battement.
- La position estimée des 2 objets est bonne.

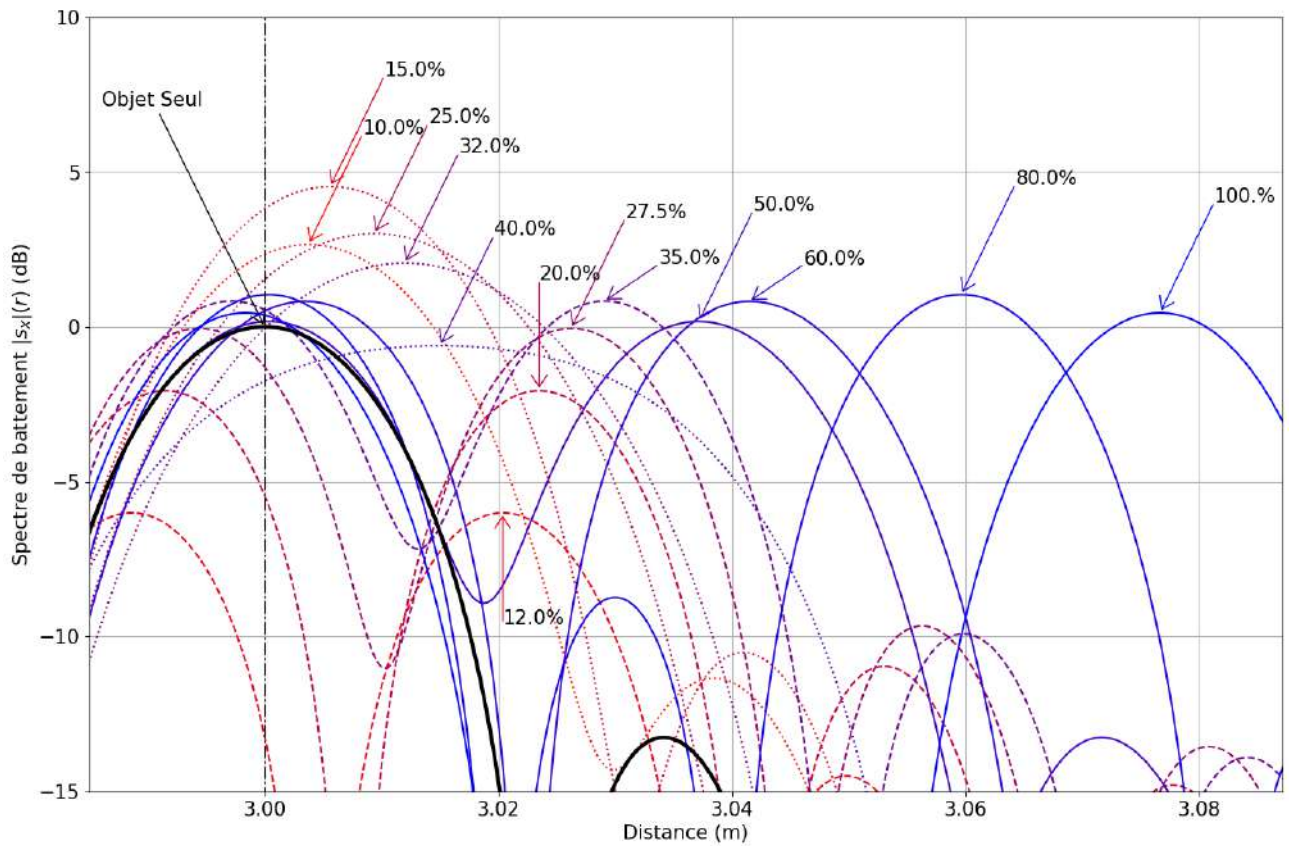


FIGURE 1.10 – Spectre de battement mathématique pour 2 objets proches. L'écart entre les objets varie entre 0% et 100% d_{res} . Le gradient de couleur représente l'évolution de l'écart entre les 2 objets. Les traits pleins représentent les spectres où il est possible d'obtenir la position des 2 objets. Les traits en tiret (-) montrent les spectres où il est possible de déterminer s'il y a 2 objets proches. Les traits pointillés (..) représentent les spectres où les 2 objets ne sont pas distinguables

Pour ce faire, considérons 2 objets situés à des distances d_1 , et d_2 tel que $\Delta d = d_2 - d_1 \in [0 : 3 \cdot d_{res}]$. Comme l'intégralité des opérations mathématiques effectuées précédemment sont linéaires, nous allons considérer le spectre de battement comme la superposition des spectres des 2 objets interrogés séparément. Nous considérerons également que les objets sont suffisamment proches pour que les pertes associées (L) soient équivalentes. Ainsi, nous avons comme résultat mathématique :

$$s_x(r) = L \cdot (e^{j\phi_1(r)} \cdot \text{sinc}(2\pi \frac{B}{c} \cdot (d_1 - r)) + e^{j\phi_2(r)} \cdot \text{sinc}(2\pi \frac{B}{c} \cdot (d_2 - r))) \quad (1.22)$$

Les différents spectres obtenus par cette équation sont représentés sur la figure 1.10.

Également, nous proposons des simulations numériques (EZRAD [66]) qui utilisent la FFT afin de comparer avec les résultats mathématiques. Dans un premier temps, intéressons-nous au cas où l'écart entre les 2 objets est plus petit que la résolution théorique : $\Delta d < 100\% d_{res}$. La figure 1.11-d montre qu'il est parfois possible (23%) de déterminer la présence de 2 objets, mais qu'il n'est pas possible d'obtenir une information sur leurs écartement plus précise que la résolution théorique. Généralement, les 2 pics se fusionnent en un unique.

Si la distance entre les 2 objets est supérieure à la résolution théorique $\frac{c}{2B}$, alors les 2 objets ne sont pas nécessairement détectable : ils le sont dans seulement 69% des cas ($\Delta d \in [100 - 145\%]$). Pour un écart supérieur à $1.45 d_{res}$, les 2 objets sont toujours différentiables.

A partir du moment où l'écart entre les 2 objets est supérieur à la résolution théorique, il existera toujours une incertitude estimée ici à maximum $40\% d_{res}$. S'il y a 2 objets suffisamment espacés, il est donc possible d'établir leurs écarts à $\pm 40\% \frac{c}{2B}$.

Cette résolution est obtenue à l'aide du zéro-padding (2^4). Pour un facteur de zéro-padding nul, nous trouvons une précision plus faible de $50\% \frac{c}{2B}$, ainsi qu'une détection des 2 objets assurée pour $\Delta d > 155\% d_{res}$. Un simple facteur 2^1 permet déjà de retrouver les résultats précédents.

Nous pensons que ces zones sont dues à la combinaison des sinus cardinaux, qui se comporteraient comme des phénomènes d'interférences. Une tentative a été faite pour résoudre littéralement ce calcul, mais elle n'a pas abouti. Notons également que nous considérons ici des objets ponctuels, qu'il n'y a pas de considération électromagnétique sur les objets et que les mesures sont considérées comme non bruitées. Ces aspects peuvent jouer un rôle important dans cette détection.

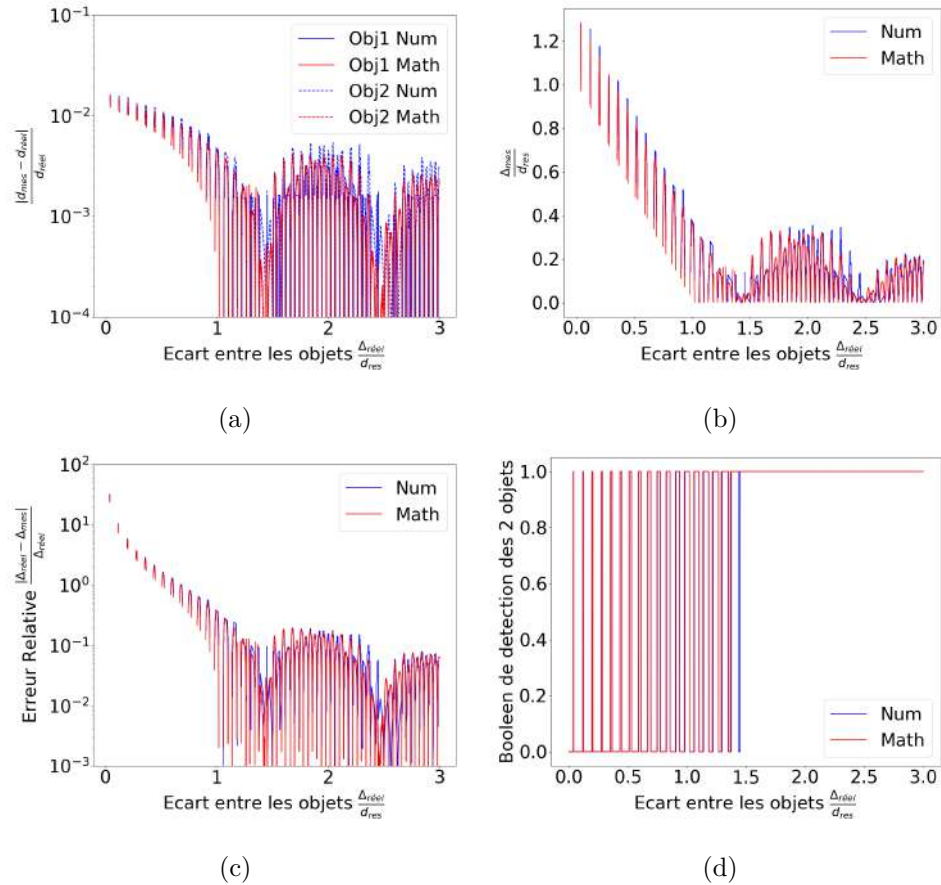


FIGURE 1.11 – Erreurs reportées sur la simulation de 2 objets proches
 (a) Erreur relative de position des 2 objets pour des simulations numériques (bleu) et mathématiques (rouge) en fonction de l'espacement des 2 objets.
 (b) Erreur absolue d'écart entre les 2 objets en fonction de l'écart réel entre les deux.
 (c) Erreur relative d'écart entre les 2 objets en fonction de l'écart réel entre les deux.
 (d) Zone de détection en fonction de l'écart entre les 2 objets.

Equations des rampes

Nous allons ici traiter des signaux de modulation qui existent pour le RADAR FMCW. Nous allons détailler leurs formes temporelles, mais également développer leurs spectres fréquentiels. Nous parlerons d'abord des modulations que nous utilisons : les rampes linéaires de fréquence. Nous parlerons ensuite des rampes en escalier et comparerons les analyses entre ces deux-ci. Nous exposerons ensuite les autres rampes existantes, sans rentrer dans les détails. Les RADAR à ondes continues et à modulation de fréquence fonctionnent par cycle. Le RADAR renvoie périodiquement le même signal (Figure 1.12). Mais, lors de l'acquisition des données, le RADAR n'échantillonne qu'une partie du signal : un seul cycle de modulation. Dans l'hypothèse des objets suffisamment proches (Hyp.1.3.2), nous allons ainsi limiter notre étude à la partie modulée du signal émis.

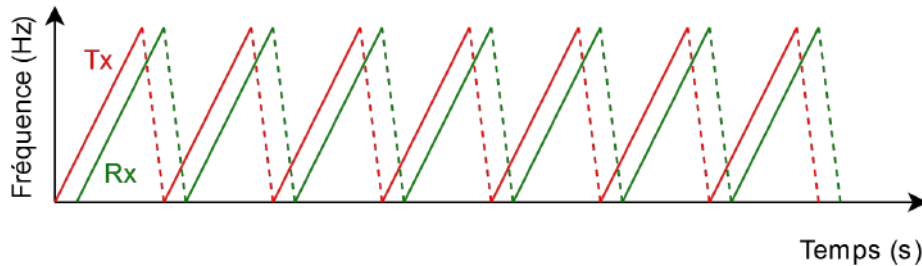


FIGURE 1.12 – Fréquence relative du signal envoyé par un RADAR FMCW - Cas général

Modulation linéaire montante

La rampe de modulation linéaire est la plus utilisée dans les systèmes RADAR FMCW. L'expression de la fonction de modulation est donnée par l'expression suivante et la figure 1.13 illustre cette équation :

$$M(t) = \begin{cases} \frac{B}{2T} \cdot t & \forall t \in [0 : T] \\ 0 & \forall t < 0 \\ B & \forall t > T \end{cases} \quad (1.23)$$

Nous allons considérer le signal émis comme borné par une fonction échelon, qui serait nul partout, sauf pour $t \in [0 : T]$. Posons tout d'abord comme terme $K_B = B \cdot T$. Les ordres de grandeur de K_B sont de $1e^5 - 1e^3$ pour les RADAR que nous utilisons (1.4). Ce paramètre détermine à quelle "vitesse" la fréquence instantanée du signal évolue. Pour que la détection RADAR fonctionne, il est nécessaire que K_B soit grand afin que chaque fréquence ait le "temps" de s'établir. Ceci permet également de respecter l'hypothèse 1.3.2. La figure 1.14 représente des signaux temporels émis par le RADAR pour différents K_B , avec leurs transformées de Fourier associées.

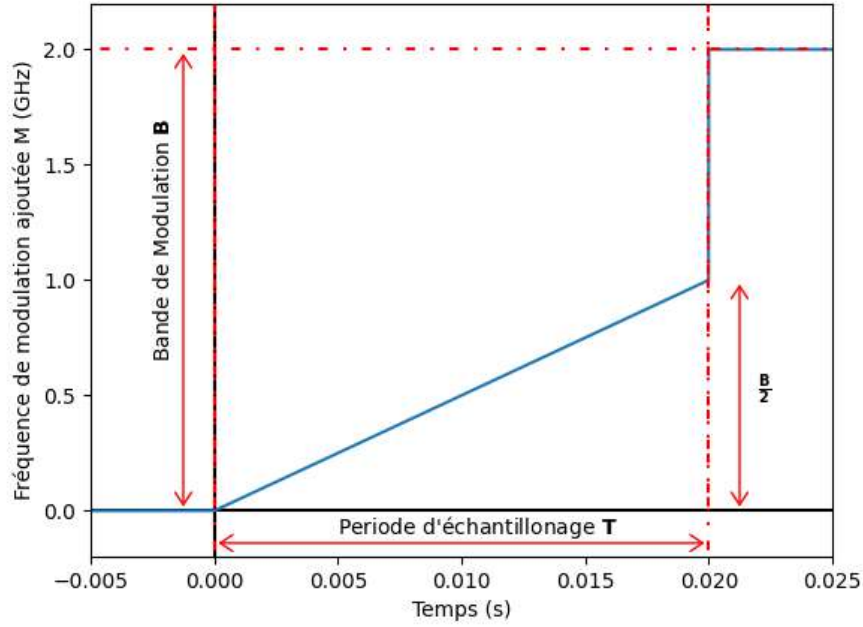


FIGURE 1.13 – Signal de modulation M pour une modulation linéaire montante, sans onde continue

Développons l'expression mathématique de la transformée de Fourier du signal émis s_e :

$$s_e(f) = A_e \int_0^T \exp\left(j2\pi \cdot \left[f_0 - f + \frac{B}{2T}t\right] \cdot t\right) dt \quad (1.24)$$

Nous allons utiliser (A) pour calculer cette intégrale, avec $A_1 = (f_0 - f)$ et $A_2 = \frac{B}{2T}$. Nous pouvons ainsi exprimer le signal :

$$s_e(f) = A_e \frac{(-1)^{\frac{3}{4}} e^{-j\pi \frac{A_1^2}{2A_2}}}{2\sqrt{2A_2}} \cdot \left[\operatorname{erfi}\left(e^{j\frac{\pi}{8}} \sqrt{\frac{\pi}{2}} \cdot \frac{A_1}{2\sqrt{A_2}}\right) - \operatorname{erfi}\left(e^{j\frac{\pi}{4}} \sqrt{\frac{\pi}{2}} \cdot \frac{A_1 + 2A_2T}{2\sqrt{A_2}}\right) \right] \quad (1.25)$$

Pour simplifier l'écriture, posons :

$$\alpha = \frac{e^{j\frac{\pi}{8}} \sqrt{\frac{\pi}{2}}}{2\sqrt{A_2}} \cdot f_0 \quad \left(= \frac{e^{j\frac{\pi}{8}} \sqrt{\frac{\pi}{2}}}{2\sqrt{A_2}} \cdot f_0 \right) \quad (1.26)$$

Ainsi :

$$\begin{cases} e^{j\frac{\pi}{4}} \sqrt{\frac{\pi}{2}} \cdot \frac{A_1}{2\sqrt{A_2}} = \alpha \cdot \frac{f_0 - f}{f_0} \\ e^{j\frac{\pi}{4}} \sqrt{\frac{\pi}{2}} \cdot \frac{A_1 + 2A_2T}{2\sqrt{A_2}} = \alpha \cdot \frac{f_0 - f + B}{f_0} \end{cases} \quad (1.27)$$

Nous pouvons ainsi exprimer le signal :

$$s_e(f) = A_e \frac{j\alpha}{\sqrt{\pi}f_0} e^{-j4\pi(\frac{f_0-f}{f_0})^2 \cdot |\alpha|^2} \cdot \left[\operatorname{erfi}\left(\alpha \cdot \frac{f_0-f}{f_0}\right) - \operatorname{erfi}\left(\alpha \cdot \frac{f_0-f+B}{f_0}\right) \right] \quad (1.28)$$

Ce signal est exposé en figure 1.14, avec le signal mathématique et la transformée de Fourier numérique du signal temporel.

$|\alpha|$ est exposé en figure 1.15 pour les valeurs typiques utilisées par le RADAR de f_0, B et T . Pour les paramètres utilisés par les RADAR à ondes millimétriques, nous pouvons considérer que $\alpha \gg 1$.

Afin de générer ce signal, nous avons dû réaliser une modulation (M) sur la moitié de la bande. Les phénomènes de compression/dilatation temporelle (amenée par la rampe de fréquence) permette la réalisation de ce type de signal. En effet, si nous considérons la transformation $t \rightarrow a \cdot t$, qui correspond à une compression ($a < 1$) / dilatation ($a > 1$) du domaine temporel, nous obtenons une dilatation/compression dans le domaine fréquentiel ($f \rightarrow f/a$). Ainsi, nous pourrions penser à d'autres formes de modulation qui amènerait la même fréquence instantanée. Le chirp pourrait être réalisé avec des fonctions exponentielles ou des polynômes d'ordre supérieur, tant que cette fonction reste injective. Il faudrait alors bien déterminer à quoi s'attendre sur le spectre de battement. Ici, la modulation linéaire permet de poser un changement de variable simple 1.15 qui lie la fréquence de la transformée de Fourier à une grandeur métrique permettant ainsi d'identifier facilement la distance RADAR-objet d .

Notons ici que nous considérons la transformée de Fourier sur l'intervalle $[0 : T]$ spécifiquement. En raison de la non-dérivabilité de la fonction M, il n'est pas possible de définir une fréquence instantanée au temps T. Mais si nous supposons un lissage des bord de la fonction M qui rendrait cette fonction dérivable au point $t = T$, nous obtiendrions une fréquence instantanée pour $t > T$ de $f_0 + \frac{B}{2}$ alors que la fréquence instantanée pour $t < T$ serait, elle, de $f_0 + B$. Il y aurait ainsi une discontinuité dans les fréquences. En pratique, cela n'a pas d'importance, car l'échantillonnage sera toujours fait sur la rampe. Nous ne nous préoccupons donc pas de ce qui se passe au delà du timing T. En tous cas, les chirps sont ici associés à des fonctions portes, qui nullifie le signal lorsque $t < 0$ et $t > T$ ce qui eclipse totalement cette considération.

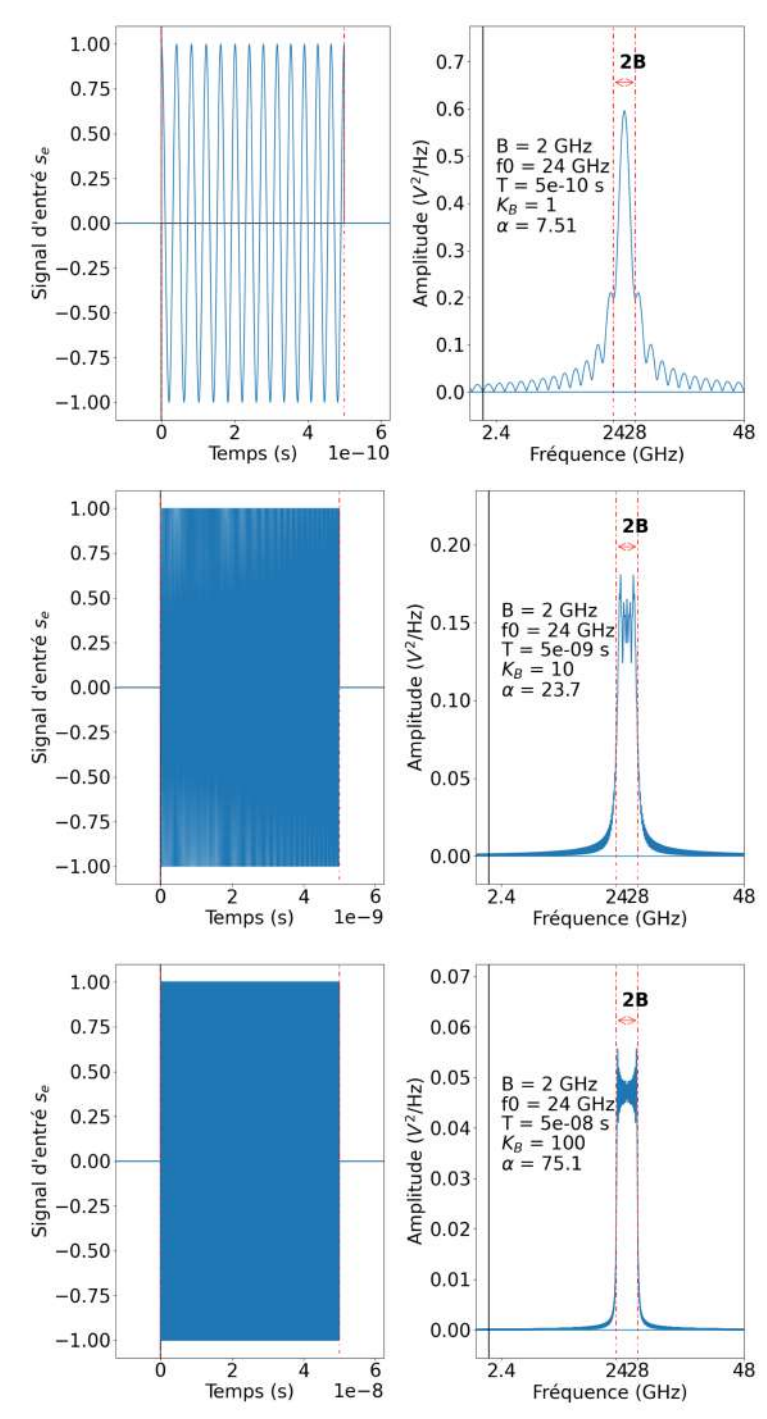


FIGURE 1.14 – Signal d'émission s_e en fonction du temps pour différent K_B (1, 10, 100), et leurs transformées de Fourier

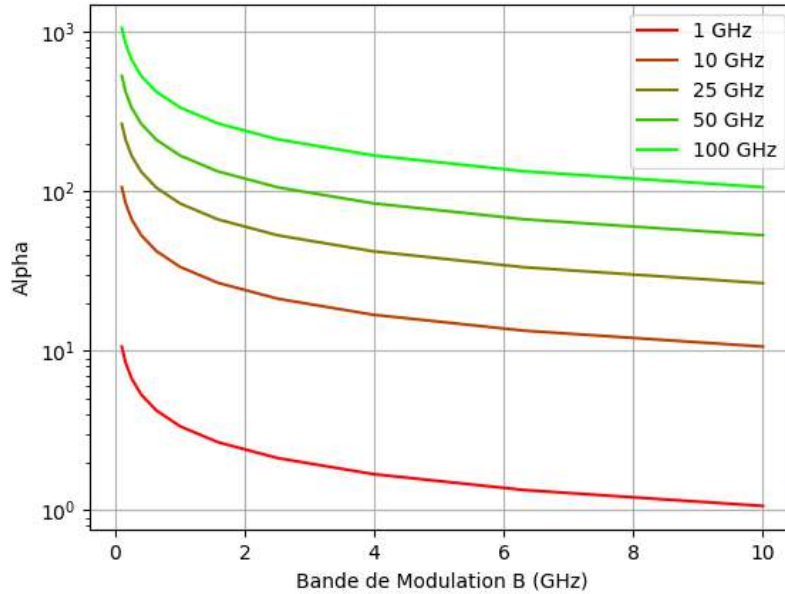


FIGURE 1.15 – $|\alpha|$ (1.3.2), pour différentes valeurs de f_0, B et T

Modulation linéaire descendante

Considérons maintenant le même signal que précédemment, mais pour une pente descendante. La fonction de modulation est posée ici afin d'assurer une fréquence instantanée comprise entre f_0 et $f_0 + B$ 1.7.

$$M(t) = \begin{cases} B - \frac{B}{2T} \cdot t & \forall t \in [0 : T] \\ B & \forall t < 0 \\ 0 & \forall t > T \end{cases} \quad (1.29)$$

En utilisant le même raisonnement que dans le paragraphe précédent, nous trouvons le résultat suivant :

$$s_e(f) = A_e \frac{j\bar{\alpha}}{\sqrt{\pi}f_0} e^{-j4\pi(\frac{f_0-f}{f_0})^2 \cdot |\bar{\alpha}|^2} \cdot \left[\operatorname{erfi}\left(\bar{\alpha} \cdot \frac{f_0-f}{f_0}\right) - \operatorname{erfi}\left(\bar{\alpha} \cdot \frac{f_0+B-f}{f_0}\right) \right] \quad (1.30)$$

Les signes se compensent avec un signe $-$ dans le terme α , résumé par sa conjugaison. Nous obtenons ainsi l'égalité suivante :

$$s_e^{UP} = \overline{s_e^{DOWN}} \quad (1.31)$$

Ceci montre que seule la phase du signal envoyé est liée au sens de la modulation. Nous aurions pu retrouver ce résultat en utilisant la propriété d'inversion temporelle sur la transformée de Fourier :

$$FT[s(-t)](f) = FT[s](-f) = \overline{FT[s](f)}.$$

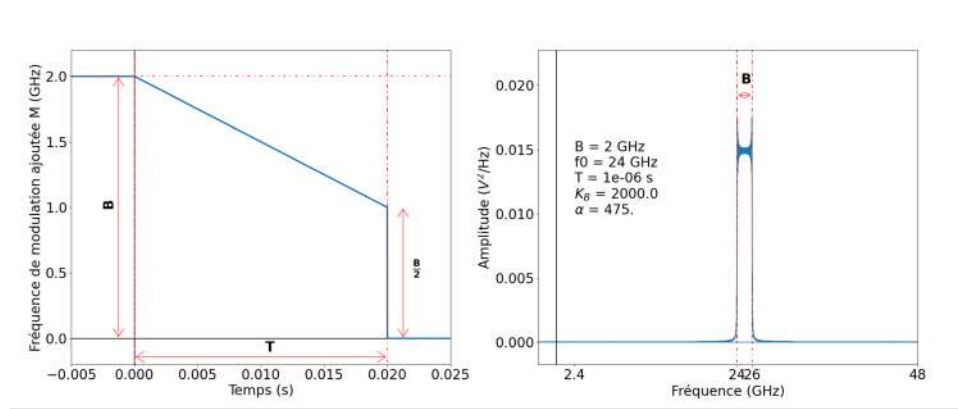


FIGURE 1.16 – Signal émis (s_e) dans le domaine fréquentiel pour une modulation linéaire descendente. ($T = 1 : \mu s$, $B = 2 GHz$, $f_0 = 23 GHz$)

Modulation en escalier

Considérons maintenant la rampe de modulation comme étant divisée en N_m paliers de fréquences équidistants. Pour cela, utilisons la fonction indicatrice χ_A . L'équation 1.34 ainsi que la figure 1.17 représentent cette modulation.

$$\chi_A(t) = \begin{cases} 1 & \text{if } t \in A \\ 0 & \text{if } t \notin A \end{cases} \quad (1.32)$$

$$\begin{cases} T_m = \frac{T}{N_m} \\ t_i = i \cdot T_m = i \cdot \frac{T}{N_m} \\ f_{m_i} = \frac{B}{T} \cdot t_i \\ A_i = \{t \in [t_i : t_i + 1]\} \end{cases} \quad (1.33)$$

$$M(t) = \sum_{i=0}^{N_m-1} \chi_{A_i}(t) \cdot f_{m_i} = \sum_{i=0}^{N_m-1} \frac{B}{T} \cdot \chi_{A_i}(t) \cdot t_i \quad (1.34)$$

Comme précédemment, développons la transformée de Fourier de ce signal. Le développement de cette équation est fourni en Annexe A.

$$\begin{aligned} s_e(f) &= FT[A_e \exp(j2\pi \cdot [f_0 + M(t)] \cdot t)] \\ &= A_e \sum_{i=0}^{N_m-1} (i+1) \cdot e^{j2\pi(f_0 + f_{m_i} - f) \frac{T}{N_m} \frac{2i+1}{2}} \cdot \text{sinc}(2\pi(f_0 + f_{m_i} - f) \cdot \frac{i+1}{2} \cdot \frac{T}{N_m}) \end{aligned} \quad (1.35)$$

Ce signal est ainsi une somme de sinus cardinal centré entre f_0 , et $f_0 + f_{m_{N_m}} = f_0 + B$. Le spectre est plus lacunaire que pour la modulation linéaire 1.28. Il s'étend sur la même bande de fréquence. Plus le nombre de subdivision N_m est grand, moins cette lacunarité est observée. Ici, le spectre

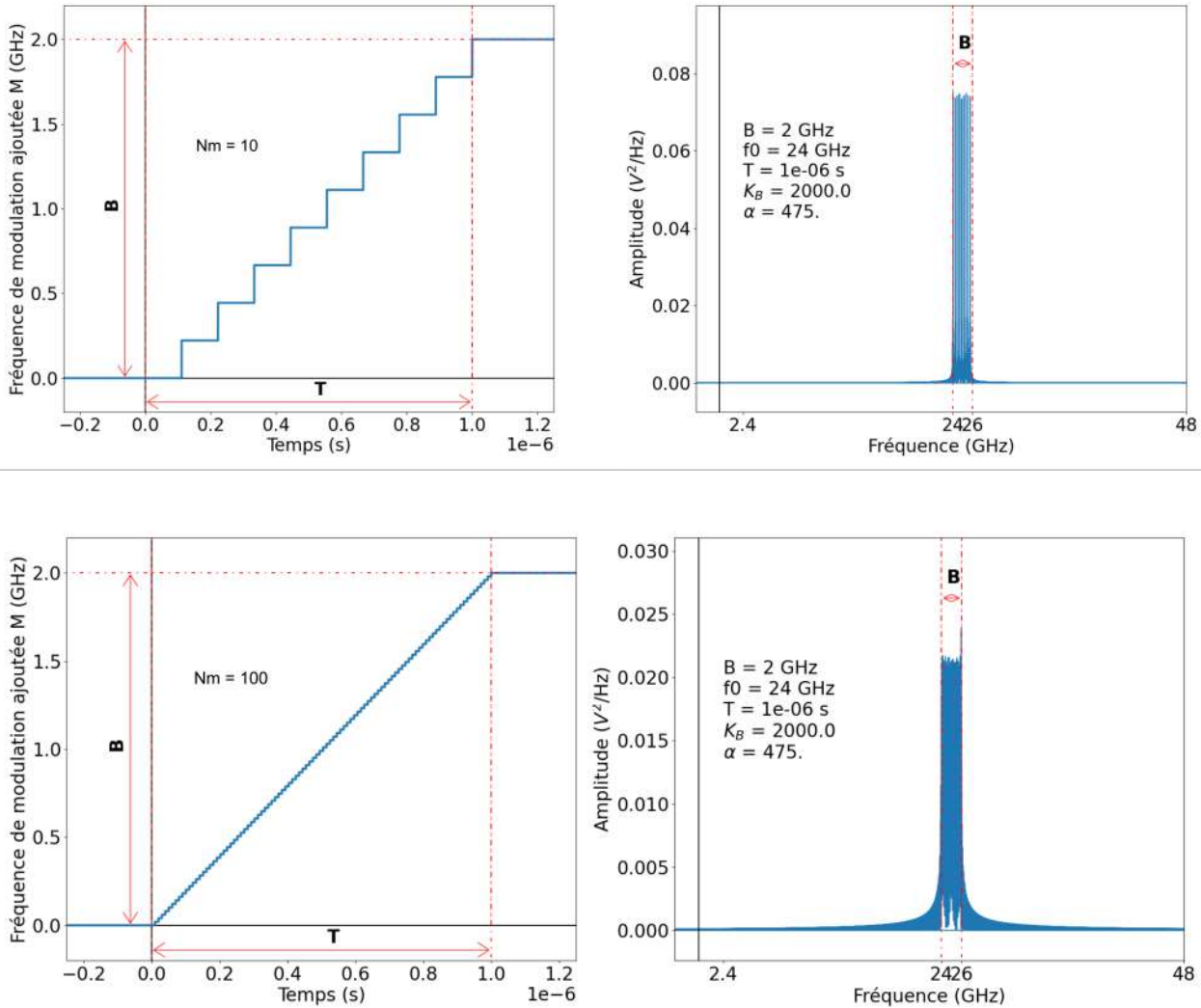


FIGURE 1.17 – Transformées de Fourier du signal émis ($s_e(f)$), et leurs modulations associées

ne dépasse pas la bande $[f_0 : f_0 + B]$ et ce quel que soit le nombre de subdivisions N_m . En revanche, si nous approximations la fonction de modulation M d'une rampe en escalier par une rampe en linéaire (M allant de 0 à B), nous obtenons une bande passante doublée. Notons que la fréquence d'échantillonnage est ici très grande. Nous dépassons largement le critère de Shannon (A), avec une fréquence d'échantillonnage de $16 \cdot f_0$.

Il existe d'autres modulations citées ci-après, mais nous n'entrerons pas dans les détails pour celles-ci :

- Modulation en dents de scie
- Modulation à pente montante et descendante
- Modulation asymétrique
- Modulation exponentielle

Davantage de descripteurs sur les RADAR sont disponibles dans la littérature [67]. Nous notons ici une différence entre la modulation en escalier et la modulation à pente linéaire : en considérant la même dynamique d'entrée de la fonction de modulation M , nous obtenons une bande de fréquence deux fois plus grande pour la modulation linéaire que pour la modulation en escalier. Le fait de "ramper" induit une compression du signal, qui permet d'aller chercher des fréquences plus éloignées. Au niveau de la conception d'un système RADAR, cela peut avoir une influence sur le choix de la façon de générer le signal.

Puissance émise par un système RADAR réel

La figure 1.18 reporte la mesure de puissance à l'analyseur de spectre en sortie du module RADAR que nous utilisons. Les puissances reportées ici correspondent aux maxima de puissance observée pour un grand nombre de chirps (superposés). Plusieurs observations sont faites :

- La bande de modulation est légèrement plus petite que la bande configurée. Nous passons de 2GHz vers 1.9GHz
- Le sens de la rampe n'as pas d'influence sur la puissance émise.

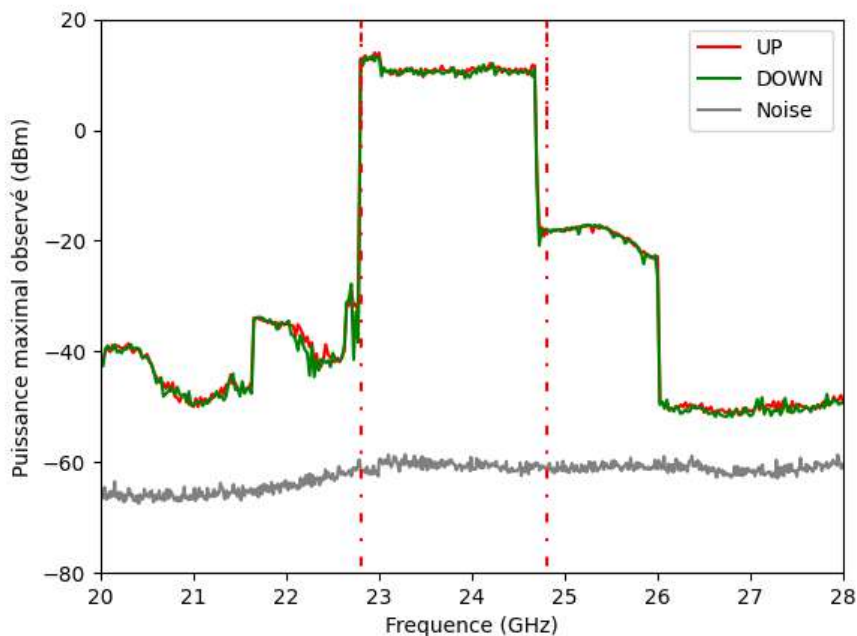


FIGURE 1.18 – Mesure à l'analyseur de spectre de la puissance émise par le module RADAR

Le RADAR que nous utilisons n'offre pas beaucoup de liberté quant à la modification de la modulation : nous pouvons choisir uniquement la bande de modulation et le sens de la pente. Le constructeur ne donne pas d'informations sur le fonctionnement du VCO. Ainsi, le signal généré pourrait être quelque chose de linéaire, comme une rampe en escalier (VCO contrôlé numériquement). De plus, il est possible que les signaux soient filtrés en sortie du RADAR, notamment par des amplificateurs qui possèdent forcément une bande passante. Nous observons néanmoins une concordance entre la théorie et la mesure.

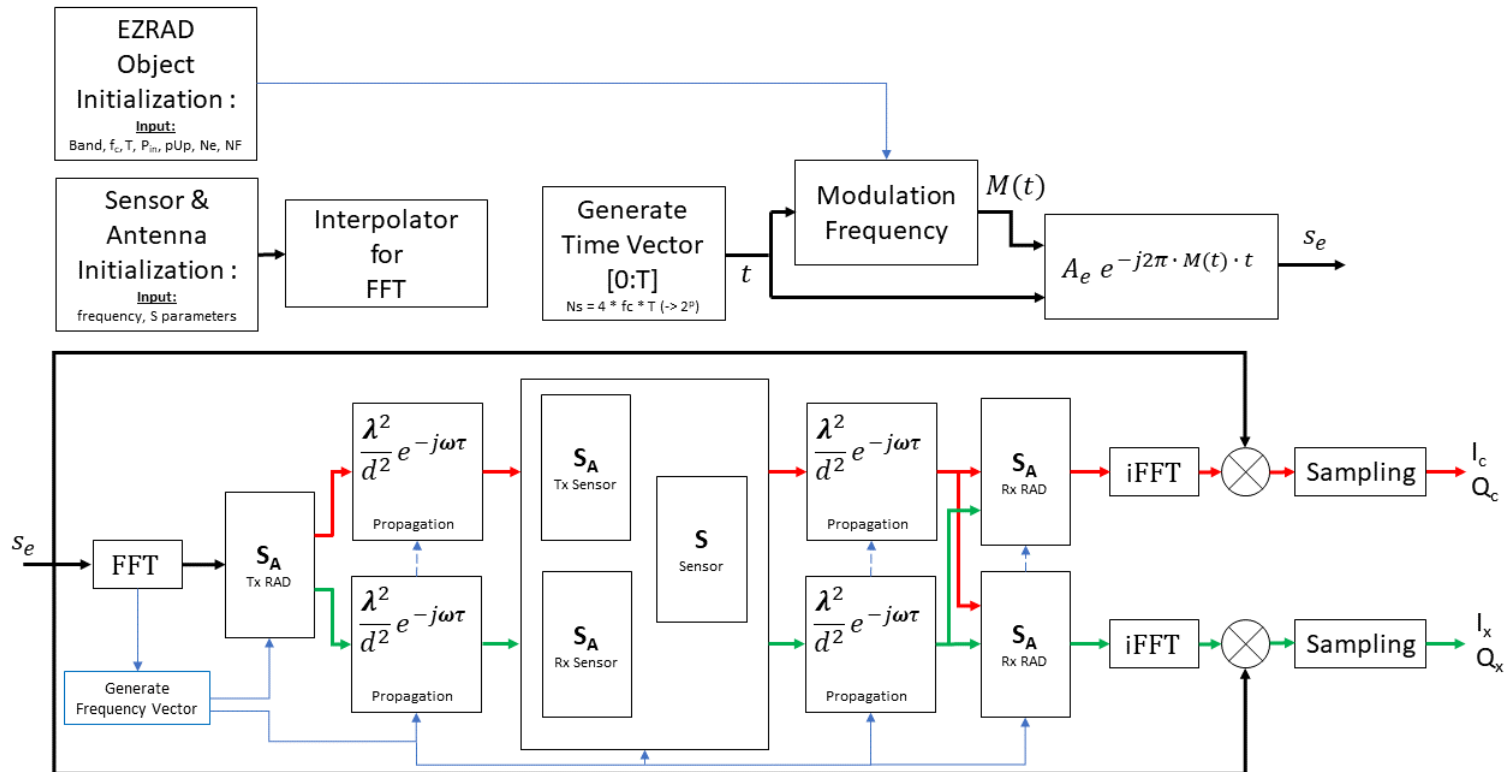


FIGURE 1.19 – Schéma bloc du système d'interrogation d'un capteur passif dépolarisant par RADAR FMCW

1.3.3 Equation pour un capteur rétrodiffusant interrogé par un RADAR FMCW

Dans cette partie, nous allons développer les détails de l'interrogation RADAR d'un capteur passif. Le schéma général de l'interrogation est donné en figure 1.20, et le schéma bloc de l'ensemble du système est présenté sur la figure 1.19 Ce schéma bloc sert de support à un simulateur dont le code est disponible en ligne [66].

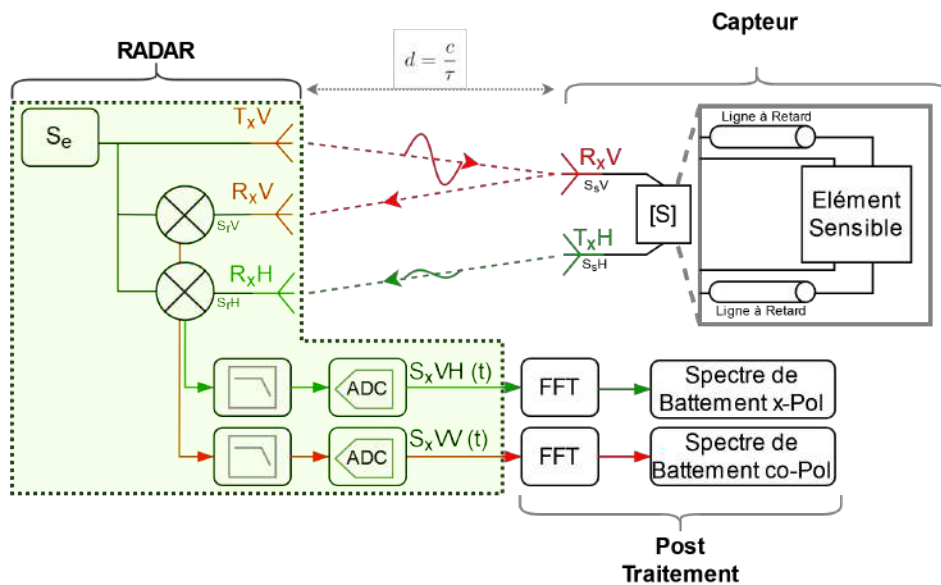


FIGURE 1.20 – Schéma du système RADAR FMCW pour l'interrogation de capteur passif dépolarisant

Description de l'interrogateur

L'interrogateur est un RADAR FMCW dont le signal émis est une rampe de fréquence montante définie dans la partie précédente (1.23). Il possède une antenne T_x polarisée verticalement, et 2 antennes R_x : l'une polarisée verticalement et l'autre horizontalement. Chaque élément qui compose cette interrogateur (Antenne, Mélangeur, Filtre, etc.) est défini par des paramètres fréquentiels en amplitude et en phase. Cette description prend également en compte l'échantillonnage du signal, afin de s'approcher au mieux du système réel. Le signal émis par le RADAR FMCW (1.3) se propage jusqu'à arriver au capteur.

Calculons dans un premier temps le signal reçu s_{r_c} et renvoyé s_{e_c} par le capteur dans le cas où nous appliquons les hypothèses suivantes : pas de couplage (Hyp. 1.3.2), polarisation parfaite (Hyp.1.3.2), antenne idéale

(Hyp.1.3.2) et capteur adapté pour toute fréquence ($S_{11} = 0$).

$$s_{r_c} = s_e(t - \tau) \cdot L_{FS} \quad (1.36)$$

$$s_{e_c}(f) = s_{r_c}(f) \cdot S_{21}(f) \quad (1.37)$$

Explicitons le signal de sortie du mélangeur s_x (les détails des calculs sont fournis en annexe A.9) :

$$\begin{aligned} s_x(t) &= s_r(t) \cdot \overline{s_e(t)} \\ s_x(t) &= s_e(t - 2\tau) \otimes FT^{-1}[S(f)] \cdot \overline{s_e(t)} \cdot L \end{aligned} \quad (1.38)$$

En développant les intégrales (A), nous pouvons formuler ce signal de cette façon :

$$s_x(f) = L \cdot \int_{-\infty}^{+\infty} s_e(u) \cdot e^{-2\pi u 2\tau} \cdot S_{21}(u) \cdot \overline{s_e(u - f)} du \quad (1.39)$$

Description du capteur

Le capteur est un capteur à ligne à retard dont les détails ont été exposés précédemment 1.2.2. Nous considérerons les antennes comme des hexapôles afin de pouvoir distinguer les 2 polarisations orthogonales. La figure 1.21 détaille les signaux qui transitent à l'intérieur du capteur. Les matrices $[S]$ sont définies dans le domaine fréquentiel pour le capteur (2x2) et pour les 2 antennes (3x3) selon les équations suivantes (1.40a)(1.40b). La matrice $[S]$ du capteur inclut les lignes à retard. Les équations (1.43) montrent les cas qui vérifient les hypothèses (Section 1.3.2) posées précédemment.

$$S = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \quad (1.40a)$$

$$S_{Rx}, S_{Tx} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{1V} & S_{1H} \\ S_{V1} & S_{VV} & S_{VH} \\ S_{H1} & S_{HV} & S_{HH} \end{bmatrix} \quad (1.40b)$$

Pour rentrer plus dans les détails, oublions les hypothèses de couplage et d'indépendance des antennes et développons les fonctions de transfert entre les signaux reçus (H et V), et les signaux ré-émis (H et V). Définissons tout d'abord les échanges de puissance entre les différents éléments du capteur :

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = [S] \cdot \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \quad (1.41a)$$

$$\begin{bmatrix} b_1^{Rx} \\ b_V^{Rx} \\ b_H^{Rx} \end{bmatrix} = S^{Rx} \cdot \begin{bmatrix} a_1^{Rx} \\ a_V^{Rx} \\ a_H^{Rx} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11}^{Rx} & S_{1V}^{Rx} & S_{1H}^{Rx} \\ S_{V1}^{Rx} & S_{VV}^{Rx} & S_{VH}^{Rx} \\ S_{H1}^{Rx} & S_{HV}^{Rx} & S_{HH}^{Rx} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a_1^{Rx} \\ a_V^{Rx} \\ a_H^{Rx} \end{bmatrix} \quad (1.41b)$$

$$\begin{bmatrix} b_1^{Tx} \\ b_V^{Tx} \\ b_H^{Tx} \end{bmatrix} = S^{Tx} \cdot \begin{bmatrix} a_1^{Tx} \\ a_V^{Tx} \\ a_H^{Tx} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11}^{Tx} & S_{1V}^{Tx} & S_{1H}^{Tx} \\ S_{V1}^{Tx} & S_{VV}^{Tx} & S_{VH}^{Tx} \\ S_{H1}^{Tx} & S_{HV}^{Tx} & S_{HH}^{Tx} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a_1^{Tx} \\ a_V^{Tx} \\ a_H^{Tx} \end{bmatrix} \quad (1.41c)$$

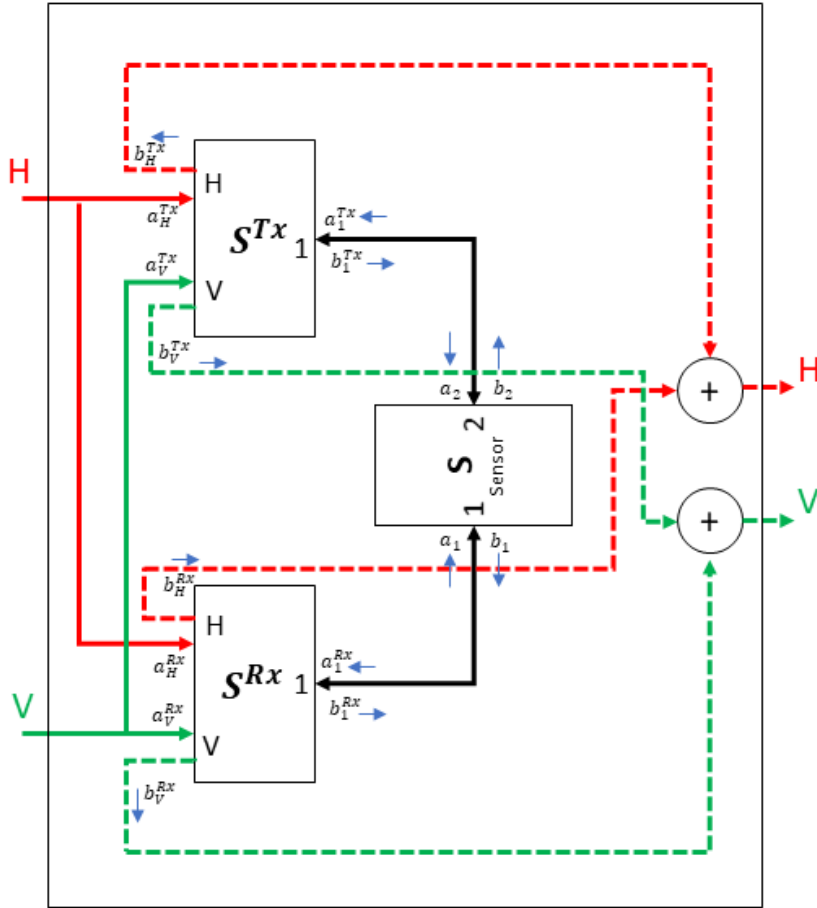


FIGURE 1.21 – Schéma bloc du système d’interrogation de capteur passif dépolarisant par RADAR FMCW

Ainsi, d’après le schéma proposé en figure 1.21, nous allons poser des variables simplificatrices a_V et a_H tels que :

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} b_1^{Rx} \\ b_1^{Tx} \end{bmatrix} \\
 \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} a_1^{Rx} \\ a_1^{Tx} \end{bmatrix} \\
 a_H^{Rx} &= a_H^{Tx} = a_H \\
 a_V^{Rx} &= a_V^{Tx} = a_V
 \end{aligned} \tag{1.42}$$

Cas Idéal

Prenons le cas idéal où nous considérons que :

- Les antennes sont adaptées $S_{11}^{Rx} = S_{11}^{Tx} = 0$.
- Pas d'interférence entre les polarisations : $S_{1V}^{Rx} = S_{1H}^{Tx} = G$ et $S_{1V}^{Tx} = S_{1H}^{Rx} = 0$ pour le capteur.
- Les antennes du RADAR sont à polarisation croisée parfaite : R_x polarisée verticalement, T_x polarisée horizontalement avec un gain de G .
- Les antennes du capteur possèdent un mode de structure pour chaque polarisation (S_{HH}/S_{VV}).
- Les antennes du RADAR ne possèdent pas de mode de structure ($S_{HH}^R = 0, S_{VV}^R = 0$ quelle que soit l'antenne)

$$\begin{array}{c}
 \text{Cas idéal} \\
 \hline
 \begin{array}{l}
 S_{RxH} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & G_{RxH} \\ 0 & 0 & 0 \\ G_{RxH} & 0 & 0 \end{bmatrix} \text{RADAR} \\
 S_{RxV} = \begin{bmatrix} 0 & G_{RxV} & 0 \\ G_{RxV} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \text{RADAR} \\
 S_{Tx} = \begin{bmatrix} 0 & G_{TxV} & 0 \\ G_{TxV} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \text{RADAR}
 \end{array}
 \quad
 \begin{array}{l}
 S_{Rx} = \begin{bmatrix} 0 & G & 0 \\ G & S_{VV} & 0 \\ 0 & 0 & S_{HH} \end{bmatrix} \text{Capteur} \\
 S_{Tx} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & G \\ 0 & S_{VV} & 0 \\ G & 0 & S_{HH} \end{bmatrix} \text{Capteur}
 \end{array}
 \end{array}
 \tag{1.43}$$

Les signaux transitant à l'intérieur du capteur se simplifient :

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & S_{21} \\ S_{21} & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \tag{1.44a}$$

$$\begin{bmatrix} b_1^{Rx} \\ b_V^{Rx} \\ b_H^{Rx} \end{bmatrix} = S^{Rx} \cdot \begin{bmatrix} a_1^{Rx} \\ a_V^{Rx} \\ a_H^{Rx} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & G & 0 \\ G & S_{VV} & 0 \\ 0 & 0 & S_{HH} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a_1^{Rx} \\ a_V^{Rx} \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G \cdot a_V^{Rx} \\ G \cdot a_1^{Rx} + S_{VV} \cdot a_V^{Rx} \\ 0 \end{bmatrix} \tag{1.44b}$$

$$\begin{bmatrix} b_1^{Tx} \\ b_V^{Tx} \\ b_H^{Tx} \end{bmatrix} = S^{Tx} \cdot \begin{bmatrix} a_1^{Tx} \\ a_V^{Tx} \\ a_H^{Tx} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & G \\ 0 & S_{VV} & 0 \\ G & 0 & S_{HH} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a_1^{Tx} \\ a_V^{Tx} \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ G \cdot a_1^{Tx} \end{bmatrix} \tag{1.44c}$$

Le signal généré par le RADAR est émis dans la polarisation verticale uniquement. Ainsi :

$$\begin{aligned}
 a_V &= a_V^{Tx} = a_V^{Rx} = G_{TxV} \cdot s_V \\
 a_H &= a_H^{Tx} = a_H^{Rx} = 0
 \end{aligned} \tag{1.45}$$

Les signaux de sortie et le signal intermédiaire b peuvent donc être exprimés de la façon suivante :

$$\begin{aligned}
 s_V &= b_V^{Rx} + b_V^{Tx} = G \cdot a_1^{Rx} + S_{VV} \cdot a_V \\
 s_H &= b_H^{Rx} + b_H^{Tx} = G \cdot a_1^{Tx} \\
 b_1^{Rx} &= G \cdot a_V \\
 b_1^{Tx} &= 0 \\
 b_1 &= S_{12} \cdot a_2 \\
 b_2 &= S_{21} \cdot a_1
 \end{aligned} \tag{1.46}$$

D'après le schéma (Figure 1.21) nous avons :

$$\begin{aligned}
 a_1^{Tx} &= b_2 = S_{21} \cdot a_1 \\
 a_1^{Rx} &= b_1 = S_{12} \cdot a_2 \\
 b_1^{Tx} &= a_2 = 0 \\
 b_1^{Rx} &= a_1
 \end{aligned} \tag{1.47}$$

Comme $b_1^{Rx} = G \cdot a_V$ nous pouvons exprimer les signaux de sortie du capteur :

$$\boxed{
 \begin{aligned}
 s_V &= S_{VV} \cdot a_V \\
 s_H &= S_{21} \cdot G^2 \cdot a_V
 \end{aligned}
 } \tag{1.48}$$

Ainsi, le mode de structure apparaît en co-polarisation (verticale) par le terme S_{VV} . Ce mode sera positionné à la position du capteur, dans la mesure où ce terme n'introduit pas de terme de phase. Le mode d'antenne, lui, apparaîtra en cross-polarisation et va dépendre du paramètre de transmission S_{21} , et du gain des antennes. Ce paramètre de transmission inclut le déphasage lié à la ligne à retard ($\phi = \frac{2\pi d_{delay}}{\lambda}$), et sera ainsi décalé de d_{delay} par rapport au mode d'antenne dans le spectre de battement. En simulation, cette corrélation est observée. La figure 1.22 montre des pentes de 1 entre l'écho RADAR à la position du mode d'antenne et les paramètres de transmission lorsque les paramètres donnés au simulateur sont idéaux.

Cas Général Considérons à présent l'intégralité des paramètres des antennes et du capteur comme étant non-nuls, et non simplifiés. Cette description prendra en compte :

- L'adaptation des antennes (S_{11}^{Tx-Rx})
- La capacité de l'antenne à percevoir et transmettre une certaine polarisation (S_{HV}, S_{VH}, \dots)
- Le mode de structure des antennes, suivant la polarisation (S_{HH}, S_{VV})
- L'élément sensible dans tous ses paramètres ($[S]$)
- L'onde incidente peut apparaître dans les 2 polarisations (a_V et a_H non nuls)

Ainsi, en reprenant les équations (1.41a) (1.41b) (1.41c) :

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} a_1 \\ b_V^{Rx} \\ b_H^{Rx} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} S_{11}^{Rx} & S_{1V}^{Rx} & S_{1H}^{Rx} \\ S_{V1}^{Rx} & S_{VV}^{Rx} & S_{VH}^{Rx} \\ S_{H1}^{Rx} & S_{HV}^{Rx} & S_{HH}^{Rx} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} b_1 \\ a_V^{Rx} \\ a_H^{Rx} \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} a_2 \\ b_V^{Tx} \\ b_H^{Tx} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} S_{11}^{Tx} & S_{1V}^{Tx} & S_{1H}^{Tx} \\ S_{V1}^{Tx} & S_{VV}^{Tx} & S_{VH}^{Tx} \\ S_{H1}^{Tx} & S_{HV}^{Tx} & S_{HH}^{Tx} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} b_2 \\ a_V^{Tx} \\ a_H^{Tx} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (1.49)$$

Le développement des termes a_1 et a_2 nous donne :

$$\begin{aligned} a_1 &= S_{11}^{Rx} \cdot b_1 + S_{1V}^{Rx} \cdot a_V^{Rx} + S_{1H}^{Rx} \cdot a_H^{Rx} \\ a_2 &= S_{11}^{Tx} \cdot b_2 + S_{1V}^{Tx} \cdot a_V^{Tx} + S_{1H}^{Tx} \cdot a_H^{Tx} \end{aligned} \quad (1.50)$$

$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix}$ peut être exprimé en combinant $\begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix}$ obtenue grâce à (1.50) avec la première équation de (1.49) :

$$\begin{aligned} \Delta \cdot b_1 &= [S_{11}^{Rx} S_{12} S_{1V}^{Tx} + (1 - S_{11}^{Tx} S_{22}) S_{1V}^{Rx}] \cdot a_V \\ &\quad + [S_{11}^{Rx} S_{12} S_{1H}^{Tx} + (1 - S_{11}^{Tx} S_{22}) S_{1H}^{Rx}] \cdot a_H \\ \Delta \cdot b_2 &= [S_{11}^{Tx} S_{21} S_{1V}^{Rx} + (1 - S_{11}^{Rx} S_{11}) S_{1V}^{Tx}] \cdot a_V \\ &\quad + [S_{11}^{Tx} S_{21} S_{1H}^{Rx} + (1 - S_{11}^{Rx} S_{11}) S_{1H}^{Tx}] \cdot a_H \\ \Delta &= (1 - S_{11} S_{11}^{Rx})(1 - S_{22} S_{11}^{Tx}) - S_{11}^{Rx} S_{11}^{Tx} S_{21} S_{12} \end{aligned} \quad (1.51)$$

Les signaux de sortie sont calculés par sommations des termes b :

$$\begin{aligned} s_V &= b_V^{Rx} + b_V^{Tx} \\ s_H &= b_H^{Rx} + b_H^{Tx} \end{aligned} \quad (1.52)$$

Le produit matriciel proposé dans la deuxième équation de (1.49) permet d'exprimer ces termes :

$$\begin{aligned}
 b_H^{Rx} &= S_{H1}^{Rx} \cdot b_1 + S_{HV}^{Rx} \cdot a_V + S_{HH}^{Rx} \cdot a_H \\
 b_V^{Rx} &= S_{V1}^{Rx} \cdot b_1 + S_{VV}^{Rx} \cdot a_V + S_{VH}^{Rx} \cdot a_H \\
 b_H^{Tx} &= S_{H1}^{Tx} \cdot b_2 + S_{HV}^{Tx} \cdot a_V + S_{HH}^{Tx} \cdot a_H \\
 b_V^{Tx} &= S_{V1}^{Tx} \cdot b_2 + S_{VV}^{Tx} \cdot a_V + S_{VH}^{Tx} \cdot a_H
 \end{aligned} \tag{1.53}$$

Finalement, nous obtenons après simplification des calculs :

$$\begin{aligned}
 s_V &= \left(\frac{S_{V1}^{Rx}}{\Delta} \cdot [S_{11}^{Rx} S_{12} S_{1V}^{Tx} + (1 - S_{11}^{Tx} S_{22}) S_{1V}^{Rx}] \right. \\
 &\quad + \frac{S_{V1}^{Tx}}{\Delta} \cdot [S_{11}^{Tx} S_{21} S_{1V}^{Rx} + (1 - S_{11}^{Rx} S_{11}) S_{1V}^{Tx}] \\
 &\quad \left. + S_{VV}^{Rx} + S_{VV}^{Tx} \right) \cdot a_V \quad + \\
 &\quad \left(\frac{S_{V1}^{Tx}}{\Delta} \cdot [S_{11}^{Tx} S_{21} S_{1H}^{Rx} + (1 - S_{11}^{Rx} S_{11}) S_{1H}^{Tx}] \right. \\
 &\quad + \frac{S_{V1}^{Rx}}{\Delta} \cdot [S_{11}^{Rx} S_{12} S_{1H}^{Tx} + (1 - S_{11}^{Tx} S_{22}) S_{1H}^{Rx}] \\
 &\quad \left. + S_{VH}^{Rx} + S_{VH}^{Tx} \right) \cdot a_H \\
 s_H &= \left(\frac{S_{H1}^{Rx}}{\Delta} \cdot [S_{11}^{Rx} S_{12} S_{1V}^{Tx} + (1 - S_{11}^{Tx} S_{22}) S_{1V}^{Rx}] \right. \\
 &\quad + \frac{S_{H1}^{Tx}}{\Delta} \cdot [S_{11}^{Tx} S_{21} S_{1V}^{Rx} + (1 - S_{11}^{Rx} S_{11}) S_{1V}^{Tx}] \\
 &\quad \left. + S_{HV}^{Rx} + S_{HV}^{Tx} \right) \cdot a_V \quad + \\
 &\quad \left(\frac{S_{H1}^{Rx}}{\Delta} \cdot [S_{11}^{Rx} S_{12} S_{1H}^{Tx} + (1 - S_{11}^{Tx} S_{22}) S_{1H}^{Rx}] \right. \\
 &\quad + \frac{S_{H1}^{Tx}}{\Delta} \cdot [S_{11}^{Tx} S_{21} S_{1H}^{Rx} + (1 - S_{11}^{Rx} S_{11}) S_{1H}^{Tx}] \\
 &\quad \left. + S_{HH}^{Rx} + S_{HH}^{Tx} \right) \cdot a_H
 \end{aligned} \tag{1.54}$$

Cas particulier de la polarisation parfaite

Considérons maintenant qu'il n'y a pas d'interférence dans les polarisations, et que le signal d'entrée est polarisé verticalement uniquement. Nous avons alors :

$$\begin{aligned}
 a_H &= 0 \\
 S_{HV}^{Tx} &= S_{VH}^{Tx} = S_{HV}^{Rx} = S_{VH}^{Rx} = 0 \\
 S_{1V}^{Tx} &= S_{V1}^{Tx} = S_{1H}^{Rx} = S_{H1}^{Rx} = 0 \\
 S_{1V}^{Rx} &= S_{V1}^{Rx} = G^{Rx} \\
 S_{1H}^{Tx} &= S_{H1}^{Tx} = G^{Tx}
 \end{aligned} \tag{1.55}$$

Les signaux s_H et s_V définis précédemment (Equ (1.54)) se simplifient de la façon suivante :

$$\begin{aligned}
 s_V &= \left[G^{Rx} \cdot G^{Rx} \frac{1 - S_{11}^{Tx} S_{22}}{\Delta} + S_{VV}^{Rx} + S_{VV}^{Tx} \right] \cdot a_V \\
 s_H &= G^{Tx} \cdot G^{Rx} \cdot \frac{S_{11}^{Tx} S_{21}}{\Delta} \cdot a_V
 \end{aligned} \tag{1.56}$$

Remarquons l'indépendance du signal de cross-polarisation s_H par rapport aux modes de structure. Ainsi, contrôler efficacement la polarisation amènera à une meilleure fiabilité sur la mesure. Ce résultat mathématique sera étudié en mesure dans le chapitre suivant 2.3.3 afin de regarder si il y a bien cette même corrélation entre l'écho RADAR et les paramètres S du capteur.

Cas d'une rampe linéaire montante Reprenons les hypothèses de rampes prises à la partie précédente (1.8). Le signal d'émission reste inchangé, à savoir : une rampe de modulation montante (1.23). La transformée de Fourier du signal s_e est contenue dans la bande de modulation $[f_0 : f_0 + B]$ 1.28 (Figure 1.14). Sans information sur le fonctionnement fréquentiel en phase et en amplitude des composants du RADAR (le mélangeur, le filtre, etc..) , il va nous être compliqué de pousser plus loin le calcul littéral de ces intégrales. La simulation numérique prendra cependant ces éléments en compte.

Prenons l'hypothèse où : tous les composants sont larges bandes et n'apporte pas de phase supplémentaire. Développons le spectre de battement $s_x(f)$:

$$\begin{aligned} s_x(f) &= L \cdot \int_{-\infty}^{+\infty} s_e(u) \cdot e^{-2\pi u 2\tau} \cdot S_{21}(u) \cdot \overline{s_e(u-f)} du \\ &\approx L \cdot \int_{f_0}^{f_0+B} s_e(u) \cdot e^{-j2\pi u 2\tau} \cdot S_{21}(u) \cdot \overline{s_e(u-f)} du \end{aligned} \quad (1.57)$$

Développons le produit à l'intérieur de l'intégrale :

$$\begin{aligned} s_e(u) \overline{s_e(u-f)} &= A_e^2 \frac{j\alpha}{\sqrt{\pi} f_0} e^{-j4\pi(\frac{f_0-u}{f_0})^2 \cdot |\alpha|^2} \cdot \frac{-j\alpha}{\sqrt{\pi} f_0} e^{+j4\pi(\frac{f_0-u+f}{f_0})^2 \cdot |\alpha|^2} \\ &\cdot \left[\operatorname{erfi}\left(\alpha \cdot \frac{f_0-u}{f_0}\right) - \operatorname{erfi}\left(\alpha \cdot \frac{f_0+B-u}{f_0}\right) \right] \\ &\cdot \overline{\left[\operatorname{erfi}\left(\alpha \cdot \frac{f_0-u+f}{f_0}\right) - \operatorname{erfi}\left(\alpha \cdot \frac{f_0+B-u+f}{f_0}\right) \right]} \\ &= A_e^2 \cdot \frac{|\alpha|^2}{\pi f_0^2} \cdot e^{-j4\pi(\frac{2(f_0-u)f-f^2}{f_0^2}) \cdot |\alpha|^2} \\ &\cdot \left[\operatorname{erfi}\left(\alpha \cdot \frac{f_0-u}{f_0}\right) - \operatorname{erfi}\left(\alpha \cdot \frac{f_0+B-u}{f_0}\right) \right] \\ &\cdot \left[\operatorname{erfi}\left(\bar{\alpha} \cdot \frac{f_0-u+f}{f_0}\right) - \operatorname{erfi}\left(\bar{\alpha} \cdot \frac{f_0+B-u+f}{f_0}\right) \right] \quad (1.58) \\ &= A_e^2 \cdot \frac{|\alpha|^2}{\pi f_0^2} \cdot e^{-j4\pi(\frac{2(f_0-u)f-f^2}{f_0^2}) \cdot |\alpha|^2} \\ &\cdot \left[\operatorname{erfi}\left(\alpha \cdot \frac{f_0-u}{f_0}\right) \cdot \operatorname{erfi}\left(\bar{\alpha} \cdot \frac{f_0-u+f}{f_0}\right) \right. \\ &- \operatorname{erfi}\left(\alpha \cdot \frac{f_0-u}{f_0}\right) \cdot \operatorname{erfi}\left(\bar{\alpha} \cdot \frac{f_0+B-u+f}{f_0}\right) \\ &- \operatorname{erfi}\left(\alpha \cdot \frac{f_0+B-u}{f_0}\right) \cdot \operatorname{erfi}\left(\bar{\alpha} \cdot \frac{f_0-u+f}{f_0}\right) \\ &\left. + \operatorname{erfi}\left(\alpha \cdot \frac{f_0+B-u}{f_0}\right) \cdot \operatorname{erfi}\left(\bar{\alpha} \cdot \frac{f_0+B-u+f}{f_0}\right) \right] \end{aligned}$$

Afin de simplifier ces écritures et de pouvoir effectuer une résolution littérale du problème, il nous faut trouver des propriétés mathématiques sur la fonction erfi. Des études de fonction et développements limités sont disponibles en Annexe (Figure A.1), mais ne permettent pas d'aller plus loin.

Élément sensible simple : atténuateur Dans cette équation, considérons l'élément sensible comme un atténuateur idéal (même atténuation pour toutes les fréquences, pas de dispersion). Le terme S_{21} devient ainsi indépendant de la fréquence, et peut être sorti de l'intégrale. Le spectre de battement se retrouve donc directement proportionnel à l'atténuation. La figure 1.22 montre les simulations de l'estimateur e_{Max} pour un atténuateur variable placé à différentes distances en fonction du paramètre $|S_{21}|$. Les mesures de la même configuration sont présentées dans le chapitre 2 (Figure 2.7)

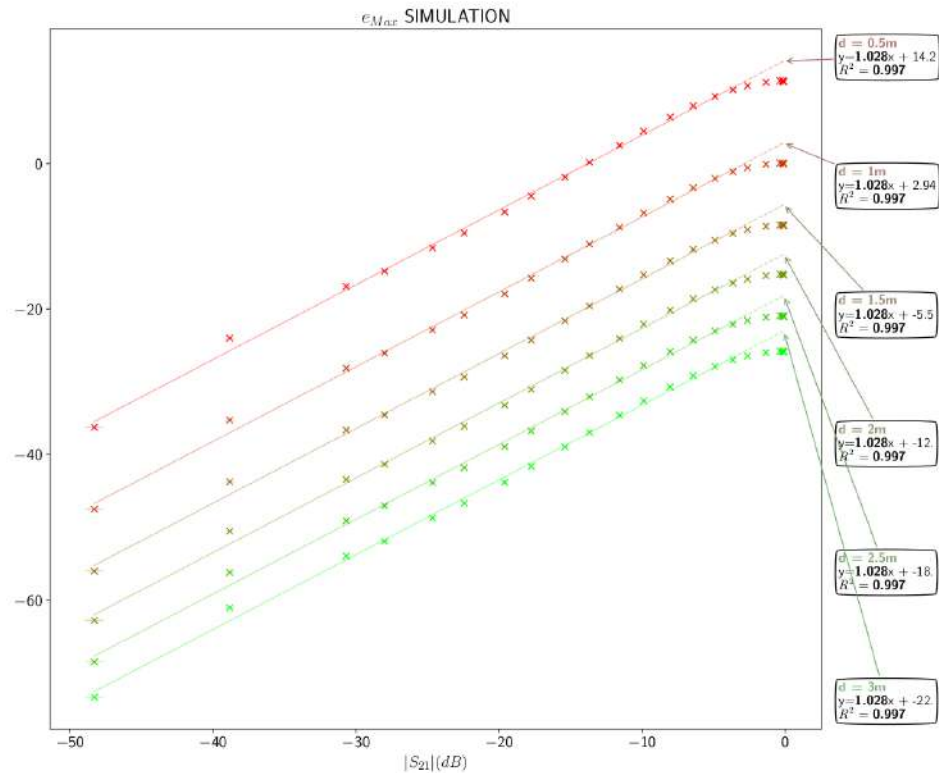


FIGURE 1.22 – Simulation de l'estimateur e_{Max} pour l'interrogation d'un atténuateur variable situé à des distances différentes. L'axe des abscisses correspond à la distribution des coefficients de transmission S_{21} dans la bande du RADAR (cas idéal)

1.3.4 Estimateurs et Statistiques

Nous allons présenter ici les différents estimateurs qui seront utilisés pour analyser les différents résultats de mesure. Le but de cette étape est de déterminer quel est le meilleur moyen mathématique/numérique de récupérer l'information du capteur en utilisant le RADAR comme interrogateur. Pour ce faire, plusieurs éléments sont intéressants à estimer, à savoir : la distance RADAR-capteur (le mode de structure), la position du mode d'antenne, la 'forme' du spectre de battement au voisinage du mode d'antenne ainsi que la valeur d'écho de ces 2 modes. En fonction de la quantité de traitement de signal utilisée, les estimateurs n'ont pas la même qualité. Cet aspect sera abordé dans la section 2.5.

Pour présenter les estimateurs, prenons le cas où nous souhaitons les appliquer à un spectre décrit en figure 1.23. La table 1.5 résume les différents estimateurs ainsi que leurs applications et leurs compatibilités avec le traitement du signal classique par fenêtrage. Nous rappelons ici que $d_{res} = \frac{c}{2B}$ représente la résolution en profondeur du RADAR, $D_{AM} = [d_{AM} - d_{res} : d_{AM} + d_{res}]$ et $D_{SM} = [d_{SM} - d_{res} : d_{SM} + d_{res}]$ correspondent respectivement à la zone de position du mode d'antenne et du mode de structure.

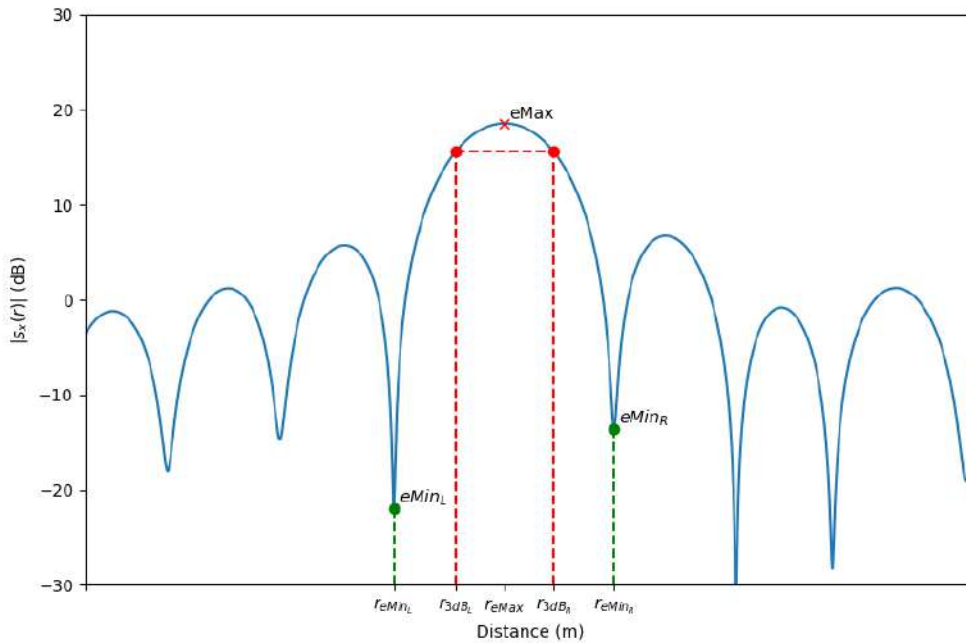


FIGURE 1.23 – Estimateur du mode d'antenne.

Estimateur	Formule	Domaine d'application	Valeur typique	Sensibilité au fenêtrage
e_{Max}	$\max\{ s_x(r) \}_{D_{AM}}$	D_{AM}	-40dB : 20dB	Non
$r_{e_{Max}}$	$r : s_x(r) = e_{Max}$	D_{AM}	d_{AM}	Non
$\phi_{e_{Max}}$	$\arg(s_x(r_{e_{Max}}))$	D_{AM}	$[-\pi : \pi]$	Non
e_{Min}^L	$\min\{ s_x(r) \}_D$	$D = [d_{AM} - d_{res} : d_{AM}]$	$< 40dB$	Oui
e_{Min}^R	$\min\{ s_x(r) \}_D$	$D = [d_{AM} : d_{AM} + d_{res}]$	$< 40dB$	Oui
$r_{e_{Min}^L}$	$r : s_x(r) = e_{Min}^L$	D_{AM}	$d_{AM} - d_{res}$	Oui
$r_{e_{Min}^R}$	$r : s_x(r) = e_{Min}^R$	D_{AM}	$d_{AM} + d_{res}$	Oui
$r_{e_{3dB}^L}$	$r : s_x(r) = e_{Max} - 3dB$	$D = [d_{AM} - d_{res} : d_{AM}]$	$d_{AM} - \epsilon$	Oui
$r_{e_{3dB}^R}$	$r : s_x(r) = e_{Max} - 3dB$	$D = [d_{AM} : d_{AM} + d_{res}]$	$d_{AM} + \epsilon$	Oui
e_I	$\int_{r_{e_{Min}^L}}^{r_{e_{Min}^R}} s_x(r) dr$	D_{AM}	10 – 100 dB.m	Oui
e_{IN}	$\frac{e_I}{r_{e_{Min}^R} - r_{e_{Min}^L}}$	D_{AM}	10 – 100 dB	Oui
e_Q	$\frac{r_{e_{Max}}}{r_{e_{Min}^R} - r_{e_{Min}^L}}$	D_{AM}	-	Oui
e_{Q3dB}	$\frac{r_{e_{Max}}}{r_{e_{3dB}^R} - r_{e_{3dB}^L}}$	D_{AM}	-	Oui
e_{TOT}	$\frac{\int_0^{R_{MAX}} s_x(r) dr}{R_{MAX}}$	NR	-40dB : 20dB	TBD
e_r	$\frac{r - d_{res} \cdot \arg[s_x(r)]}{(1 + \frac{2f_0}{B})}$ (*)	0-100m	-	Oui
δ_R	$r_{e_{Min}^R} - r_{e_{Min}^L}$	-	$< 3d_{res}$	Oui

TABLE 1.5 – Formule et domaine d'application des différents estimateurs.
 (*) Nous utilisons ici une phase 'déroulée' qui n'est pas cyclisée sur 2π .

Sur l'interrogation de capteur utilisant un RADAR FMCW, il est possible de récupérer beaucoup de données en interrogeant le capteur. Comme le nom l'indique, le RADAR à 'Onde Continue' peut envoyer en quasi-permanence (Figure 1.12) des ondes modulées pour réaliser l'interrogation d'une scène. Ainsi, les statistiques vont permettre de dire quels estimateurs, avec le traitement du signal associé, seront performants pour réaliser de la classification.

Le temps d'interrogation (le temps de montée de rampe du RADAR - T) de nos capteurs est court, comparé à leurs variations. Ainsi, nous considérerons que le capteur est dans un état statique (Hyp. 1.3.2). Il est alors possible d'effectuer plusieurs mesures du même état du capteur.

Lors d'une mesure, le niveau d'écho reçu sera sujet au bruit de mesure, caractérisée par le facteur de bruit (NF - Noise Factor). De par le Théorème Centrale Limite [68], cette quantité de mesure (N) permet ainsi d'augmenter le SNR (Gain de \sqrt{N}), et d'obtenir des estimations plus fiables en se basant sur des valeurs moyennes, médianes, et des moments statistiques.

Également, il est possible d'effectuer les statistiques sur les différents estimateurs présentés ci-avant afin de déterminer lesquels sont les plus performants. Ces statistiques peuvent permettre de mieux identifier le capteur, car elles sont liées au bruit de mesure rapporté par le capteur.

Pour aller plus loin, il est même possible de poser des estimateurs directement sur les statistiques du spectre de battement. Des méthodes de détection pour les RADAR classiques sont présentes dans la littérature [69, 70] et ont montré leurs efficacités pour détecter des objets plus facilement que par la mesure unique. Ceci reste néanmoins plus compliqué à valider expérimentalement, car ils nécessitent un grand nombre de données de mesure. Le tableau 1.6 rassemble les estimateurs proposés étudiés par la suite.

Les estimateurs et les données seront représentés de la façon suivant :

- Moyenne : \circ
- Médiane : \times
- Écart-type σ : ellipses

Dans le cas où il est possible d'exposer une distribution sur 2 dimensions, par exemple r_{eMax} et e_{Max} , l'axe des ellipses est orienté dans la composante principale des données [71]. Les rayons des axes correspondent à l'écart-type (σ_x, σ_y) des données (Figure 1.24) et le centre des ellipses correspond à la moyenne des données (\hat{x}, \hat{y}) . Cette même représentation sera également donnée pour les estimateurs en fonction des paramètres du capteur.

Estimateur	Formule	Domaine d'application
σ_{Max}	$\max\{\sigma(s_x(r))\}_{D_{AM}}$	D_{AM}
σ_{Min}	$\min\{\sigma(s_x(r))\}_{D_{AM}}$	D_{AM}
\mathbf{X}_{Max}	$\max\left\{\frac{ s_x(r) }{\sigma(s_x(r))}\right\}_{D_{AM}}$	D_{AM}
\mathbf{X}_{Min}	$\min\left\{\frac{ s_x(r) }{\sigma(s_x(r))}\right\}_{D_{AM}}$	D_{AM}
$\mathbf{X}_{\text{Max}}^{(n,k)}$	$\max\left\{\frac{ s_x(r) ^n}{\sigma(s_x(r))^k}\right\}_{D_{AM}}$	D_{AM} $(n, k) \in \mathbb{Z}^2$
$\mathbf{X}_{\text{Min}}^{(n,k)}$	$\min\left\{\frac{ s_x(r) ^n}{\sigma(s_x(r))^k}\right\}_{D_{AM}}$	D_{AM} $(n, k) \in \mathbb{Z}^2$
χ_{Max}	$\max\left\{\frac{ s_x(r) - \dot{s}_x(r) }{\sigma(s_x(r))}\right\}_{D_{AM}}$	D_{AM}
χ_{Min}	$\min\left\{\frac{ s_x(r) - \dot{s}_x(r) }{\sigma(s_x(r))}\right\}_{D_{AM}}$	D_{AM}
$\chi_{\text{Max}}^{(n,k)}$	$\max\left\{\frac{ s_x(r) - \dot{s}_x(r) ^n}{\sigma(s_x(r))^k}\right\}_{D_{AM}}$	D_{AM} $(n, k) \in \mathbb{Z}^2$
$\chi_{\text{Min}}^{(n,k)}$	$\min\left\{\frac{ s_x(r) - \dot{s}_x(r) ^n}{\sigma(s_x(r))^k}\right\}_{D_{AM}}$	D_{AM} $(n, k) \in \mathbb{Z}^2$

TABLE 1.6 – Formule et domaine d'application des différents estimateurs statistiques.

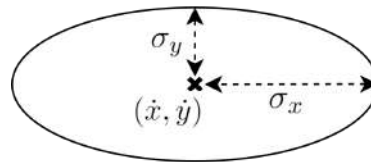


FIGURE 1.24 – Représentation de la statistique des estimateurs par les ellipses. x et y représentent 2 distributions.

1.4 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons montré les différents éléments qui permettent de réaliser des interrogations de capteurs passifs à distance. Nous avons exposé les différentes méthodes sans fil qui existent pour interroger des capteurs passifs. Nous avons ensuite mis l'accent sur l'interrogation de capteur à ligne à retard, en particulier sur le développement mathématique des équations qui régissent ce système. Ces équations ont permis de développer un simulateur rapide, qui nous permettra de comparer la théorie aux mesures dans les chapitres suivants.

Nous avons montré qu'il est possible théoriquement de discerner deux objets plus proches que la résolution en profondeur théorique. Nous avons également calculé la précision théorique du RADAR : $\pm 0.4 * \frac{c}{2B}$.

Nous avons également présenté les estimateurs qui seront utilisés dans les parties suivantes. Comme ceux-ci sont nombreux, ils ne seront pas tous utilisés par la suite, mais seront disponibles en annexe. Les plus intéressants sont :

- e_{Max} : Maximum du mode d'antenne
- e_I : Intégrale du mode d'antenne
- $r_{e_{Max}}$: Position du maximum du mode d'antenne

Dans le chapitre suivant, nous allons présenter des interrogations de ces capteurs passifs à ligne à retard placés dans des environnements contraints. Nous utiliserons ce simulateur pour appuyer nos conclusions sur le fonctionnement de ces interrogations.

Solutions en Environnement Contraint

Contents

2.1	Introduction	68
2.2	Interrogation en environnement intérieur de capteurs passifs dépolarisants	69
2.2.1	Setup expérimental	69
2.2.2	Circuit-ouvert/Court-circuit	71
2.2.3	Atténuateur	73
2.2.4	Déphaseur	79
2.3	Capteur de Pression	81
2.3.1	Présentation du capteur	82
2.3.2	Estimation de la pression à distance	85
2.3.3	Lien entre estimateurs et paramètres S	87
2.4	Répéteur passif pour l'interrogation de capteurs au travers d'un mur électrique	90
2.4.1	Passage d'un mur électrique : preuve de concept	92
	Matériels et méthodes	92
	Résultats de mesures	93
2.4.2	Importance de la polarisation croisée	97
2.4.3	Interrogations d'un capteur enfermé dans une boîte métallique	99
	Matériel et méthode	99
	Résultats de mesures	99
2.4.4	Design et simulation d'un répéteur adapté à l'interrogation RADAR de capteur passif dépolarisant sur substrat souple	105
2.5	Traitement des données : comment améliorer la qualité des estimateurs ?	109
2.5.1	Zéro-padding	109
2.5.2	Fenêtrage	110
2.5.3	Augmentation de la distance d'interrogation en utilisant plusieurs bandes de modulation	113
2.6	Conclusion	116

2.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous allons interroger des capteurs passifs à ligne à retard dans des environnements contraints. Les capteurs passifs sont de bons candidats pour travailler dans des environnements contraints. Ils présentent l'avantage de ne pas avoir de batterie et d'avoir ainsi une grande durée de vie. Ils n'ont ainsi pas besoin d'être remplacés et peuvent être placés dans des zones à risque (zone irradiée, zone à température extrême, intégrés dans des structures non-démontable, etc.). Il est donc intéressant de savoir les interroger en intérieur, où la présence de clutter peut rendre les mesures impossibles. De plus, comme nous effectuons notre interrogation par le biais d'un RADAR, l'environnement sera intégré dans la mesure (par conception).

La première partie sera consacrée à l'étude de capteurs passifs interrogés par RADAR en ligne de vue direct et dans un environnement intérieur. Les capteurs utilisés seront :

- Un atténuateur variable
- Un déphaseur variable
- Des capteurs de pression passifs

La deuxième partie montrera comment obtenir l'information du capteur lorsque celui-ci n'est pas en ligne de vue directe du RADAR. Nous montrerons qu'il est possible de relayer le signal au travers de cloison métallique par le biais d'un répéteur passif.

Enfin, dans la troisième partie, nous étudierons l'influence du traitement du signal sur les interrogations et proposerons une méthode d'interrogation pour les très grandes distances.

2.2 Interrogation en environnement intérieur de capteurs passifs dépolarisants

Premièrement, la méthode de dépolarisation va permettre de se débarrasser de cet environnement dans la mesure où celui-ci n'a pas tendance à dépolariser les ondes incidentes. Cette méthode permet dans la majorité des cas d'obtenir plus de précision sur l'interrogation de capteurs, mais également de pouvoir les interroger dans des endroits où les mesures de co-polarisation seraient extrêmement bruitées.

Dans cette partie, nous verrons dans un premier temps les résultats de mesures réalisées pour des capteurs en vue directe du RADAR. Nous traiterons les cas basiques de l'atténuateur et du déphaseur variable, pour ensuite s'orienter vers des éléments sensibles de type capteur de pression. Nous mettrons ces résultats en comparaison avec la théorie développée dans le chapitre 1. Nous exposerons ensuite les interrogations de capteurs au travers d'une cloison métallique pour finalement montrer qu'il est possible d'interroger à distance des capteurs passifs embarqués à l'intérieur d'un satellite.

2.2.1 Setup expérimental

La figure 2.1 décrit le setup expérimental mis en place pour interroger à distance des capteurs passifs. L'interrogateur est un RADAR FMCW à ondes millimétriques fabriqué par IMST. Les 3 antennes (T_x, R_{x1}, R_{x2}) sont des antennes cornets, qui proposent un gain de 20 dBi. Les antennes T_x et R_{x1} sont polarisées verticalement tandis que l'antenne R_{x2} est polarisée horizontalement. Le RADAR est configuré pour avoir une bande de modulation de 2 GHz, correspondant à une résolution spatiale théorique ($\frac{c}{2B}$) de 7.5 cm. La fréquence centrale du RADAR ($f_0 + \frac{B}{2}$) est ici de 23.8 GHz ($\lambda = 12$ mm). Son temps de montée T est de 20 ms pour un échantillonnage sur $N_e = 1024 \cdot 2$ points (correspondant à $f_e = 51.2$ kHz). Les données récupérées correspondent aux signaux temporels exprimés dans le domaine complexe (échantillonnage I-Q). Le temps de montée est configuré comme étant le plus grand possible pour le RADAR afin de diminuer le bruit de mesure. La bande de modulation est choisie la plus grande possible afin d'avoir la meilleure résolution possible.

Le capteur passif à ligne à retard (1.3) est placé à une distance $d = 1$ m du RADAR. Les antennes de ce capteur sont également des cornets (20 dBi de gain). L'antenne de réception est configurée dans la même polarisation que l'antenne d'émission du RADAR (verticale) tandis que l'antenne d'émission est, elle, configurée pour émettre dans la polarisation orthogonale (horizontale). Le capteur est ainsi dit **dépolarisant**. Les lignes à retard mesurent chacune 1.5 m (électriquement).

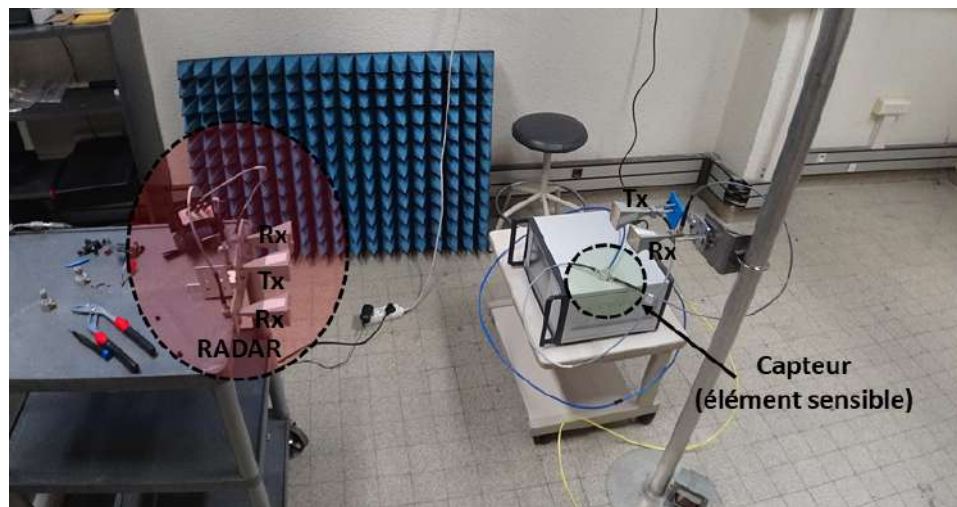


FIGURE 2.1 – Photo du setup expérimental pour l'interrogation d'un capteur de pression

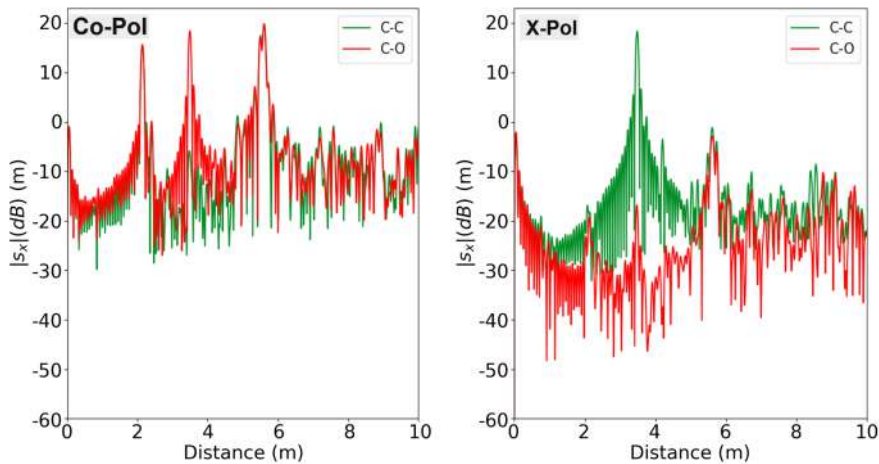
Nous allons tester différents dispositifs dont les paramètres S sont préalablement caractérisés en utilisant un VNA (Vector Network Analyser - Anritsu 37397D) [72] :

- Court-Circuit/Circuit ouvert (2.2.2)
- Atténuateur (2.2.3)
- Déphaseur (2.2.4)
- Capteurs de pression (2.3)

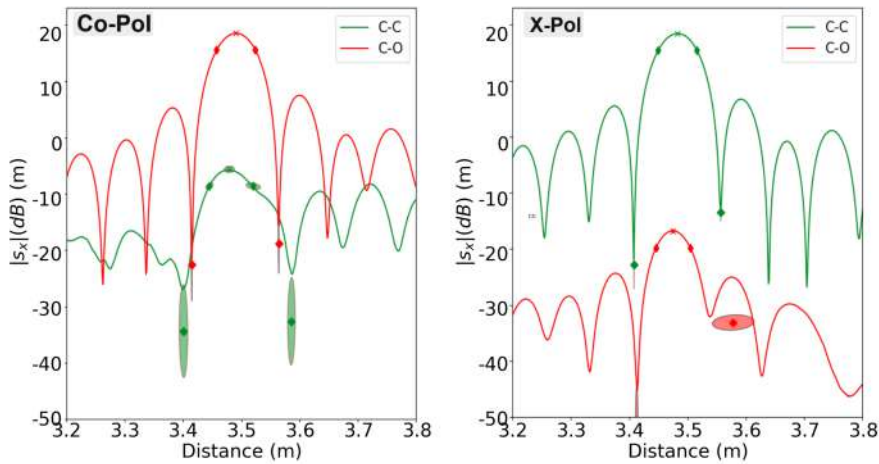
2.2.2 Circuit-ouvert/Court-circuit

Nous allons étudier dans un premier temps le spectre de battement et les estimateurs en considérant l'élément sensible comme un circuit-ouvert ou un court-circuit. Ces configurations représentent les cas où :

- Aucun signal n'est réémis par le capteur en cross-polarisation (C-O)
- L'intégralité du signal reçu par le capteur est réémis en cross-polarisation (C-C)



(a) Spectres de battement de la salle d'interrogation



(b) Zoom sur le mode d'antenne

FIGURE 2.2 – Spectres de battement (HH,HV) pour un capteur dépolarisant placé à 1 m en configuration C-O (rouge) et C-C(vert). Les symboles présents sur la figure sont des indicateurs statistiques (Figure 1.24).

Cette étude nous permet de déterminer quelle sera la dynamique maximale intrinsèque du capteur dépolarisant, quel que soit l'élément sensible. Les spectres de battement ($s_x(r)$) pour la co-polarisation et la cross-polarisation sont exposés sur la figure 2.2. Les estimateurs extraits sont exposés dans la table 2.1.

Nous attendons théoriquement une dynamique pleine échelle qui correspondrait au SNR maximal du RADAR. Nous observons une dynamique de 23 dB pour le signal de co-polarisation et de 32 dB sur le niveau d'écho maximal (pour un capteur placé à 1m du RADAR).

	CC	CO	CC	CO
Estimateur	Co-Pol		Cross-Pol	
e_{Max}	-5.6 dB \pm 10 %	18.5 dB \pm 0.8 %	18.4 dB \pm 0.6 %	-16.8 dB \pm 2 %
$r_{e_{\text{Max}}}$	3.48 m \pm 0.2 %	3.49 m \pm 0.05 %	3.48 m \pm 0 %	3.47 m \pm 0.06 %
$\phi_{e_{\text{Max}}}$	-0.85 rad \pm 0.2 %	-0.47 rad \pm 16 %	3.13 rad \pm 0.14 %	-1.47 rad \pm 4 %
$e_{\text{Min}}^{\text{L}}$	-33 dB \pm 20 %	-13 dB \pm 12 %	-23 dB \pm 20 %	-46 dB \pm 10 %
$e_{\text{Min}}^{\text{R}}$	-30 dB \pm 10 %	-12 dB \pm 14 %	-12 dB \pm 12 %	-33 dB \pm 4 %
$r_{e_{\text{Min}}^{\text{L}}}$	3.40 m \pm 0.2 %	3.42 m \pm 0.07 %	3.41 m \pm 0 %	3.41 m \pm 0.07 %
$r_{e_{\text{Min}}^{\text{R}}}$	3.59 m \pm 0.2 %	3.56 m \pm 0.05 %	3.56 m \pm 0 %	3.56 m \pm 0.9 %
$r_{e_{\text{3dB}}^{\text{L}}}$	3.45 m \pm 0.2 %	3.46 m \pm 0.07 %	3.45 m \pm 0 %	3.46 m \pm 0.05 %
$r_{e_{\text{3dB}}^{\text{R}}}$	3.52 m \pm 0.4 %	3.53 m \pm 0.03 %	3.52 m \pm 0 %	3.50 m \pm 0.07 %
e_{I}	21.8 dB \pm 2 %	44.1 dB \pm 0.3 %	44.0 dB \pm 0.2 %	8.4 dB \pm 13 %
e_{IN}	36.5 dB \pm 1 %	60.7 dB \pm 0.4 %	60.4 dB \pm 0.2 %	25.0 dB \pm 3 %
e_{Q}	19 \pm 4 %	24 \pm 2 %	23 \pm 0 %	24 \pm 19 %
$e_{\text{Q}_{\text{3dB}}}$	47 \pm 14 %	52 \pm 3 %	53 \pm 0 %	58 \pm 5 %
e_{TOT}	-70 dB \pm 1.4 %	-67 dB \pm 2 %	-76 dB \pm 3 %	-91 dB \pm 1.5 %
e_{r}	12 \pm 4 %	12.2 \pm 6 %	13.7 \pm 6 %	12.2 \pm 3
e_{XC}	-		-	-

TABLE 2.1 – Table des dynamiques maximales des estimateurs (CC-CO)

2.2.3 Atténuateur

Considérons maintenant un atténuateur comme élément sensible. Ces paramètres S sont décrits dans la figure 2.3. Cet atténuateur est capable d'appliquer une atténuation (S_{21}) de 0 à 60 dB. Il est adapté ($S_{11}, S_{22} < 10\text{dB}$) en entrée et en sortie avec les paramètres de réflexion stables ($\pm 3\text{dB}$) quel que soit le niveau d'atténuation appliquée.

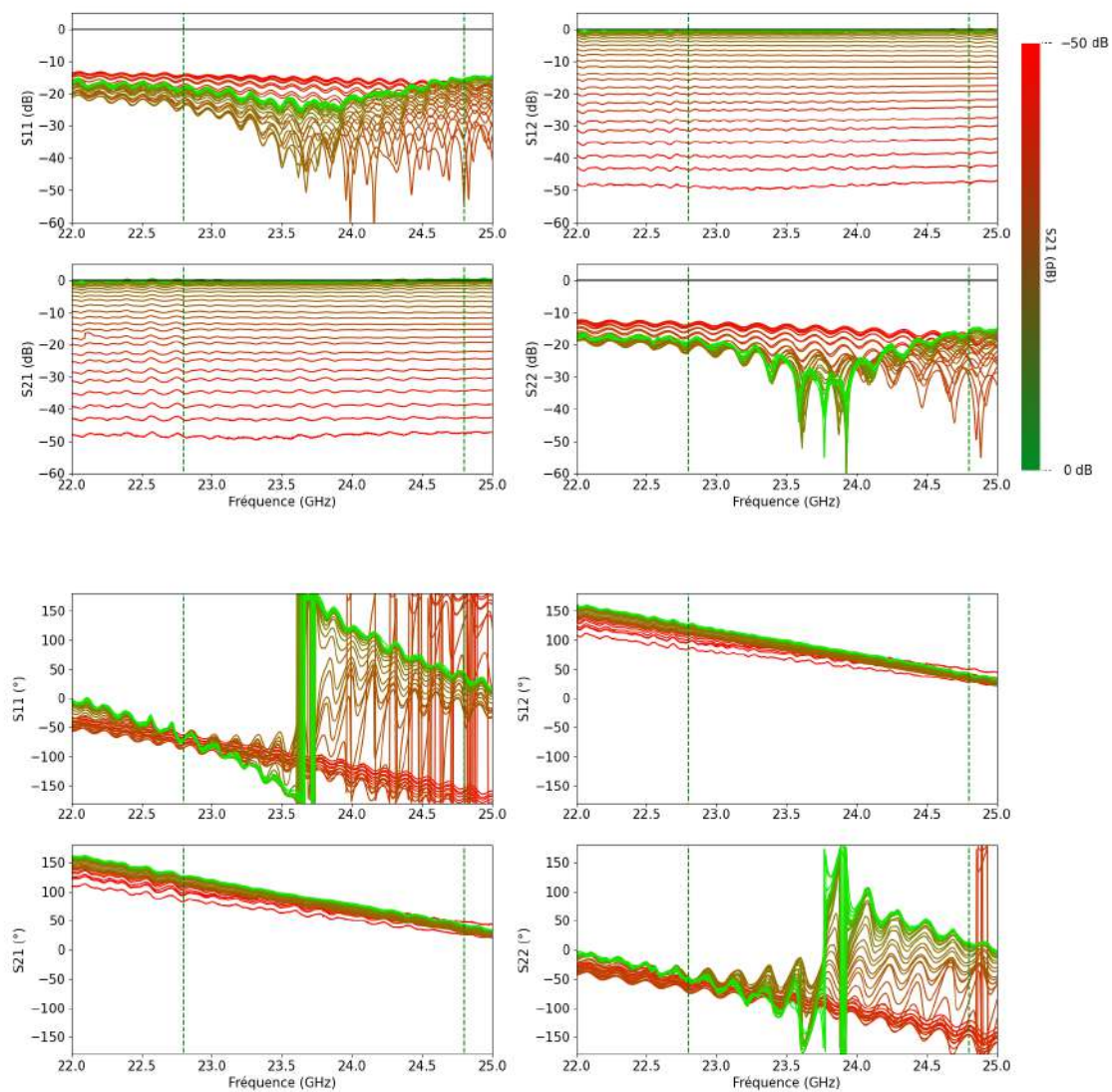


FIGURE 2.3 – Paramètres S de l'atténuateur. Les barres vertes correspondent à la bande RADAR $[f_0 : f_0 + B]$.

Notons que la phase de l'atténuateur ne présente pas de grosses variations. Ceci engendre une plus grande stabilité des estimateurs, notamment les estimateurs positionnels car la modification de la phase du signal réémis entraîne un déplacement de la position du mode d'antenne ou, à défaut, une modification de la "forme" du mode d'antenne. En pratique, la stabilité de cette phase facilite également le traitement des données, car le mode d'antenne sera fixe dans le spectre de battement. Les estimateurs s'appliquant sur des niveaux d'écho (e_{Max}, e_I) devraient en théorie 1.48 être proportionnels à l'atténuation appliquée (S_{21}). Il sera donc possible d'accélérer les calculs en réduisant la quantité de traitement du signal et en automatisant de façon optimisée le traitement des données. Ceci pourra-être utile dans le cadre de l'utilisation de ces données avec des réseaux de neurones, qui peuvent être très exigeants en termes de quantité de données à fournir.

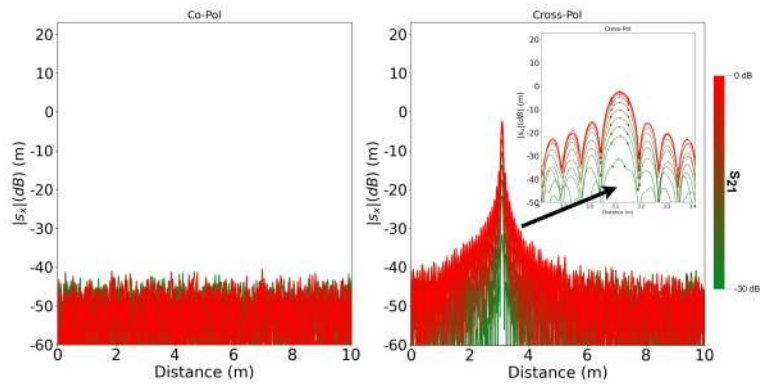
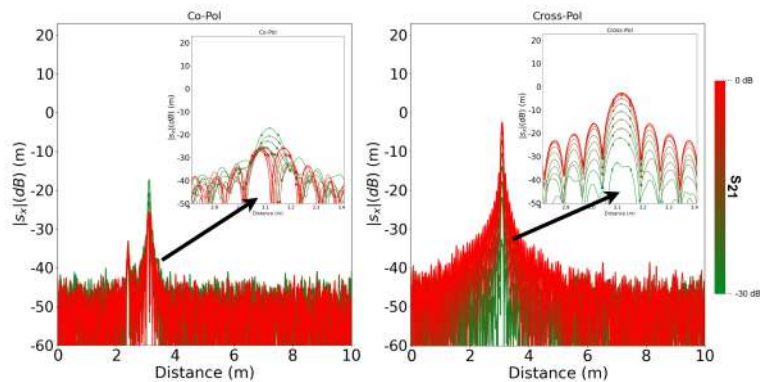
(a) Adaptation parfaite ($S_{11} = -\infty \text{ dB}$)(b) Adaptation réelle ($S_{11} < -10 \text{ dB}$)

FIGURE 2.4 – Spectres de battement simulés d'un atténuateur placé à 1m ($d_{delay} = 1.5m$). (a) Capteur adapté ($S_{11} = -\infty \text{ dB}$). (b) Capteur réel.

La figure 2.4 montre le spectre de battement simulé de l'atténuateur variable comme élément sensible. La figure 2.4a correspond à l'hypothèse où l'atténuateur est parfaitement adapté ($S_{11} = -\infty$ dB) tandis que la figure 2.4b correspond au cas où nous considérons les paramètres réels de l'atténuateur (< -10 dB - Figure 2.3). Ces spectres théoriques montrent qu'il ne faut pas négliger les paramètres d'adaptation, car ceux-ci sont porteurs du mode d'antenne dans la co-polarisation. Même si cette polarisation est supposée plus bruitée et plus sujette aux interférences dues à l'environnement (clutter), ce mode d'antenne de co-polarisation apporte des informations sur le capteur. Nous pourrions ainsi augmenter la précision de notre interrogation en diversifiant les prises d'information. C'est ce type d'information, bruitée et difficile à analyser à l'œil nu, qu'il conviendrait d'analyser avec des réseaux de neurones.

Le spectre de battement réel mesuré dans une salle (environnement intérieur) avec le capteur placé à 1m du RADAR est exposé figure 2.5. Les mêmes paramètres du RADAR sont appliqués pour les simulations et les mesures. Nous remarquons une grande ressemblance des modes d'antennes en co-polarisation comme en cross-polarisation entre simulations et mesures. Notamment, la dynamique des niveaux d'échos apparaît comme étant proportionnelle à l'atténuation proposée par l'atténuateur. Nous quantifierons cette assertion dans le paragraphe suivant.

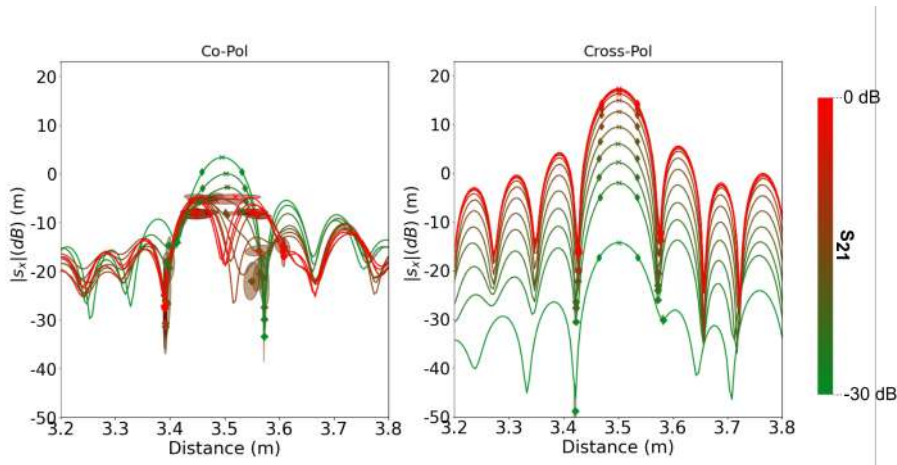


FIGURE 2.5 – Spectres de battement mesurés pour un atténuateur comme capteur, situé à 1m ($d_{delay} = 1.5m$)

Étude des estimateurs

L'intégralité des estimateurs proposés dans la partie 1.3.4 est présentée en annexe B.1.1 pour les 2 polarisations et pour un capteur situé à 1m du RADAR. L'estimateur le plus simple (e_{Max}) est présenté sur la figure 2.6. Nous retrouvons la linéarité et plus précisément le lien entre les paramètres de transmission et le niveau d'écho : lors de la régression linéaire, nous obtenons une pente de 1 entre e_{Max} et S_{21} avec un très bon coefficient de corrélation $R^2 = 0.999$. L'écart-type ainsi que la précision relative de cet estimateur sont présentés sur la figure 2.6b. Ils rapportent une erreur relative maximale faible, de 0.5 %, pour une dynamique pleine échelle (Δ_y) de 32 dB d'écho lors de l'interrogation du capteur à 1m.

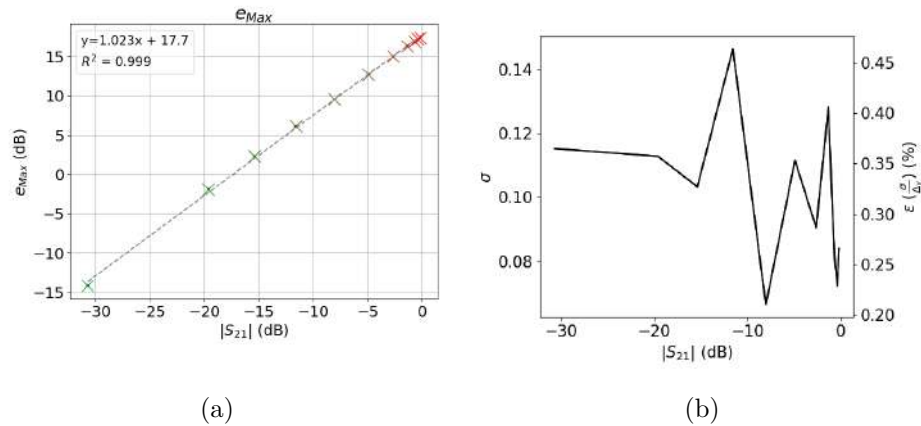


FIGURE 2.6 – Estimateur e_{Max} (a), écart-type (σ) et erreur relative de celui-ci (b) en fonction de l'atténuation appliquée. Le capteur est situé à 1m du RADAR.

Regardons à présent l'influence de la distance sur les estimateurs. Nous cherchons ici à vérifier la linéarité entre le paramètre établi dans le chapitre 1 ((1.56)) et certains estimateurs (e_{Max}, e_I). Comme nous travaillons ici avec un cas simplifié où l'adaptation du capteur et des antennes sont idéales, nous regardons dans un premier temps cette linéarité vis-à-vis du paramètre de transmission S_{21} . La figure 2.7 expose le maximum du mode d'antenne pour les différentes atténuations appliquées au capteur en fonction des paramètres de transmission S_{21} de celui-ci. Nous observons approximativement la même pente dans la zone d'intérêt (≈ 1). Pour des atténuations faibles et pour le capteur proche du RADAR, le plateau observé pour les faibles atténuations correspond potentiellement à une saturation du RADAR. Il est possible d'empêcher cela en ajoutant de l'atténuation directement sur le RADAR lors de l'interrogation à proche distance.

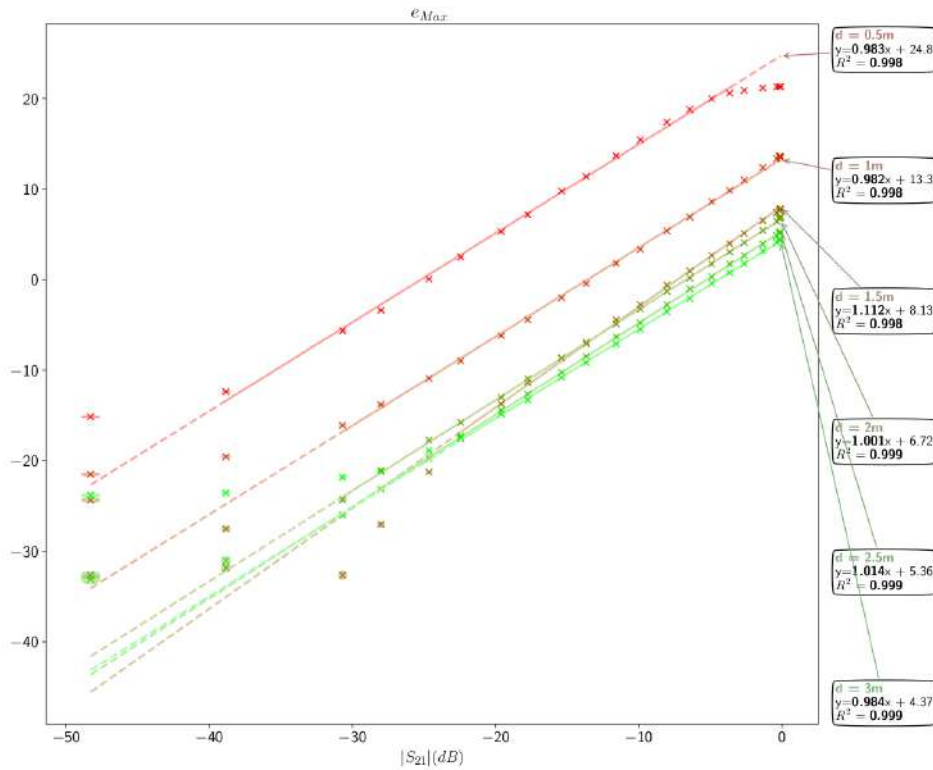


FIGURE 2.7 – Mesure de l’estimateur e_{Max} pour l’interrogation d’un atténuateur variable situé à des distances différentes dans un environnement intérieur. Les régressions sont effectuées sur la partie continue de la droite tracée (la partie avec des pointillés est ignorée). L’axe des abscisses correspond à la distribution des coefficients de transmission S_{21} dans la bande du RADAR (cas idéal (1.48)). Les simulations sont disponibles dans la partie 1 (Figure 1.22).

Les pentes des régressions réalisées ne dépendent pas de la distance. Nous observons ceci également pour les estimateurs e_I, e_{IN} qui sont eux, liés à la puissance rétrodiffusée par le capteur (courbes disponibles en Annexe B.1.1). Sur ces estimateurs, la régression linéaire est très bonne avec un $R^2 > 0.95$. L’interrogation du capteur situé à 1.5m présente une légère divergence. Un clutter est potentiellement présent à cette position : un angle du mur proche du capteur (Figure 2.1), ce qui a pu générer en écho parasite dans la cross-polarisation à la position du mode d’antenne. Néanmoins, la régression effectuée sur la partie la plus haute de la courbe ramène une pente de ≈ 1 . Ceci est en accord avec la théorie exposée dans la partie 1 où nous démontrons mathématiquement que sous certaines conditions (Antennes adaptées, Polarisation indépendante, etc.) la puissance rétrodiffusée par le mode d’antenne est linéairement liée aux coefficients de transmission du

capteur, avec une pente de 1 (1.48).

Certains des autres estimateurs présentent également des variations. Les estimateurs e_Q sont observés avec une grande variance lors de grandes atténuations. Il reste stable, tout comme les estimateurs de position lorsque l'atténuation appliquée est inférieure à 10dB. Cette stabilité est attendue en simulation (Figure B.3). Cela peut s'expliquer par le fait que l'atténuateur n'introduit pas de modification de phase ($< 45^\circ$) lors de la variation de l'atténuation. En revanche, nous observons une variation de l'estimateur e_ϕ (Figure 2.8) qui correspond à la phase du spectre de battement sur la position du maximum du mode d'antenne. Cette même variation est présente quelle que soit la distance d'interrogation pour des atténuations faibles. Il est possible par cet estimateur de déterminer la valeur de l'atténuateur après une calibration si le RADAR ne bouge pas (et le capteur non plus).

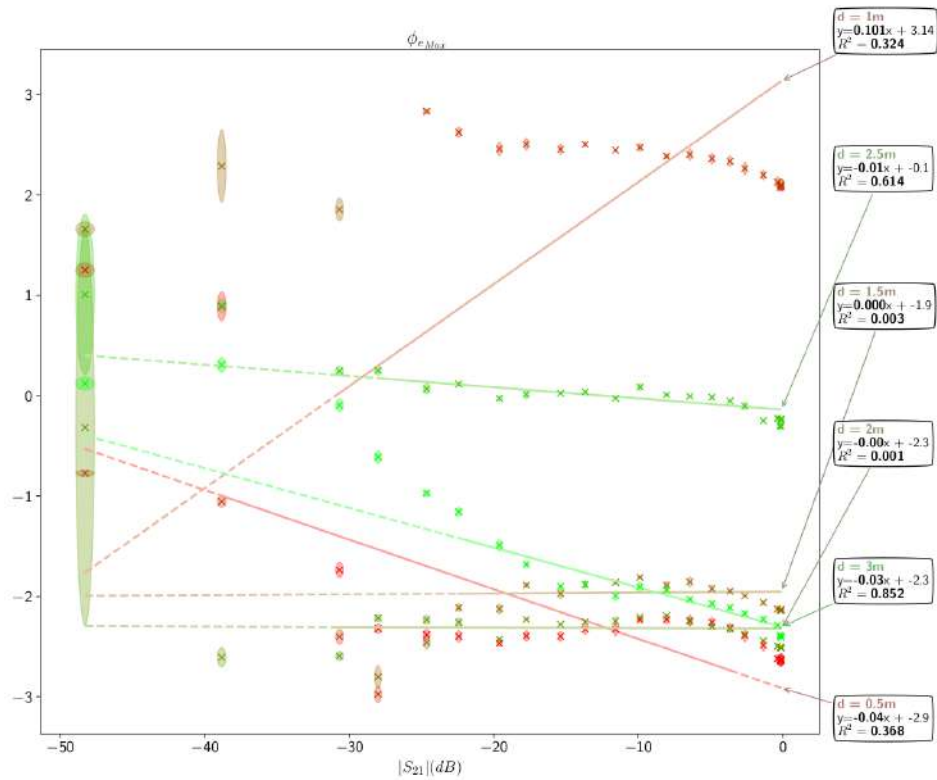


FIGURE 2.8 – Mesure de l'estimateur e_ϕ . Les simulations sont disponibles en annexe.

2.2.4 Déphaseur

Considérons à présent un déphaseur. Le paramètre qui nous intéresse ici est la longueur électrique effective du capteur (Figure 2.9), que nous avons défini par l'équation (2.1). Cette longueur effective est réglable sur le dispositif par un potentiomètre.

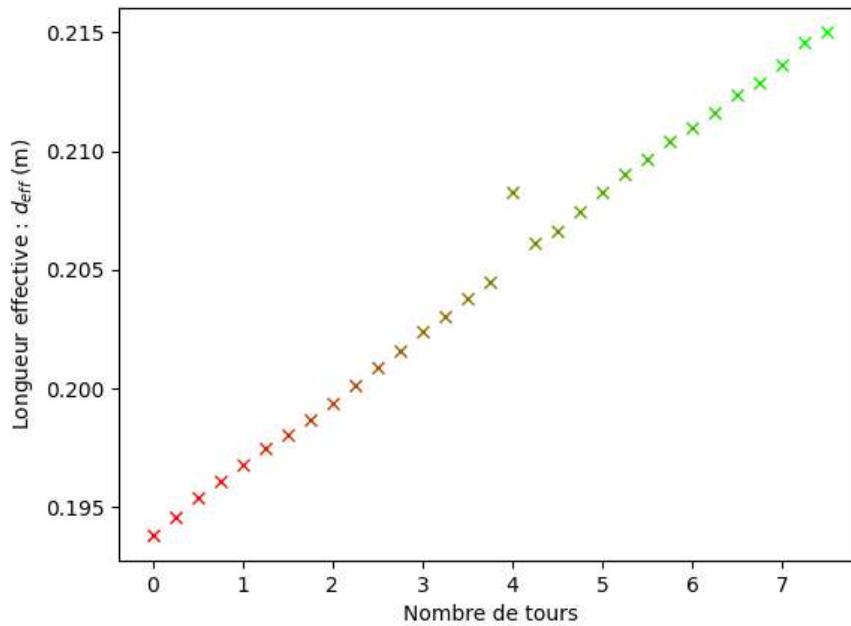


FIGURE 2.9 – Longueur effective du déphaseur variable en fonction de la position du potentiomètre.

Nous la calculons en effectuant une régression linéaire sur la phase déroulée des coefficients de transmission en fonction de la fréquence. Nous observons ici le décalage du mode d'antenne avec une grande précision. Pour que ceci soit réalisable, nous avons dû utiliser un très fort facteur de zéro-padding(27). La partie (Section 2.5) relative au traitement du signal montrera l'importance de l'utilisation du zéro-padding pour effectuer ces mesures.

L'estimateur positionnel $r_{e_{Max}}$ est présenté figure 2.10, en fonction de cette longueur effective. Nous observons une bonne linéarité ($R^2 = 0.95$), et une pente de 0.5. La dynamique pleine échelle est ici de 10 mm de déplacement dans le spectre, pour 20mm de longueur effective. L'incertitude de mesure ϵ montrée sur la figure 2.11 ne dépasse pas 4 %.

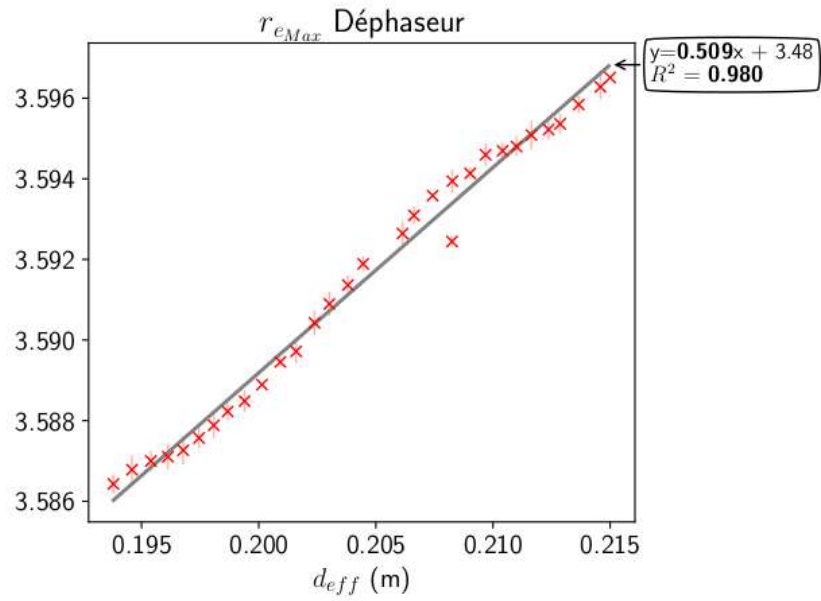


FIGURE 2.10 – Longueur effective du déphaseur variable en fonction de la position du bouton.

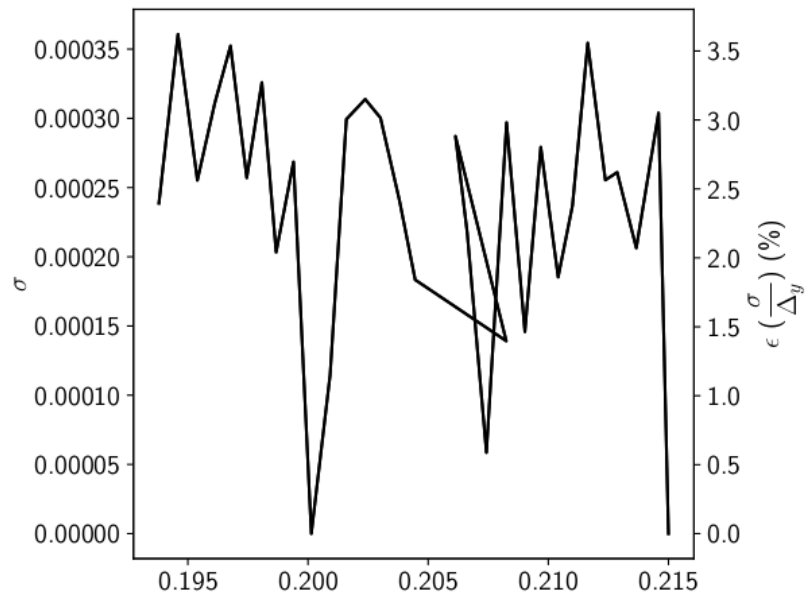


FIGURE 2.11 – Incertitude de mesure sur r_{eMax} pour le déphaseur.

2.3 Capteur de Pression

Après avoir considéré des éléments dont la variation des paramètres de transmission est simple (Atténuateur, Déphaseur), nous nous intéressons maintenant à des capteurs réels : des capteurs de pression passifs. Nous en avons 3 à disposition, ayant tous des paramètres S différents. La figure 2.12 montre ces 3 capteurs associés aux antennes qui permettent de faire un capteur à ligne à retard dépolarisant.

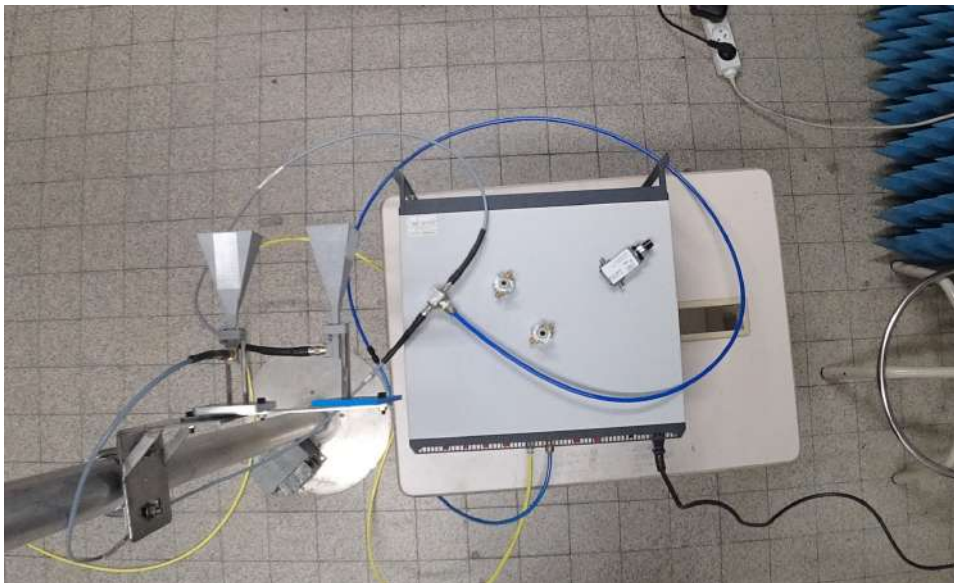


FIGURE 2.12 – Photo du capteur dépolarisant. Les éléments sensibles présents sont : 3 capteurs de pression et un atténuateur variable

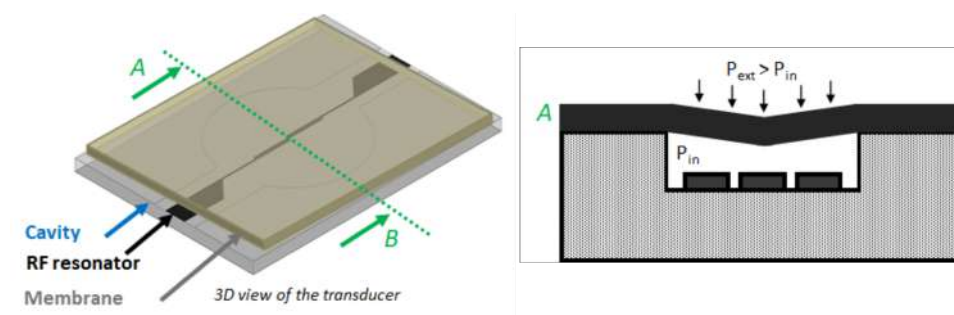


FIGURE 2.13 – Principe de fonctionnement des capteurs de pression

2.3.1 Présentation du capteur

Les 3 capteurs de pression ont des paramètres S différents. Ces paramètres S sont décrits statistiquement dans les figures B.21,B.22,B.23. Les paramètres complets sont données à titre d'exemple pour le capteur 42R (2.16). Les autres sont disponibles en Annexe. La figure 2.14 présente une étude statistique des paramètres de transmission de ces capteurs. Cette figure a pour but de quantifier quelles sont les variations des paramètres de transmission dans la bande du RADAR.

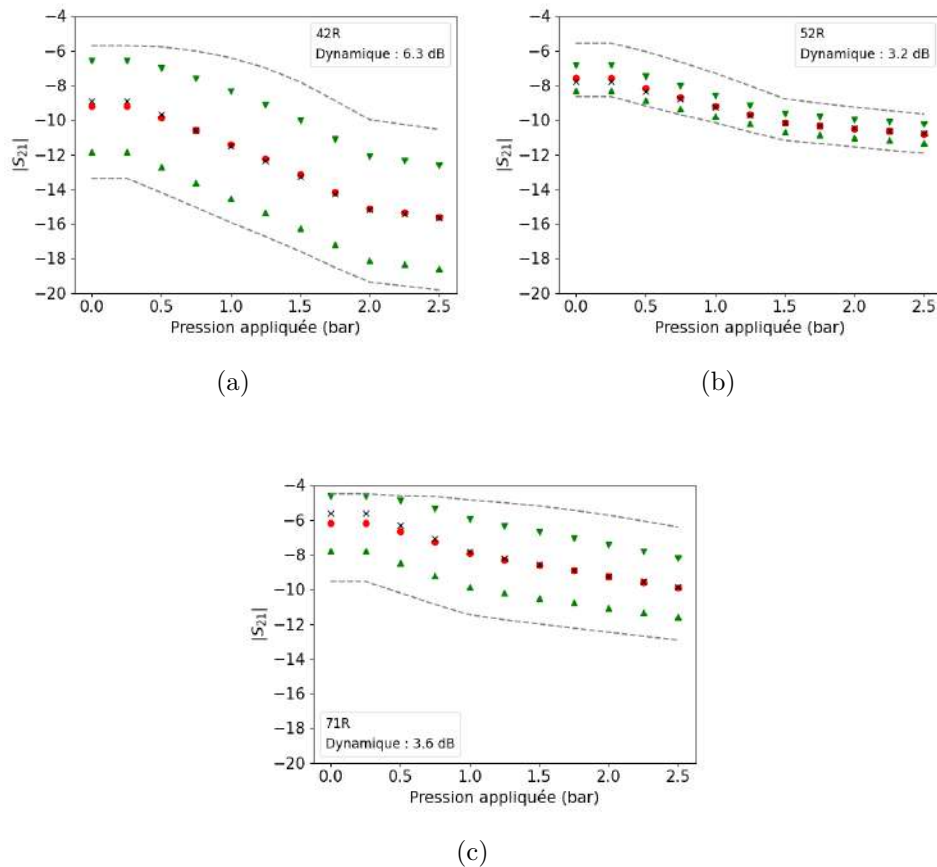


FIGURE 2.14 – Valeurs extrêmes (pointillés), médianes (croix), moyennes (ronds rouges) et écart-types (flèches vertes) des coefficients de transmission des capteurs 42R (a) 52R (b) 71R (c). Les dynamiques exposées sont calculées par rapport à la moyenne. Les statistiques sont effectuées sur la bande $[f_0 : f_0 + B]$, sur 100 mesures.

Nous observons ainsi des dynamiques sur les moyennes des coefficients dans la bande $[f_0 : f_0 + B]$ de 6.3, 3.2 et 3.6 dB pour les capteurs 42R, 52R et 71R (respectivement). Les dynamiques observées sur la médiane sont elles,

de 6.7, 2.9 et 4.2 dB. Celles observées pour les maximums sont de 4.8, 4 et 1.9 dB. Nous faisons le calcul de ces dynamiques dans la bande $[f_0 : f_0 + B]$ car nous considérons que le RADAR est limité pour émettre uniquement dans cette bande-ci.

Ces paramètres présentent plus de variation fréquentielle que l'atténuateur, en phase comme en amplitude. Nous supposons que plus la phase des coefficients de transmission est non-linéaire, plus les positions relatives à chaque fréquence seront différentes amenant ainsi des modes d'antenne plus dispersés dans le spectre de battement. Comme la pente de la phase correspond à la longueur électrique (d_c) du capteur, nous pouvons exprimer les coefficients de transmission de la façon suivante :

$$S = e^{-j2\pi f \frac{c}{d_c}} \cdot S_0 \quad (2.1)$$

La longueur électrique d_c reste à estimer. Nous prendrons ici la moyenne des pentes $\frac{c}{d_c}$ pour toutes les positions du capteur. Ainsi, nous observons des variations de phases différentes pour chacun des capteurs : maximum 90° , 30° et 45° (Figure 2.15b). Plus la variation de cette phase sera différente dans la bande du RADAR, plus le pic du mode d'antenne sera dispersé et donc large.

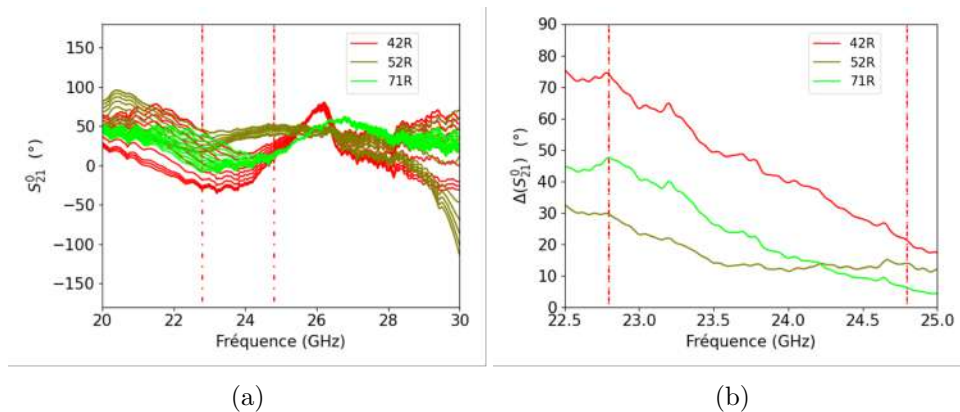


FIGURE 2.15 – Phase déroulée (a) et dynamique de la phase (b) du coefficient de transmission pour les capteurs de pression par rapport à la fréquence.

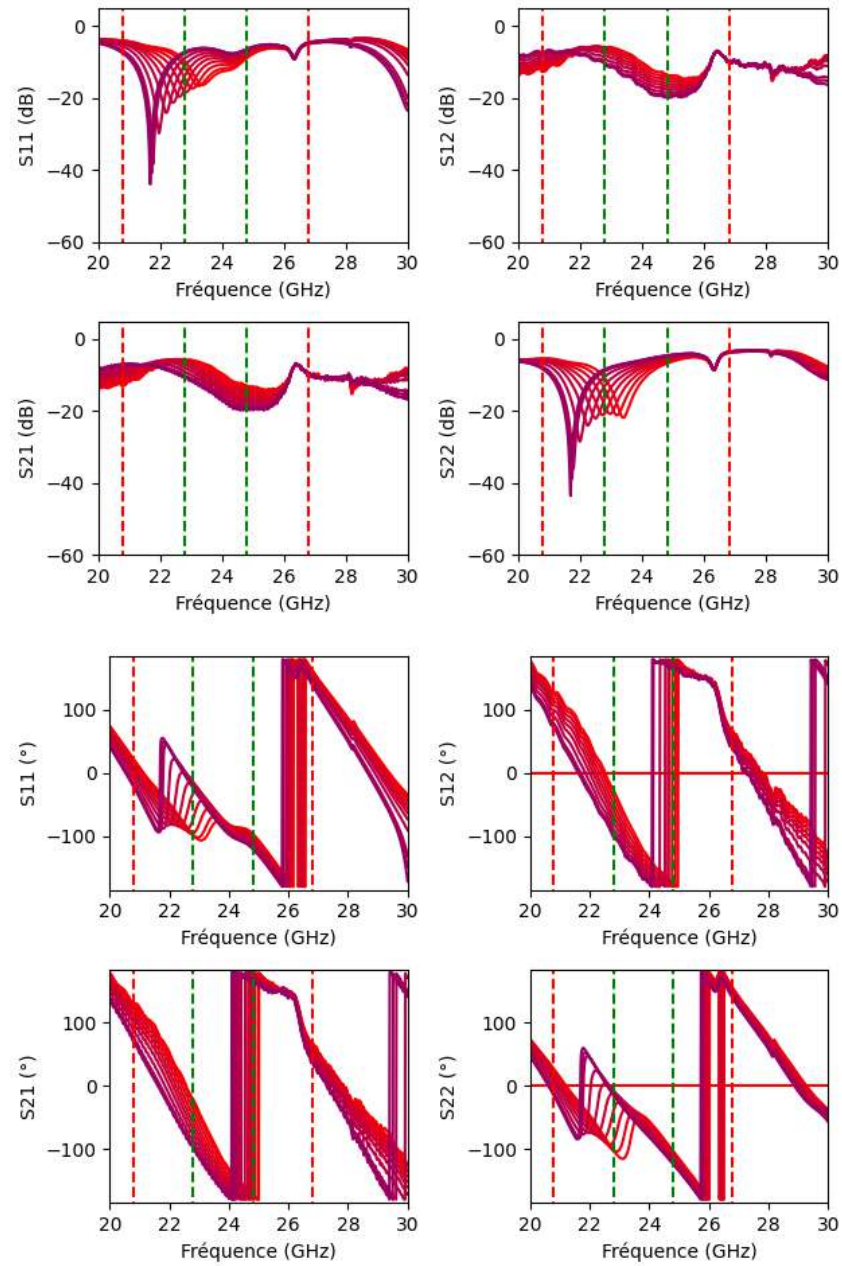


FIGURE 2.16 – Paramètres S du capteur de pression 42R. Les barres vertes correspondent à la bande RADAR $[f_0 : f_0 + B]$. Les barres rouges correspondent à la bande $[f_0 - B : f_0 + 2B]$. La variation de la pression appliquée (0 et 2.5 bars) est marquée par le gradient de couleur, du violet vers le rouge

2.3.2 Estimation de la pression à distance

Le RADAR est configuré dans la même configuration que pour les mesures exposées dans la section précédente :

- 2 GHz de bande de modulation montante
- 20 ms de temps de montée
- $f_0 = 23.8$ GHz
- $P_{in} = 20$ dBm

Le capteur est premièrement placé à 1m du RADAR. Nous extrayons des spectres de battements les estimateurs (Section 1.3.4) qui sont présentés dans leurs intégralités en annexe. Nous gardons ici l'estimateur de puissance le plus performant : e_{Max} (Figure 2.17) et l'estimateur de position r_e^{Max} (Figure 2.18). Nous montrons qu'il existe une corrélation bijective entre la pression appliquée et l'écho RADAR pour ces estimateurs.

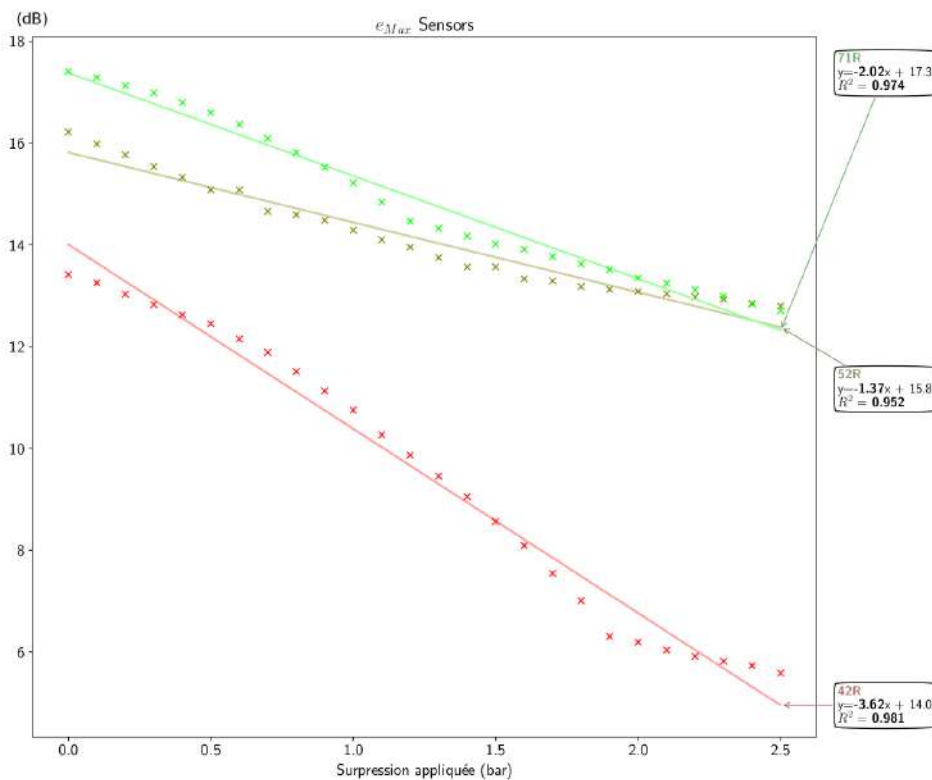


FIGURE 2.17 – Estimateur e_{Max} pour les capteurs de pression. Simulation disponible figure 2.21.

Le faible écart-type de ces estimateurs nous donne une faible incertitude de mesure ϵ ($\frac{\sigma}{\Delta y}$) avec 1.2, 2.5 et 1.4 % de maximum d'erreur en utilisant e_{Max} et 4, 12 et 4 % pour l'estimateur r_e^{Max} (Figure 2.19).

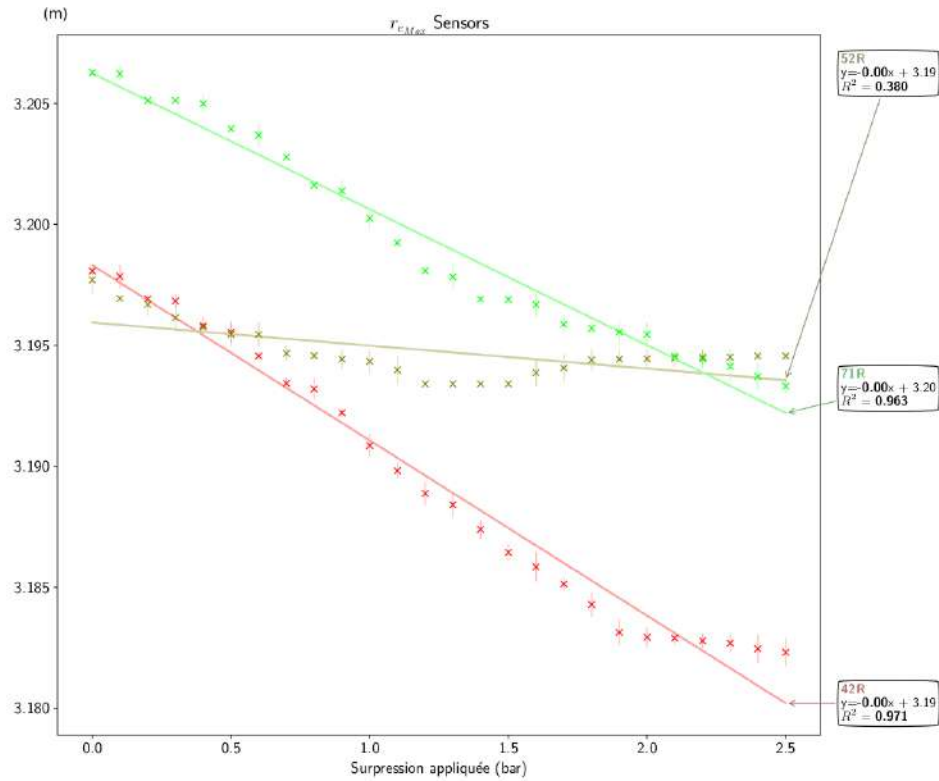


FIGURE 2.18 – Estimateur r_e^{Max} pour les capteurs de pression en fonction de la pression appliquée.

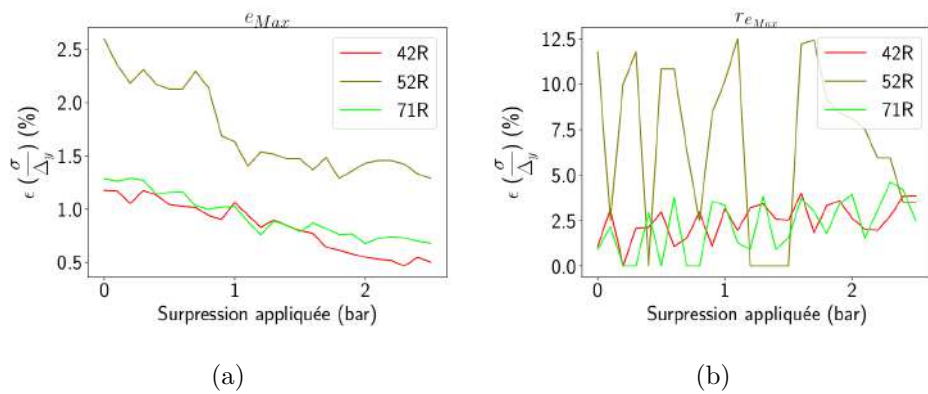


FIGURE 2.19 – Incertitudes de mesures pour les capteurs de pression en utilisant e_{Max} (a) et r_e^{Max} (b)

2.3.3 Lien entre estimateurs et paramètres S

Nous cherchons à présent à trouver les liens possibles entre la matrice S du capteur et les estimateurs. Le chapitre 1 montre que théoriquement, le signal du spectre de battement est (sous réserve d'hypothèse 1.3.2) dépendant directement du S_{21} (1.48). Le figure 2.20 expose les estimateurs e_{Max} et e_I pour des rampes montantes et descendantes en fonction du paramètre de transmission médian dans la bande RADAR. Nous en tirons ces constatations :

- Indépendance des estimateurs d'écho vis-à-vis du sens de modulation.
- Non corrélation directe entre ceux-ci et les paramètres de transmission médians.
- Corrélation linéaire entre ces estimateurs et le paramètre de transmission médian pour les 3 capteurs ($R^2 > 0.95$)

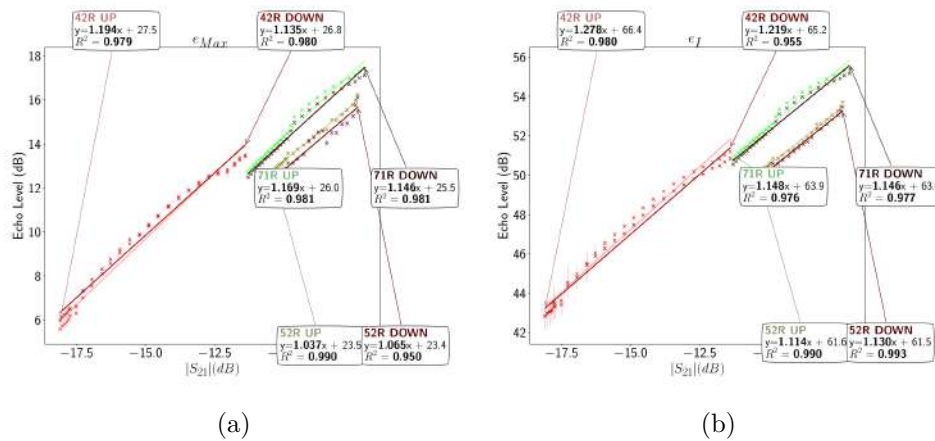


FIGURE 2.20 – Mesure de l'estimateur e_{Max} (a) et e_I (b) en fonction du coefficient de transmission $|S_{21}|$ médian dans la bande $[f_0 : f_0 + B]$. Les régressions linéaires sont effectuées sur l'intégralité des valeurs. $N = 100$ mesures.

Nous observons une linéarité caractérisée par des régressions linéaires donnant des coefficients de corrélation $R^2 > 0.95$. Nous observons également des pentes de 1.2, 1.05 et 1.15 (pour les capteurs 42R, 52R, 71R respectivement). La simulation (Figure 2.21) sans considérer les antennes ramène des pentes légèrement plus faible (1,1,1,0.9). La théorie (sous certaines hypothèses) prévoit une proportionnalité entre l'écho rétrodiffusé et le coefficient de transmission. Nous nous attendions, comparativement au cas de l'atténuateur à avoir également une pente de 1.

Dans le cas d'une adaptation imparfaite, nous avons montré (Equation (1.56)) que la puissance rétrodiffusée par le capteur dépendait du terme

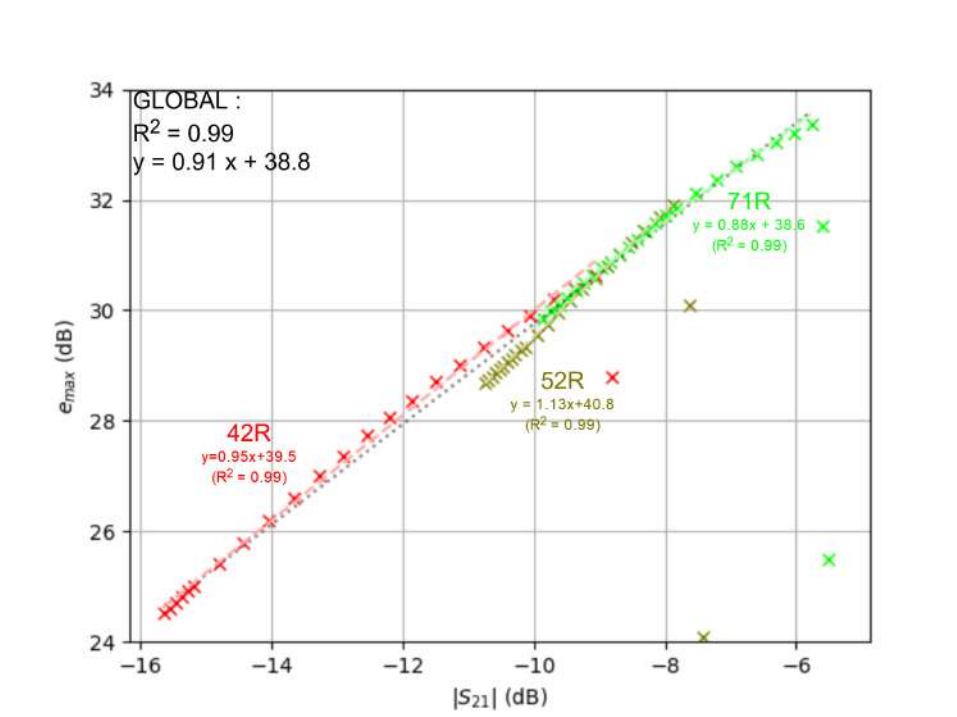


FIGURE 2.21 – Simulation de l'estimateur e_{Max} en fonction du coefficient de transmission $|S_{21}|$ médian dans la bande $[f_0 : f_0 + B]$.

$S_{\Delta} = \frac{S_{11}^{Tx} S_{21}}{\Delta}$ avec $\Delta = (1 - S_{11} S_{11}^{Rx})(1 - S_{22} S_{11}^{Tx}) - S_{11}^{Rx} S_{11}^{Tx} S_{21} S_{12}$. Nous allons donc exposer ici les différentes régressions possibles par rapport à ces paramètres afin de les comparer à la théorie. L'estimateur de position (Figure 2.23) semble avoir la même variation que la différence de phase (Figure 2.15). La différence entre l'analyse de la linéarité entre le S_{21} et le S_{Δ} n'est pas significative, car nous travaillons ici avec des antennes bien adaptées ($S_{11}^{Tx} < -10dB$). La proportionnalité entre le S_{Δ} établie par la théorie se confirme en mesure, avec des pentes similaires pour les 3 capteurs, proche de 1. La figure 2.22 expose les estimateurs e_{Max} et e_I en fonction de la médiane de ces paramètres dans la bande du RADAR.

Pour l'estimateur positionnel r_e^{Max} , nous lions celui-ci à la différence de phase maximale des paramètres de transmission (Figure 2.15). Nous obtenons une deuxième linéarité, cette fois-ci entre la phase des paramètres S et la position des paramètres S. Celle-ci reste floue pour le capteur 52R, avec une régression linéaire amenant une corrélation de seulement 0.77. Pour les 2 autres, nous avons une excellente corrélation avec un $R^2 \approx 0.99$.

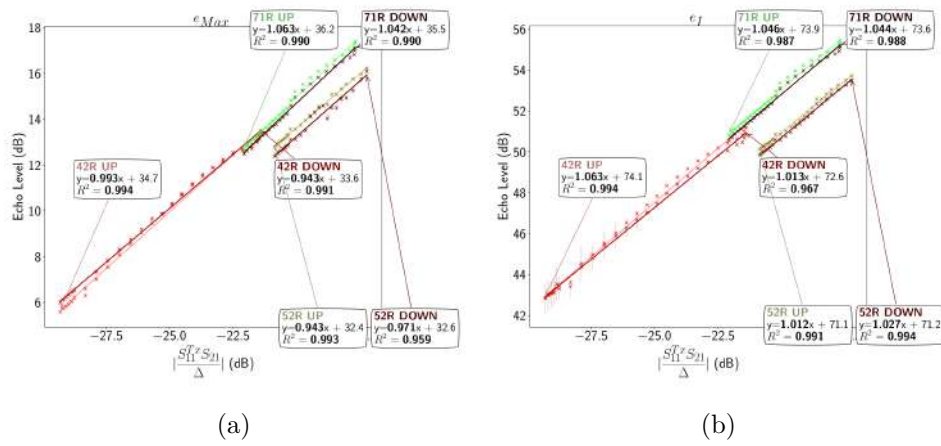


FIGURE 2.22 – Mesure de l’estimateur e_{Max} et e_I en fonction du coefficient de transmission $|S_{\Delta}|$ médian dans la bande $[f_0 : f_0 + B]$. Les régressions linéaires sont effectuées sur l’intégralité des valeurs. $N = 100$ mesures.

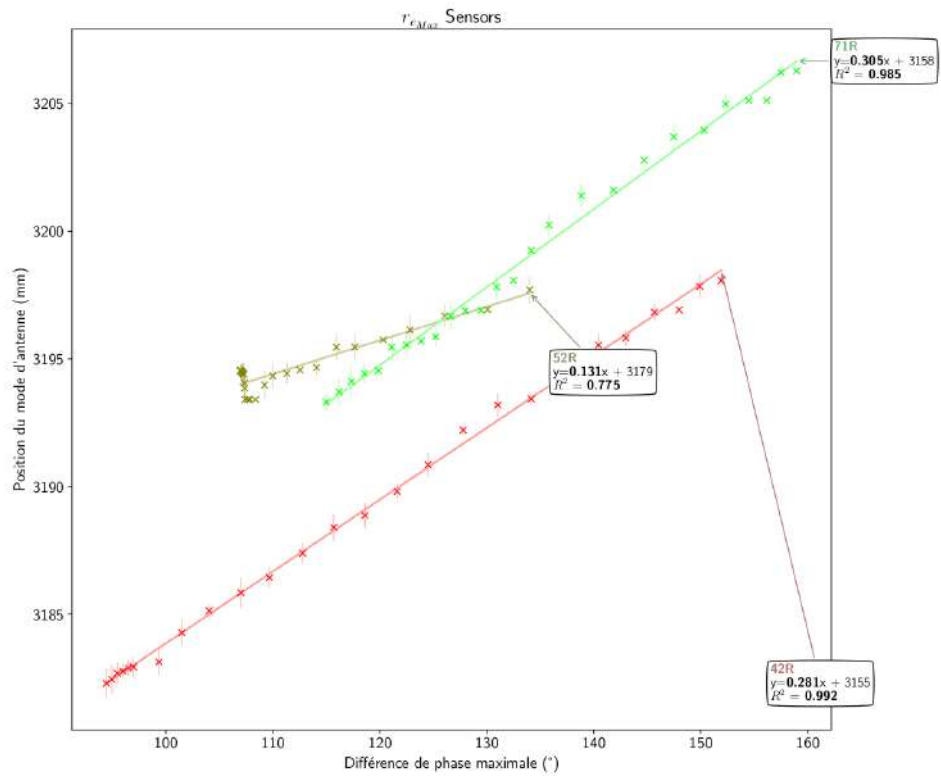


FIGURE 2.23 – Estimateur r_e^{Max} pour les capteurs de pression en fonction de la différence de phase maximale des paramètres S dans la bande RADAR.

2.4 Répéteur passif pour l'interrogation de capteurs au travers d'un mur électrique

Comme nous cherchons à interroger des capteurs dans des environnements contraints, nous avons dans un deuxième temps cherché à interroger nos capteurs au travers d'une paroi métallique. Cette paroi, qui est un mur électrique, réfléchit l'intégralité du signal émis par le RADAR, ne permettant pas d'interroger nos capteurs situés hors de la ligne de vue du RADAR. C'est pourquoi, nous allons chercher à poser un répéteur afin de relayer le signal du RADAR d'un côté à l'autre de la plaque de métal. Ainsi, nous espérons pouvoir relayer le signal jusqu'au capteur et récupérer le signal rétrodiffusé par celui-ci au travers de ce même répéteur.

Dans un premier temps, nous poserons la preuve du concept en relayant le signal au travers d'une simple plaque de métal. Nous montrerons pourquoi il est intéressant d'utiliser des répéteurs à double polarisation et de garder des capteurs dépolarisants. Ensuite, nous effectuerons la même expérience, mais avec cette fois-ci, le capteur enfermé dans une boîte entièrement métallisée sur laquelle est placé notre répéteur. À terme, nous cherchons à montrer qu'il est possible d'interroger des capteurs au travers de multiples cloisons, si nous utilisons des répéteurs bien positionnés. Cette partie mettra plus d'emphasis sur l'importance de l'utilisation de la cross-polarisation pour interroger des capteurs passifs dans des environnements contraints. La partie 2.4.4 montrera elle une réalisation technique sur substrat souple de ce répéteur passif.

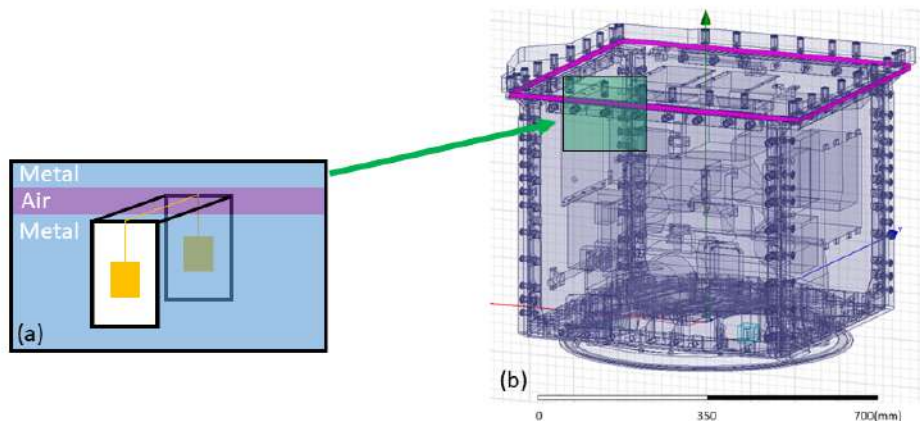


FIGURE 2.24 – Placement de répéteur passif pour l'interrogation de capteurs embarqués dans un satellite - (a) Répéteur Passif (b) Modélisation 3D d'un satellite de mission scientifique du CNES

Des répéteurs passifs ont déjà été présentés dans la littérature pour couvrir de grandes zones d'interrogation [73], isoler des antennes [74] et également de la communication numérique au travers de mur [75]. Comme nous allons chercher à interroger des capteurs dépolarisants, le répéteur proposé ici est à double polarisation. Il retransmet un signal émis polarisé verticalement de l'autre côté dans la même polarisation. De même, un signal émis polarisé horizontalement sera retransmis dans la polarisation horizontale. Nous cherchons par ce biais à maximiser l'isolation entre les polarisations. Plus cette isolation et cette indépendance entre les polarisations sont grandes, plus le mode d'antenne du capteur interrogé sera indépendant de l'environnement. La dynamique et la précision du capteur devraient ainsi être conservées.

Ces répéteurs ont pour but d'être ensuite fabriqués sur des substrats souples (Kapton) pour être placés ensuite dans des fentes de satellite afin d'effectuer des tests au sol, avant l'envoi dans l'espace de ceux-ci. Ces répéteurs présenteraient l'avantage de ne pas toucher l'intérieur du satellite lors des tests et d'ainsi se passer d'une grande quantité de câbles qui peuvent causer des problèmes lors du désassemblage.

2.4.1 Passage d'un mur électrique : preuve de concept

Matériels et méthodes

Le setup expérimental est présenté figure 2.25. Nous plaçons un RADAR FMCW à une distance L de la plaque de métal et un capteur dépolarisant de l'autre côté à une distance l . Le RADAR émet une onde polarisée verti-

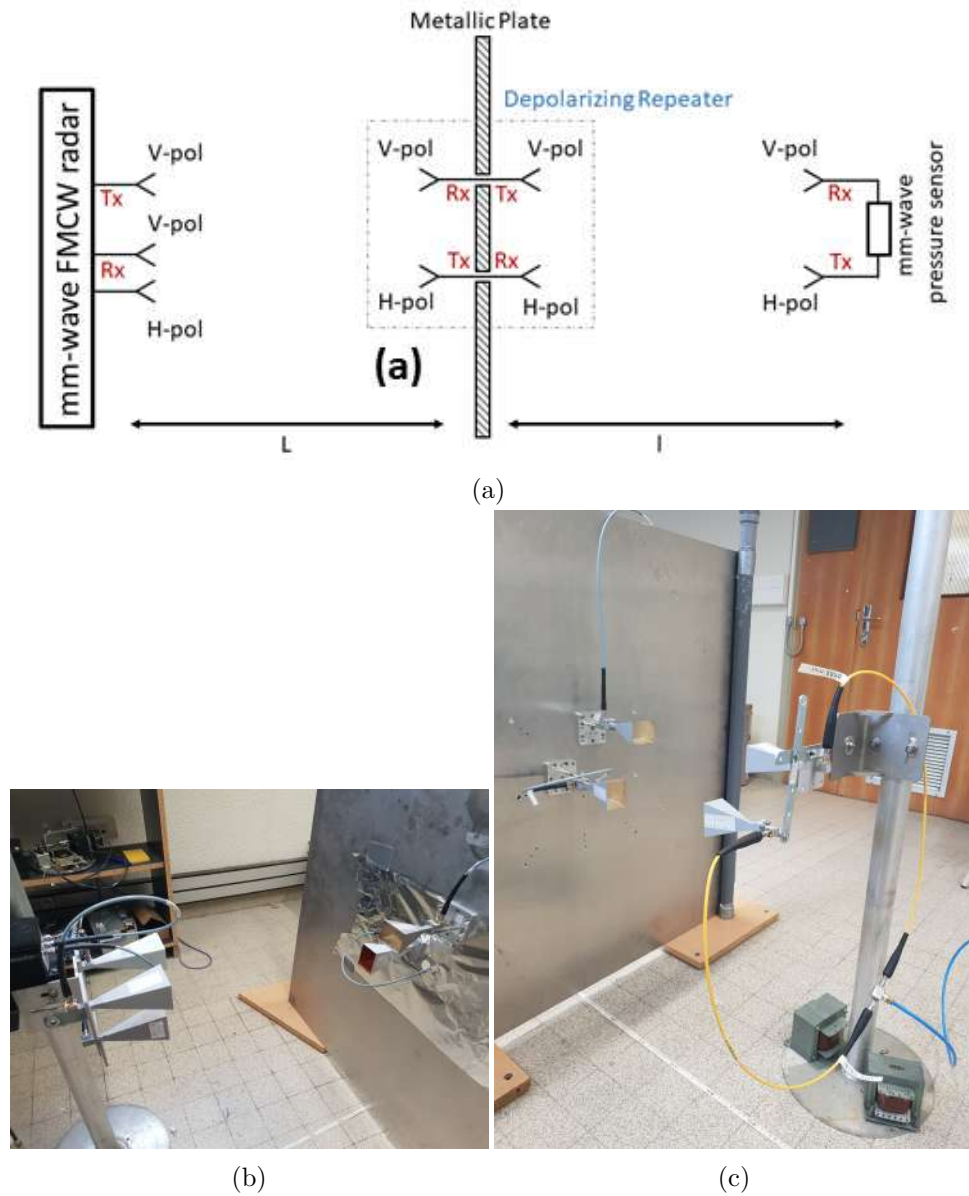


FIGURE 2.25 – (a) Schéma du setup expérimental pour l'interrogation RADAR d'un capteur au travers d'une plaque métallique. (b) Photo côté RADAR. (c) Photo côté capteur à lignes à retard.

calement au travers d'une antenne cornet standard (20 dBi de gain). Cette onde traverse le répéteur par ses antennes polarisées verticalement, posées de part et d'autre de la plaque de métal. Cette onde arrive ensuite jusqu'au capteur constitué également d'antennes cornet polarisées verticalement en réception et horizontalement en transmission, de lignes à retard mesurant 0.75m électriquement et d'un élément sensible (atténuateur, capteur de pression). Le mode de structure du capteur est rétrodiffusé dans la polarisation verticale tandis que, au travers du transducteur, se propage le mode d'antenne qui sera réémis dans la polarisation horizontale. Ces signaux feront ensuite le chemin inverse et seront retransmis dans les polarisations correspondantes jusqu'au RADAR. Le RADAR possède 2 antennes de réception : l'une pour la co-polarisation (Verticale) et l'autre pour la cross-polarisation (Horizontale). Ces antennes sont également des antennes cornet standards. Les antennes du répéteur sont reliées par un câble coaxial d'une longueur de 1.5m. Les antennes du RADAR sont, elles, reliées au générateur de signal par des câbles de 0.6m en réception et un câble de 0.3m pour la transmission.

Résultats de mesures

Plusieurs éléments sensibles sont interrogés au travers de cette plaque de métal. L'utilisation de la configuration CC-CO permet dans un premier temps d'obtenir la certitude qu'il est possible d'interroger les autres capteurs. Si la différence entre les 2 n'est pas visible, il sera par la suite compliqué d'obtenir la mesure à distance d'une grandeur physique. Cela reste néanmoins possible via l'utilisation de fenêtrage, mais rend la tâche plus complexe (choix de la fenêtre, identification du mode d'antenne manuellement). Les capteurs interrogés ici seront l'atténuateur variable, le capteur de pression 42R (2.14a) et le capteur de pression 71R(2.14c).

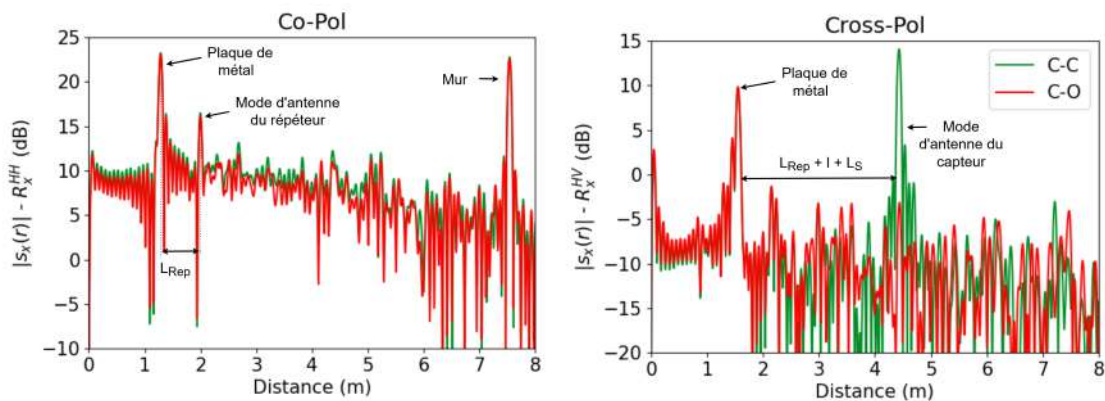


FIGURE 2.26 – Spectres de battement de la salle d'interrogation.

Atténuateur variable

Le spectre de battement en co et cross polarisation est présenté en figure 2.26. Nous remarquons que, contrairement à l'interrogation en ligne de vue directe présentée précédemment (Figure 2.5), la position du mode d'antenne se décale au fur et à mesure que l'atténuation augmente ($\approx 7\text{cm}$). Ceci peut être expliqué par la présence d'un clutter qui vient ajouter une contribution au mode d'antenne lors de l'application de grandes atténuations. L'estimateur e_{Max} est présenté figure 2.28. Aucun fenêtrage n'a été appliqué lors du calcul du spectre de battement. Un facteur de zero-padding de 6 a été appliqué (nous rajoutons 2^6 points). Nous remarquons que, aux alentours de -15 dB d'atténuation, une discontinuité est présente. Cela est dû à une mauvaise manipulation lors de la réalisation des mesures. Le RADAR ou le capteur peuvent avoir été désaxés lors du changement de valeur de l'atténuateur. Cette discontinuité est retrouvée également dans la figure 2.30 où du fenêtrage a été utilisé et rend compte de ceci avec plus de précision.

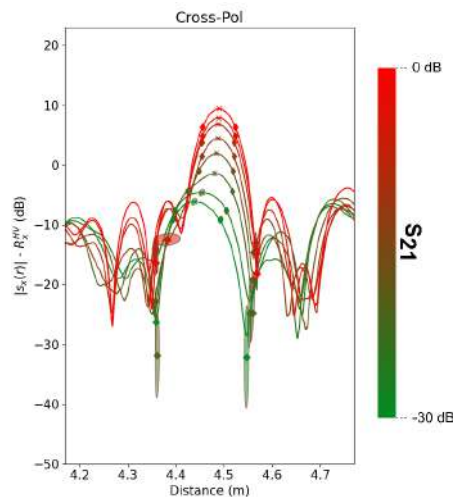


FIGURE 2.27 – Zoom sur le mode d'antenne dans les spectres de battement (HV) pour un atténuateur variable placé à $l = 0.42\text{ m}$ derrière une plaque de métal. L'interrogateur est placé à $L = 0.5\text{ m}$ de la plaque. Les ellipses représentent la répartition des estimateurs ($N = 100$ mesures).

Nous trouvons ici une dynamique de 13 dB sur le niveau d'écho RADAR, pour une dynamique d'entrée totale de 25 dB (Atténuation). La régression linéaire rapporte un coefficient de corrélation de 0.97, pour une pente de 0.7 dB/dB. Nous observons ici une pente inférieure à celle obtenue en ligne de vue direct (Section 2.2.3).

Capteurs de pression

Plaçons à présent des capteurs de pression comme élément sensible. Ces

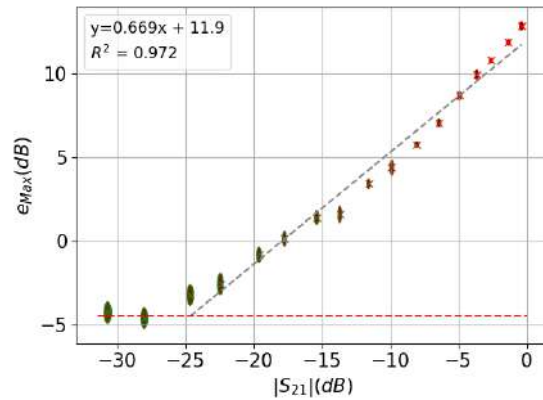


FIGURE 2.28 – Estimateur e_{Max} pour l'interrogation d'un atténuateur au travers d'une plaque métallique. Les ellipses correspondent à la distribution des données (1.24). Les rayons horizontaux et verticaux correspondent à l'écart-type des paramètres S dans la bande RADAR et de l'écart-type de l'estimateur (respectivement). Pas de fenêtrage.

capteurs sont décrits par leur matrice $[S]$ (Figure B.21,B.22,B.23). Ces capteurs de pression présentent des paramètres S plus variables que l'atténuateur vis-à-vis de la fréquence. Nous cherchons à montrer, qu'en se basant sur la distribution de ceux-ci dans la bande RADAR, il est possible d'estimer efficacement la pression à distance. Les figures 2.29a et 2.29b rapportent les estimateurs e_{Max} en fonction des paramètres S et de la pression appliquée. La régression linéaire faite sur ces estimateurs démontre une linéarité entre les paramètres S et les niveaux d'écho maximum du mode d'antenne ($R^2 = 0.9$). La pente est en revanche légèrement différente entre les 2 capteurs. Nous avons 0.84 dB/dB pour le capteur 42R et 0.92 dB/dB pour le capteur 71R. Ce coefficient de corrélation peut être amélioré si nous considérons la médiane ou la moyenne des mesures d'écho, plutôt que l'intégralité des mesures. Aucun fenêtrage n'a été utilisé pour cette expérience, ce qui veut dire qu'il sera a priori facile d'interroger d'autres capteurs si nous souhaitons reproduire l'expérience pour d'autres éléments sensibles. Du fenêtrage sera utilisé dans la partie exposant l'intérêt de la polarisation (Section 2.4.2).

Les capteurs présentent une dynamique de 7 dB et 5 dB sur l'estimateur e_{Max} pour une pression appliquée comprise entre 0 et 2.5 bar de surpression, correspondant à une variation du coefficient de transmission moyen de 8 dB et 6 dB pour les capteurs 42R et 71R respectivement. Ces premières mesures ont été sujettes à des difficultés de réalisation. La plaque métallique réverbère beaucoup l'énergie électromagnétique, ce qui vient saturer les ADC du RADAR et rend les mesures moins pertinentes, car les niveaux d'écho du

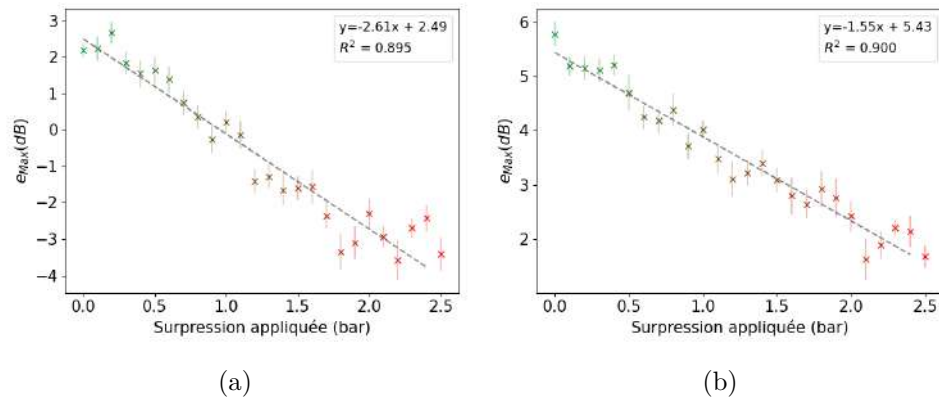


FIGURE 2.29 – e_{Max} pour l’interrogation du capteur dépolarisant 42R (a) et 71R (b) placé à $l=0.42$ m derrière une plaque de métal en fonction de la pression appliquée. L’interrogateur est placé à $L = 0.5$ m de la plaque. Les ellipses représentent la répartition des estimateurs (1.24) - $N = 100$ mesures.

mode d’antenne (où nous effectuons la majorité des calculs des estimateurs) s’en retrouvent dégradés.

L’alignement des antennes est très important pour réaliser ces mesures. Comme elles sont réalisées sur une seule dimension de profondeur, il est nécessaire d’ajuster la position angulaire du RADAR et du capteur par rapport à la plaque. L’utilisation d’une plateforme rotative (pan tilt), ajoutée à du traitement des données en direct permettra par la suite de ne plus se soucier de ce genre de problème. Néanmoins, cette méthode est plus lourde à mettre en place d’un point de vue matériel, prend plus de temps pour la réalisation des mesures et génère plus de données à analyser.

2.4.2 Importance de la polarisation croisée

Il a été dit dans le chapitre 1, de manière qualitative, que la méthode de polarisation croisée permettait d'isoler le capteur des perturbations dues à l'environnement (réductions du clutter) et d'avoir théoriquement un meilleur rapport signal/bruit. Nous allons à présent quantifier cette importance en effectuant la même expérience que précédemment, avec un atténuateur variable comme élément sensible mais en ne dépolarisant pas. Nous effectuons donc la même expérience que précédemment, mais en positionnant toutes les antennes dans la même polarisation (linéaire verticale). La figure 2.30 expose l'estimateur e_{Max} pour les 2 configurations : avec dépolarisation et sans dépolarisation.

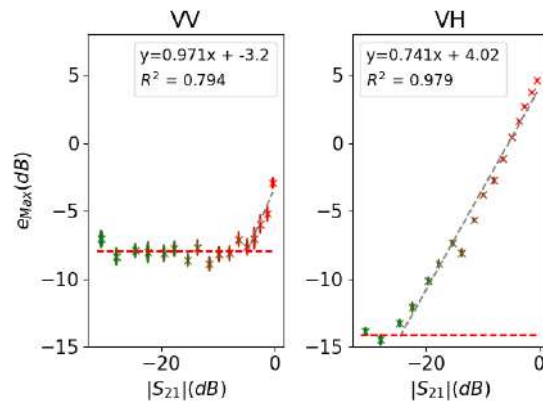


FIGURE 2.30 – e_{Max} lors de l'interrogation d'un capteur passif au travers d'une cloison métallique avec (droite) et sans (gauche) dépolarisation.

Pour extraire l'estimateur e_{Max} , un fenêtrage de Blackman est utilisé. Cette fenêtre présente l'avantage d'avoir un faible niveau de lobes secondaires, au prix d'un pic du mode d'antenne plus large. Elle est théoriquement bien pour isoler des objets seuls. Sans ce fenêtrage, il n'est pas possible d'isoler le mode d'antenne sur la configuration VV. Ceci est également appliqué pour la polarisation VH afin de pouvoir comparer les résultats.

L'estimateur e_{Max} (Figure 2.30) présente une dynamique de 15 dB lors de l'interrogation d'un atténuateur à polarisation croisée pour seulement 6 dB pour le cas non dépolarisant. L'estimateur intégral e_I sans dépolarisation (Figure 2.31) présente toutefois une bonne linéarité si nous faisons abstraction du bruit de mesure (régression sur la médiane).

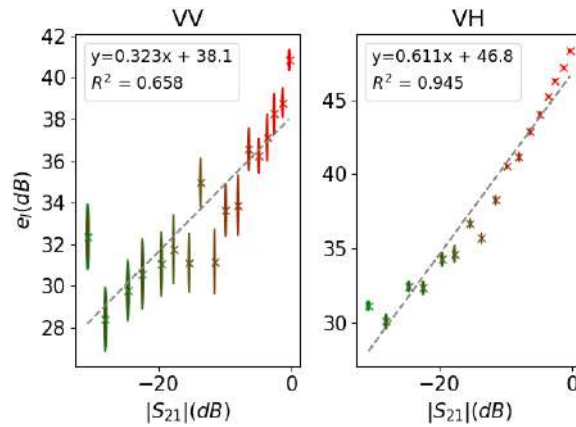


FIGURE 2.31 – e_I lors de l'interrogation d'un capteur passif au travers d'une cloison métallique avec (droite) et sans (gauche) dépolarisation.

2.4.3 Interrogations d'un capteur enfermé dans une boîte métallique

Matériel et méthode

Considérons maintenant la même expérience que précédemment, mais enfermons cette fois-ci le capteur dans une boîte métallisée (boîte en carton dont l'intérieur a été tapissé par des feuilles d'aluminium). Cette boîte représente la structure d'un satellite. Nous cherchons ici à montrer que la structure réfléchissante de la boîte n'influe pas sur notre interrogation. La boîte métallique ajoute des contraintes supplémentaires au niveau du clutter. Le setup expérimental est présenté en figure 2.32. La boîte métallique est placée à une distance $L = 1m$ du RADAR. Celle-ci mesure $L_{BOX} = 0.6m$ de longueur. Le répéteur à double polarisation utilisé est le même que pour l'interrogation d'une plaque métallique, avec des câbles coaxiaux de longueur électrique $L_R = 1.5m$. Le capteur est un capteur à ligne retard ($L_c = 0.75m$), dont nous connecterons un atténuateur et des capteurs de pression. Le RADAR est configuré pour fonctionner avec une bande de modulation montante de 2 GHz, une fréquence centrale de 23.8 GHz, un temps de montée de 20 ms et une puissance de 20 dBm.

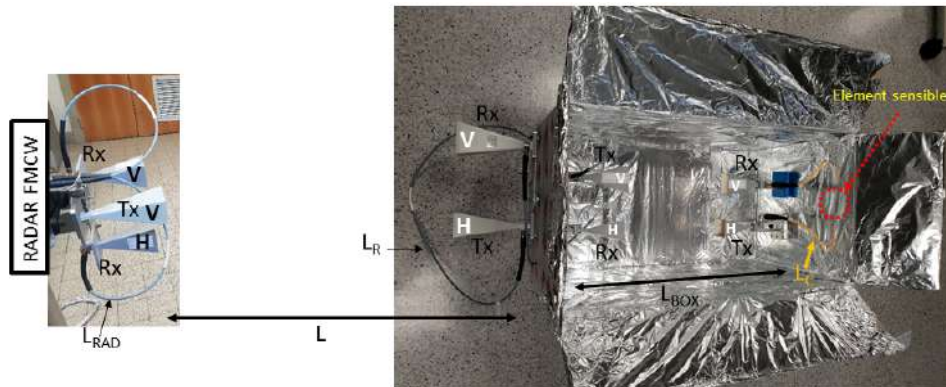


FIGURE 2.32 – Setup expérimental pour l'interrogation de capteur enfermé dans une boîte métallique.

Résultats de mesures

Le spectre de battement de la salle d'interrogation est présenté en figure 2.33 pour le capteur en configuration circuit-ouvert (C-O) et court-circuit (C-C). Nous y observons une forte dynamique d'écho ($\approx 20dB$) à la position du mode d'antenne en cross-polarisation. Les éléments de la boîte sont également visibles dans le spectre : nous arrivons à identifier les longueurs des câbles (L, L_c) ainsi que la taille de la boîte L_{BOX} .

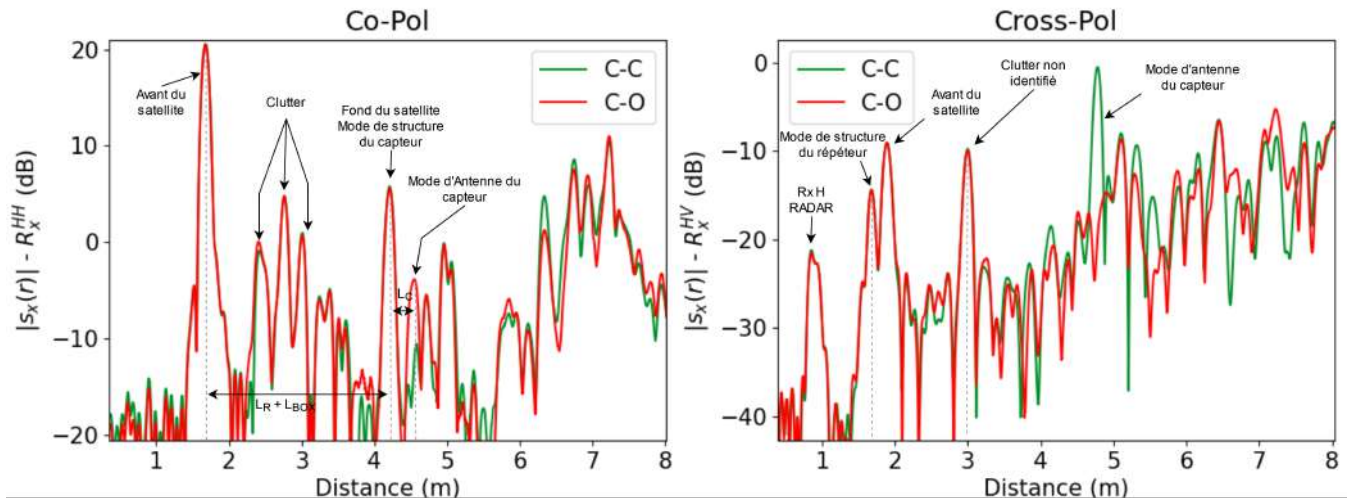


FIGURE 2.33 – Spectre de battement pour le capteur en configuration circuit-ouvert (C-O) et court-circuit (CC).

Atténuateur variable

Dans un premier temps, nous étudions la réponse d'un atténuateur variable. Ceci permet de déterminer la dynamique maximale qu'il sera possible d'obtenir sur les estimateurs d'écho. Les régressions linéaires effectuées entre les estimateurs d'écho e_{Max} et l'atténuation appliquée reportent des pentes similaires (≈ 1) à celles observées en ligne de vue directe (Section 2.2.3). L'estimateur e_{Max} (Figure 2.34a) présente toutefois moins de dynamique linéaire. La zone de linéarité, sur laquelle est effectuée la régression correspond à des atténuations appliquées allant de 0 dB à 10 dB. Le coefficient de corrélation est alors de 0.99. L'estimateur e_I est, lui, linéaire par rapport à l'atténuation appliquée, avec une pente de 0.88 pour des atténuations appliquées de 0 à 20 dB.

Nous observons également un décalage du mode d'antenne au fur et à mesure que l'atténuation augmente. Ceci n'était pas observé en ligne de vue directe, mais était observé avec la plaque métallique. Comme le montre la figure 2.34c, celui-ci se décale de 30 cm. Cela nous oblige à utiliser un fort facteur de zéro-padding(²⁸) afin d'obtenir avec plus d'exactitude les estimateurs, notamment e_{Max} qui va dépendre de cette position.

Nous avons alors ici la possibilité d'estimer la pression avec la position du mode d'antenne. La régression entre cette position et l'atténuation appliquée donne une pente de 1.75 mm/dB, pour une corrélation de 0.96. Nous obtenons des dynamiques de 15 dB pour les estimateurs e_{Max} , e_I et 30cm pour $r_{e_{Max}}$. L'erreur relative (Figure 2.35) maximale est de 3% pour les estimateurs d'écho (e_{Max} , e_I) et de 14% pour $r_{e_{Max}}$.

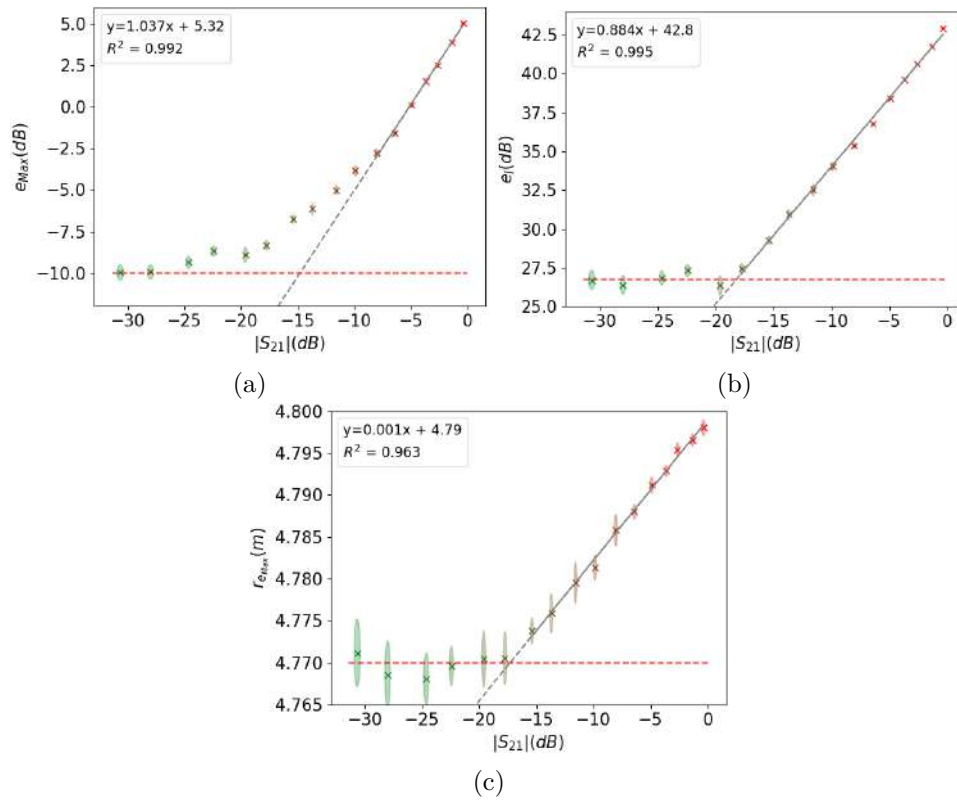


FIGURE 2.34 – Estimateurs e_{Max} (a) et e_I (b) et $r_{e_{Max}}$ (c) avec leurs régressions linéaires ($N = 100$ mesures). Pas de fenêtrage.

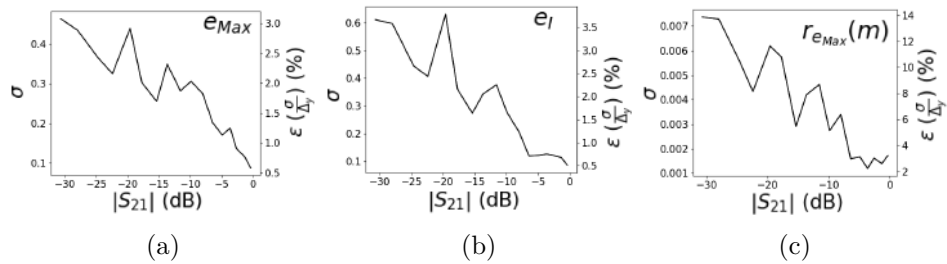


FIGURE 2.35 – Écart-type (σ) et erreur relative ε de l'estimateur e_{Max} (a) et e_I (b) et $r_{e_{Max}}$ (c) pour un atténuateur variable ($N = 100$ mesures).

Capteur de pression

Nous interrogeons les 3 capteurs de pression dont les paramètres S ont été décrits précédemment (Section 2.3). Nous regardons le lien entre la pression appliquée et les estimateurs. Les estimateurs e_{Max} et e_I et $r_{e_{Max}}$ sont exposées sur les figures 2.36,2.38,2.37. Nous avons trouvé pour l'estimateur e_{Max} des pentes de -3.6,-1.4 et -2 pour les capteurs 42R, 52R et 71R lors de l'interrogation en ligne de vue directe. Nous avons ici des pentes de -3.4, -2.1 et -2. Les pentes correspondent donc pour 2 capteurs sur 3. Nous observons une perte de précision par rapport à l'interrogation directe : nous passons de 2.5% d'erreur sur e_{Max} , à un maximum de 8 % pour les 3 capteurs.

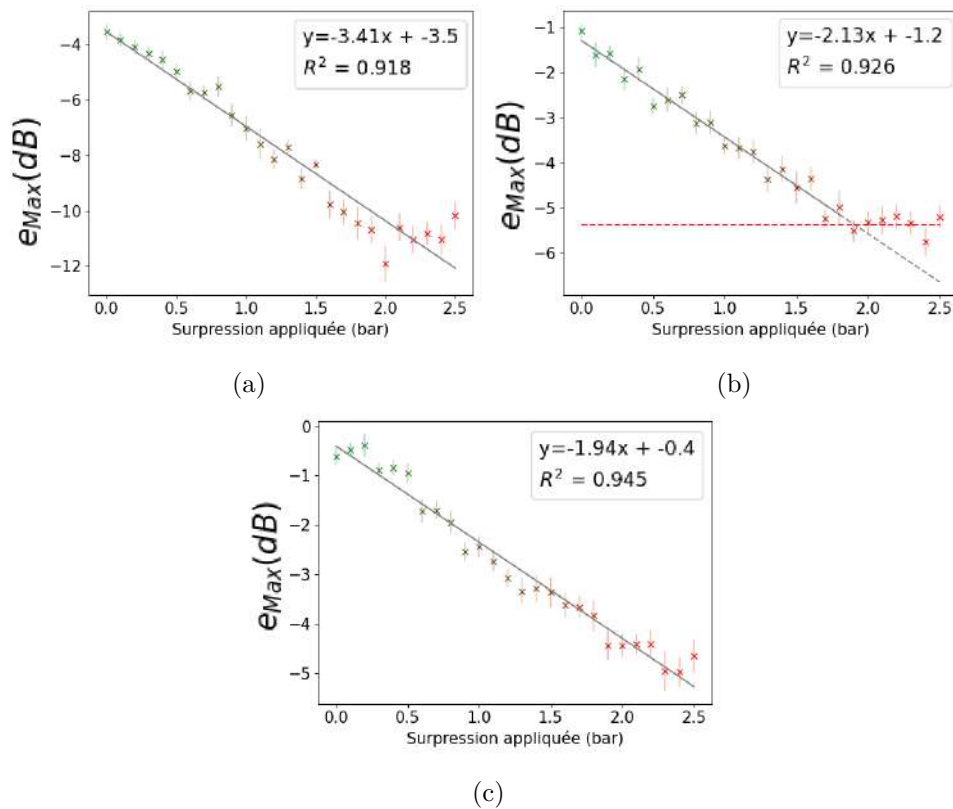


FIGURE 2.36 – Estimateur e_{Max} pour des capteurs de pression comme élément sensible en fonction de la pression appliquée - (a) 42R (b) 52R (c) 71R

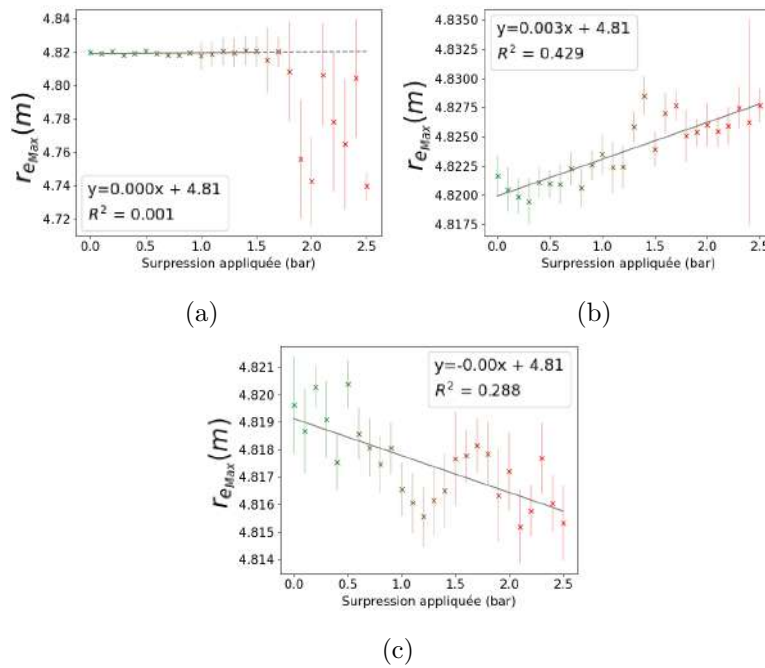


FIGURE 2.37 – Estimateur r_{eMax} pour des capteurs de pression comme élément sensible en fonction de la pression appliquée - (a) 42R (b) 52R (c) 71R.

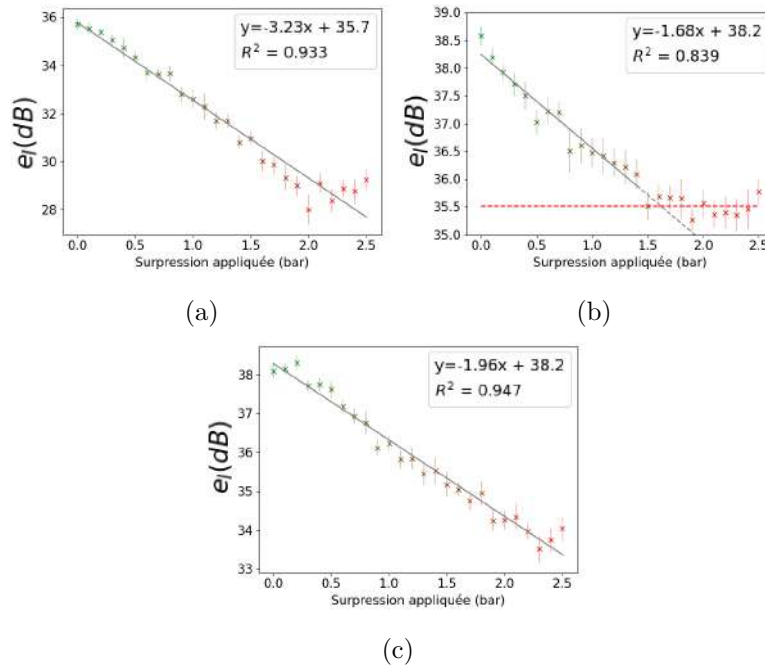


FIGURE 2.38 – Estimateur e_I pour des capteurs de pression comme élément sensible en fonction de la pression appliquée - (a) 42R (b) 52R (c) 71R.

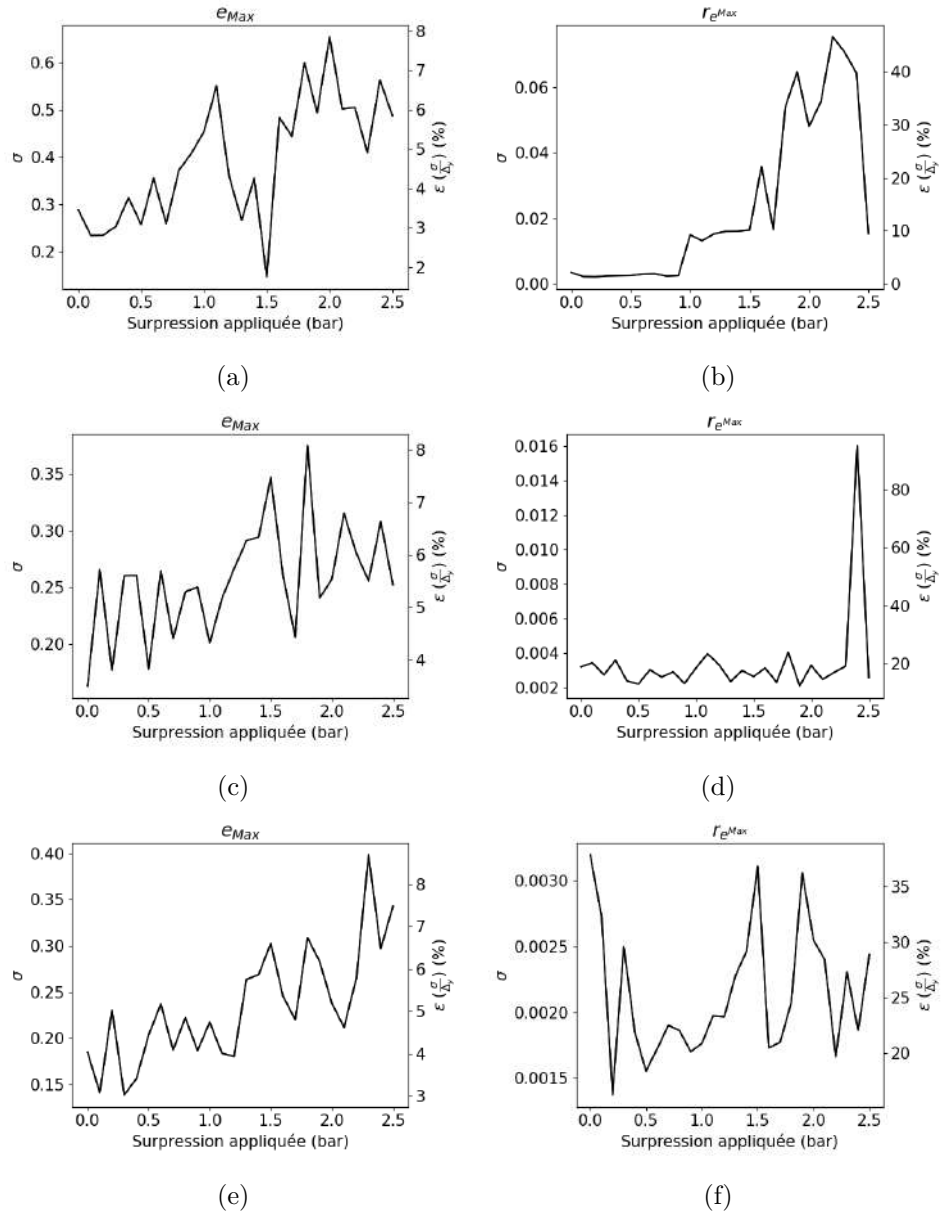


FIGURE 2.39 – Écart-types (σ) et erreurs relatives ϵ de l'estimateur e_{Max} (gauche) et $r_{e_{Max}}$ (droite) pour les capteurs de pression en fonction de la pression appliquée. $N = 100$ mesures. (a-b) 42R (c-d) 52R (e-f) 71R

2.4.4 Design et simulation d'un répéteur adapté à l'interrogation RADAR de capteur passif dépolarisant sur substrat souple

Comme la preuve de concept marche, il nous faut maintenant réaliser une solution moins encombrante que les antennes cornet qui, elles, ne sont pas compatibles avec l'application finale consistant à interroger des capteurs sans fil placés à l'intérieur d'un satellite. Nous cherchons donc à réaliser un répéteur passif qui serait positionnable dans une fente du satellite, comme proposé dans la figure 2.24. Pour ce faire, nous allons dessiner une antenne sur substrat souple.

Dans un premier temps, il convient de choisir le substrat qui nous intéresse. Nous avons besoin d'un substrat qui possède une métallisation face arrière afin que les caractéristiques de notre antenne ne soient pas modifiées par le milieu métallique avec lequel il sera en contact. Nous allons donc réaliser celui-ci en ligne microruban [76], avec un plan de masse sur la face arrière. Le Kapton présente de bonne performance mécanique dans la littérature [77]. Ceci nous permettra de plier le répéteur afin de le placer dans la fente du satellite. La faible permittivité du Kapton ($\epsilon_R = 2-3$) est appréciable pour réaliser ce type d'antenne. L'épaisseur est choisie de façon à maximiser l'efficacité de l'antenne. En tenant compte des efficacités rapportées dans la littérature [78], nous choisissons de prendre un substrat de 126 μm d'épaisseur.

Ensuite, comme nous souhaitons obtenir un gain conséquent, il sera nécessaire de réaliser un réseau d'antennes. De plus, s'il est possible de réaliser un répéteur avec un réseau, il sera possible par la suite d'optimiser celui-ci pour offrir plus de flexibilité lors de l'interrogation des capteurs. Notamment, nous pourrions rendre ce réseau directif [79], afin de viser un endroit particulier du satellite.

Pour concevoir ce réseau, nous allons tout d'abord réaliser un "splitter" equiphase, permettant de séparer un signal d'entrée sur N sorties avec la même phase. Nous proposons de réaliser celui-ci par découpage d'impédance afin d'obtenir un réseau horizontal : la ligne d'entrée d'impédance Z_0 sera connectée au bon endroit pour respecter les conditions de phases sur des lignes d'impédance $2Z_0$.

Avec cette méthode, il est possible de réaliser des réseaux sous la forme de puissance de 2, dans la limite de la taille de la première et dernière ligne d'impédance. Celles-ci ne doivent être ni trop larges pour éviter le rayonnement le long des lignes, ni trop petites afin d'assurer leurs réalisations. C'est la raison pour laquelle nous avons opté pour la mise en place de plusieurs étages de séparation, nous permettant ainsi de concevoir des réseaux de type 1x2, 2x2, 1x4, et 2x4 avec des impédances d'entrée de 30 Ω et 60 Ω pour des impédances de sortie de 60 Ω et 120 Ω . Ces impédances correspondent respectivement à des lignes de transmission de largeurs 200, 100, et 50 μm .

Par ailleurs, afin de minimiser le rayonnement de la ligne de transmission entre les 2 antennes du répéteur et de pouvoir facilement réaliser la caractérisation de ceux-ci, il est proposé de réaliser un "tapping" 50 Ω vers 120 Ω avant l'attaque du premier splitter. Le tableau 2.2 rapporte les largeurs de lignes associées à leurs impédances caractéristiques.

Z_0	W
377 Ω	0.1 μm
240 Ω	3 μm
120 Ω	50 μm
60 Ω	235 μm
30 Ω	650 μm

TABLE 2.2 – Largeur des lignes et impédances caractéristiques sur Kapton (126 μm)

Design de l'élément rayonnant

Nous dessinons ensuite l'élément rayonnant. Les différents design sont et leurs simulations sont exposées sur les figures 2.40 et 2.41. Le choix du patch rectangulaire est pris pour essayer de maximiser l'indépendance des polarisations, car ceux-ci rayonnent dans une polarisation linéaire.

Il faut ensuite trouver le point d'accès de celui-ci, qui permet l'adaptation d'impédance et le transfert de puissance entre le splitter et l'antenne. Pour accéder à ce point d'accès, une fente est réalisée à l'intérieur du patch. Les dimensions de celle-ci seront ajustées dans le simulateur afin de maximiser les performances du patch. Les simulations et design ont été réalisés sous Advanced Design System (ADS), à l'aide du simulateur Momentum qui réalise des simulations 2D. Nous choisissons ici de réaliser le même élément rayonnant pour chaque élément du réseau. Il est possible de réaliser des éléments différents si nous souhaitons augmenter la bande passante ou changer la direction de directivité maximale.

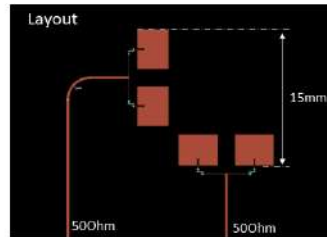
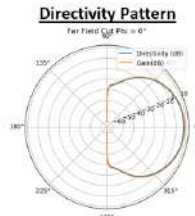
Ces éléments pourront être redimensionnés plus tard, si nous nous rendons compte qu'il est indispensable d'avoir de telles propriétés. Nous faisons donc le choix ici de dimensionner l'antenne pour fonctionner sur une fréquence centrale sans nous préoccuper de la bande passante, car les contraintes techniques (précision, largeur-longueur des lignes) peuvent amener trop de perturbations sur ces designs où la précision est le maître-mot. De plus, les patches rectangulaires possèdent une bande suffisamment large [80] pour espérer assurer la couverture fréquentielle proposée par le RADAR que nous utilisons.

Nous espérons de cette façon qu'elle sera suffisante pour maintenir la qualité du signal et permettre l'interrogation des capteurs à l'intérieur des satellites. Pour pouvoir caractériser ces répéteurs, nous imprimerons égale-

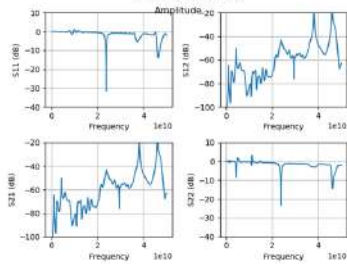
ment la moitié de celui-ci afin de pouvoir y placer un connecteur. Ainsi, si ces répéteurs ne marchent pas, il nous sera possible de déterminer pourquoi bien plus facilement et ainsi corriger les designs.

RUN : 1.00 Format : 1x2

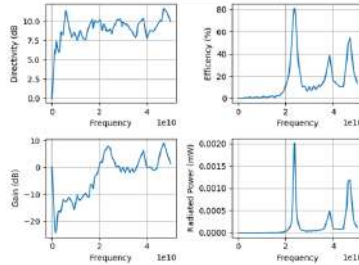
Parameters	Value
VSWR	1.055
S21	<-40dB
BW(@VSWR=3)	23.5-24.1 GHz (600 MHz)
Gain/Directivity	7.8 dB/8.7dB
Efficiency	80%



S-Parameters



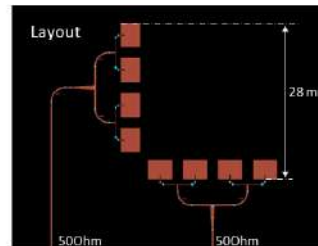
Antenna-Parameters



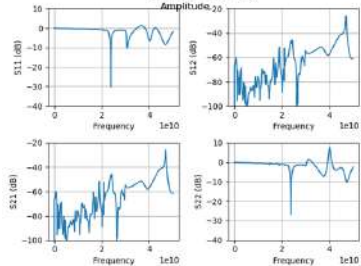
(a)

RUN : 2.00 Format : 1x4

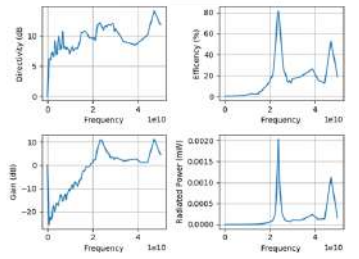
Parameters	Value
VSWR	1.06
S21	<-40dB
BW(@VSWR=3)	23.4-24.1 GHz (700 MHz)
Gain/Directivity	10.8/11.7 dB
Efficiency	80%



S-Parameters



Antenna-Parameters



(b)

FIGURE 2.40 – Différents répéteurs passifs proposés pour les réseaux 1D

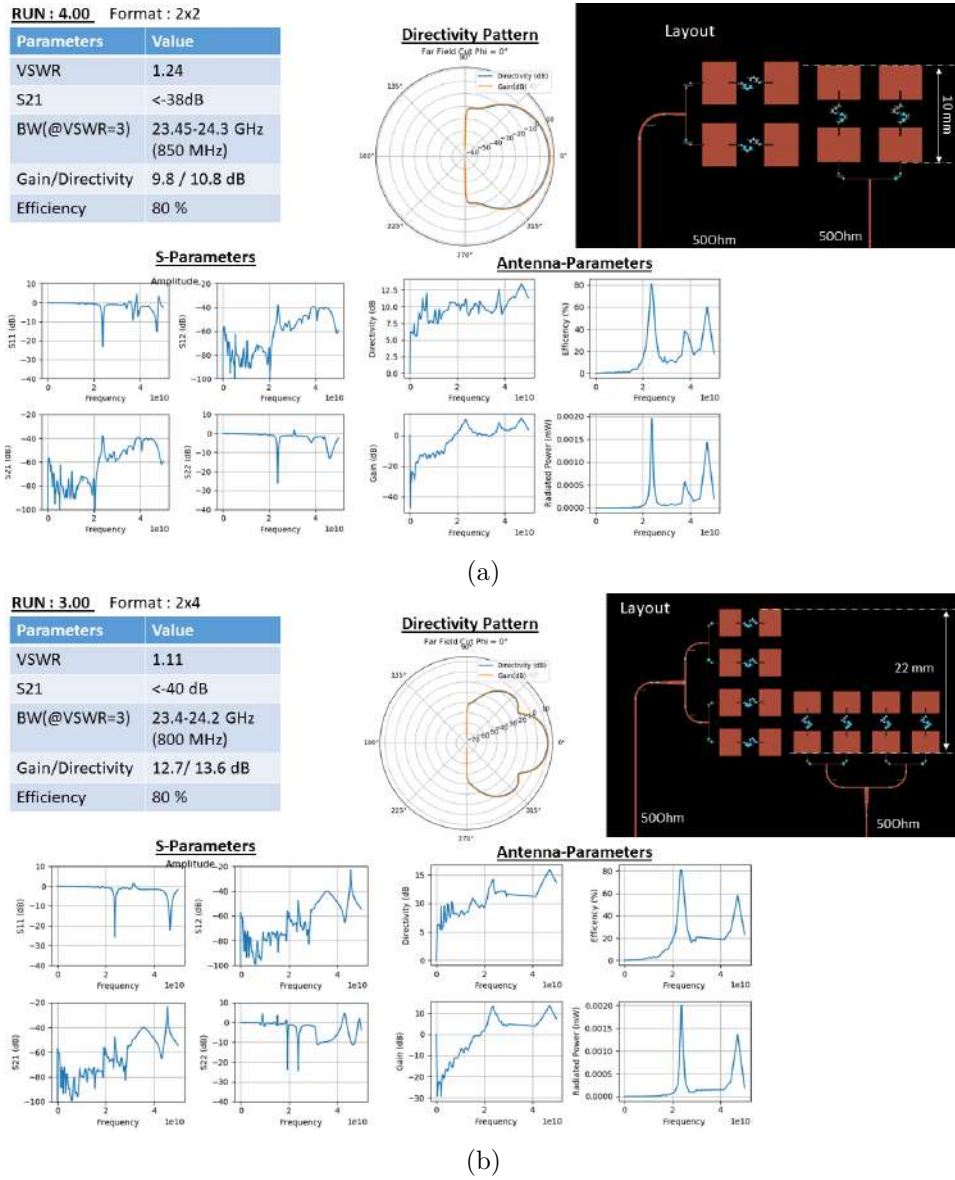


FIGURE 2.41 – Différents répéteurs passifs proposés pour les réseaux 2D

2.5 Traitement des données : comment améliorer la qualité des estimateurs ?

Des techniques de traitement du signal sont applicables dans nos applications. La principale transformation que nous effectuons sur notre signal est la transformée de Fourier. Celle-ci peut être obtenue numériquement par des algorithmes de transformation rapide (FFT). Ces algorithmes sont compatibles avec plusieurs techniques qui augmentent la qualité du signal obtenue (résolution). Dans le monde numérique, le signal de mixage RADAR s_x (Figure 1.7) est échantillonné à une fréquence f_e . Cette fréquence est conditionnée par :

- La période temporelle du signal T (le temps d'acquisition).
- La capacité mémorielle du système (le nombre d'échantillons N_e).

2.5.1 Zéro-padding

Le zéro-padding consiste à rajouter des zéros à la fin du signal temporel obtenu afin d'augmenter le nombre de points de la transformée de Fourier. Ce facteur est une puissance de 2. La figure 2.42 expose le spectre de battement pour la comparaison des situations circuit-ouvert (CO) et court-circuit (CC). Cette méthode agit comme un interpolateur : elle permet d'obtenir plus de précision quant à la position des pics. Les échos relatifs à cette position s'en trouvent également modifiés.

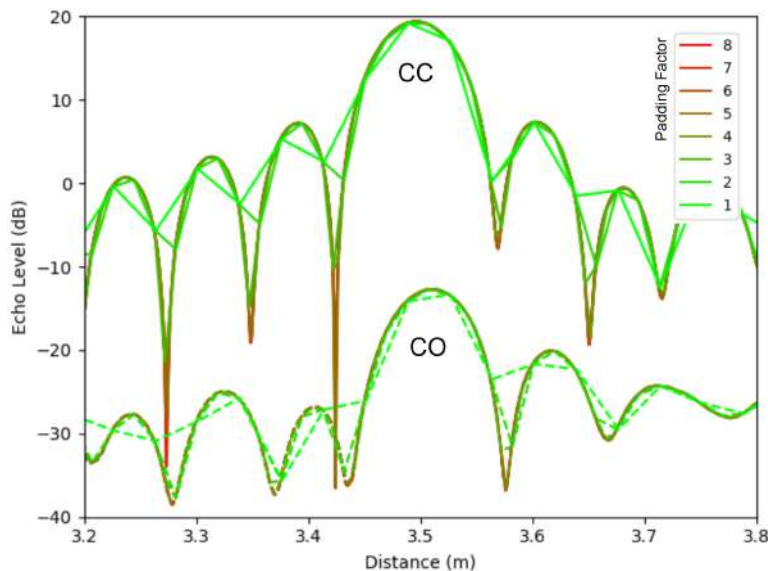


FIGURE 2.42 – Spectres de battement d'un capteur placé à 1m en configuration circuit ouvert (C-O) et court-circuit (CC), pour des facteurs de zéro-padding différents ($0, 2^1, 2^2, \dots, 2^8$).

Les capacités mémoires sont une limitation à ce type de traitement, surtout si ces calculs doivent être réalisés dans un système embarqué. Dans nos applications, ces opérations sont effectuées en post traitement. Ces limitations existent, mais pour des ordres de grandeur de zéro-padding plus grands. Nous montons ici jusqu'à un facteur de 2^8 , induisant des transformées de Fourier de taille $N = 262\,144$ (nombres complexes) pour chaque spectre de battement. Lors du traitement des données, cela correspond à allouer $N_{mesure} \times N \times 2$ nombres complexes (128 bits) dans la mémoire. Ici, chaque état du capteur demande 13Go de mémoire pour le traitement. Il est possible de réduire cette quantité de mémoire en changeant les types des données, en dégradant la précision : nous pouvons considérer les transformées sur des nombres complexes de 64 bits. Comme nous disposons d'une quantité limitée de mémoire, il est intéressant d'utiliser ces méthodes, en particulier pour observer rapidement les mesures.

La figure 2.43 montre l'influence du zéro-padding sur le calcul de l'estimateur positionnel $r_{e_{Max}}$. Nous observons ici une amélioration significative du coefficient de corrélation R^2 (NaN \rightarrow 0.97) lors de l'augmentation du facteur de zéro-padding.

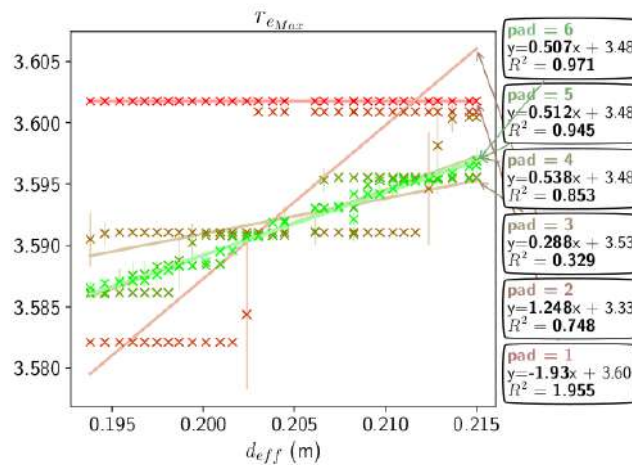


FIGURE 2.43 – Estimateur $r_{e_{Max}}$ pour plusieurs facteurs de padding. Le capteur interrogé est un déphaseur. d_{eff} représente la distance effective introduit par la phase (Ref. 2.9).

2.5.2 Fenêtrage

Le fenêtrage consiste à multiplier le signal temporel par une fonction bien choisie. Lors de la transformée de Fourier, ces fenêtres vont permettre d'extraire plus facilement les estimateurs du spectre de battement. Certaines fenêtres (Hamming, Blackman-Harris [81]) permettent de minimiser les lobes

secondaires au prix de l'augmentation de l'encombrement spectral du pic principal. Ces fenêtres sont utiles pour détecter des petits objets, mais sont inefficaces pour détecter 2 objets proches. D'autres fenêtres (rectangulaire, Harris[81]) à contrario, vont minimiser cet encombrement spectral, mais laisser les lobes secondaires. Elles seront donc plus performantes pour détecter des objets proches. Ces fenêtres sont illustrées sur la figure 2.44.

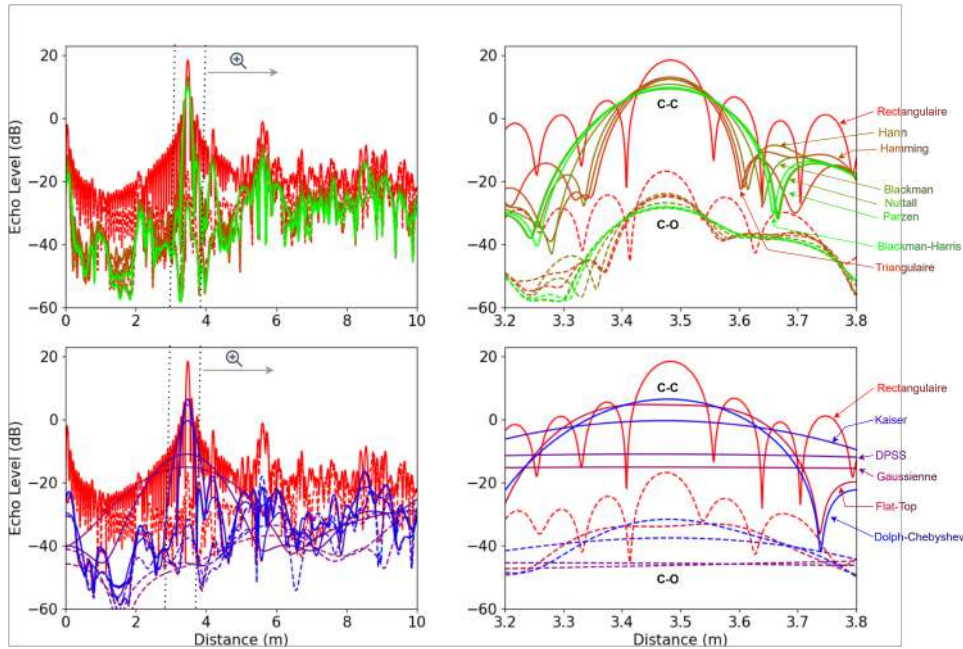


FIGURE 2.44 – Spectres de battement d'un capteur à ligne à retard en configuration C-O/C-C, placé à 1m du RADAR pour différents fenêtrages

Nous reprenons l'étude des capteurs de pression en ligne de vue directe (Section 2.3) en appliquant cette fois-ci les différents fenêtrages. L'estimateur e_{Max} est présenté sur la figure 2.45a, pour les fenêtrages présentés figure 2.44. Nous exposons également l'erreur relative pour ces différents fenêtrages (Figure 2.45b). Nous trouvons une légère amélioration de l'erreur relative par rapport au cas sans fenêtre (rectangulaire) pour les estimateurs de puissance : nous obtenons un maximum de 0.8% d'erreur relative avec la majorité des fenêtrages tandis que nous avons 1% sans en utiliser. Néanmoins, le traitement des données est facilité et permet d'identifier beaucoup plus facilement le capteur : le fenêtrage met en évidence plus facilement le mode d'antenne et atténue les lobes secondaires des sinus cardinaux. Nous utilisons donc ces fenêtrages afin de déterminer précisément la position du mode d'antenne.

Un autre avantage des fenêtrages est qu'elles ont des propriétés de continuité : certaines fonctions de fenêtrage (Hamming, Hann) lissent le début et la fin d'un signal temporel pour les rendre intégrables. Ainsi, elles empêchent des valeurs infinies dans le spectre de battement. Les valeurs infinies

arrivent généralement lorsque le RADAR a subi une saturation lors de la mesure (capteur trop proche du RADAR, gain d'antenne trop élevé, etc.) En revanche, elles sont mathématiquement compliquées à analyser et à intégrer dans le schéma système, et ne proposent pas les mêmes valeurs pour les estimateurs de puissance. C'est pourquoi nous préférons garder les analyses sans fenêtrage afin de conserver l'intégrité des signaux, et ainsi d'établir des liens explicables entre le capteur et l'interrogation RADAR .

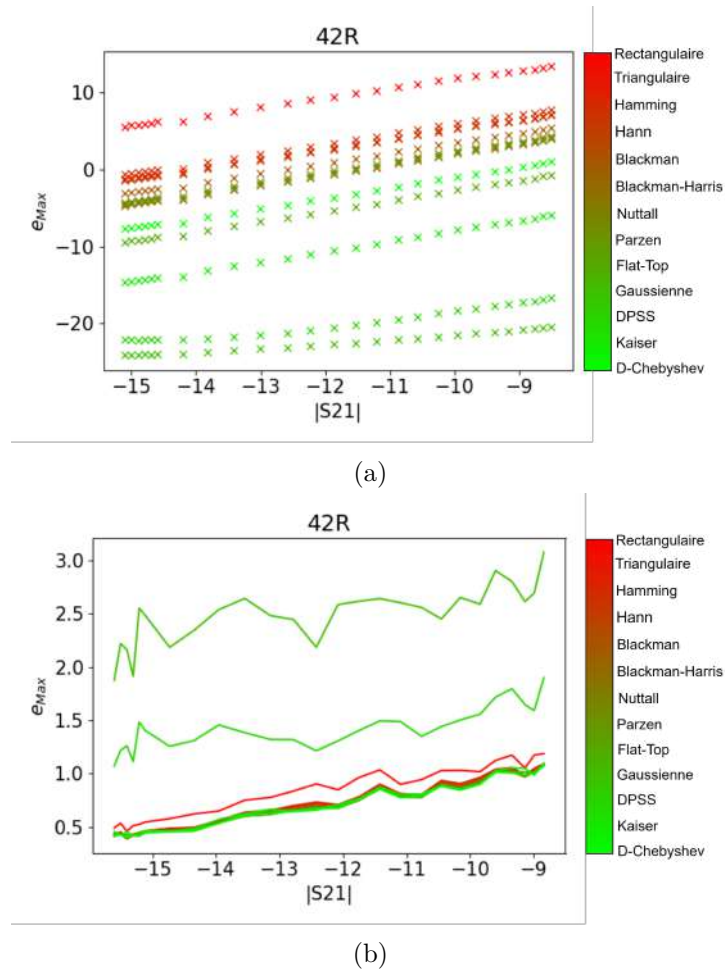


FIGURE 2.45 – Estimateur e_{Max} (dB) (a) et son erreur relative $\epsilon(\%)$ (b) pour différents fenêtrages, pour le capteur 42R

2.5.3 Augmentation de la distance d'interrogation en utilisant plusieurs bandes de modulation

Comme la bande de modulation peut être choisie, il est possible de réaliser plusieurs mesures du même environnement avec des bandes de modulation différentes. Ainsi, nous avons accès à plusieurs spectres de battement pour des résolutions spatiales ($\frac{c}{2B}$) différentes. Nous pensons que cette technique permettrait d'améliorer la résolution du RADAR en post traitement, mais, la résolution maximale reste celle de la bande de modulation la plus grande. Par exemple, les bandes plus faibles ne permettent pas de déterminer plus précisément la position du capteur. En revanche, il est possible de repérer les fausses détections positives. Par périodisation du spectre, un objet situé au-delà de la distance maximale visible sur le spectre de battement apparaîtra plus près (repliement de spectre). Ainsi, la position fausse d'un objet dans le spectre de battement peut être écartée si la mesure est effectuée avec une autre modulation (i.e. une résolution en profondeur différente). La figure 2.46 illustre ce propos.

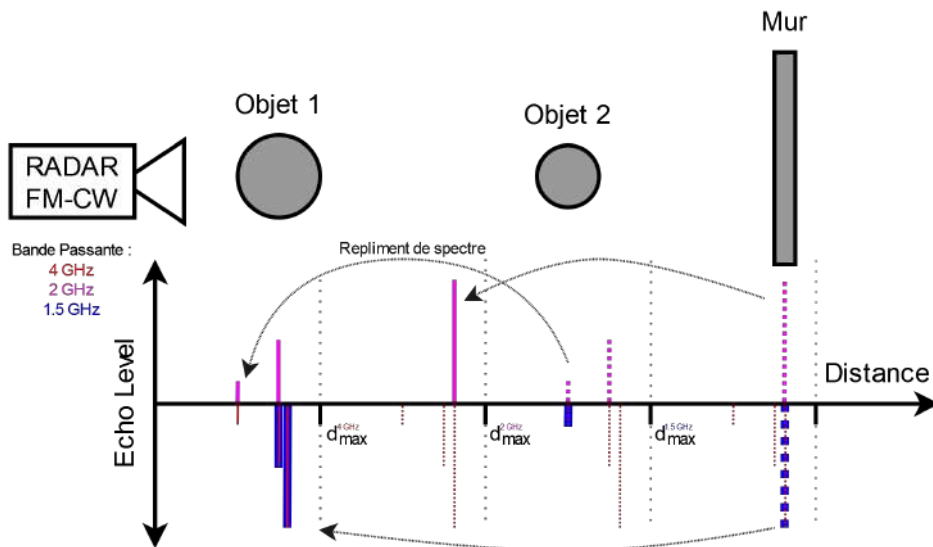


FIGURE 2.46 – Schéma explicatif de l'utilisation de la diversité de bandes de modulation pour retirer le repliement de spectre

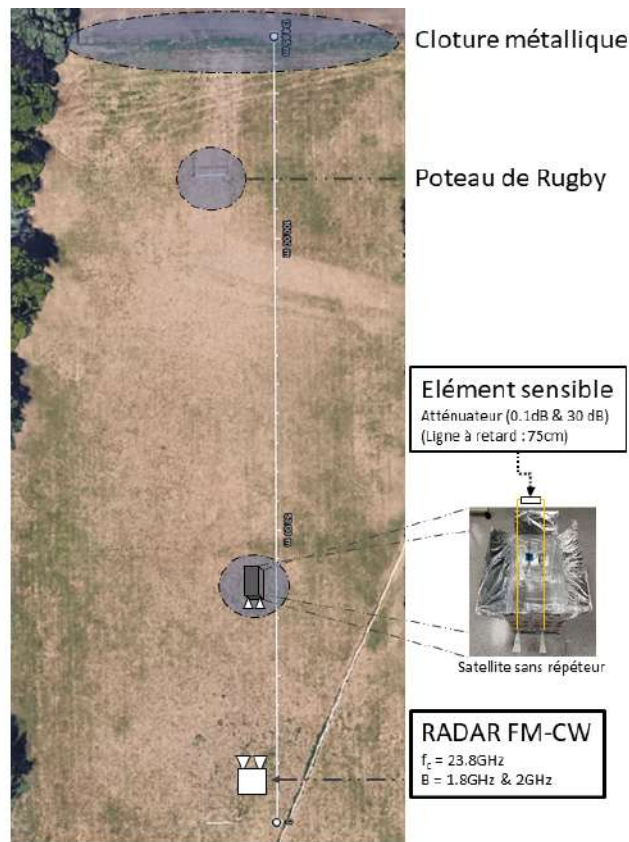
En pratique, nous réalisons l'expérimentation suivante : un satellite artisanal est placé sur un terrain de Rugby à 30 m du RADAR. Le capteur est placé à l'intérieur de celui-ci. Le RADAR est configuré pour effectuer une mesure avec 2 GHz de bande, puis avec 1.8GHz de bande. La distance maximale d'interrogation est ainsi de 77 m (2 GHz) et 85 m (1.8 GHz). Le RADAR est monté sur une plateforme rotative (Pan Tilt) qui permet d'effectuer un balayage mécanique. Ceci nous permet de mieux viser le capteur.

En revanche, les temps d'acquisition deviennent plus longs et ne permettent pas d'effectuer des mesures de répétition. Il n'a donc pas été possible d'effectuer des traitements statistiques pour améliorer la qualité des données. Le traitement des données est effectué avec une fenêtre de Hamming et du zéro-padding(2^8). La périodisation et la superposition des 2 spectres de battement, pour des bandes de modulation différentes, permettent d'effectuer cette distinction.

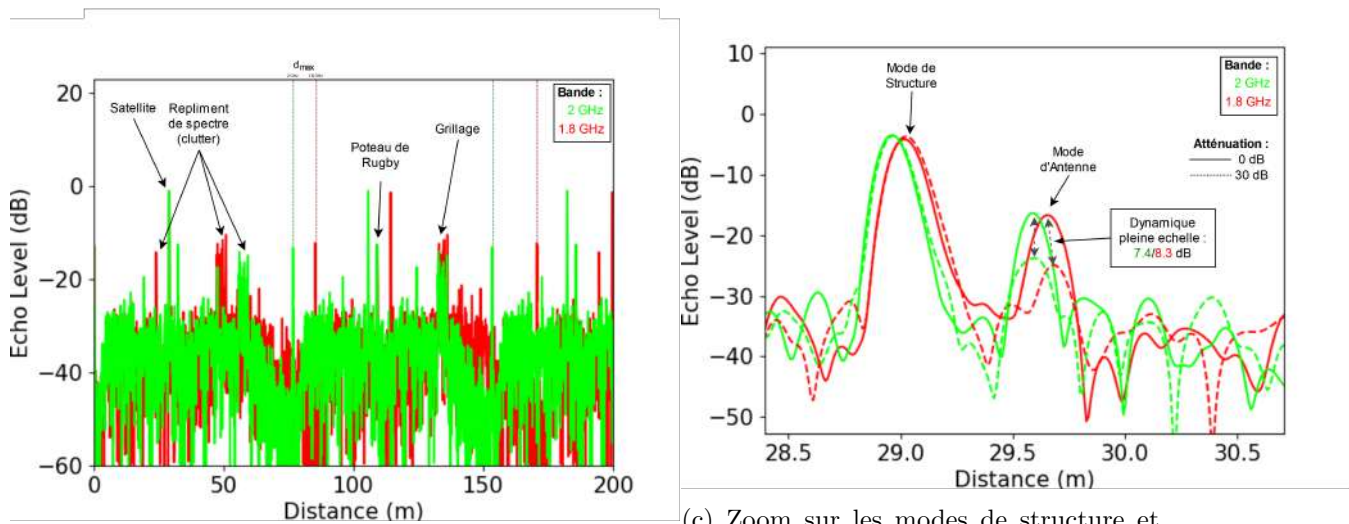
La combinaison des 2 spectres permet de détecter les objets lointains : ici, nous sommes capables de déterminer la position du grillage situé à 130m. Également, il est possible de retirer les échos de repliement que nous avons identifié comme étant des objets lointains et d'ainsi retirer le clutter. La diversité de modulation peut également apporter des informations supplémentaires si le capteur (l'élément sensible) dépendait de la fréquence d'interrogation. Les capteurs qui fonctionnent avec un déplacement de fréquence de coupure devraient ainsi pouvoir être interrogés plus efficacement en utilisant cette diversité de modulation. Plusieurs problèmes ont été rencontrés lors de la réalisation de cette expérimentation, qui n'a donc pas pu être menée jusqu'au maximum de son potentiel :

- Le contrôle de l'alignement RADAR-"satellite" à grande distance, avec du vent.
- La batterie limitée pour l'interrogateur, rendant les mesures longues impossibles.
- L'impossibilité technique d'installer les capteurs de pression tout en monitorant celle-ci en extérieur.

Toutefois, l'interrogation de 2 positions de l'atténuateur a pu être réalisée. Nous reportons ici une dynamique de 7.4 dB d'écho pour une modulation à 2 GHz (8.3 dB pour une modulation de 1.8 GHz). Les niveaux d'atténuation appliqués par l'élément sensible correspondent à 0dB et 30 dB.



(a) Schéma du setup d'interrogation



(b) Spectres de battement periodisés

(c) Zoom sur les modes de structure et d'antenne du capteur

FIGURE 2.47 – Interrogation d'un capteur embarqué dans un satellite artisanal sur un terrain de rugby avec plusieurs bandes de modulation pour réduire le clutter

2.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons montré comment réaliser la mesure à distance des capteurs passifs par le biais d'un RADAR FMCW. Nous avons démontré que l'utilisation de la cross-polarisation avec des capteurs dépolarisants apportait plus de précision et plus de dynamique sur les estimateurs. Nous avons également montré que plusieurs moyens d'analyse sont disponibles pour récupérer la grandeur physique dans le spectre de battement :

- Regarder les niveaux d'écho (e_{Max}, e_I, e_{IN}) donne une information sur l'amplitude du coefficient de transmission.
- Regarder la position du mode d'antenne (r_{eMax}) donne une information sur la phase du coefficient de transmission.
- Regarder la forme du mode d'antenne donne de l'information sur la forme des coefficients de transmission en fonction de la fréquence.

La comparaison avec la théorie montre que nous n'arrivons pas à trouver un lien unitaire entre la puissance rétrodiffusée théorique et les estimateurs d'écho (Equ. 1.56). En revanche, des corrélations existent, et sont identiquement trouvées entre les simulations utilisant ces modèles théoriques et les mesures. Les simulations peuvent servir à déterminer à l'avance quelle serait le profil de variation des estimateurs en fonction de la grandeur physique. Il existera un offset qui pourra être compensé en effectuant une mesure de calibration.

Nous avons également montré que cette méthode est pertinente pour interroger des capteurs placés dans des conditions difficiles d'accès. Il est ainsi possible d'interroger avec un répéteur passif des capteurs placés derrière un mur électrique ou enfermés dans une boîte métallique. Nous observons une perte de précision sur les mesures par rapport à l'interrogation en ligne de vue directe, mais les résultats montrent des dynamiques similaires. Les précisions passent d'un maximum de 1% d'erreur contre 10% avec l'utilisation d'un répéteur.

Il est également possible d'interroger plusieurs capteurs avec le même interrogateur, dans la mesure où les modes d'antenne sont suffisamment indépendants. Nous avons montré l'efficacité de cette méthode pour des environnements industriels contenant beaucoup d'éléments réfléchissant les ondes EM (tuyaux métalliques, salle de mesures) avec beaucoup de clutter. Cette interrogation montre également que même avec des éléments qui peuvent dépolariser l'onde rétrodiffusée présente dans la zone d'interrogation (angle de tube, multi-trajet sur les tuyaux), le clutter présent sur les images peut être traité et effacé.

L'utilisation de traitement de signal (zéro-padding et fenêtrage) permet d'améliorer considérablement la précision des estimateurs. Nous avons montré que le zéro-padding était nécessaire pour l'obtention des estimateurs positionnels (r_{eMax}). Également, nous avons suggéré que l'utilisation de plu-

sieurs bandes de modulation pouvait apporter énormément d'informations supplémentaires et ainsi permettre de retirer le clutter.

Nous cherchons maintenant à concevoir de nouveaux capteurs qui marcheraient efficacement avec cette méthode d'interrogation. Les capteurs précédents étaient bien dimensionnés pour ce genre d'application, mais pas dans le but de maximiser les performances d'interrogation sans fil. L'aspect capteur (dynamique, précision, répétabilité) était plus mis en avant, au détriment de l'interrogation RADAR. Les capteurs de pression utilisés ici sont en réalité des filtres à fréquence de coupure variable. La variation de l'amplitude des coefficients de transmission n'est qu'une conséquence de ce décalage en fréquence. En connaissant tout cela, le chapitre 3 montrera le design, la réalisation et l'interrogation d'un capteur en guide d'onde, agissant comme un atténuateur contrôlé par un canal micro-fluidique.

Synthèse de capteurs à rétrodiffusion

Contents

3.1	Introduction	120
3.2	Filtre guide d'onde reconfigurable par un canal micro-fluidique	121
3.2.1	Design et caractérisation	121
3.2.2	Fabrication : technologie additive	141
	SLM ("Selective Laser Melting")	142
	Impression en plastiques	143
3.3	Règle de design pour les capteurs interrogés avec un RADAR FMCW	145
3.3.1	Simulations et réponses de différents gabarits de filtres	145
	Influence de l'atténuation	146
	Influence du facteur de qualité	148
	Influence de la fréquence centrale	151
	Influence du facteur de l'ordre	153
	Borne des estimateurs	154
3.4	Conclusion	157

3.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous allons chercher à savoir comment fabriquer nos capteurs afin d'avoir le maximum de dynamique sur nos estimateurs. Nous avons montré dans les parties précédentes que la variation des paramètres S entraîne la variation des estimateurs. Notamment, pour les cas large bande, où les paramètres S ne dépendent pas de la fréquence :

- Les estimateurs de puissance rétrodiffusée : e_{Max} , e_I , e_{TOT} varient en fonction du module des paramètres S.
- Les estimateurs de position $r_{e_{Max}}$, r_{3dB} , r_{Min} varient en fonction de la phase des paramètres S.

Nous allons donc chercher dans un premier temps à réaliser un capteur large bande fonctionnant dans la bande RADAR. Celui-ci sera un guide d'ondes, avec lequel nous effectuerons la fonction capteur par le biais d'un canal micro-fluidique. Nous allons présenter sa conception, sa réalisation en technologie additive (impression 3D), sa caractérisation ainsi que les résultats de diverses interrogations à distance avec le RADAR. Nous montrerons ainsi la faisabilité d'utilisation de l'impression 3D métallique pour réaliser des éléments compatibles avec la bande de fréquence millimétrique.

Dans un deuxième temps, nous étudierons à l'aide de simulations théoriques des gabarits de filtres passe-bande afin de déterminer quelle sera la meilleure configuration possible pour réaliser les capteurs passifs. Nous souhaitons par cette étude répondre à la question : faut-il une bande large ou une bande étroite pour nos capteurs ? Ensuite, nous exposerons une tentative de traitement des signaux à l'aide d'un réseau de neurones.

Ceci nous permettra de déterminer quelle est la meilleure stratégie à adopter pour fabriquer des capteurs interrogeables à distance avec un RADAR FMCW.

3.2 Filtre guide d'onde reconfigurable par un canal micro-fluidique

3.2.1 Design et caractérisation

L'idée principale ici est de réaliser un capteur dont la bande de fonctionnement fréquentielle correspond à la bande maximale du RADAR. Nous cherchons à avoir un maximum de bande passante, ce qui permettra avec le RADAR d'obtenir la résolution en distance la plus petite possible. Dans ce design, nous allons choisir de maximiser l'estimateur e_{max} (maximum d'écho à la position du capteur - 1.3.4). Il sera montré dans la partie 3.2.2 qu'il est possible de faire d'autres choix de design pour maximiser d'autres estimateurs (e_{Δ} , $r_{e_{Max}}$).

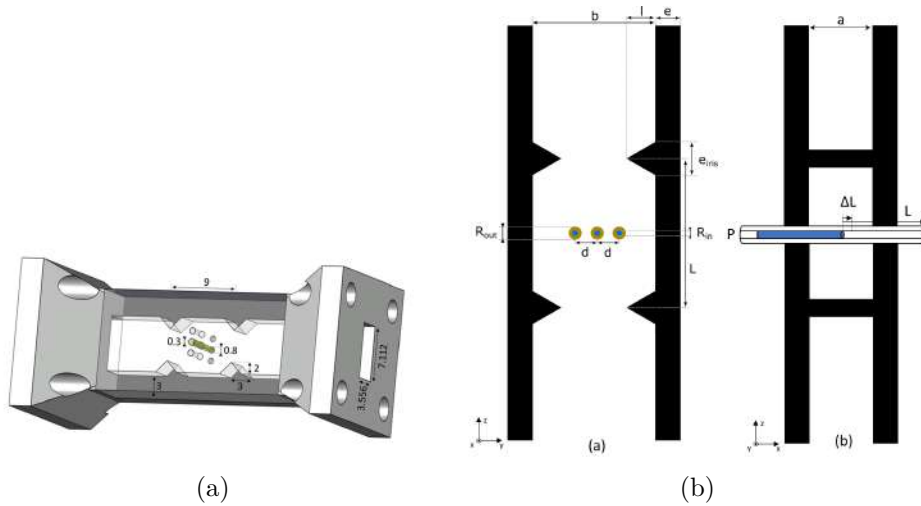


FIGURE 3.1 – Structure 3D du filtre en guide d'ondes (a) et schéma en coupe xy (b). Les dimensions sont exprimées en mm. L'épaisseur du guide est de 3mm

Principe de fonctionnement du capteur

Nous cherchons ici à utiliser la technologie additive [82] qui présente de bonnes performances et un bon avancement technologique pour la fabrication d'objets aux dimensions millimétriques (Section 3.2.2). Cette technologie nous permet d'imprimer directement du métal et ainsi de fabriquer des guides d'ondes[83, 84] sur lesquels il sera possible d'ajouter des éléments parasites pour effectuer des fonctions de filtrage[85]. Nous cherchons à générer une interaction entre une onde électromagnétique traversant le guide et un tuyau micro-fluidique dont le fluide à l'intérieur serait capable de bouger.

La matrice $[S]$ de notre guide d'ondes va alors dépendre de la position du liquide dans le tube : nous avons ainsi un capteur de position. Dans la littérature, il existe des switches en guide d'ondes contrôlés par de la microfluidique [86]. Nous souhaitons pousser l'idée plus loin en essayant d'estimer la position du fluide dans le guide. Dans la figure 3.2, nous simulons le champ EM à l'intérieur d'un guide d'ondes rectangulaire avec un tube de Téflon (PTFE) placé au centre de celui-ci. Ce tube se remplit progressivement d'eau et nous observons une différence du coefficient de transmission de ≈ 30 dB en simulation (Figure 3.7). Dans un scénario simplifié étudié au départ, avec l'eau considérée comme un conducteur parfait, nous avons observé, dans la simulation, un changement de la fréquence de résonance (voir Figure 3.3).

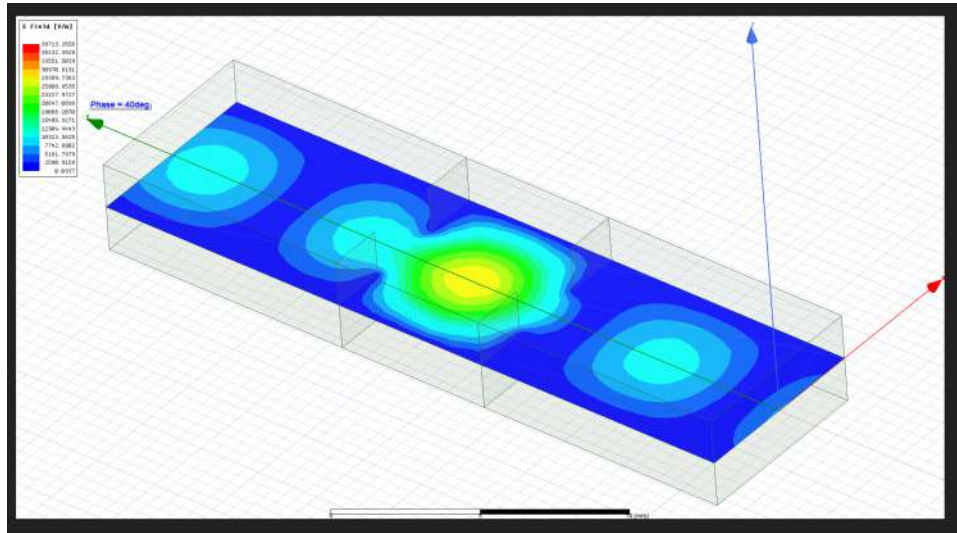


FIGURE 3.2 – Amplitude du champ E à l'intérieur d'un guide d'ondes avec un pôle micro-fluidique au centre. Le tube de Téflon a pour diamètre intérieur-extérieur = 0.3mm - 0.8mm. Le guide d'onde a pour dimensions 7.556mmx3.112mm. Les iris sont espacé de 6 mm. La fréquence d'étude est de 25 GHz.

Le Téflon présente une faible permittivité ($\epsilon_r \approx 2$), ce qui le rend invisible vis-à-vis du champ incident (en espace libre). Celui-ci est également transparent optiquement. Nous pourrions ainsi observer la position du liquide lors des manipulations. L'eau possède une forte permittivité ($\epsilon_r \approx 40$) et des pertes diélectriques importantes ($\tan \delta \approx 1$) dans la bande de fréquence Ka [87]. Ces caractéristiques sont semblables à celles d'un conducteur à pertes dans la mesure où la forte permittivité impose des conditions aux limites pour le champ EM similaires à celles d'un conducteur parfait. Ainsi, à ces fréquences-ci, l'eau pourrait être comparée à du métal. C'est donc un bon candidat pour interagir avec le champ électromagnétique.

L'eau a pour objectif à terme d'être remplacée par du métal liquide

(Galinstan)[88] qui présente des paramètres plus intéressants pour réaliser un capteur (viscosité faible, faible tension de surface, dilatation thermique, ...). Le Galinstan impose des contraintes techniques importantes au niveau de la fabrication des capteurs. Ce métal liquide s'oxyde facilement et doit être manipulé sous atmosphère neutre. Il est nécessaire de fabriquer le capteur dans une boîte à gants. Il a également un pouvoir mouillant très fort : il peut tacher du verre. Il faut donc traiter au préalable les tubes afin que le Galinstan ne reste pas accroché aux parois de celui-ci. Il faut être extrêmement précautionneux avec ce liquide.

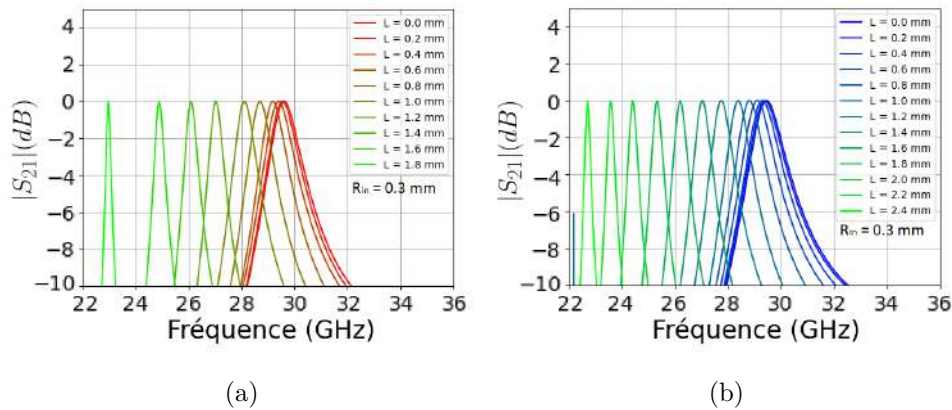


FIGURE 3.3 – Paramètres S du guide d'ondes simulés sans iris pour plusieurs niveaux de liquide à l'intérieur de la cavité. (a) PEC (b) Eau sans perte ($\tan \delta = 0$).

Plusieurs choses sont à observer sur ces premières simulations :

- Le tube de Téflon ne perturbe pas les coefficients de transmission (ni de réflexion).
- L'eau sans perte diélectrique ($\epsilon_r \approx 40$ et $\tan \delta \approx 0$) donne un déplacement total de la fréquence de coupure de 7 GHz.
- Si l'eau est considérée comme un métal parfait (PEC), le déplacement de la fréquence de coupure est également de 7 GHz, mais plus rapide.
- L'eau avec les paramètres $\epsilon_r \approx 40$ et $\tan \delta \approx 1$ donne ≈ 30 dB de dynamique sur le S_{21} , ainsi qu'un déplacement total de la fréquence de coupure de 1 GHz.
- La présence de liquide dans le tube modifie également le coefficient de réflexion (désadaptation).

Nous souhaitons également ajouter une fonction de filtrage à notre guide d'ondes afin que la bande passante de celui-ci corresponde à celle utilisée par le RADAR ($[22.8 - 24.8]GHz$). Par la suite, la maîtrise de la réalisation de ces filtres pourra permettre de les cascader. Ainsi, nous pourrions imaginer

des capteurs à multiples paramètres dont chaque cellule de guide d'ondes serait un filtre reconfigurable.

Comme nous étudions en simulation l'impact des choix de paramètres S de l'élément sensible sur la réponse RADAR du capteur (Section 3.3.1), l'étude et la fabrication de ces filtres nous permettront d'effectuer des mesures réelles. Il est donc important d'acquérir le savoir-faire pour les réaliser afin d'assurer des résultats intéressants lors des mesures. Fabriquer un guide dont la réponse fréquentielle serait reconfigurable par la micro-fluidique nous donnerait les outils pour consolider ces théories. Des essais de fabrication ont été réalisés de façon "lowcost" mais ils n'ont pas montré de performances satisfaisantes. (3.2.2).

Design du filtre

Les contraintes de design sont les suivantes :

- Bande passante de 2 GHz (22.8 - 24.8 GHz).
- Fabrication additive : contrainte sur la forme du guide lors de l'impression.
- Le tube micro-fluidique ne doit pas perturber le capteur.
- Le liquide doit avoir une forte interaction avec le champ présent dans le guide.

Nous allons utiliser un format de guide d'ondes standard afin de pouvoir y ajouter des connecteurs du commerce (transition Coax-Guide D'onde [89]). Ce format est le WR-28 qui correspond à des dimensions (7.112x3.556 mm). Le gabarit du filtre et son schéma équivalent sont présentés figure 3.4. Nous souhaitons réaliser une cavité avec des iris inductifs. Ceux-ci se comportent comme des bobines dont l'inductance est calculable en utilisant les schémas équivalents [90] : Equ. (3.1). Schématiquement, le filtre est donc résumé par une cellule unique de type Π comportant des bobines (représentant les iris) et des lignes de transmission (représentant le guide). Dans un premier temps, les valeurs théoriques des paramètres électriques (L_{iris}, L_2 - Figure 3.4) sont déterminées par le calcul en utilisant la synthèse de filtre de Butterworth. Les valeurs théoriques seront ensuite utilisées pour concevoir le guide en CAO qui sera ensuite testé dans un solveur électromagnétique (HFSS). Ces valeurs seront ensuite modifiées pour optimiser les performances en simulation.

$$L_{iris} = \frac{1}{2} \frac{\mu_0}{\sum_n \sqrt{[(2n+1)\frac{\pi}{a}]^2 - k_0^2}} \cdot \left[\frac{\cos(\frac{(2n+1)\cdot\pi w}{2a})}{\cos \frac{\pi w}{2a}} \cdot \frac{1 - (\frac{w}{a})^2}{1 - [(2n+1)\frac{w}{a}]^2} \right]^2 \quad (3.1)$$

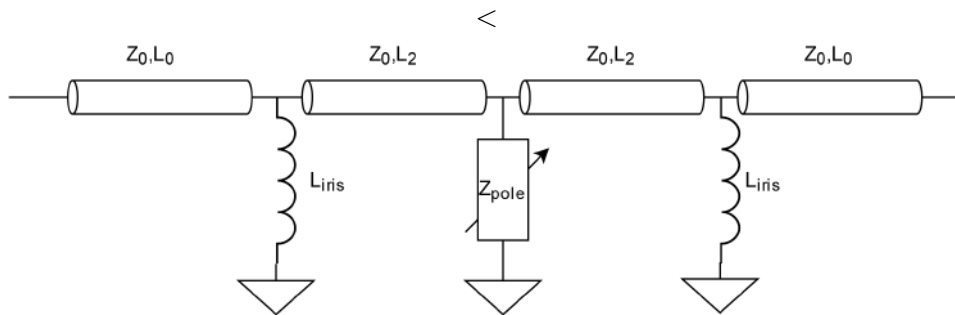


FIGURE 3.4 – Schéma équivalent du filtre guide d'ondes.

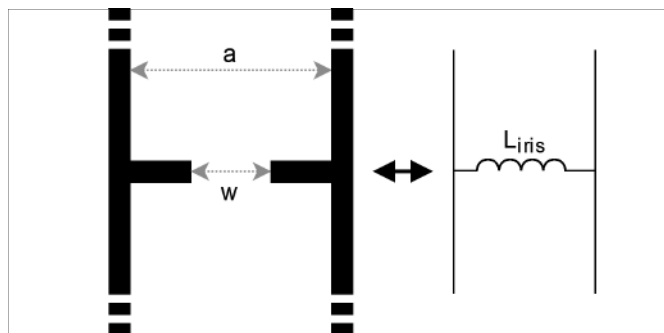


FIGURE 3.5 – Iris inductif dans un guide d'ondes ramené à un quadripôle

Pour insérer le tube dans le guide d'ondes, il est nécessaire de faire un trou qui va ajouter un élément parasite à celui-ci. Nous nous sommes donc assurés que le champ n'a pas la possibilité de fuir par ces trous si leurs diamètres sont suffisamment petits. En effet, ce trou revient à traiter une transition d'un guide rectangulaire vers un guide circulaire. La fréquence du premier mode propagatif dans un guide circulaire est exposée sur la figure 3.6 et montre que si nous gardons un trou d'un diamètre inférieur à 3.5 mm, alors il n'y aura pas de mode propagatif par ce trou. En revanche, des modes évanescents seront présents, et peuvent influencer les paramètres de transmissions du filtre.

Nous choisissons de travailler avec le plus petit tube disponible sur le marché. Celui-ci mesure 0.3mm de diamètre intérieur pour 0.8mm de diamètre extérieur. Nous faisons le choix de positionner 3 trous sur le guide d'ondes centrés sur la cavité. Ce choix est fait pour plusieurs raisons :

- Nous voulons observer des petites variations pour avoir une grande précision sur la mesure du capteur.
- Les premières simulations avec un liquide parfaitement conducteur montrent une dynamique pleine échelle de 20dB (S_{21}).
- Si cette dynamique n'est pas au rendez-vous lors de la mesure, il sera possible d'aller plus loin en utilisant les 2 autres trous adjacents, tout en gardant les petites variations.
- Le centre de la cavité est la zone où le champ EM est le plus intense.
- La fabrication additive ne supporte pas de gros trous dans la structure.

Nous espérons observer la dynamique pleine échelle de 20 dB, qui correspond à celle du RADAR pour l'estimateur e_{Max} .

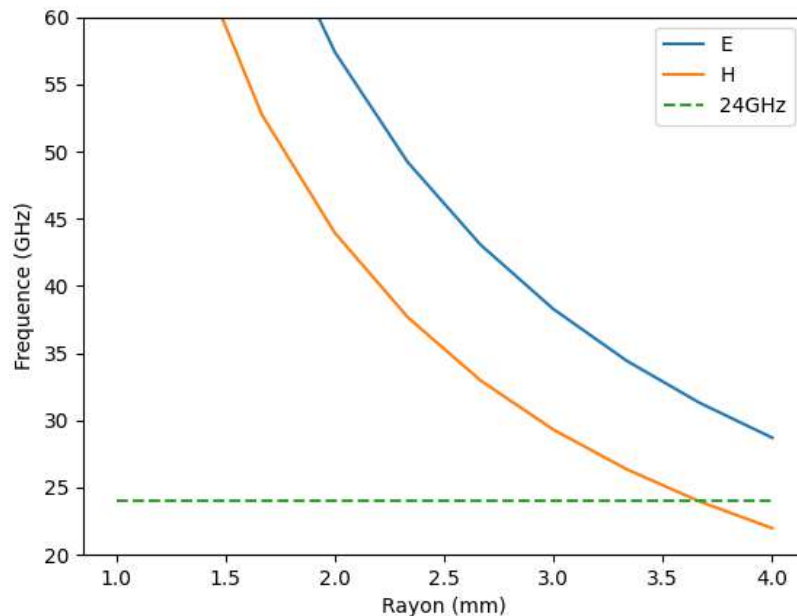


FIGURE 3.6 – Fréquences des premiers modes propagatifs (TE, TM) dans un guide d'ondes circulaire en fonction du rayon du guide.

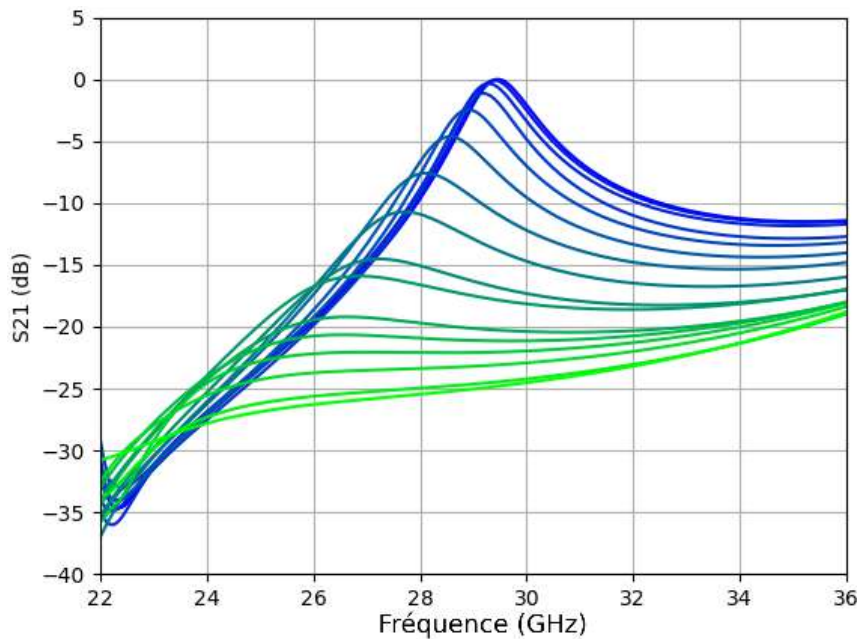


FIGURE 3.7 – Paramètres S du guide d'ondes simulés pour plusieurs niveaux d'eau à l'intérieur de la cavité. L'eau est considérée avec ses pertes diélectriques : $\epsilon_r \approx 40$ et $\tan \delta \approx 1$. Le rayon intérieur du tube est de 0.3 mm. Les niveaux d'eau sont montré par le gradient de couleur : vert pour le tube rempli, bleu pour le tube vide

Afin de pouvoir réaliser le guide avec de la fabrication additive nous avons choisi d'utiliser des iris triangulaires. Ce choix est détaillé dans la section discutant la fabrication additive (Section 3.2.2). Ce rajout d'épaisseur modifie légèrement les propriétés de l'iris et donc les propriétés du filtre. Il est donc nécessaire d'ajuster les paramètres afin d'obtenir le bon gabarit de filtrage. La figure 3.1 montre la forme finale du filtre ainsi que les dimensions de celui-ci. La simulation du guide seul avec ses iris montre que nous espérons obtenir 0.75 GHz de bande passante (Figure 3.7). Les paramètres de diffusions complets sont donnés sur la figure 3.9. La comparaison avec la simulation est faite sur le coefficient de réflexion (S11). Elle est exposée sur la figure 3.8 et montre que nous obtenons une plus grande bande passante en mesure. Nous suspectons ici un décalage entre les connecteurs et le guide lors de l'assemblage de ceux-ci.

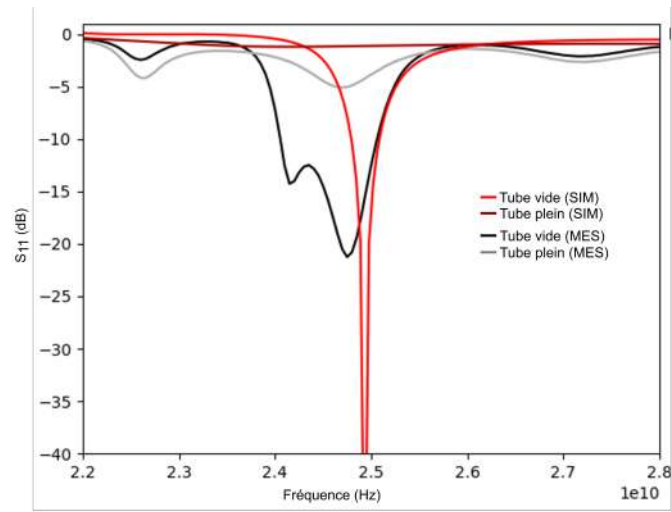


FIGURE 3.8 – Simulation et mesure du $|S_{11}|$ à vide et avec le tube de Téflon rempli d'eau.

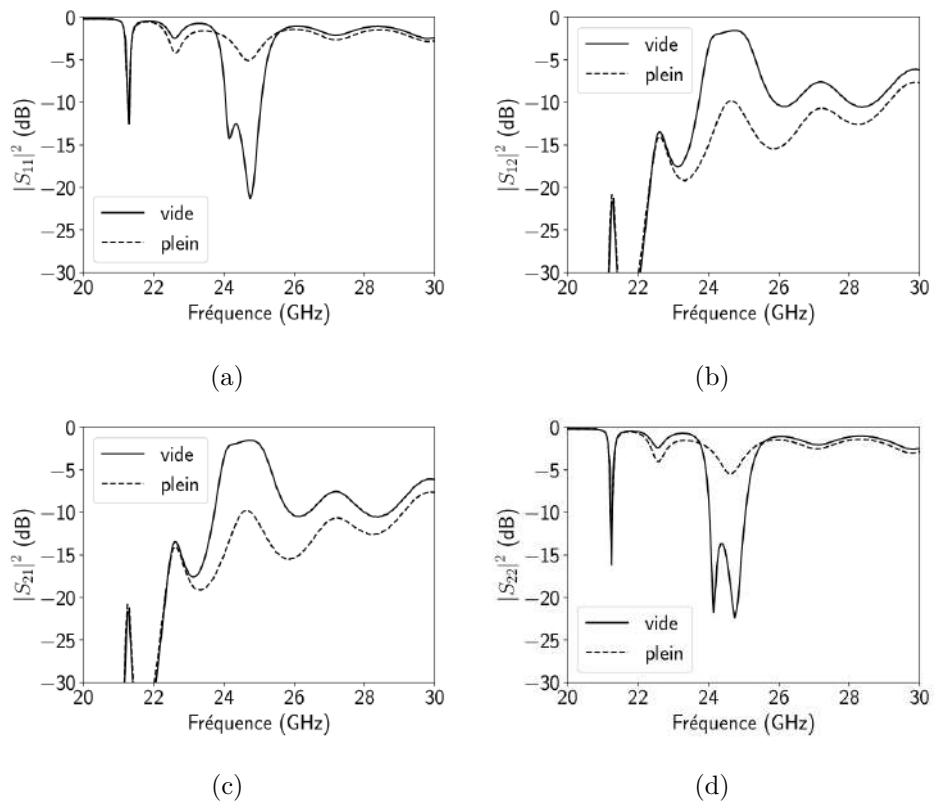


FIGURE 3.9 – Mesure des paramètres de diffusions avec le tube de Téflon vide (trait plein), et avec le tube de Téflon rempli d'eau (pointillés).

Capteur de pression

Nous allons fabriquer un capteur de pression grâce au capteur de position réalisé précédemment. Pour ce faire, considérons un tube de Téflon cylindrique, de rayon R , rempli d'eau d'un côté et ouvert à pression atmosphérique (P_0) de l'autre côté. Laissons une longueur L_0 d'air et fermons le tube. Ensuite, de l'autre côté, appliquons au contact de l'eau une pression P . Le schéma 3.10 représente la situation initiale du capteur (L_0, P_0) en (a), et la situation pour une pression quelconque (L, P) en (b). Le volume d'air piégé à l'intérieur de la cavité est donné par $V = \pi R^2 L$.

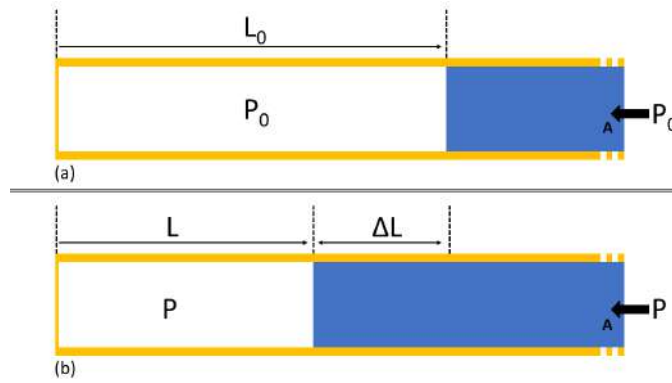


FIGURE 3.10 – Schéma du capteur de pression ($P > P_0$).

Par équilibre des pressions dans un liquide, nous retrouvons la pression P au point A, au point égal à celle de la cavité d'air (nous considérerons que le liquide n'est pas soumis à des pertes de charge). Ainsi, en appliquant la loi des gaz parfaits à l'intérieur de la cavité d'air, nous avons :

$$\begin{aligned}
 P \cdot V &= n \cdot R \cdot T = P_0 \cdot V_0 \\
 P \cdot \pi R^2 \cdot L &= P_0 \cdot \pi R^2 \cdot L_0 \\
 L &= \frac{P_0}{P} \cdot L_0
 \end{aligned} \tag{3.2}$$

avec n, R, T supposés constants, $P = P_0 + \Delta P$ et $L = L_0 + \Delta L$, ce qui donne comme autre formulation :

$$\begin{aligned}
 L_0 + \Delta L &= \frac{P_0}{P_0 + \Delta P} \cdot L_0 \\
 \Delta L &= \frac{-\Delta P}{P_0 + \Delta P} \cdot L_0
 \end{aligned} \tag{3.3}$$

Pour concevoir notre capteur, nous avons donc besoin de fixer P_0 et L_0 . Le choix de ces 2 paramètres permet de définir la dynamique et la précision d'entrée de notre capteur. Nous disposons de plusieurs appareils de contrôle de pression Fluidgents pour gérer les canaux micro-fluidiques. Ces appareils

sont capables de générer des surpressions de 0 à 69mBar, 256mbar et 1bar. Chacun des appareils divise sa bande de pression en 1024 points.

Nous cherchons à avoir une variation de longueur correspondant à la hauteur du guide (parois incluses) afin d'avoir des repères lors des mesures. Cela correspond à une variation totale de 10 mm. En prenant P_0 à la pression atmosphérique et le contrôleur 0-1bar, il suffit donc de fixer L_0 à 20mm.

En pratique, nous utilisons de l'eau colorée pour l'observer au travers des tuyaux. La première difficulté rencontrée dans ce montage est les bulles d'air présentes dans le tube. Si le mouvement du fluide à l'intérieur de celui-ci est trop rapide, alors une bulle d'air se forme au bord du ménisque. C'est un véritable problème, car c'est ce ménisque qui indique la position du fluide dans le tuyau. Pour pallier cela, un système de seringue et de tubes avec un tampon d'air pour amortir les à-coups de pression a été mis en place. Un pousse seringue a également été fabriqué en 3D pour avoir plus de contrôle sur le mouvement de celle-ci. Ce tampon d'air amène une seconde difficulté : lors de la connexion au contrôleur de pression, nous observons des phénomènes d'hystérésis très prononcés si la quantité de gaz tampon est trop grande. Il est donc important que la cavité tampon soit quasiment vide lors de cette connexion.

La solution a été de couper le tube au niveau du gaz tampon après génération de la bonne longueur d'air. Ce tube est ainsi connecté au plus proche du contrôleur de pression. Le process suivant donne les étapes à suivre afin de fabriquer le capteur sans encombre.

- Préparer le tube de Téflon. Il ne doit être ni trop grand, ni trop court ($\approx 6 \times L_0$).
- Placer le tube au travers du guide.
- Remplir une seringue avec une moitié d'air et l'autre moitié en eau (Gaz tampon).
- Connecter le tube à la seringue avec les adaptations de tuyaux (attention au bulles).
- Pousser doucement la seringue. Une fois que le liquide est dans le tube de Téflon, vérifier qu'il n'y a pas de bulle d'air.
- Ajuster grossièrement la position du liquide dans le tube afin d'obtenir un peu plus que la longueur voulue L_0 en bougeant doucement la seringue.
- Ajuster la position finement en coupant l'autre extrémité du tube.
- Fermer le tube de l'autre côté (colle chaude).
- Vérifier le bon fonctionnement du tube en appliquant une plus forte pression sur la seringue. Le fluide devrait bouger lentement.

Caractérisation du guide imprimé en métal

Pour caractériser ce guide en fonction de la position du liquide, nous utilisons une plateforme de banc optique qui nous permet de bouger précisément le tuyau à l'intérieur du guide (Figure 3.11). Comme le guide n'est pas transparent et de petites dimensions (10mm de hauteur), il est compliqué d'estimer avec une grande précision la position du liquide dans le tube. Grâce à cette plateforme, nous savons précisément où est l'interface air-eau (ménisque) à l'intérieur du guide. Les résultats de mesures au VNA sont proposés figure 3.12.



FIGURE 3.11 – Plateforme de micro-positionnement et son guide d'onde sous test.

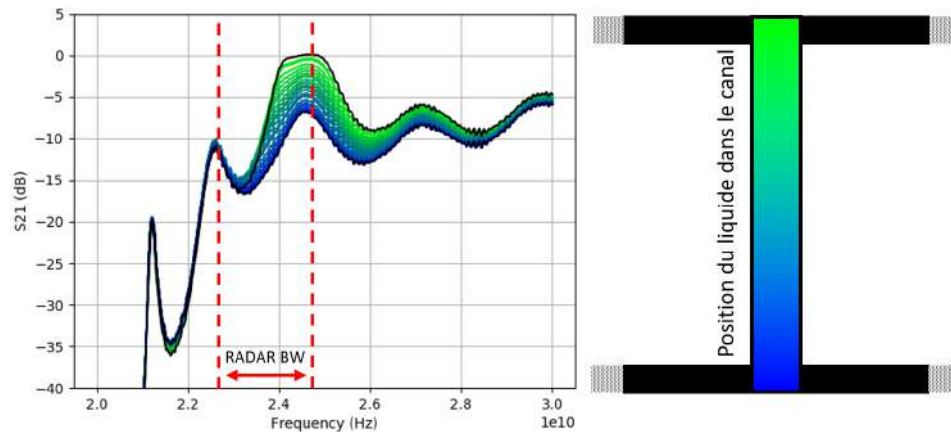


FIGURE 3.12 – Paramètres de transmission mesurés (S_{21}) en fonction de la position du liquide dans le tube.

Nous observons plusieurs choses :

- La bande est plus large que dans les simulations. Nous trouvons ici 1.5 GHz de bande contre 0.8 GHz prévue en simulation.
- Les paramètres de transmission varient alors que le liquide bouge dans la paroi du guide inférieur.
- La variation totale des paramètres S_{21} est moyennement de 7.2 dB. La médiane de ces paramètres présente une non bijectivité mais une dynamique un peu plus grande (8.5dB). (Figure 3.13)
- La présence du tube de Téflon vide ne perturbe pas le comportement du guide à vide.

La largeur de bande plus grande que prévue s'explique par une désadaptation d'impédance lors de la pose des connecteurs sur le guide. En effet, il existe une erreur de positionnement des flanges (supports des connecteurs) amenant un décalage entre la transition et le guide imprimé. Ceci ramène un élément parasite qui change ainsi le comportement fréquentiel du guide. Néanmoins, ceci nous arrange, car nous avons plus de bande et celle-ci reste dans la bande de modulation du RADAR.

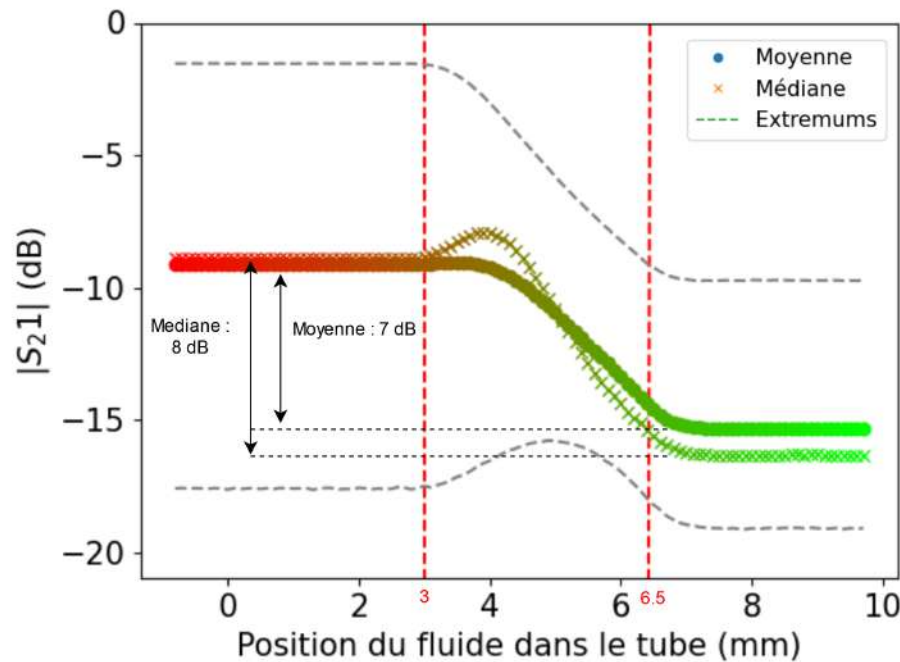


FIGURE 3.13 – Statistique des paramètres de transmission dans la bande RADAR (S_{21}) en fonction de la position du liquide dans le tube. Les traits rouge correspondent au parois internes du guides

La figure 3.13 montre les paramètres de transmission pour un seul tube utilisé. Également, nous observons une variation des paramètres S lorsque le liquide pénètre dans la deuxième paroi du guide. Ceci est supposé être dû à un mode coaxial propagatif qui est généré le long du tube. Le liquide se comporte comme l'âme centrale du câble, le Téflon comme le diélectrique et la paroi du guide comme le blindage. Cette théorie se confirme en simulation. Le champ E au niveau de cette deuxième paroi est exposé sur la figure 3.14. Nous y retrouvons des lignes de champ centrées sur le centre du tube, se dirigeant vers les parois du guide, ce qui est caractéristique d'un câble coaxial.

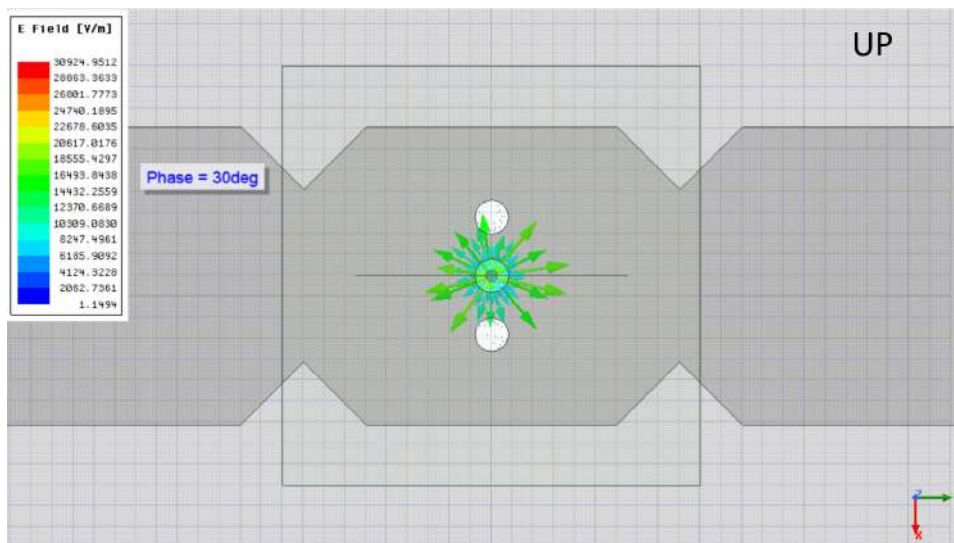


FIGURE 3.14 – Champ électrique E sur le plan yz montrant la présence d'un mode TEM propagatif lorsque le liquide pénètre dans la paroi inférieure.

Interrogation RADAR du capteur de pression micro-fluidique

Nous proposons ici d'interroger ce capteur en utilisant la méthode d'interrogation décrite dans les 2 chapitres précédents. L'expérience est illustrée par la figure 3.15. Le RADAR est ici configuré pour fonctionner avec une bande de modulation montante de 2 GHz, une fréquence centrale de 23.8 GHz, un temps de montée de 20 ms et une puissance de 20 dBm. Les antennes utilisées pour le RADAR sont : une antenne lentille polarisée verticalement qui possède un gain de 30 dBi en transmission (Tx), et 2 antennes cornet (Gain = 20 dBi) placées en polarisation verticale pour récupérer le signal de co-polarisation, et horizontalement pour le signal de cross-polarisation. Le capteur possède également des antennes cornet dans les 2 polarisations. La ligne à retard mesure ici 1.5 m (électriquement). Le capteur est placé à une distance de 3m du RADAR. La pression appliquée au capteur est contrôlée par un Fludgent capable d'appliquer des surpressions allant de 0 à 1 bar. Le RADAR est monté sur une plateforme rotative (Pan Tilt) qui nous permet de maîtriser l'alignement des antennes. Les spectres de battements relatifs à cette interrogation sont exposées sur la figure 3.16.

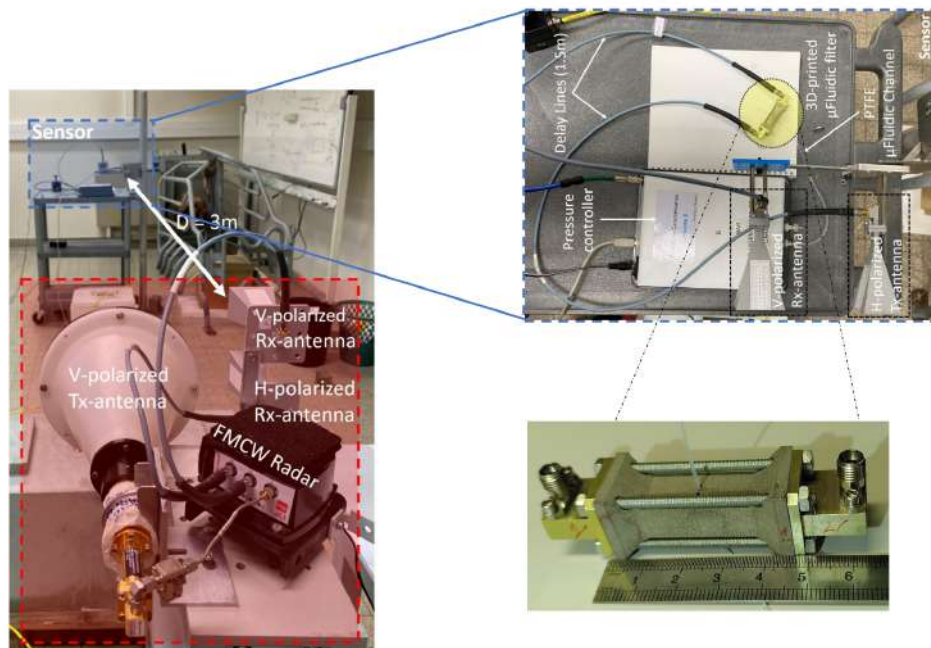


FIGURE 3.15 – Setup expérimental pour l'interrogation du capteur de pression micro-fluidique.

L'extraction des estimateurs e_{Max} , e_I et $r_{e_{Max}}$ (Figure 3.17) nous donne des dynamiques de 8 dB, 13 dB et 30 mm associées à des erreurs relatives maximales de 1.5, 2.5 et 3.5 % (Figure 3.17). La dynamique en pression est de 0.2 bar. Nous montrons ici la possibilité d'obtenir une pression à distance via cette méthode. Ce capteur présente l'avantage d'être entièrement reconfigurable afin d'ajuster la dynamique d'entrée. Si nous choisissons des longueurs différentes pour la quantité d'air dans le tube, nous aurons évidemment une dynamique en pression différente.

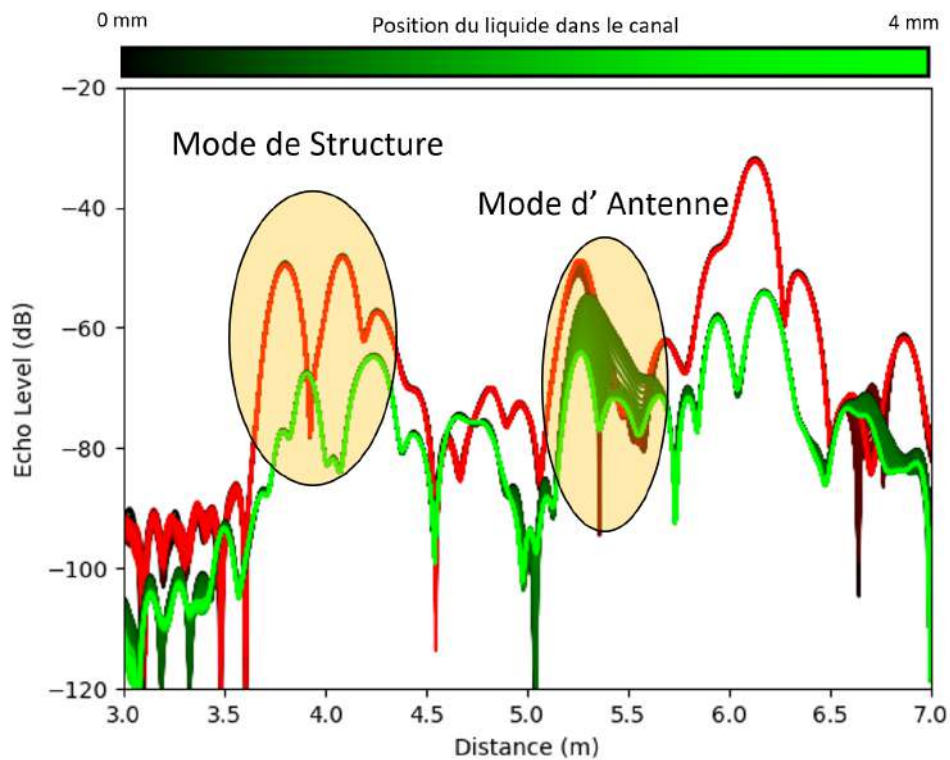


FIGURE 3.16 – Spectre de battement en cross-polarisation (vert) et co-polarisation (rouge) pour une variation de position du liquide de 4mm dans le capteur. Le capteur est situé à 3m du RADAR.

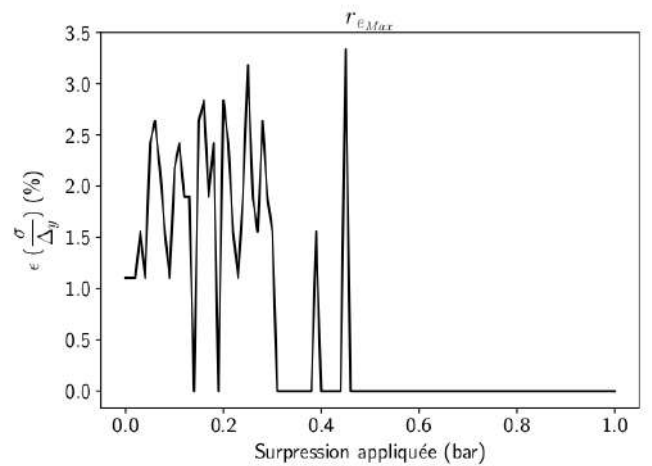
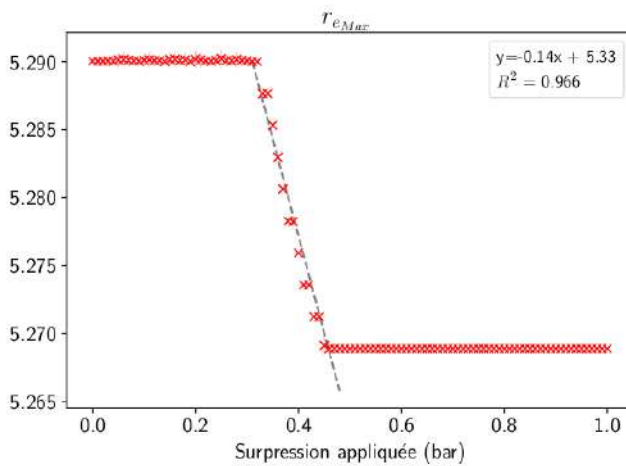
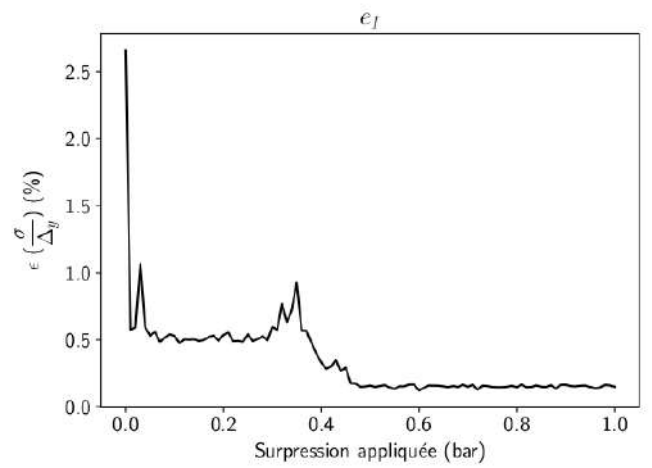
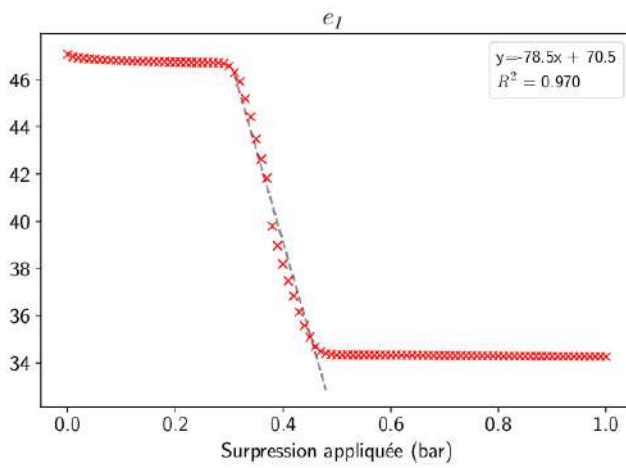
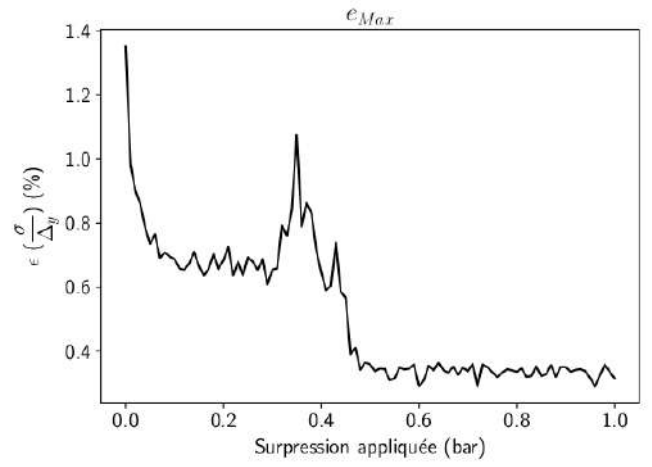
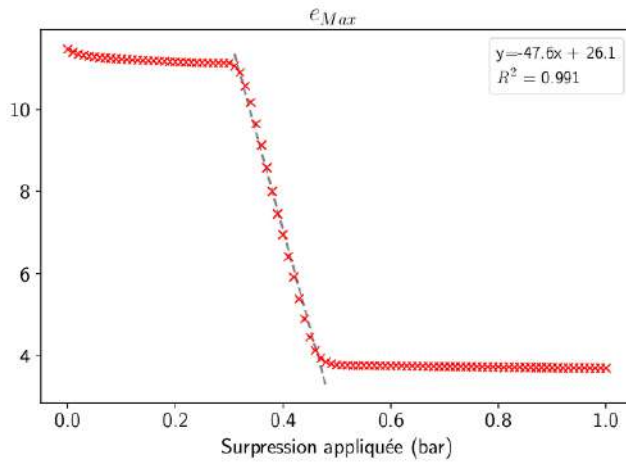


FIGURE 3.17 – Estimateur et erreur relative associée pour e_{Max} (a-b), e_I (c-d) et $r_{e_{Max}}$ (e-f) en fonction de la surpression appliquée.

Interrogation RADAR sur de grandes distances en environnement intérieur

Nous proposons maintenant de changer d'environnement. Nous nous plaçons à présent dans un sous-sol du laboratoire. Cette zone présente des poteaux en béton équidistants (Figure 3.18). Nous proposons ici de réaliser des mesures en faisant varier la distance d'interrogation du capteur.

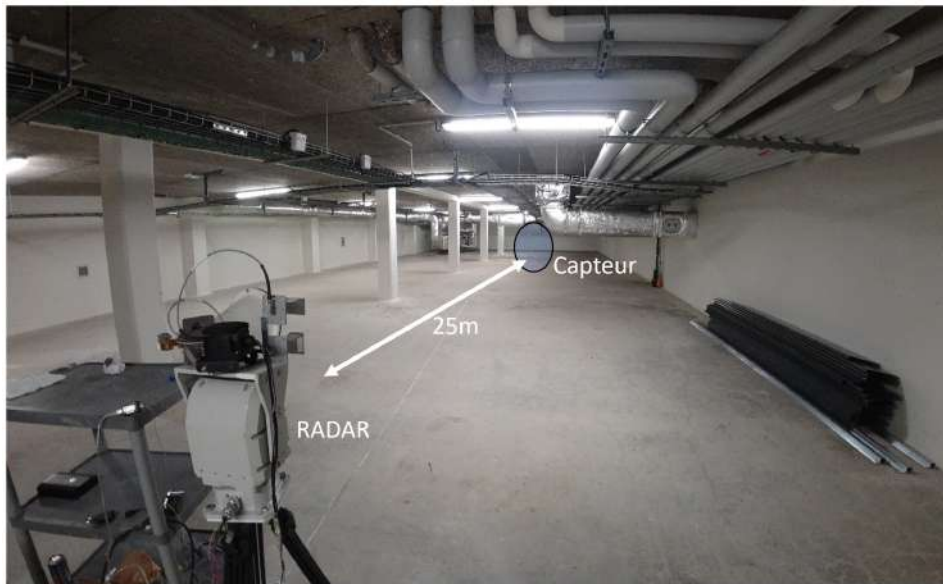


FIGURE 3.18 – Photo de la salle d'interrogation pour le capteur micro-fluidique.

Afin d'augmenter la qualité des données, nous effectuons les mesures en utilisant une plateforme rotative (Pan Tilt). Celle-ci est configurée pour tourner sur l'axe horizontal et vertical sur 10° , avec un pas de 1° . 16 mesures sont réalisées dans chaque direction afin d'obtenir des statistiques sur les estimateurs. De ce set, nous extrayons la direction d'alignement la plus pertinente. Nous cherchons à savoir quand les antennes du RADAR et du capteur sont les mieux alignées afin de maximiser la puissance reçue de l'écho rétrodiffusé par le capteur.

Également, nous allons cette fois-ci faire varier les 3 canaux afin d'obtenir plus de dynamique. La figure 3.19 montre les coefficients de transmission S_{21} pour ces différentes configurations. Nous espérons ainsi pousser la dynamique jusqu'à ≈ 25 dB. L'estimateurs e_{Max} (Figure 3.20) pour le capteur situé à 5m donne des dynamiques de 9.5 dB, 8.5dB et 3 dB par canal remplis, soit une dynamique totale de 21 dB.

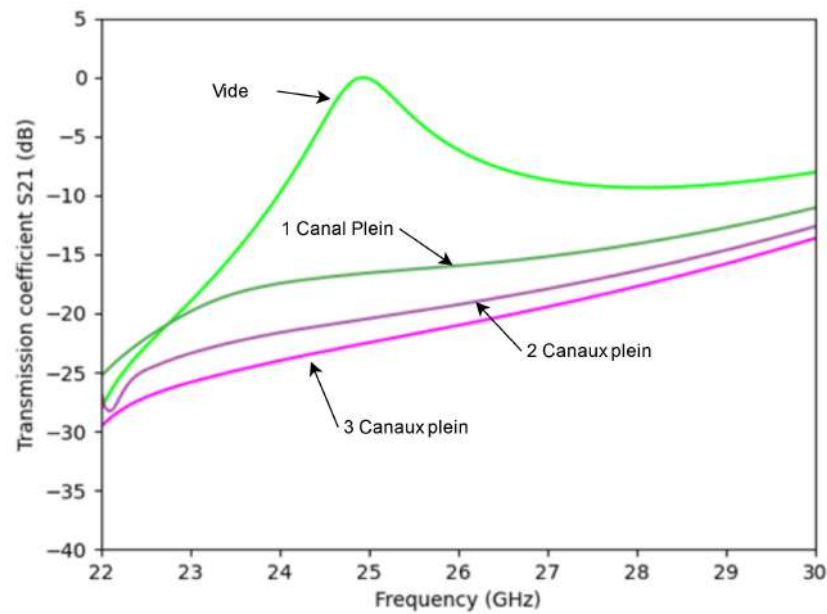


FIGURE 3.19 – Coefficients de transmission S_{21} du guide d’ondes avec 3 canaux micro-fluidiques (Simulations). Le premier canal rempli est le canal central.

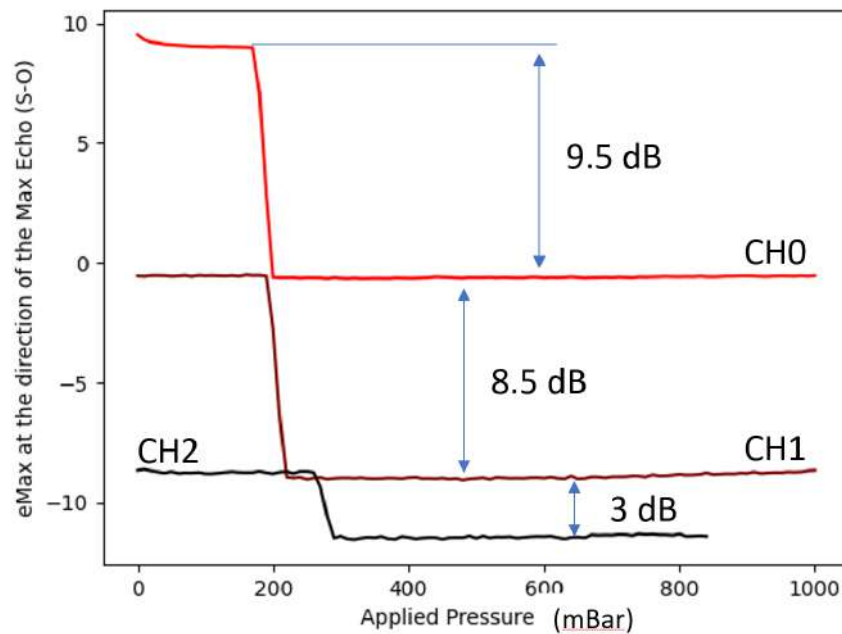


FIGURE 3.20 – Estimateurs e_{Max} pour le capteur de pression micro-fluidique placé à 5m. Le premier canal rempli est le canal central.

Nous réalisons la même interrogation pour des distances allant de 3 à 24m. L'intégralité des estimateurs est reportée en annexe B.1.3. Les estimateurs e_{Max} , e_I et $r_{e_{Max}}$ (Figure 3.21) montrent qu'il est possible d'interroger notre capteur en tout ou rien pour 3 états différents jusqu'à une distance de 24m. L'interrogation à 24m présente une dynamique de 4.5 dB sur e_{Max} pour un seul canal rempli. Les autres canaux ne sont pas détectables avec cet estimateur. En revanche, l'estimateur e_I permet lui de récupérer 3 des 4 positions du capteur à 25m, avec une dynamique totale de 14 dB. En utilisant tous les estimateurs ce résultat pourrait être étendu à l'obtention d'une grandeur physique liée à la position du liquide dans les canaux. Toutefois, la salle d'interrogation ne dispose pas des infrastructures nécessaires pour réaliser la mesure de la pression et utiliser le contrôleur Fludgent (pas d'arrivée de pression dans le sous-sol).

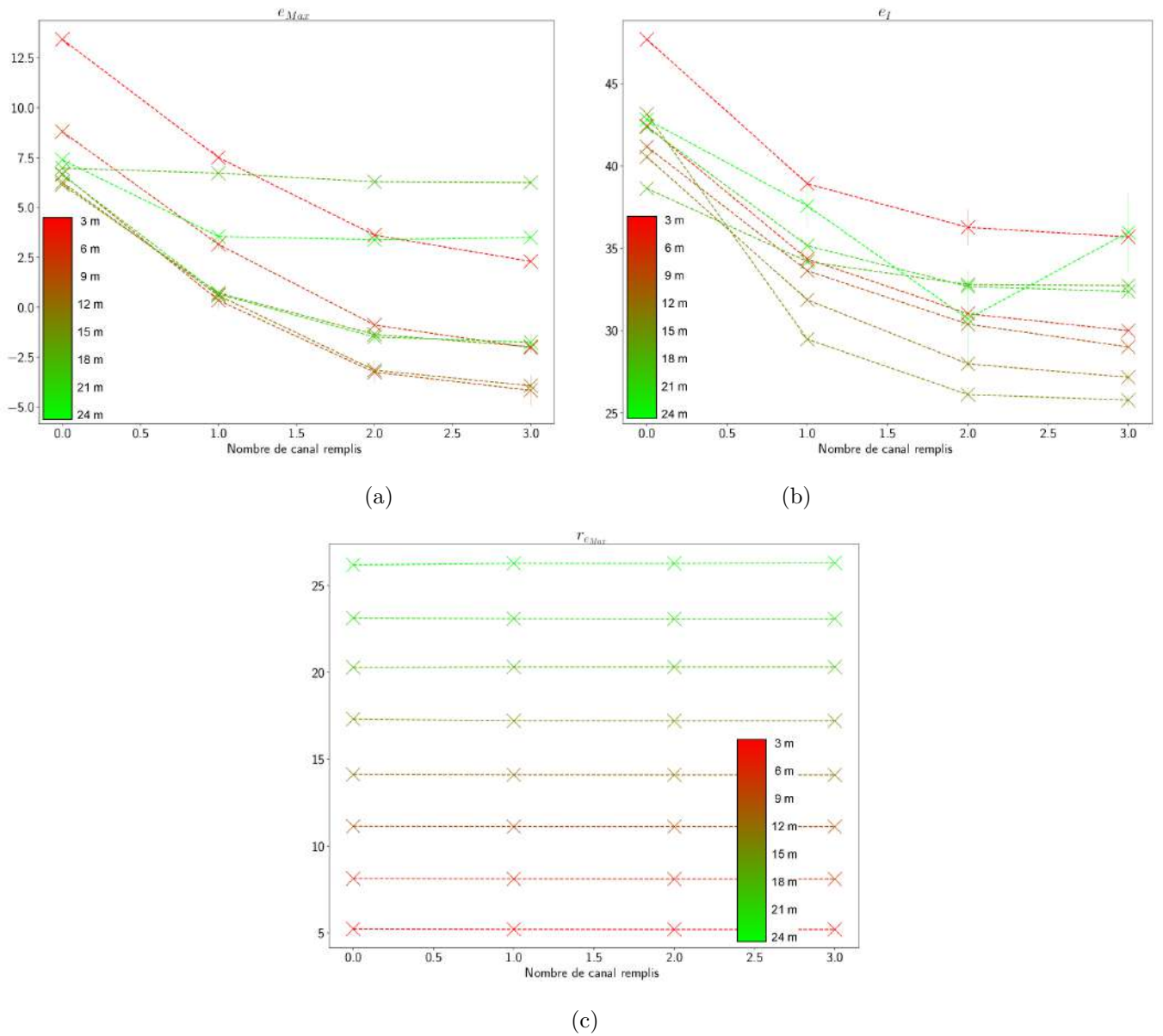


FIGURE 3.21 – Estimateurs e_{Max} (a), e_I (b) et $r_{e_{Max}}$ (c) pour le capteur de pression micro-fluidique placé à des distances différentes.

3.2.2 Fabrication : technologie additive

La technologie additive [82, 91, 92] permet de réaliser des objets par dépôts successifs de matière. Comparativement aux autres technologies de fabrication (Lithographie [93], Soudure Annodique [94], Thermolithographie [95]), cette méthode permet d'imprimer des structures sans retrait de matière. Nous observons récemment un essor de cette technologie, notamment au niveau des matériaux qui sont utilisables avec cette technologie et avec l'évolution des imprimantes 3D. Ces méthodes d'impressions permettent de prototyper rapidement des objets.

Dans la littérature, plusieurs méthodes sont considérées comme de la fabrication additive :

- Imprimante 3D pour les plastiques [96]
- Stéréolithographie [97]
- Jet d'encre métal (2D) [98]
- Dépôt chimique en phase vapeur par laser (LCVD - Laser Chemical Vapour Deposition)[99]
- Impression par aérosol [100]
- Impression sur poudre :
 - Fusion sélective par laser (SLM - Selective Laser Melting) [101]
 - Frittage sélectif par laser (SLS - Selective Laser Sintering) [102]
 - Fusion par faisceau d'électrons (EBM - Electron Beam Melting) [103]

Nous cherchons ici à montrer que l'utilisation de la technologie additive peut nous permettre de réaliser des éléments millimétriques, qui sont nécessaires à la réalisation de dispositifs dans la bande de fréquence Ka. La rugosité et les précisions proposées par cette technologie, qui sont indispensables à la fabrication d'un guide d'onde dans la bande millimétrique, restent moins performantes que pour une fabrication mécanique. Cependant, cette technologie additive permet de réaliser cette pièce en un seul bloc, alors que, la réalisation mécanique oblige la fabrication de plusieurs pièces et un assemblage par la suite. Pour la fabrication du capteur de pression en guide d'onde, nous avons utilisé la technologie SLM. Celle-ci présente l'avantage de rendre un état de surface moins rugueux que la SLS, et est moins coûteux qu'une impression EBM. Nous effectuons également la réalisation de ces pièces en utilisant de l'impression additive standard sur des plastiques afin de voir si une réalisation à faible coût est possible pour ce type de capteur.

L'impression 3D en couche par couche a cependant des contraintes : les objets doivent avoir des propriétés géométriques particulières :

- La première couche d'impression doit être grande pour assurer l'adhérence de la pièce au plateau de l'imprimante
- La pièce ne doit pas posséder de partie sans support. Sinon, la matière déposée tombe.
- L'angle d'un dévers ne doit pas dépasser un certain degré (en fonction de l'imprimante).

SLM ("Selective Laser Melting")

La méthode d'impression 3D utilisée pour imprimer le capteur en guide d'ondes est la Selective Laser Melting (SLM). Elle consiste à imprimer la pièce par couches successive. Plusieurs poudres métalliques peuvent être utilisées avec cette imprimante : 316L[104], AlSi12[105] et un alliage de Titane[106]. Pour ce faire, l'imprimante procède comme ceci :

- Une fine couche de poudre métallique est déposée sur le support à l'aide d'un balai rotatif pour avoir une surface homogène.
- Un laser vient faire fondre cette poudre métallique aux endroits de la structure.
- La pièce est descendue d'un étage.
- Une nouvelle couche de poudre métallique est déposée.
- Ce process est réalisé jusqu'à la fabrication complète de la pièce.

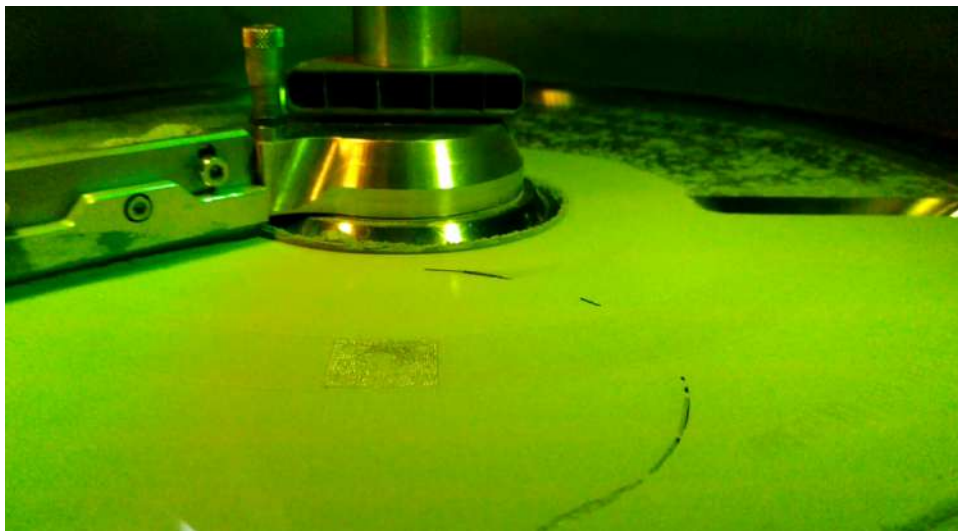


FIGURE 3.22 – Imprimante 3D laser SLM.

Pour notre application, nous voulions utiliser de base la poudre AlSi12 [105] qui présente une bonne conductivité ($\sigma = 2.3e^6$ S/m) et un état de surface d'impression intéressant ($R_a \approx 10 \mu\text{m}$). Comme il existait déjà un savoir-faire avec la poudre 316L [104] (paramètres initiaux, choix de positionnement, etc.) sur l'imprimante utilisée, nous avons fait le choix sur le moment de réaliser ce capteur avec celle-ci. Celle-ci présente une conductivité de $1.3e^6$ S/m et une rugosité $R_a = 40 \mu\text{m}$

Impression en plastiques

Les réalisations en plastique ne montrent pas de performances intéressantes pour l'interrogation RADAR. Plusieurs essais ont été réalisés :

- Impression sur PLA.
- Impression sur PLA conducteur. La conduction est faite avec du carbone.
- Impression sur ABS.



FIGURE 3.23 – Guides d'ondes imprimés avec la technologie additive.

L'impression sur ABS est ensuite peinte avec plusieurs couches de peinture métallique contenant de l'acétone. L'acétone est ici importante, car elle interagit chimiquement avec le plastique, le faisant fondre et permettant ainsi

au métal d'accrocher à la paroi du guide. Pour peindre ce guide, celui-ci a été placé sur un moteur afin de mettre le guide en rotation et d'homogénéiser l'état de surface. Comme les performances n'étaient toujours pas acceptables, nous avons passé le guide dans un bain électrolytique afin d'y ajouter une couche de cuivre. Hélas, nous n'avons pas constaté de changement dans les performances.

Ces 3 pièces montrent des paramètres de transmission S_{21} de maximum -10 dB pour l'ABS, et < -40 dB pour le PLA conducteur. De plus, ces capteurs ne sont donc pas très bien adaptés. Leurs coefficients de transmission sont aux alentours de -10 dB dans la bande du RADAR [22.8 GHz - 24.8 GHz]. Comparativement au capteur de pression présenté dans le chapitre 2 (Section 2.3), le capteur en ABS reste potentiellement interrogeable par RADAR car il présente des caractéristiques similaires au niveau de l'amplitude des paramètres S.

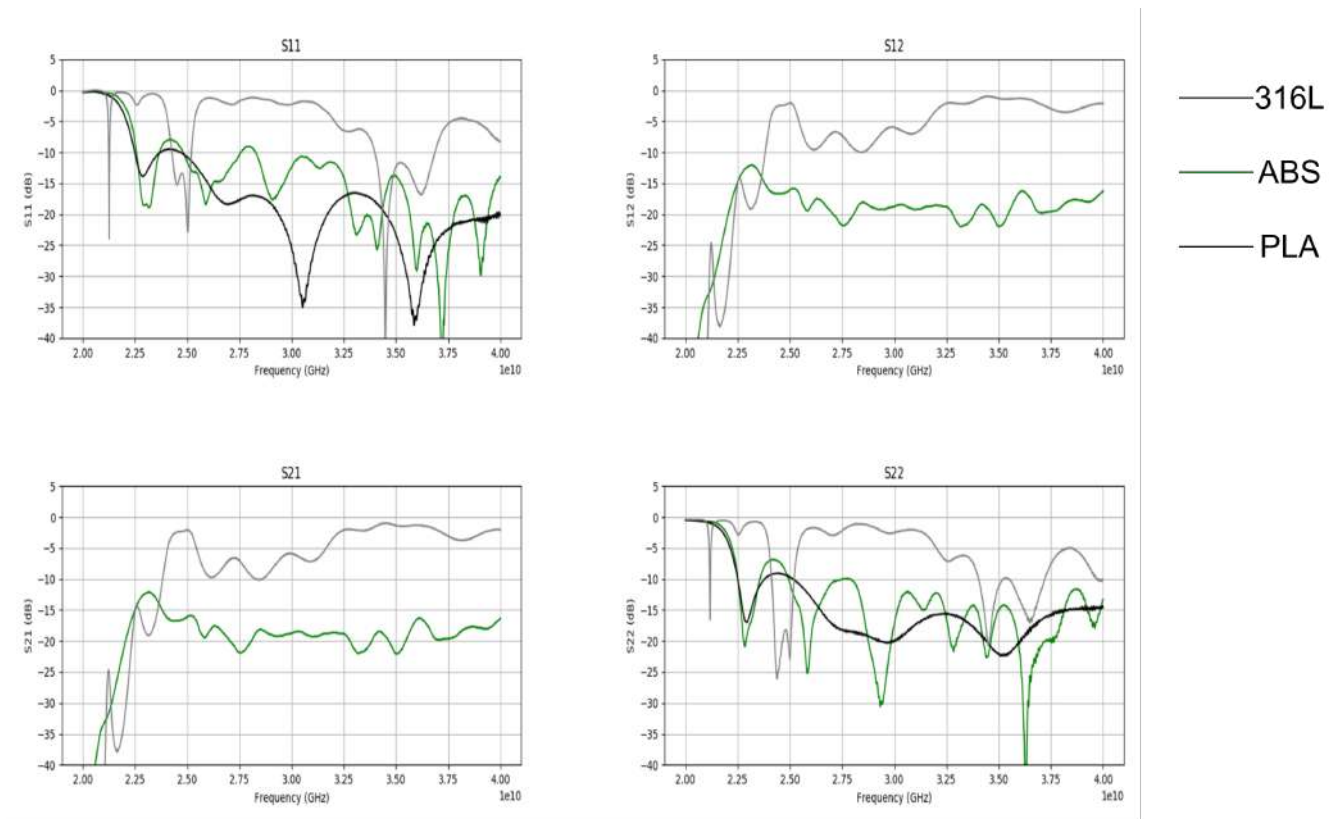


FIGURE 3.24 – Paramètres de transmission (S_{21}) pour les guides en plastique (ABS-PLA) en comparaison avec le guide imprimé en métal (316L).

3.3 Règle de design pour les capteurs interrogés avec un RADAR FMCW

3.3.1 Simulations et réponses de différents gabarits de filtres

Dans cette partie, nous nous intéressons au gabarit fréquentiel des capteurs. Nous souhaitons déterminer quels profils les paramètres S doivent avoir afin d'obtenir la plus grande dynamique possible sur nos estimateurs. Pour ce faire, nous allons utiliser le simulateur développé dans le chapitre 1. Nous considérons ici le capteur sans son environnement.

Nous allons considérer un gabarit de filtre de forme passe-bande. Nous regarderons l'influence des paramètres des filtres (fréquence de coupure, atténuation, facteur de qualité) sur les estimateurs. Les observations faites dans le chapitre 1 nous permettent de configurer la simulation RADAR de la façon suivante :

- B = 2 GHz
- $f_0 = 22.8$ GHz
- T = 1 μ s
- Pin = 20 dBm
- Modulation : Rampe linéaire montante
- Antenne du RADAR : Cornet idéal (20 dBi $\forall f$)

Nous décrivons les paramètres de transmission par l'équation suivante :

$$S_{21} = A \cdot \left(\frac{j \frac{f}{f_0} \frac{1}{Q}}{1 + j \frac{f}{f_0} \frac{1}{Q} - \frac{f^2}{f_0^2}} \right)^n \quad (3.4)$$

Nous allons faire varier les paramètres A, Q, f_0 et n dans nos simulations. L'extraction des estimateurs est effectuée et nous regardons le lien entre la moyenne des $|S_{21}|$ dans la bande du RADAR, en fonction des paramètres variationnels.

Influence de l'atténuation

Dans un premier temps, fixons la fréquence centrale du filtre sur la fréquence centrale du RADAR ($f_0 = 23.8GHz$), et considérons un filtre d'ordre $n=1$. Regardons l'influence de l'atténuation du filtre pour différents facteurs de qualité :

- $Q = 0.1$: Ultra Large Bande.
- $Q = 1$: Large Bande.
- $Q = 10$: Bande Étroite.
- $Q = 100$: Bande Ultra Étroite.

Les paramètres S de ce set de simulation sont présentés figure 3.25.

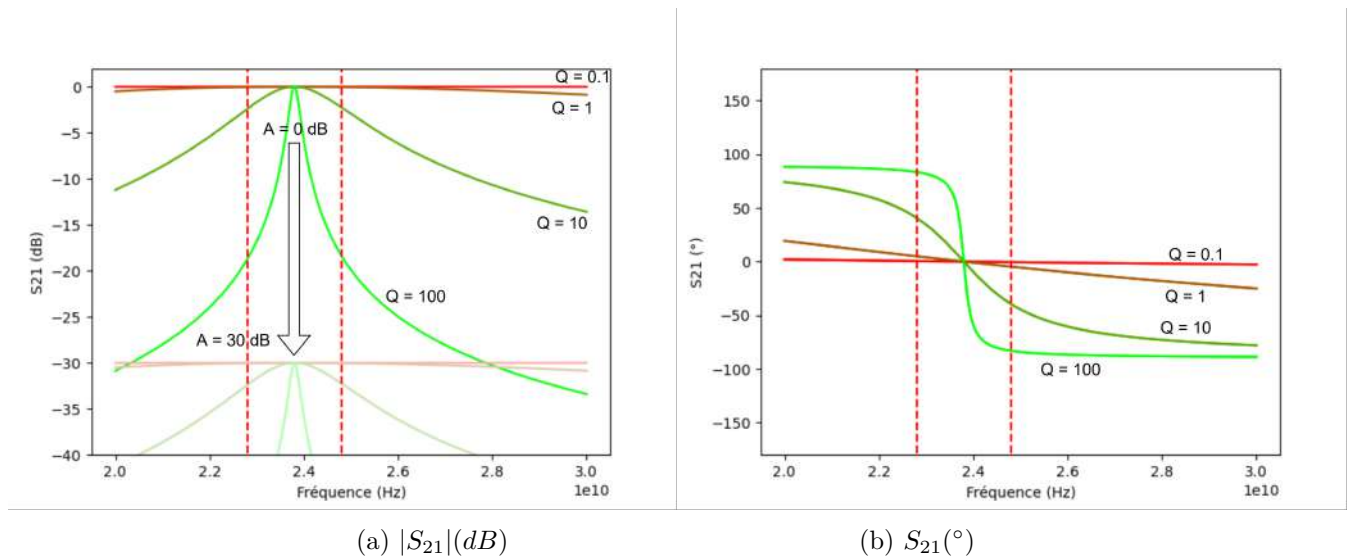


FIGURE 3.25 – Paramètres S pour différentes atténuations appliquées. $Q = 0.1, 1, 10$ et 100 .

L'estimateur e_{Max} est reporté sur la figure 3.26. Il montre une excellente linéarité ($R^2 = 0.999$) pour une pente de 1 dB/dB quel que soit le facteur de qualité. Nous observons la même chose en mesure pour le cas de l'atténuateur variable (Section 2.2.3). Cette linéarité est prédictible mathématiquement : nous travaillons avec un système d'équations qui conserve la linéarité. Il est donc normal que la variation du paramètre A entraîne une variation linéaire et unitaire du spectre de battement. Nous observons ici la même pente pour les estimateurs e_I , e_{IN} et e_{TOT} .

Nous en concluons ainsi que nous pouvons réaliser des capteur où l'atténuation peut porter les informations d'un capteur. En pratique, il suffit de réaliser un filtre passe bande dont la fréquence centrale et le facteur de

qualité ne bouge pas, et dont l'atténuation serait liée à la grandeur physique. Plus le facteur de qualité sera bas, et plus la valeur maximale de e_{Max} sera élevée. Ainsi, un filtre passe-bande à faible facteur de qualité nous donnera une plus grande dynamique potentielle sur les estimateurs de puissance.

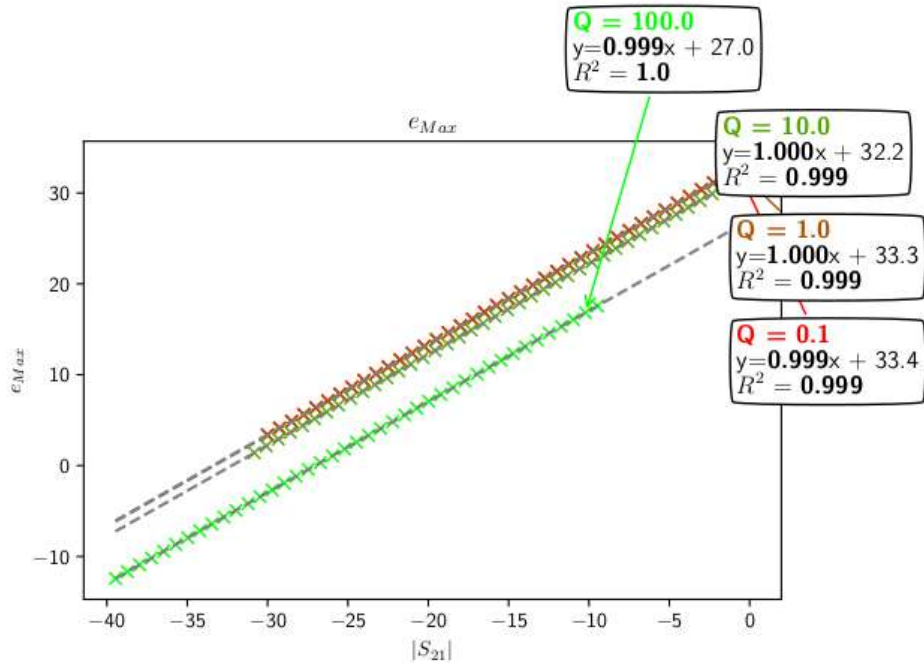


FIGURE 3.26 – Estimateur e_{Max} simulé pour une variation de l'atténuation appliquées et différents facteurs de qualité Q en fonction du coefficient de transmission moyen dans la bande du RADAR.

Influence du facteur de qualité

Nous souhaitons ici mettre en évidence l'influence de la largeur de bande. Nous faisons varier le facteur de qualité entre 0.1 et 1000, pour 101 valeurs espacées logarithmiquement. Les paramètres S de cette variation sont exposés sur la figure 3.27. L'atténuation appliquée varie également entre 0 et 40 dB pour 11 valeurs afin d'observer si la linéarité obtenue précédemment est conservée.

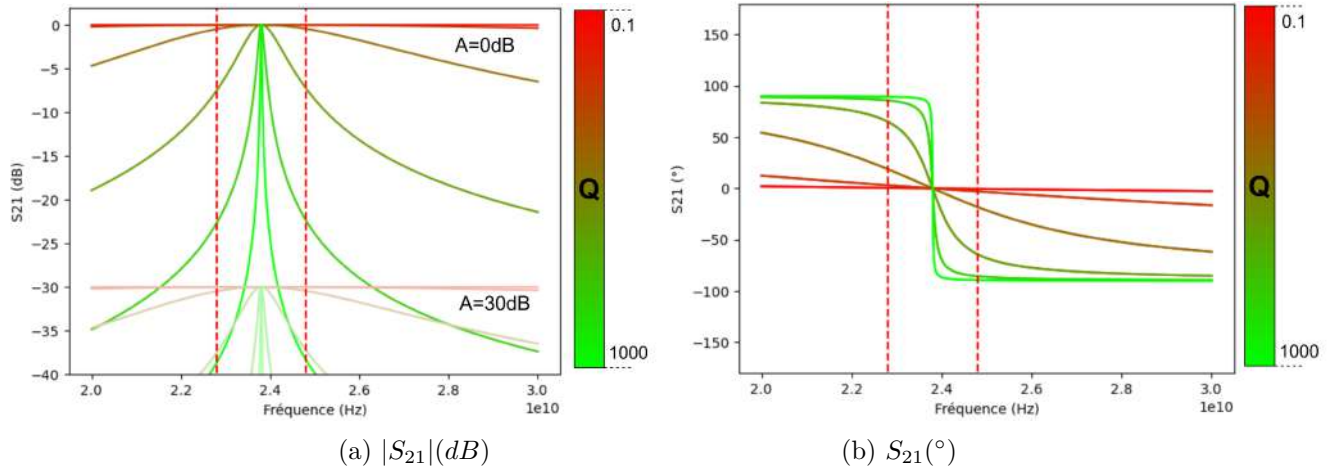


FIGURE 3.27 – Paramètres S extrêmes (vis a vis de A, Q, n, f_0) des filtres passe-bande pour la simulation des réponses RADAR.

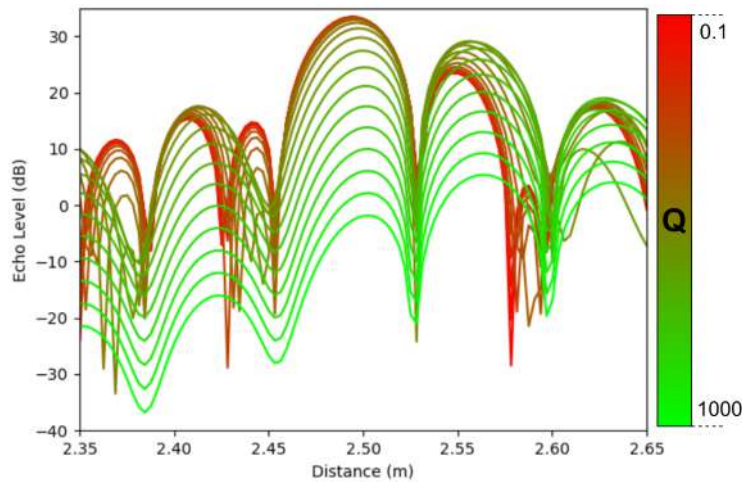


FIGURE 3.28 – Spectres de battement centrés sur le mode d'antenne des filtres passe-bande simulés (Figure 3.27.) pour une variation du facteur de qualité Q .

Les spectres de battement sont reportés sur la figure 3.28. L'estimateur e_{Max} est reporté sur la figure 3.31. La régression linéaire effectuée sur ce set de simulation donne une pente de 1.5 dB/dB pour un coefficient de corrélation $R^2 = 0.995$. La pente n'est donc plus unitaire.

Parmi les estimateurs, nous observons une variation des estimateurs e_Q et e_Q^{3dB} en fonction du facteur de qualité Q . Ceux-ci sont inversement proportionnels : plus le facteur de qualité est grand, plus le filtre est sélectif. Ceci amène des modes d'antennes plus larges, et donc des estimateurs de qualité ($\frac{\Delta D^2}{d_{Min} * d_{Max}}$) plus petits. La figure 3.30 illustre ce propos. La variation reportée ne présente pas de linéarité, mais il est toutefois possible de lier les 2 facteurs de qualité entre eux si la variation du facteur de qualité du filtre n'est pas trop importante. Ainsi, il est concevable de fabriquer des capteurs dont la grandeur physique ferait varier le facteur de qualité du filtre. Cette variation serait a priori détectable lors de notre interrogation.

Nous proposons également une variation de l'atténuation en même temps que le facteur de qualité Q afin d'observer la dynamique de l'estimateur e_{Max} . Nous souhaitons ici vérifier la linéarité unitaire (pente de 1.2 dB/dB) entre cet estimateur et l'atténuation appliquée, comme observé pour le cas de l'atténuateur (Sec. 2.2.3). Les résultats sont proposés sur la figure 3.29 et montrent cette fois-ci une pente de 1.18 dB/dB ($R^2 = 0.96$) pour un set de données contenant 11 points d'atténuation et 101 points de facteur de qualité.

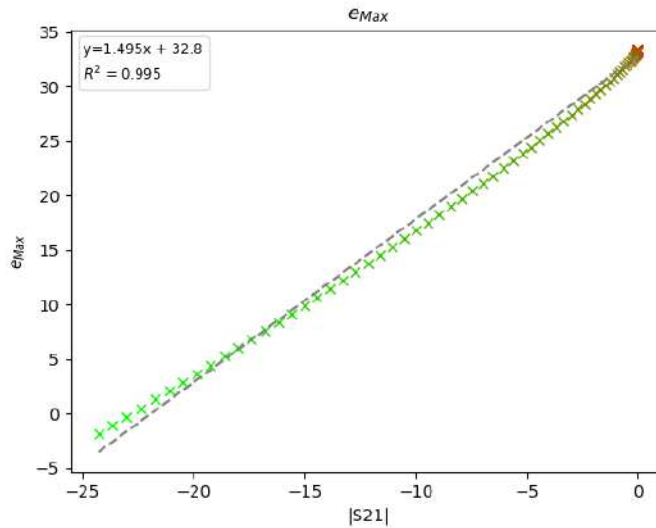


FIGURE 3.29 – Estimateur e_{Max} simulé pour une variation du facteur de qualité Q uniquement en fonction du coefficient de transmission moyen dans la bande du RADAR. $n_Q = 101$.

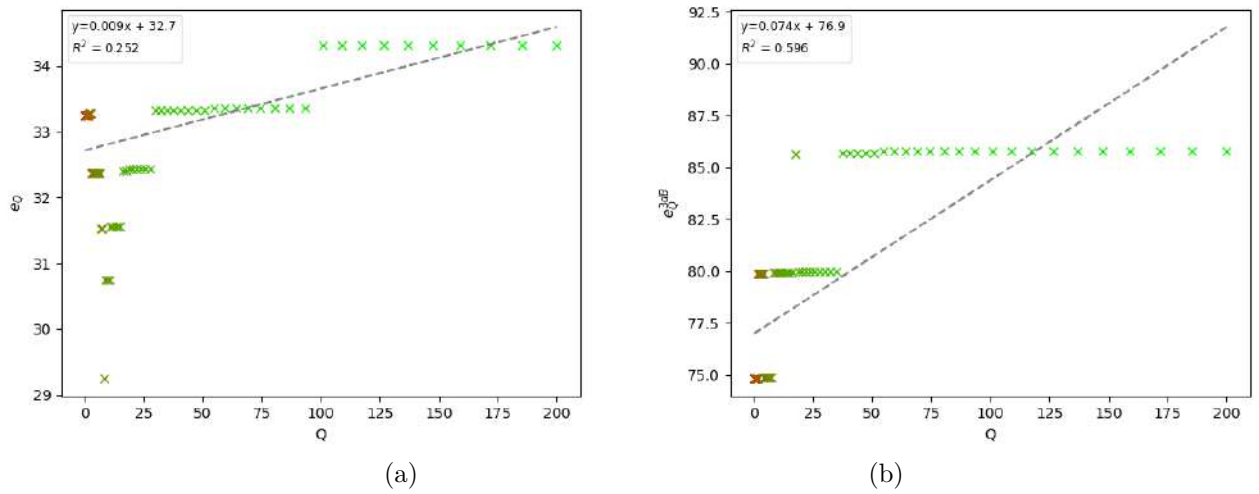


FIGURE 3.30 – Estimateurs e_Q (a) et e_Q^{3dB} en fonction du facteur de qualité Q .

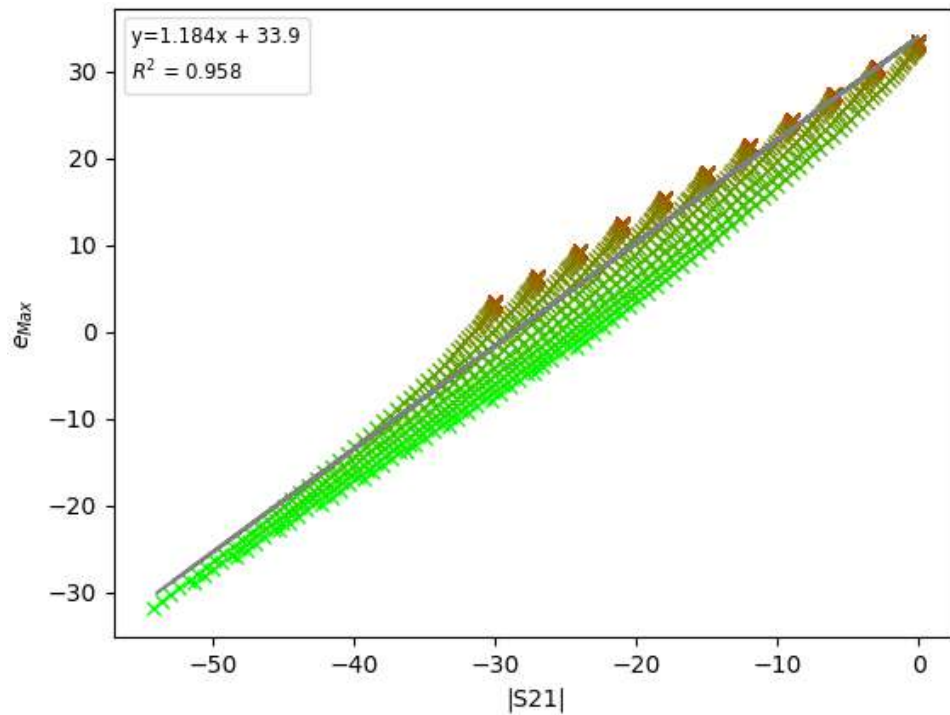


FIGURE 3.31 – Estimateur e_{Max} simulé pour une variation du facteur de qualité Q et différentes atténuations A en fonction du coefficient de transmission moyen dans la bande du RADAR. $n_Q = 101, n_A = 11$.

Influence de la fréquence centrale

Dans cette partie, nous considérons ici un filtre très large bande ($Q = 0.1$), un filtre large bande ($Q = 1$), un filtre bande étroite ($Q = 10$) et un filtre bande très étroite ($Q = 100$). Nous faisons varier la fréquence centrale du filtre entre 20.8 GHz et 26.8GHz. Les filtres peuvent donc avoir une fréquence centrale située en dehors de la bande RADAR. Les paramètres S de ce set de simulations sont présentés figure 3.32.

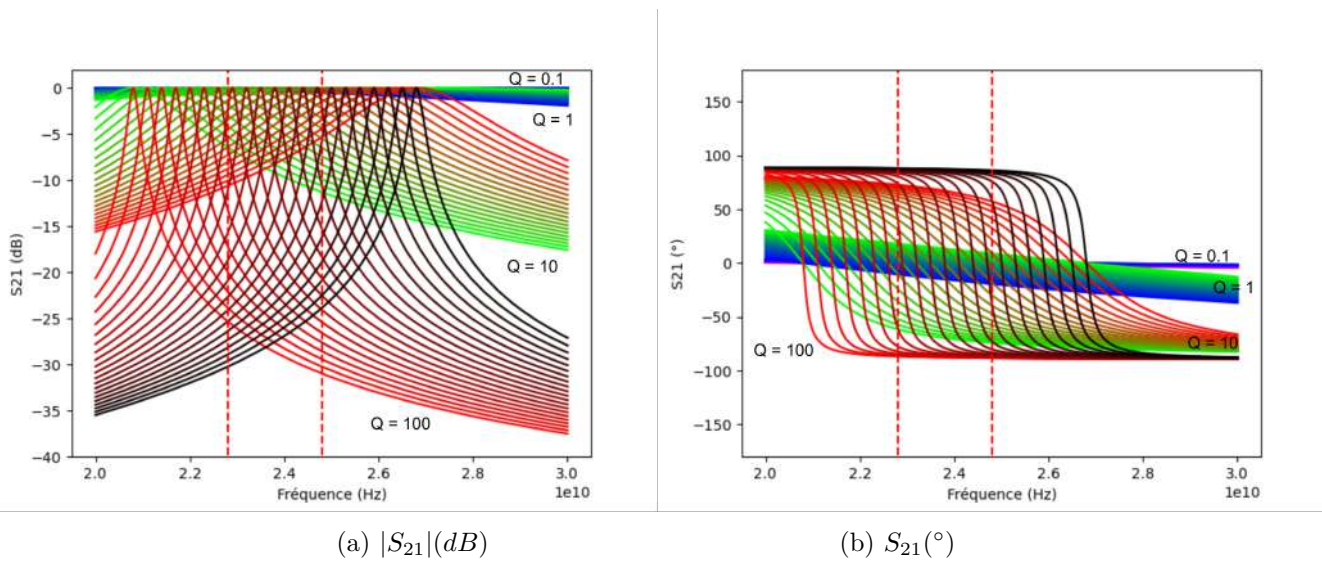


FIGURE 3.32 – Paramètres de transmission S_{21} des filtres passe-bande pour la simulation des réponses RADAR pour 4 facteurs de qualité différents et une modification de la fréquence centrale f_c

Les spectres de battement sont présentés sur la figure 3.33. La régression linéaire effectuée sur l'estimateur e_{Max} , tout facteur de qualité confondu (Figure 3.34a), présente une pente de 1 dB/dB pour une corrélation $R^2 = 0.98$. Ce même estimateur est tracé en fonction du paramètre de variation f_c (Figure 3.34b). Cette figure montre qu'il est difficile de récupérer la fréquence centrale du filtre pour un grand facteur de qualité ($Q = 100$) par le biais de cet estimateur. En revanche, pour des fréquences centrales hors bande, nous observons un comportement bijectif qui nous intéresse pour réaliser des capteurs.

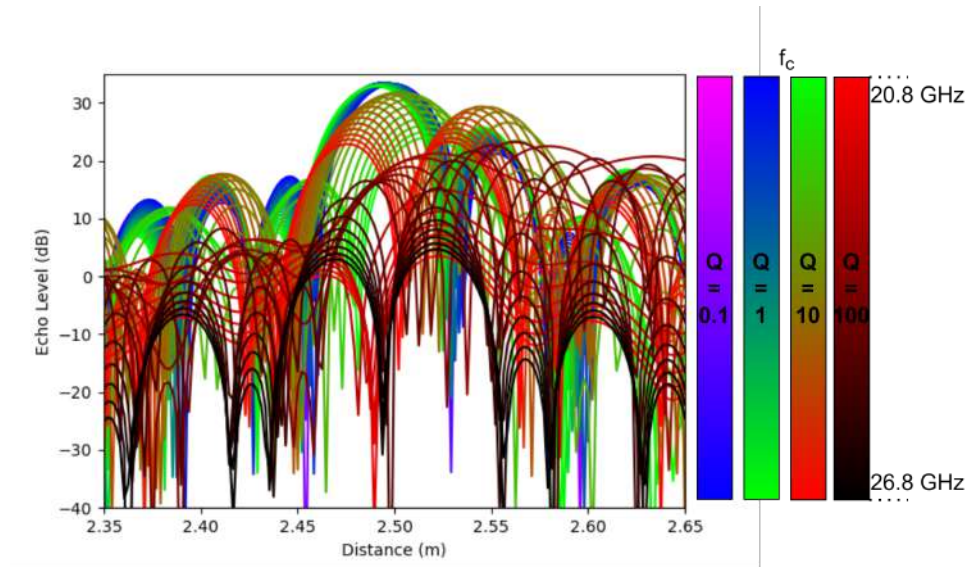


FIGURE 3.33 – Spectres de battement centrés sur le mode d'antenne des filtres passe-bande simulés (Figure 3.27) pour une variation de la fréquence centrale.

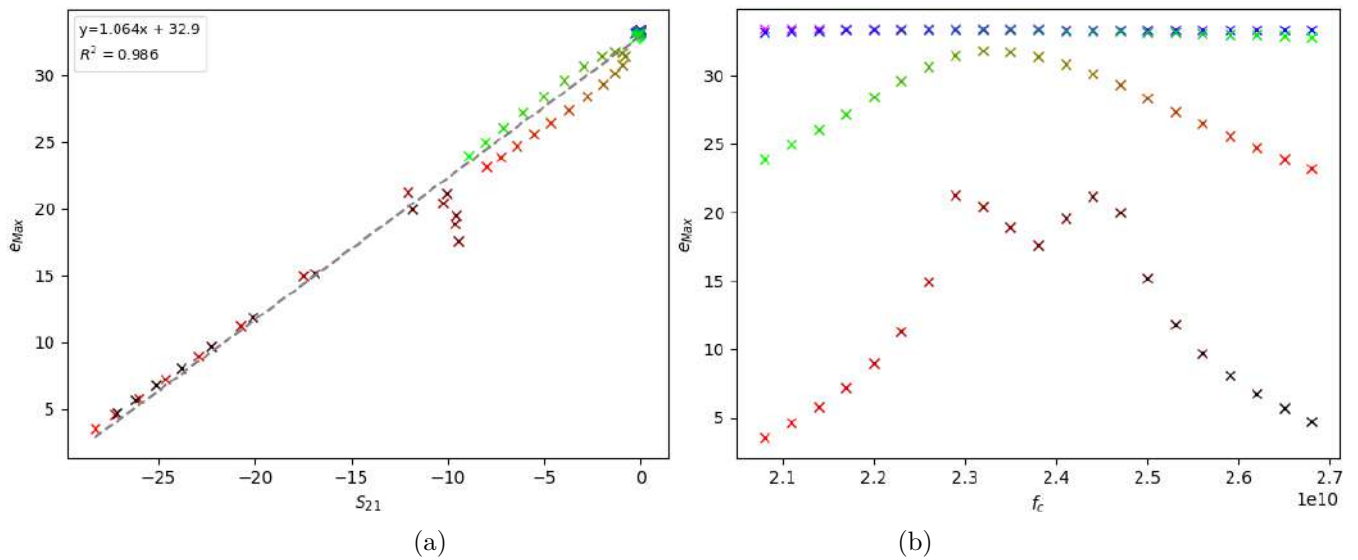


FIGURE 3.34 – Estimateur e_{Max} simulé pour une variation de la fréquence centrale f_c et différents facteurs de qualité (0.1,1,10,100) en fonction de la moyenne du S_{21} dans la bande RADAR (a) et en fonction de la fréquence centrale (b). Les couleurs correspondent aux différents facteurs de qualité (Fig 3.33)

Influence du facteur de l'ordre

Dans le cas où nous voudrions cascader plusieurs filtres pour faire un capteur, l'ordre global du filtre augmenterait. Considérons donc à présent la variation de l'ordre du filtre n . Prenons les 4 facteurs de qualité étudiés précédemment (0.1,1,10 et 100) et une fréquence centrale centrée sur la bande RADAR (23.8 GHz). L'estimateur e_{Max} est exposé sur la figure 3.35. Ici, nous n'observons plus de pente unitaire, mais une pente de 3.2 ($R^2 = 0.94$)

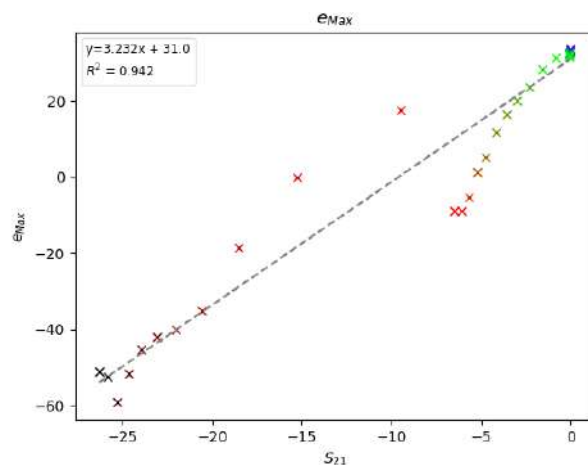


FIGURE 3.35 – Estimateur e_{Max} simulé pour une variation de l'ordre du filtre n et différents facteurs de qualité (0.1,1,10,100). $f_c = 23.8GHz$ Les couleurs correspondent aux différents facteurs de qualité (Fig 3.33)

Borne des estimateurs

Nous reprenons ici tous les cas précédents. Nous déterminons ici les domaines d'applications des estimateurs. Nous proposons une variation de :

- A_s : 21 Points entre 0 dB et -30 dB
- Q : 21 Points entre 0.1 et 100, logarithmiquement espacés
- f_c : 21 Points entre 20.8 GHz et 26.8 GHz
- n : 1,2,3

Les estimateurs sont présentés dans les figures suivantes (Fig 3.36,3.37,3.38). Plusieurs observations y sont faites :

- Les estimateurs de puissance ont le même comportement : ils sont dispersés le long de la droite de pente 1.
- Les estimateurs positionnels sont dépendant de la résolution spatiale. Ils sont distribués lacunairement. Ils le seraient moins si un facteur de zéro-padding plus grand était appliqué (Voir section 2.5)
- Les estimateurs de qualité ont également une distribution lacunaire. Ils sont calculés à partir des estimateurs positionnels. Ils montrent une variation entre 20 et 60 pour e_Q et entre 0 et 500 pour e_{Q3dB} . e_{Q3dB} est plus dispersé que e_Q .
- L'estimateur e_ϕ n'apporte pas d'information.
- L'estimateur e_r est très stable avec une variation totale de 10 mm.
- La position du mode d'antenne ($r_{e_{Max}}$) bouge sur 60 mm, avec 14 paliers. Plus de paliers seraient observés avec plus de zéro-padding.

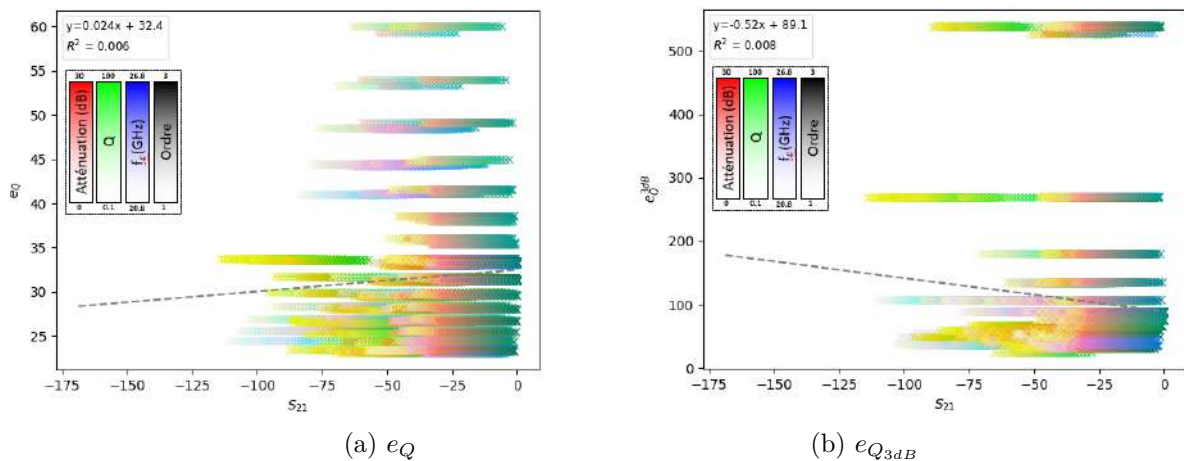


FIGURE 3.36 – Estimateurs de qualité pour plusieurs gabarits de filtres situés à 1 m du RADAR.

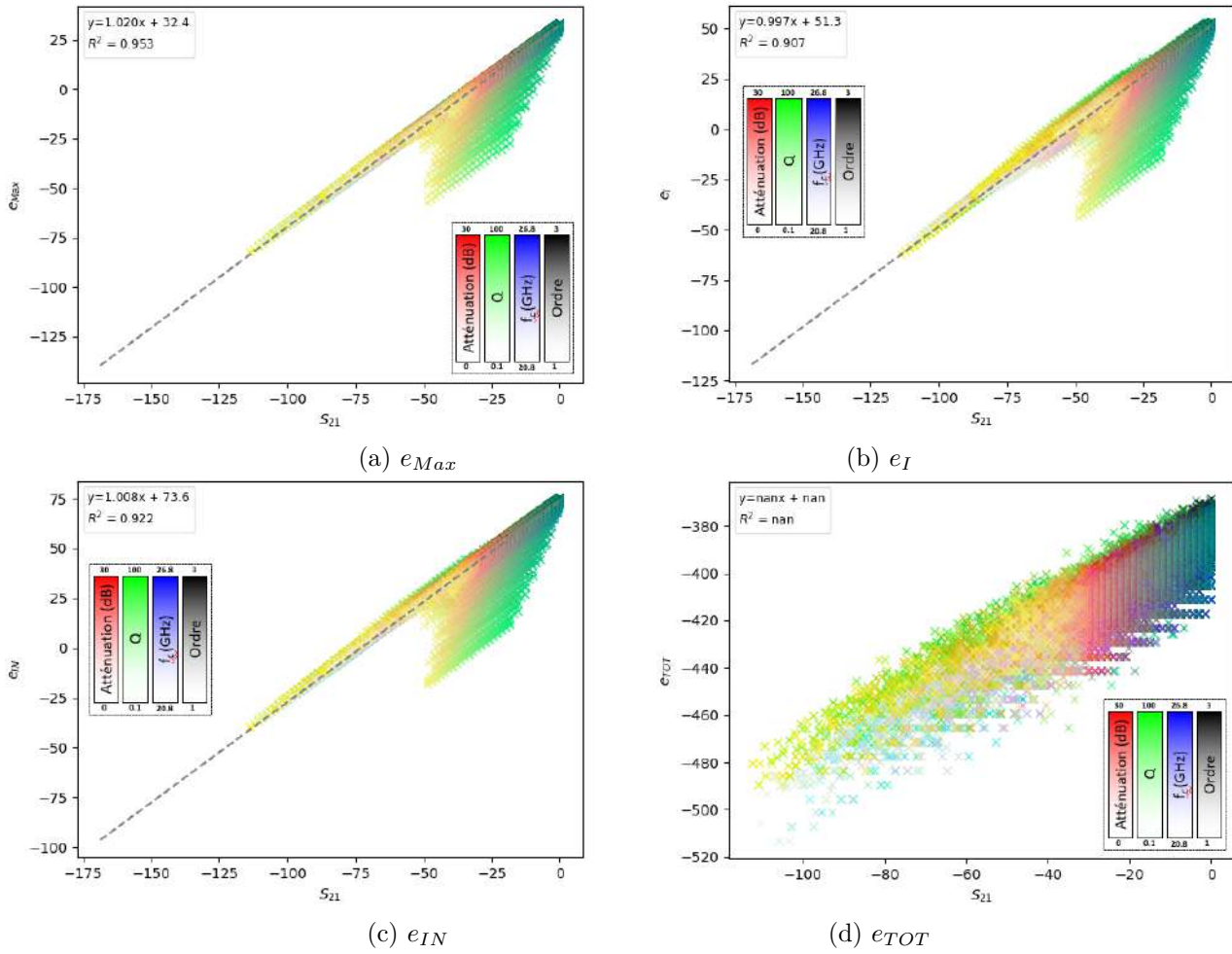
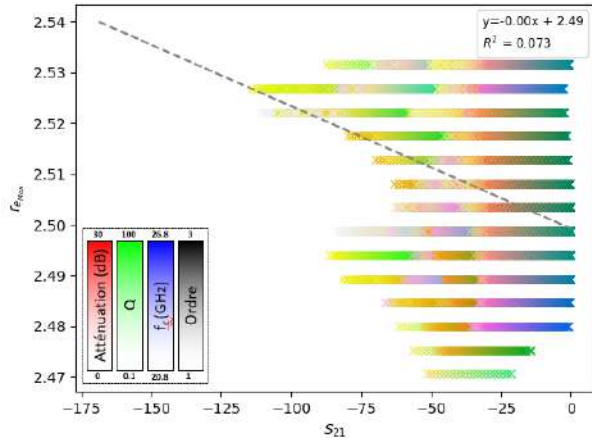
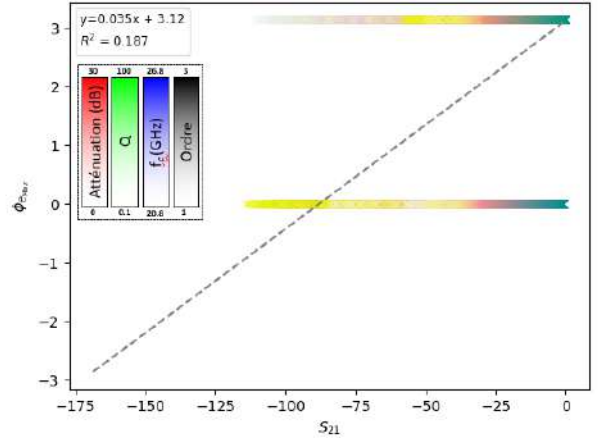


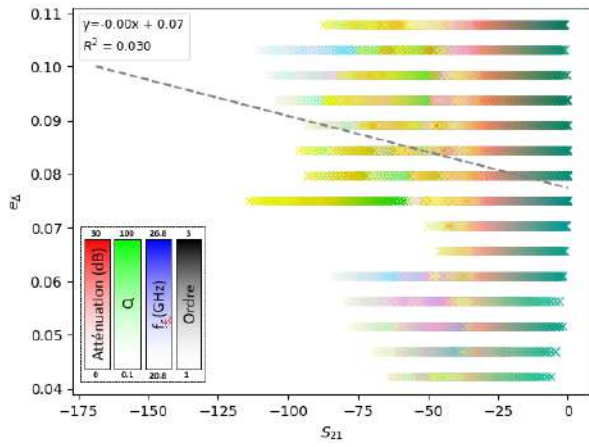
FIGURE 3.37 – Estimateurs de puissance pour plusieurs gabarits de filtres situés à 1 m du RADAR.



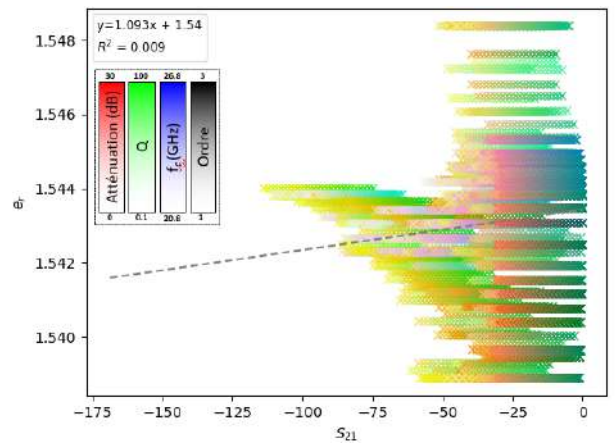
(a) r_{eMax}



(b) e_ϕ



(c) e_Δ



(d) e_r

FIGURE 3.38 – Estimateurs positionnels pour plusieurs gabarits de filtres situés à 1 m du RADAR.

3.4 Conclusion

Dans cette partie, nous avons présenté le design, la réalisation, la caractérisation et l'interrogation RADAR d'un capteur de pression passif. Celui-ci a été réalisé dans la technologie du guide d'onde, et nous a permis de tester la faisabilité d'utiliser la technologie additive (impression 3D métallique) pour fabriquer des dispositifs fonctionnant dans la bande de fréquence Ka (≈ 25 GHz). Nous avons montré que nous étions capables d'interroger ce capteur pour estimer la pression à distance sur une distance de 3m avec une très bonne précision ($\approx 1\%$) et que cette interrogation est extensible jusqu'à 25m où nous observons 4 dB de dynamique sur e_{Max} .

Dans un deuxième temps, nous avons présenté des simulations de filtre passe-bande afin de déterminer quels sont les paramètres de ce filtre qui sont intéressants à faire bouger pour récupérer cette information sur les estimateurs. Nous avons montré que l'atténuation était le plus gros porteur d'information sur les estimateurs de puissance. La variation de la fréquence centrale est également détectable si nous sommes capables de déterminer précisément la position du mode d'antenne. La variation du facteur de qualité peut aussi être retrouvée sur l'estimateur de qualité e_Q .

Néanmoins, ces simulations ne sont pas appuyées par des mesures. Nous espérons ainsi vérifier ces simulations en fabriquant des guides d'onde dont les iris seraient reconfigurables par des canaux microfluidiques. Ainsi, il serait possible de créer ces variations sur les gabarits des filtres. Un filtre pourrait donc avoir sa fréquence centrale, sa bande passante (i.e. son facteur de qualité) et son atténuation liées à une grandeur physique.

L'utilisation de multiples sources d'informations (i.e. différents estimateurs) pour récupérer la grandeur physique pourrait également nous permettre de réaliser des capteurs à plusieurs entrées. La mise en cascade de ces capteurs peut nous rapprocher des technologies RFID : les filtres reconfigurables peuvent permettre de réaliser un code-barres reprogrammable [107].

Conclusion et Perspectives

4.1 Conclusion général

Dans ce manuscrit, nous avons exposé dans un premier temps des généralités sur les capteurs passifs millimétriques ainsi que sur le fonctionnement du RADAR FMCW. Après avoir montré les solutions de capteur existantes dans la littérature pour réaliser de l'interrogation à distance sans fil, nous nous sommes focalisés sur les capteurs à lignes à retard. Nous avons donc développé les équations du RADAR FMCW et poussé le raisonnement jusqu'à modéliser mathématiquement l'intégralité du système d'interrogation. Un simulateur a ainsi été développé pour pouvoir appuyer les résultats de mesure du chapitre 2 et pour comprendre comment réaliser correctement nos capteurs dans le chapitre 3. Des estimateurs ont été posés afin d'obtenir le maximum d'informations sur le mode d'antenne de nos capteurs.

Dans un deuxième temps, nous avons réalisé des mesures de capteurs passifs en utilisant des éléments de référence (Atténuateur, Déphaseur) et des capteurs réels (Capteur de pression). Ces capteurs ont été placés dans des environnements contraints : derrière une cloison métallique et à l'intérieur d'un satellite artisanal. Avec l'utilisation d'un répéteur passif dépolarisant, nous avons réussi à interroger nos capteurs passifs. Nous avons montré que l'utilisation de traitement de signal (Fenêtrage, Zéro-Padding) avait une forte influence sur l'interprétation de nos données.

Ensuite, dans un troisième temps, nous avons réalisé un capteur passif mêlant la technologie additive (SLM) et la microfluidique. Nous avons présenté la méthode de conception, la caractérisation, et la mesure à distance de ce capteur. La technologie utilisée a également été présentée. Nous avons ensuite réalisé des simulations de filtres pour montrer quels sont les paramètres importants à faire varier sur l'élément sensible de notre capteur sans fil.

4.2 Résultats importants

Dans le chapitre 1, nous avons montré que la résolution en profondeur théorique peut être dépassée : il est parfois possible de détecter 2 objets plus proches que cette résolution. Inversement, des objets espacés à plus de cette résolution peuvent parfois ne pas être détectable. Dans tous les cas, si les objets sont espacés à plus de $1.4 \frac{c}{2B}$ il sera possible de détecter précisément la position des objets. Nous avons montré dans ce cas-ci que la précision de mesure de l'écart entre ces 2 objets est de $\pm 40\% \frac{c}{2B}$. À partir des différentes bandes de modulation, nous avons également montré en mesure qu'il était possible de réduire le clutter électromagnétique en utilisant plusieurs bandes de modulation et les propriétés de repliement de spectre.

Mathématiquement, nous avons montré sous certaines hypothèses que la puissance rétrodiffusée par un capteur dépolarisant était directement liée aux coefficients de transmission du capteur. L'analyse de différents estimateurs pour les différentes mesures a montré qu'il était possible de récupérer les données physiques en utilisant à la fois les niveaux d'échos et la position du mode d'antenne. L'utilisation de traitement de signal nous permet d'augmenter drastiquement la précision en profondeur ($\frac{c}{2B} \rightarrow \frac{10\%c}{2B}$), et nous permet ainsi d'estimer plus efficacement la position du mode d'antenne et en déduire son déplacement (r_{eMax}).

La mesure du capteur de pression micro-fluidique a été réalisée avec une distance d'interrogation maximale de 25m.

4.3 Perspectives

Comme nous avons montré que l'impression 3D de métal était suffisamment performante pour réaliser des dispositifs dans la bande de fréquence Ka, il est intéressant de réaliser la structure intégrale du capteur avec les antennes. Ce capteur a déjà été réalisé par la relève de notre équipe et fait l'objet d'une publication. Également, l'utilisation d'un autre liquide que l'eau pour nos interrogations serait pertinente. Avoir un capteur micro-fluidique intégralement fabriqué en 3D, sans tube de téflon serait une grande performance, car les contraintes techniques et technologiques sont au rendez-vous.

Les répéteurs passifs n'ont hélas jamais pu être réalisés. Le test de ces capteurs dans des satellites réels, avec une géométrie plus complexe que notre boîte en carton métallisé serait intéressant. Également, cascader ces répéteurs et voir s'il est possible de faire transiter le signal RADAR au travers de plusieurs cloisons nous montrerait les limites de cette méthode d'interrogation.

La réalisation de filtres reconfigurables en bande et en fréquence de coupure nous paraissent indispensable si nous voulons par la suite avoir les outils pour réaliser les capteurs avec les plus grandes dynamiques/précisions

possibles. Des essais ont été réalisés en utilisant de l'impression "low-cost" en plastique. Même si ces guides n'ont pas présenté des performances exceptionnelles, ils présentent des perspectives intéressantes. Si nous trouvons la méthode pour recouvrir la paroi intérieure du guide avec du métal, sans modifier les propriétés géométriques du guide, alors ces capteurs auront un grand potentiel. Des essais ont été réalisés en utilisant de la peinture métallique destiné normalement à faire de l'isolement CEM. Le guide a ensuite été plongé dans un bain électrolytique pour y ajouter un dépôt de cuivre. Ceci n'a pas été suffisant pour améliorer leurs performances.

L'utilisation de réseau de neurones a été envisagée pour classifier les états des capteurs ainsi que de les identifier. Ceci permettrait d'analyser des situations où plusieurs capteurs seraient présents et où les capteurs seraient en mouvement. L'idée était d'utiliser les simulations comme set d'entraînement. L'utilisation des estimateurs dans ces réseaux permettrait de pré-traiter les données et d'ainsi faciliter l'entraînement. Pour ce faire, il faut trouver la bonne architecture du réseau. La mise en place et la compréhension de ceux-ci restent donc assez complexes.

L'étude de la phase des antennes est également importante dans notre modélisation. Si nous souhaitons designer un capteur intégré (avec ses antennes), il nous faudra comprendre quelles sont les contributions apportées par la phase de nos antennes. Indirectement, ceci permettrait la conception d'objets capteurs. Si nous connaissons la réponse fréquentielle d'un objet, et que cette réponse est variable selon une grandeur physique, alors nous avons devant nous un capteur. Avec l'essor des méta matériaux, la réalisation d'objet ayant des propriétés électromagnétiques particulières pourrait faire d'eux des candidats de choix. Notamment pour réaliser la fonction de dépolarisation.

Le revers de la médaille est cependant rugueux. L'étude de ces objets fréquentiels pourrait être rattachée à des applications bien moins étiques que de l'étude de capteur sans fil comme par exemple du camouflage RADAR.

Développement des équations

Développement du spectre de battement pour un objet simple (Formulation de Dirac)

$$\begin{aligned}
s_x(f) &= FT[s_e(t-2\tau) \cdot \overline{s_e(t)} \cdot L](f) \\
&= \frac{L}{T} \int_0^T \exp\left(j2\pi \cdot \left[f_0 + \frac{B}{2T} \cdot (t-2\tau)\right] \cdot (t-2\tau)\right) \cdot \\
&\quad \exp\left(-j2\pi \cdot \left[f_0 + \frac{B}{2T} \cdot t\right] \cdot t\right) \cdot e^{-j2\pi ft} \cdot dt \\
&= \frac{L}{T} \int_0^T \exp\left(j2\pi \cdot \left[f_0 t - f_0 \cdot 2\tau + \frac{B}{2T}(t^2 - 4t\tau + 4\tau^2) \right. \right. \\
&\quad \left. \left. - f_0 t - \frac{B}{2T}t^2\right]\right) \cdot e^{-j2\pi ft} \cdot dt \tag{A.1} \\
&= \frac{L}{T} \int_0^T \exp\left(j2\pi \cdot \left[-2f_0\tau + 2\frac{B}{T}\tau^2 - \left(2\frac{B}{T}\tau\right)t\right]\right) \cdot e^{-j2\pi ft} \cdot dt \\
&= \frac{L}{T} \cdot e^{j2\pi\left(2\frac{B}{T}\tau^2 - 2f_0\tau\right)} \cdot \int_0^T \exp\left(-j2\pi \cdot 2\frac{B}{T}\tau t\right) \cdot e^{-j2\pi ft} \cdot dt
\end{aligned}$$

Développement du spectre de battement pour un objet simple (Formulation en Sinus Cardinal)

$$\begin{aligned}
I &= \frac{1}{T} \int_0^T \exp\left(-j2\pi \cdot 2\frac{B}{T}\tau t\right) \cdot e^{-j2\pi ft} \cdot dt \\
&= \frac{1}{T} \int_0^T \exp\left(-j2\pi \cdot \left(2\frac{B}{T}\tau + f\right) \cdot t\right) \cdot dt \\
&= \frac{1}{T} \left[\frac{\exp\left(-j2\pi \cdot \left(2\frac{B}{T}\tau + f\right) \cdot t\right)}{-j2\pi \cdot \left(2\frac{B}{T}\tau + f\right)} \right]_0^T \tag{A.2} \\
&= \frac{\left(1 - e^{-j2\pi \cdot \left(2\frac{B}{T}\tau + f\right) \cdot T}\right)}{j2\pi \cdot \left(2\frac{B}{T}\tau + f\right) \cdot T}
\end{aligned}$$

En utilisant l'équation de factorisation de l'angle moitié en annexe (A.15),

avec $A = -(2\frac{B}{T}\tau + f)T$, nous obtenons :

$$\begin{aligned}
 I &= -e^{-j2\pi(2\frac{B}{T}\tau + f)\frac{T}{2}} \cdot \text{sinc}(-2\pi(2\frac{B}{T}\tau + f)\frac{T}{2}) \\
 &= -e^{-j2\pi(2\frac{B}{T}\tau + f)\frac{T}{2}} \cdot \text{sinc}(2\pi(2\frac{B}{T}\tau + f)\frac{T}{2}) \\
 &= -e^{-j2\pi(B\tau + f\frac{T}{2})} \cdot \text{sinc}(2\pi(B\tau + f\frac{T}{2}))
 \end{aligned} \tag{A.3}$$

$$I = e^{-j2\pi\frac{B}{c}\cdot(d+r)} \cdot \text{sinc}(2\pi\frac{B}{c} \cdot (d-r)) \tag{A.4}$$

Changement de variable ϕ

$$\begin{aligned}
 \phi(r) &\stackrel{def}{=} 2\pi\frac{d}{c} \cdot (\frac{2B}{T \cdot c}d - 2f_0) - 2\pi\frac{B}{c}(d-r) \\
 &= 2\pi\frac{d}{c} \cdot (\frac{2B}{T \cdot c}d - 2f_0 - 2B) + 2\pi\frac{B}{c} \cdot r \\
 &= 2\pi\frac{B}{c}d \cdot [\frac{2d}{Tc} - (1 + \frac{2f_0}{B})] + 2\pi\frac{B}{c} \cdot r \\
 &= 2\pi\frac{B}{c} \cdot ([\frac{2\tau}{T} - (1 + \frac{2f_0}{B})] \cdot d + r)
 \end{aligned} \tag{A.5}$$

Comme $T \gg \tau$ par hypothèse (1.3.2), nous avons :

$$\boxed{\phi(r) \sim -2\pi\frac{B}{c} \cdot [(1 + \frac{2f_0}{B}) \cdot d + r]} \tag{A.6}$$

$$\begin{aligned}
 s_x(r) &= \frac{L}{T} \cdot e^{j2\pi(2\frac{B}{T}\tau^2 - 2f_0\tau)} \cdot I(r) \\
 &= \frac{L}{T} \cdot e^{j2\pi(2\frac{B}{T}\tau^2 - 2f_0\tau)} \cdot e^{-j2\pi\frac{B}{c}\cdot(d-r)} \cdot \text{sinc}(2\pi\frac{B}{c} \cdot (d+r)) \\
 &= \frac{L}{T} e^{j2\pi(2\frac{B}{T}\tau^2 - 2f_0\tau - \frac{B}{c}\cdot(d-r))} \cdot \text{sinc}(2\pi\frac{B}{c} \cdot (d-r)) \\
 s_x(r) &= L \cdot e^{j\phi(r)} \cdot \text{sinc}(2\pi\frac{B}{c} \cdot (d-r))
 \end{aligned} \tag{A.7}$$

Équation du spectre d'un signal en escalier Ce développement utilise les équations en annexe (A).

$$\begin{aligned}
s_e(f) &= FT[A_e \exp(j2\pi \cdot [f_0 + M(t)] \cdot t)] \\
&= A_e \int_0^T \exp(j2\pi \cdot [f_0 + \sum_{i=0}^{N_m-1} \chi_{A_i}(t) \cdot f_{m_i}] \cdot t) \cdot e^{-j2\pi f t} dt \\
&= A_e \sum_{i=0}^{N_m-1} \int_{t_i}^{t_{i+1}} \exp(j2\pi \cdot [f_0 + f_{m_i}] \cdot t) \cdot e^{-j2\pi f t} dt \\
&= A_e \sum_{i=0}^{N_m-1} \left[\frac{e^{j2\pi(f_0+f_{m_i}-f) \cdot t}}{j2\pi(f_0 - f_{m_i} - f)} \right]_{t_i}^{t_{i+1}} \\
&= A_e \sum_{i=0}^{N_m-1} \frac{e^{j2\pi(f_0+f_{m_i}-f) \cdot t_{i+1}} - e^{j2\pi(f_0+f_{m_i}-f) \cdot t_i}}{j2\pi(f_0 - f_{m_i} - f)} \\
&= A_e \sum_{i=0}^{N_m-1} \frac{e^{j2\pi(f_0+f_{m_i}-f) \cdot (i+1) \cdot \frac{T}{N_m}} - e^{j2\pi(f_0+f_{m_i}-f) \cdot i \cdot \frac{T}{N_m}}}{j2\pi(f_0 - f_{m_i} - f)} \\
&= A_e \sum_{i=0}^{N_m-1} e^{j2\pi(f_0+f_{m_i}-f) \cdot i \cdot \frac{T}{N_m}} \cdot \frac{e^{j2\pi(f_0+f_{m_i}-f) \cdot (i+1) \cdot \frac{T}{N_m}} - 1}{j2\pi(f_0 - f_{m_i} - f)} \\
&= A_e \sum_{i=0}^{N_m-1} (i+1) \cdot e^{j2\pi(f_0+f_{m_i}-f) \cdot i \cdot \frac{T}{N_m}} \cdot \frac{e^{j2\pi(f_0+f_{m_i}-f) \cdot (i+1) \cdot \frac{T}{N_m}} - 1}{j2\pi(f_0 - f_{m_i} - f) \cdot (i+1)} \\
&= A_e \sum_{i=0}^{N_m-1} (i+1) \cdot e^{j2\pi(f_0+f_{m_i}-f) \cdot i \cdot \frac{T}{N_m}} \cdot e^{j2\pi(f_0+f_{m_i}-f) \cdot \frac{i+1}{2} \cdot \frac{T}{N_m}} \\
&\quad \cdot \operatorname{sinc}(2\pi(f_0 + f_{m_i} - f) \cdot \frac{i+1}{2} \cdot \frac{T}{N_m}) \\
&= A_e \sum_{i=0}^{N_m-1} (i+1) \cdot e^{j2\pi(f_0+f_{m_i}-f) \cdot \frac{T}{N_m} \cdot \frac{2i+1}{2}} \cdot \operatorname{sinc}(2\pi(f_0 + f_{m_i} - f) \cdot \frac{i+1}{2} \cdot \frac{T}{N_m})
\end{aligned} \tag{A.8}$$

Développement du signal de mixage avec capteur

$$\begin{aligned}
s_x(t) &= s_r(t) \cdot \overline{s_e(t)} \\
s_x(t) &= s_{e_c}(t - \tau) \cdot \overline{s_e(t)} \cdot L_{FS} \\
s_x(t) &= FT^{-1}[s_{e_c}(f)](t - \tau) \cdot \overline{s_e(t)} \cdot L_{FS} \\
s_x(t) &= FT^{-1}[s_{r_c}(f) \cdot S(f)](t - \tau) \cdot \overline{s_e(t)} \cdot L_{FS} \\
s_x(t) &= FT^{-1}[s_e(f) \cdot e^{-j2\pi f\tau} \cdot L_{FS} \cdot S(f)](t - \tau) \cdot \overline{s_e(t)} \cdot L_{FS} \\
s_x(t) &= FT^{-1}[s_e(f) \cdot e^{-j2\pi f2\tau} \cdot S(f)](t) \cdot \overline{s_e(t)} \cdot L_{FS}^2 \\
s_x(t) &= FT^{-1}[s_e(f) \cdot e^{-j2\pi f2\tau}](t) \otimes FT^{-1}[S(f)] \cdot \overline{s_e(t)} \cdot L_{FS}^2 \\
s_x(t) &= s_e(t - 2\tau) \otimes FT^{-1}[S(f)] \cdot \overline{s_e(t)} \cdot L_{FS}^2
\end{aligned} \tag{A.9}$$

Développement des intégrales du spectre de battement Ainsi, nous pouvons développer de 2 façons différentes l'expression précédente, suivant le sens du produit de convolution :

$$\begin{aligned}
s_x(t) &= \int_{-\infty}^{+\infty} FT^{-1}[S_{21}(f)](u) \cdot s_e(t - u - 2\tau) du \cdot \overline{s_e(t)} \cdot L_{FS}^2 \\
&= \int_{t-2\tau-T}^{t-2\tau} FT^{-1}[S_{21}(f)](u) \cdot s_e(t - u - 2\tau) du \cdot \overline{s_e(t)} \cdot L_{FS}^2
\end{aligned} \tag{A.10}$$

$$\begin{aligned}
s_x(t) &= \int_{-\infty}^{+\infty} s_e(u - 2\tau) \cdot FT^{-1}[S_{21}(f)](t - u) du \cdot \overline{s_e(t)} \cdot L_{FS}^2 \\
&= \int_{2\tau}^{T+2\tau} s_e(u - 2\tau) \cdot FT^{-1}[S_{21}(f)](t - u) du \cdot \overline{s_e(t)} \cdot L_{FS}^2 \\
&\approx \int_{2\tau}^T s_e(u - 2\tau) \cdot FT^{-1}[S_{21}(f)](t - u) du \cdot \overline{s_e(t)} \cdot L_{FS}^2
\end{aligned} \tag{A.11}$$

Calculons maintenant le spectre de battement :

$$\begin{aligned}
s_x(f) &= FT[s_e(t - 2\tau) \otimes FT^{-1}[S_{21}(f)](t) \cdot \overline{s_e(t)} \cdot L](f) \\
&= L \cdot FT[s_e(t - 2\tau) \otimes FT^{-1}[S_{21}(f)](t) \cdot \overline{s_e(t)}](f) \\
&= L \cdot FT[s_e(t - 2\tau) \otimes S_{21}(f)](f) \otimes FT[\overline{s_e(t)}](f) \\
&= L \cdot [s_e(f) \cdot e^{-j2\pi f2\tau} \cdot S_{21}(f)] \otimes \overline{s_e(-f)}
\end{aligned} \tag{A.12}$$

Développons également ici le produit de convolution :

$$s_x(f) = L \cdot \int_{-\infty}^{+\infty} s_e(u) \cdot e^{-2\pi u2\tau} \cdot S_{21}(u) \cdot \overline{s_e(u - f)} du \tag{A.13}$$

$$s_x(f) = L \cdot \int_{-\infty}^{+\infty} s_e(f - u) \cdot e^{-j2\pi(f-u)2\tau} \cdot S_{21}(f - u) \cdot \overline{s_e(-u)} du \tag{A.14}$$

Trigonométrie pour les fonctions

Formule d'Euler pour les sinus cardinaux

$$\begin{aligned}
 \frac{e^{j2\pi A} - 1}{j2\pi A} &= \frac{e^{j2\pi A/2} \cdot (e^{j2\pi A/2} - e^{-j2\pi A/2})}{j2\pi A} \\
 &= \frac{e^{j2\pi A/2} \cdot 2j \sin(2\pi A/2)}{j2\pi A} \\
 &= e^{j2\pi A/2} \cdot \text{sinc}(2\pi A/2)
 \end{aligned} \tag{A.15}$$

Integration d'exponentielles à polynome

$$\forall \phi \in \mathbb{R} \quad \forall x \in \mathbb{R}^+ \quad \int_0^x e^{j\phi \cdot t^2} dt = \frac{e^{j\frac{5\pi}{4}}}{2} \sqrt{\frac{\pi}{\phi}} \cdot \text{erf}(e^{j\frac{3\pi}{4}} \sqrt{\phi} \cdot T) \tag{A.16}$$

$$\begin{aligned}
 \int_0^x \exp(j2\pi(a_0 + a_1 t + a_0 t^2)) dt &= \frac{e^{-\frac{j\pi(a_1^2 - 4a_0 a_2)}{2a_2}}}{2\sqrt{a_2}} \cdot \left(C\left(\frac{a_1 + 2a_2 x}{\sqrt{a_2}}\right) - C\left(\frac{a_1}{\sqrt{a_2}}\right) \right. \\
 &\quad \left. + jD\left(\frac{a_1 + 2a_2 x}{\sqrt{a_2}}\right) - jD\left(\frac{a_1}{\sqrt{a_2}}\right) \right)
 \end{aligned} \tag{A.17}$$

Outils de transformation

Transformées de Fourier Usuelles

$$\begin{aligned}
 FT[\exp(j2\pi f_0 t)] &= \int_0^T \exp(j2\pi f_0 t) \cdot \exp(-j2\pi f t) dt = \left[-\frac{j e^{j2\pi t(f_0 - f)}}{2\pi(f - f_0)} \right]_0^T \\
 &= \frac{1 - e^{j2\pi T(f_0 - f)}}{2\pi(f - f_0)} \\
 &= e^{j2\pi \frac{T(f_0 - f)}{2}} \cdot \text{sinc}\left(j2\pi \frac{T(f_0 - f)}{2}\right)
 \end{aligned} \tag{A.18}$$

Produit de convolution

$$(f \otimes g)(x) = \int_{-\infty}^{+\infty} f(t) \cdot g(x - t) dt \tag{A.19}$$

Intégrale de Fresnel

$$C(x) + jS(x) = \int_0^x e^{j\pi \frac{t^2}{2}} dt = \int_0^x \cos(\pi \frac{t^2}{2}) dt + j \int_0^x \sin(\pi \frac{t^2}{2}) dt \quad (\text{A.20})$$

Fonction d'erreur

$$\operatorname{erf}(z) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^x e^{-t^2} dt \underset{|z| \approx 0}{=} \frac{2}{\sqrt{\pi}} \left(z - \frac{z^3}{3} + \frac{z^5}{10} - \frac{z^7}{42} + O(z^9) \right) \quad (\text{A.21})$$

$$\underset{|z| \approx +\infty}{=}$$

$$\operatorname{erfi}(z) = \frac{\operatorname{erf}(iz)}{i} \underset{|z| \approx 0}{=} \frac{1}{\sqrt{\pi}} \left(2z + \frac{2z^3}{3} + \frac{z^5}{5} + \frac{z^7}{21} + O(z^9) \right)$$

$$\underset{|z| \approx +\infty}{=} -j + \frac{e^{z^2}}{\sqrt{\pi}} \cdot \left(\frac{1}{z} + \frac{1}{2z^3} + \frac{3}{4z^5} + \frac{15}{8z^7} + O\left(\frac{1}{z^9}\right) \right) \quad (\text{A.22})$$

Intégration d'exponentielle de fonction polynomiale

$$\int_0^T \exp(j2\pi(A_0 + A_1 \cdot t + A_2 \cdot t^2)) dt$$

$$= \frac{e^{-j\pi \frac{A_1^2 - 4A_0A_2}{2A_2}}}{2\sqrt{A_2}} \left[C\left(\frac{A_1 + 2A_2T}{\sqrt{A_2}}\right) - C\left(\frac{A_1}{\sqrt{A_2}}\right) \right. \\ \left. - jS\left(\frac{A_1 + 2A_2T}{\sqrt{A_2}}\right) - jS\left(\frac{A_1}{\sqrt{A_2}}\right) \right]$$

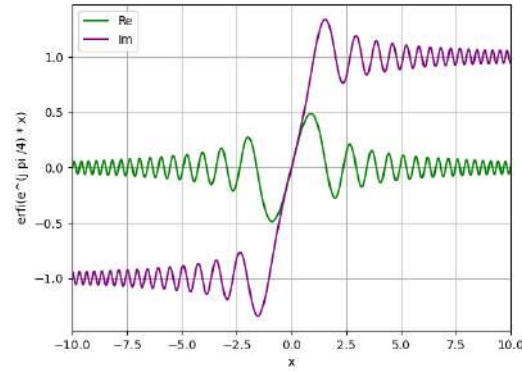
$$= \frac{(-1)^{\frac{3}{4}} e^{-j\pi \frac{A_1^2 - 4A_0A_2}{2A_2}}}{2\sqrt{2A_2}} \cdot \left[\operatorname{erfi}\left(e^{j\frac{\pi}{4}} \sqrt{\frac{\pi}{2}} \cdot \frac{A_1}{2\sqrt{A_2}}\right) - \operatorname{erfi}\left(e^{j\frac{\pi}{4}} \sqrt{\frac{\pi}{2}} \cdot \frac{A_1 + 2A_2T}{2\sqrt{A_2}}\right) \right] \quad (\text{A.23})$$

Simplification pour le cas où $A_0 = 0$

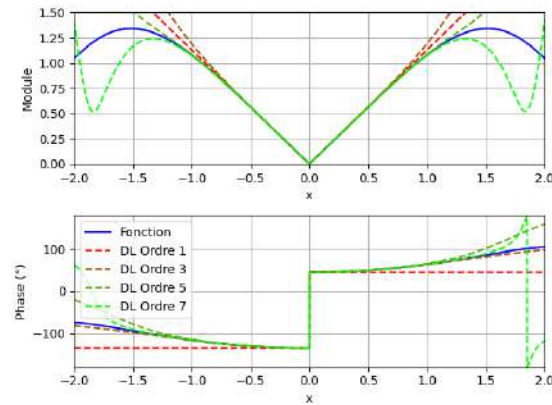
$$\int_0^T \exp(j2\pi(A_1 \cdot t + A_2 \cdot t^2)) dt$$

$$= \frac{e^{-j\pi \frac{A_1^2}{2A_2}}}{2\sqrt{A_2}} \left[C\left(\frac{A_1 + 2A_2T}{\sqrt{A_2}}\right) - C\left(\frac{A_1}{\sqrt{A_2}}\right) \right. \\ \left. - jS\left(\frac{A_1 + 2A_2T}{\sqrt{A_2}}\right) - jS\left(\frac{A_1}{\sqrt{A_2}}\right) \right]$$

$$= \frac{(-1)^{\frac{3}{4}} e^{-j\pi \frac{A_1^2}{2A_2}}}{2\sqrt{2A_2}} \cdot \left[\operatorname{erfi}\left(e^{j\frac{\pi}{8}} \sqrt{\frac{\pi}{2}} \cdot \frac{A_1}{2\sqrt{A_2}}\right) - \operatorname{erfi}\left(e^{j\frac{\pi}{8}} \sqrt{\frac{\pi}{2}} \cdot \frac{A_1 + 2A_2T}{2\sqrt{A_2}}\right) \right] \quad (\text{A.24})$$



(a)



(b)

FIGURE A.1 – Fonction d’erreur complexe $\operatorname{erf}(e^{j\frac{\pi}{4}} \cdot x)$, et leurs développements limités en pointillé. (a) Partie réelle et imaginaire. (b) Module et Phase, et ses développements limités

Numerisation

Echantillonnage

Théoreme de Shanon : *La représentation discrète d’un signal exige des échantillons régulièrement espacés à une fréquence d’échantillonnage supérieure au double de la fréquence maximale présente dans ce signal.*

Ainsi : pour tout signal analogique dans le domaine réel, la fréquence maximale ne doit pas dépasser deux fois la fréquence d’échantillonnage. Pour des signaux dans le domaine complexe cette limite est fixée à 4 fois la fréquence. Si cette condition n’est pas vérifiée, du repliement de spectre est à prévoir.

$$f_{max} < 2 \cdot f_e \quad (\text{A.25})$$

Résultats de mesures additionnels

B.1 Estimateurs

B.1.1 Atténuateur

Simulation

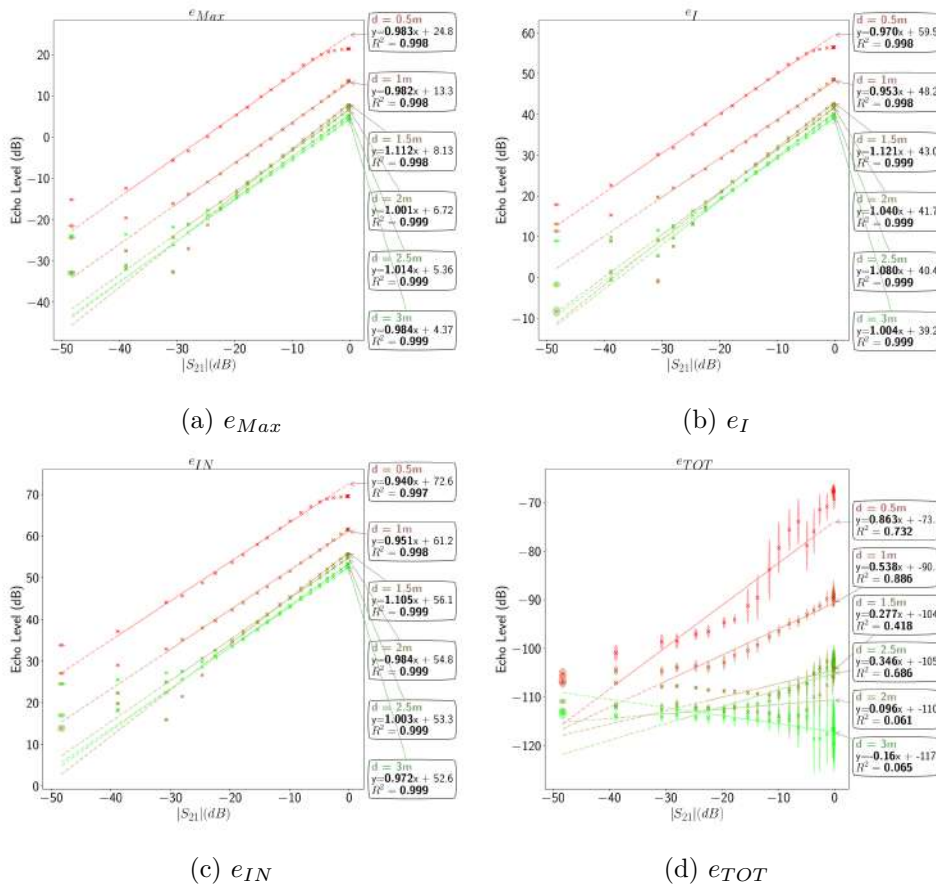


FIGURE B.1 – Estimateurs de puissance pour un atténuateur. Simulation.

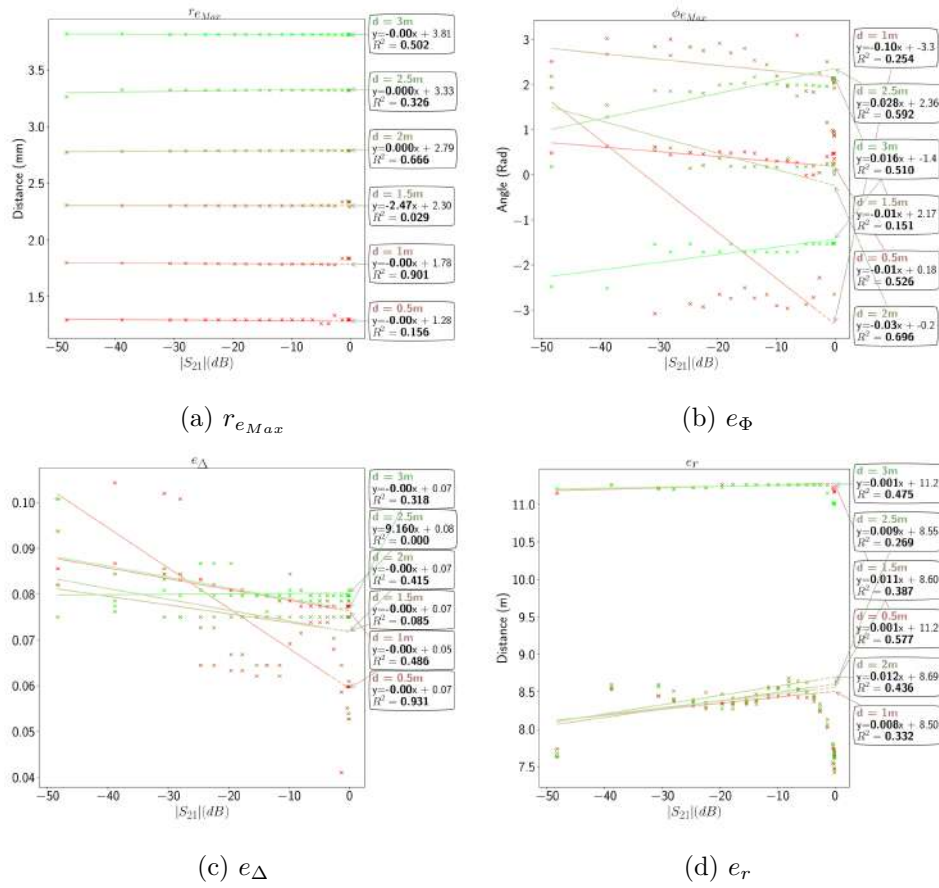


FIGURE B.2 – Estimateurs positionnels pour un atténuateur. Simulation.

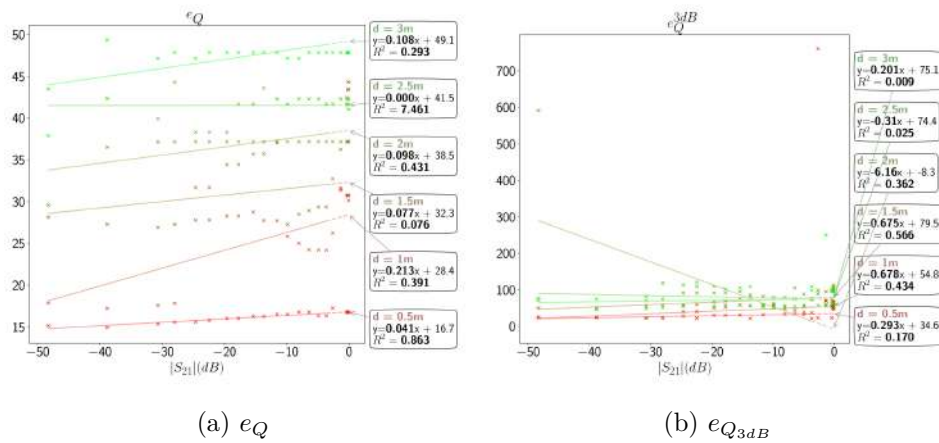


FIGURE B.3 – Estimateurs de qualité pour un atténuateur. Simulation.

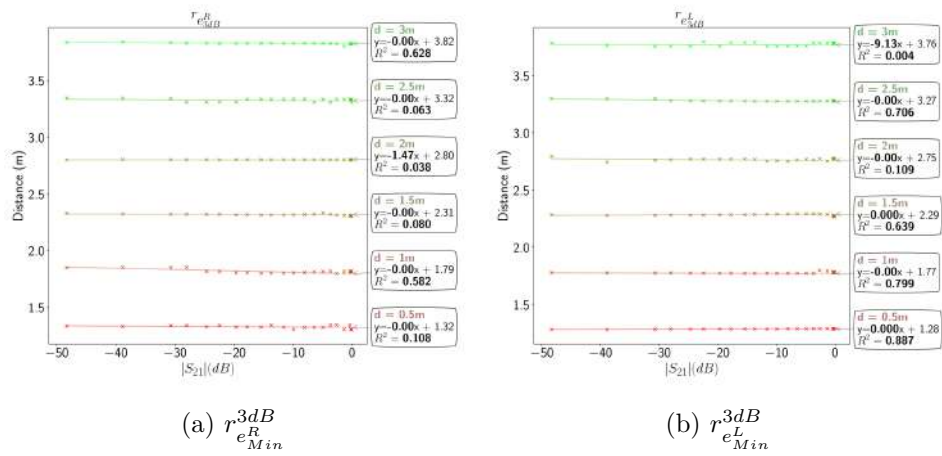


FIGURE B.4 – Estimateurs intermédiaires de position (3dB) pour un atténuateur. Simulation.

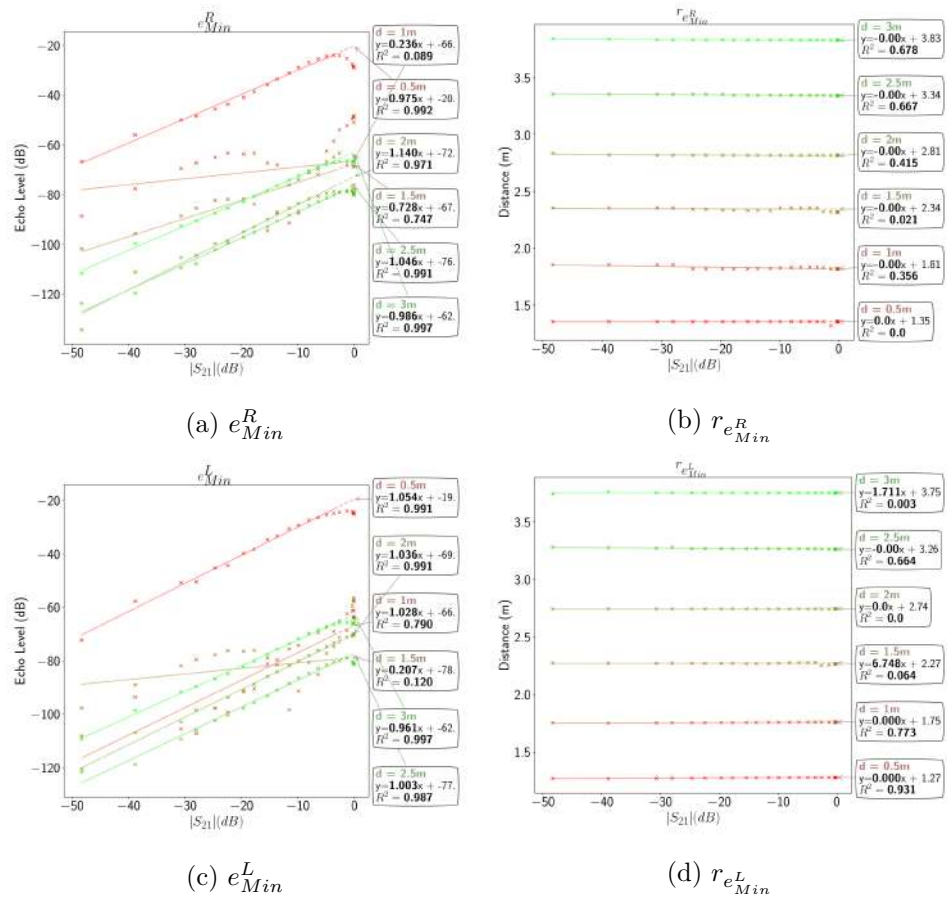


FIGURE B.5 – Estimateurs de minimum pour un atténuateur. Simulation.

Mesure

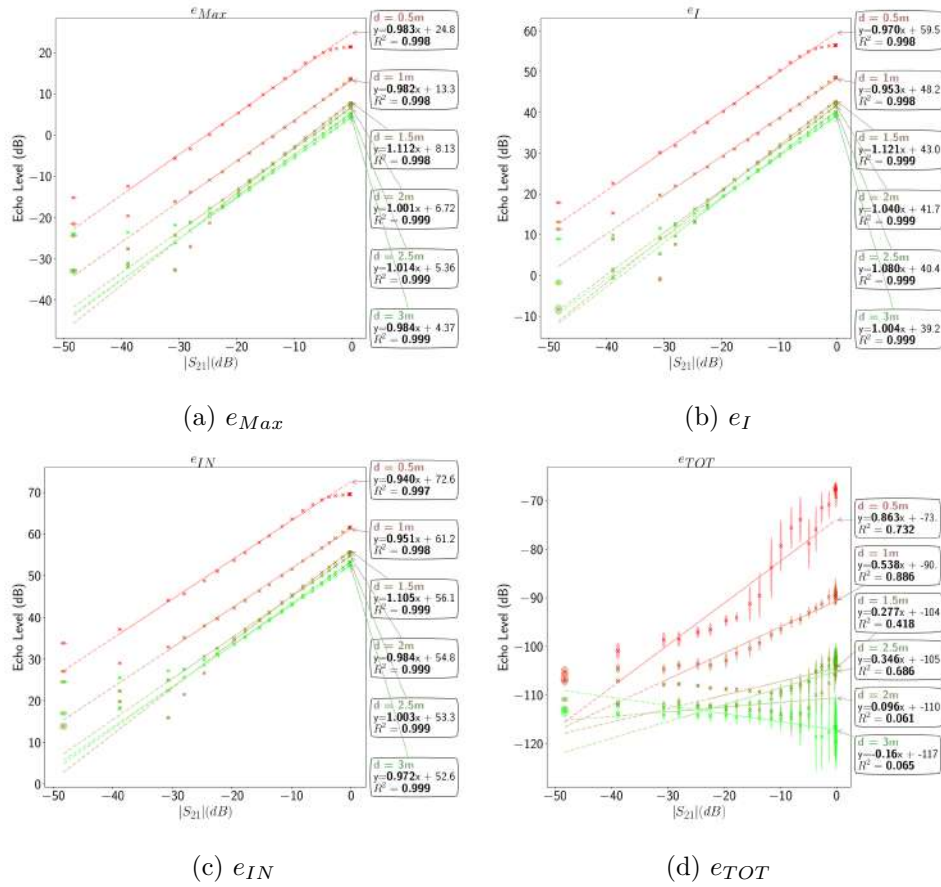
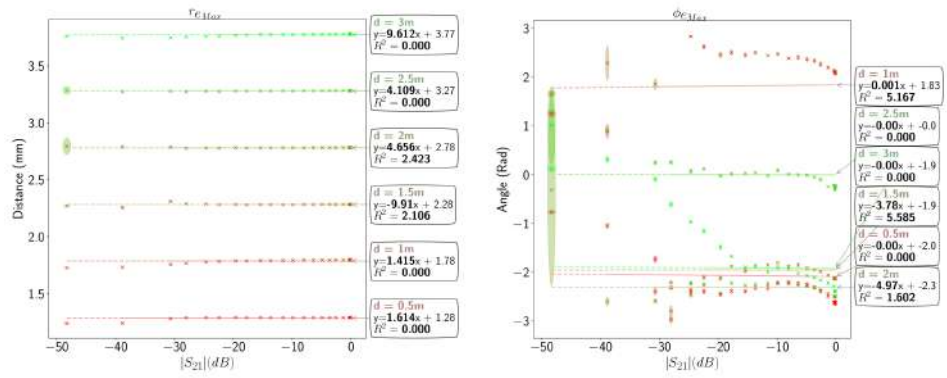
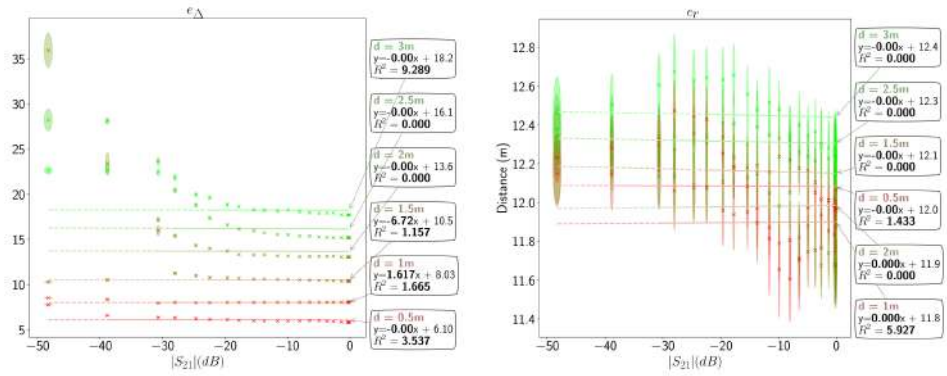


FIGURE B.6 – Estimateurs de puissance pour un atténuateur.



(a) r_{eMax}

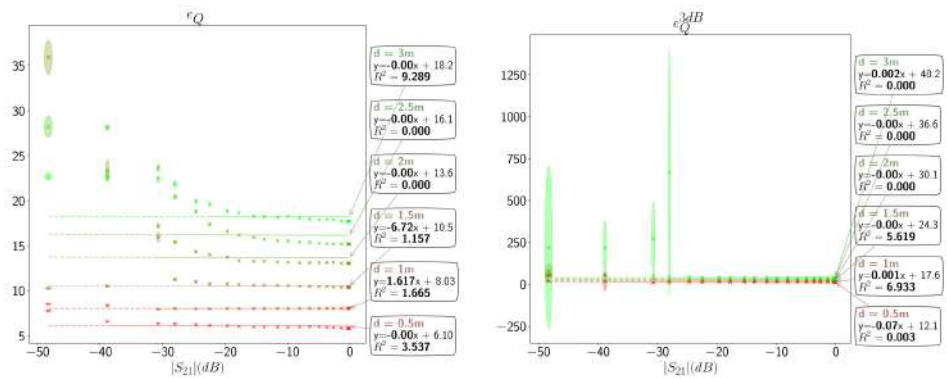
(b) e_Φ



(c) e_Δ

(d) e_r

FIGURE B.7 – Estimateurs positionnels pour un atténuateur.



(a) e_Q

(b) $e_{Q_{3dB}}$

FIGURE B.8 – Estimateurs de qualité pour un atténuateur.

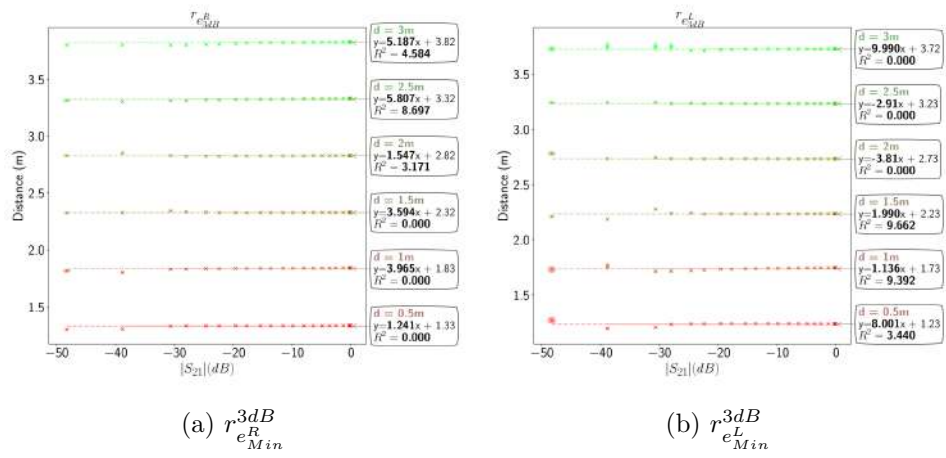


FIGURE B.9 – Estimateurs intermédiaires de position (3dB) pour un atténuateur.

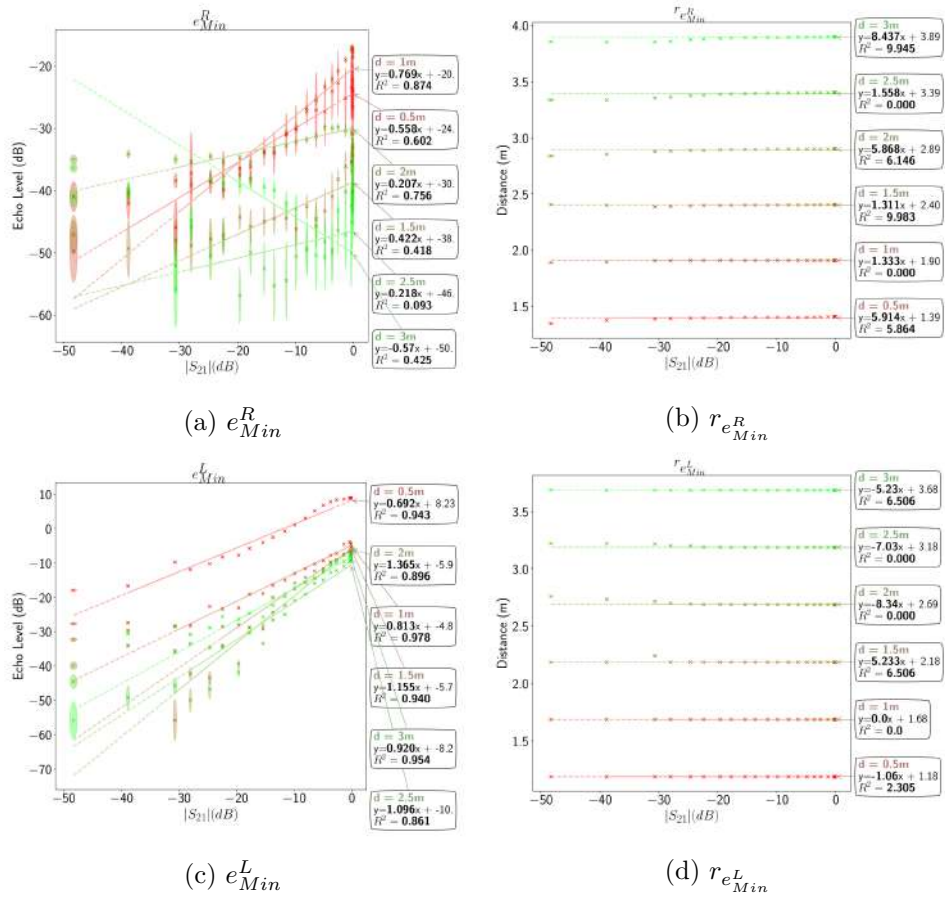


FIGURE B.10 – Estimateurs de minimum pour un atténuateur.

B.1.2 Capteurs de pression

Mesure

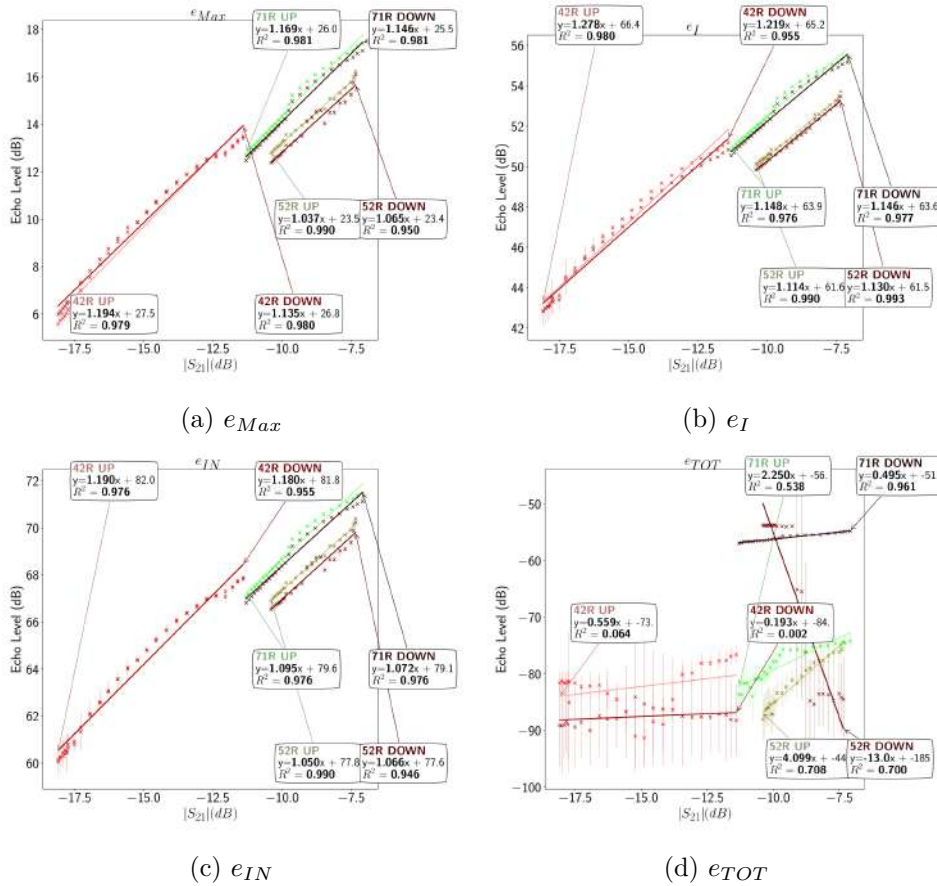


FIGURE B.11 – Estimateurs de puissance pour les capteurs de pression situés à 1 m du RADAR.

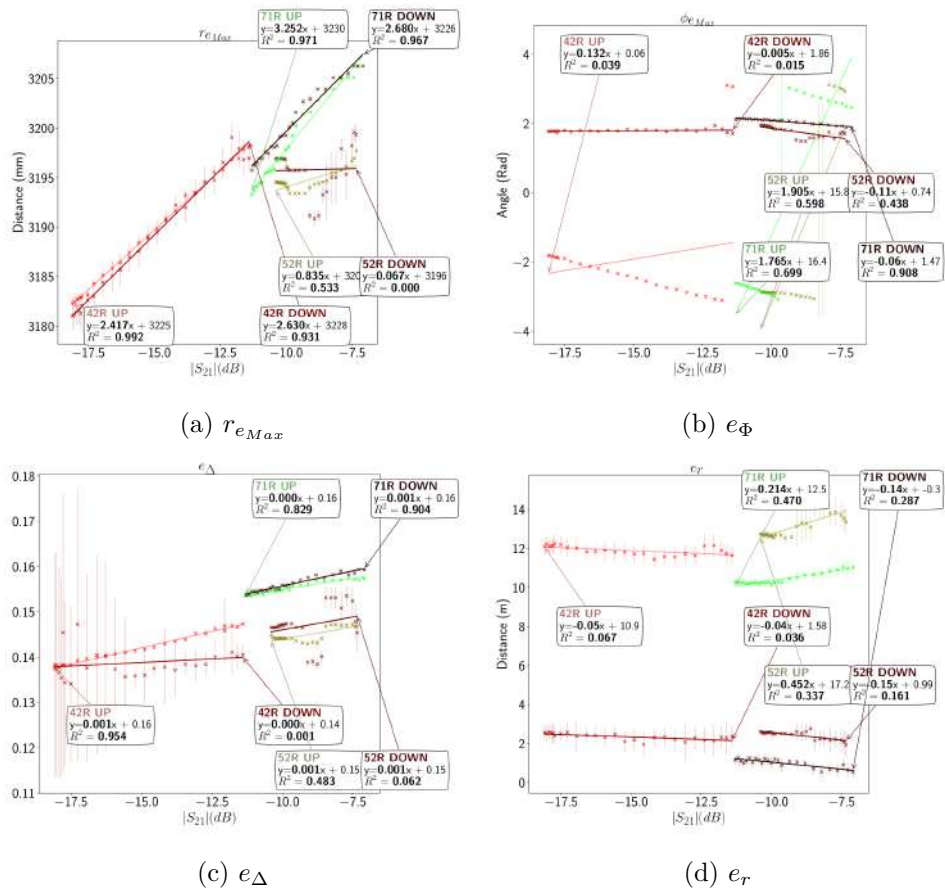


FIGURE B.12 – Estimateurs positionnels pour les capteurs de pression situés à 1 m du RADAR.

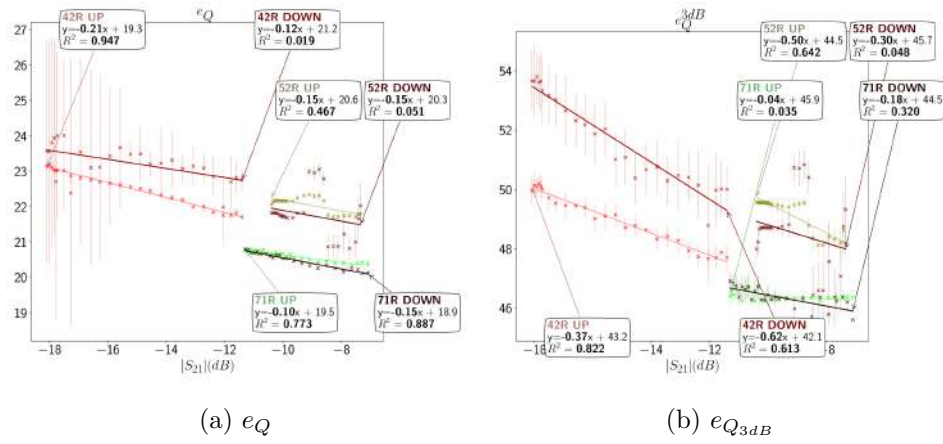


FIGURE B.13 – Estimateurs de qualité pour les capteurs de pression situés à 1 m du RADAR.

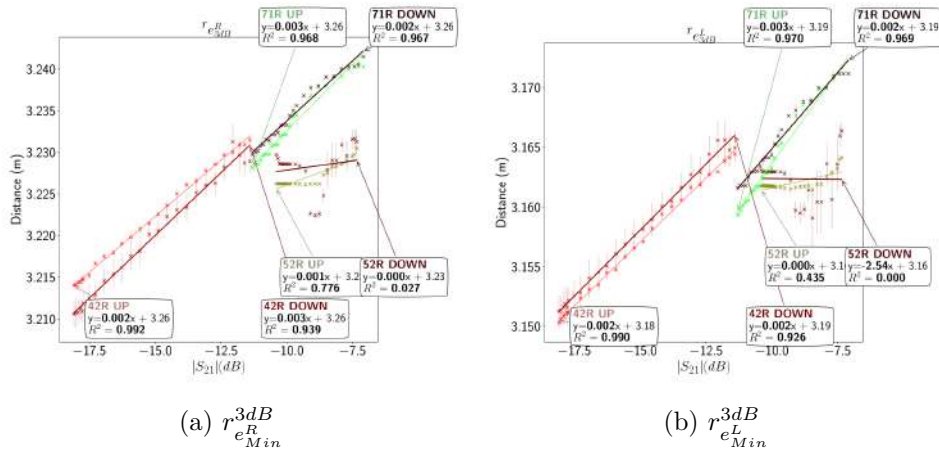


FIGURE B.14 – Estimateurs intermédiaires de position (3dB) pour les capteurs de pression situés à 1 m du RADAR.

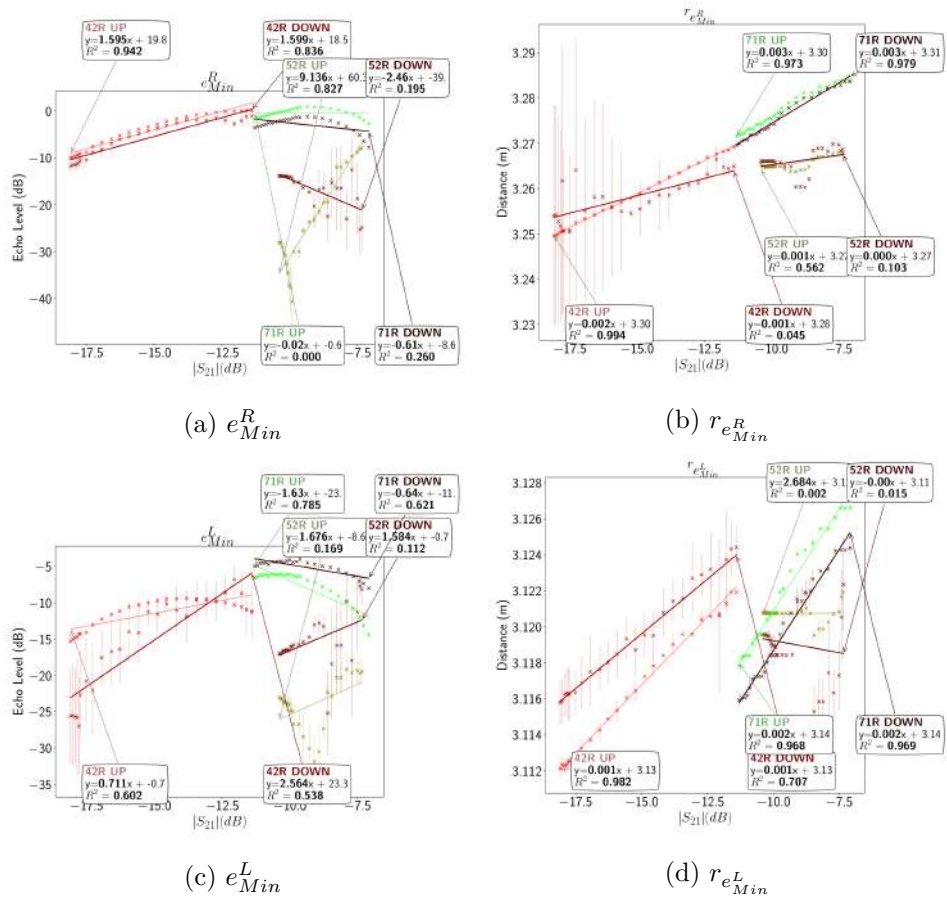


FIGURE B.15 – Estimateurs de minimum pour les capteurs de pression situés à 1 m du RADAR.

B.1.3 Capteurs micro-fluidique en guide d'onde

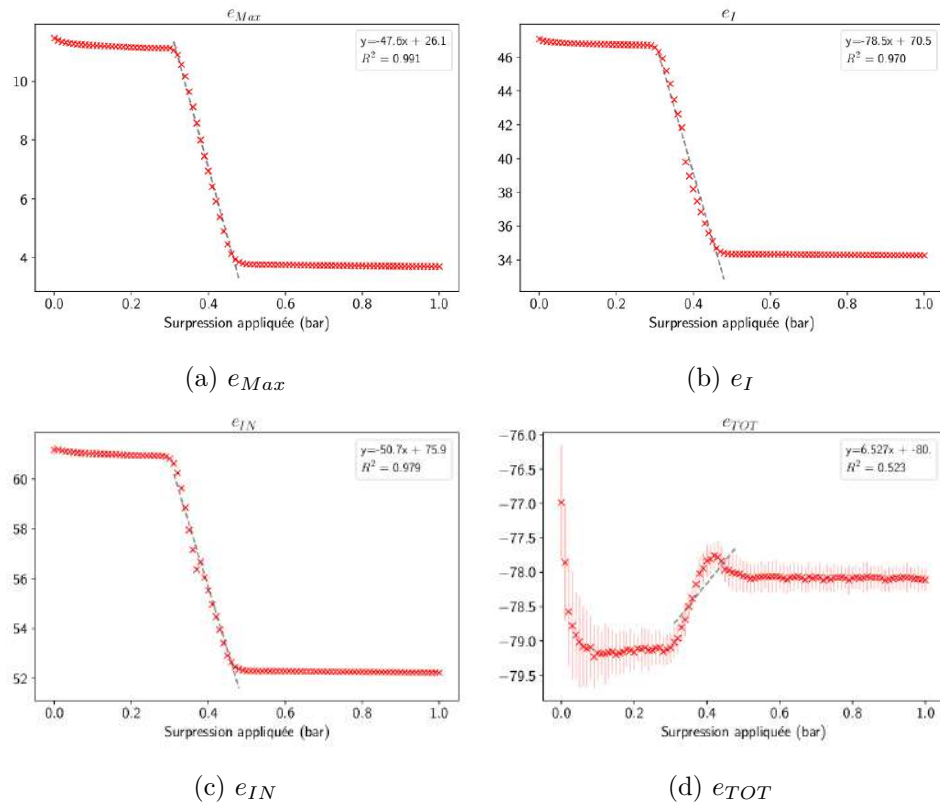


FIGURE B.16 – Estimateurs de puissance pour le capteur micro-fluidique situé à 1 m du RADAR.

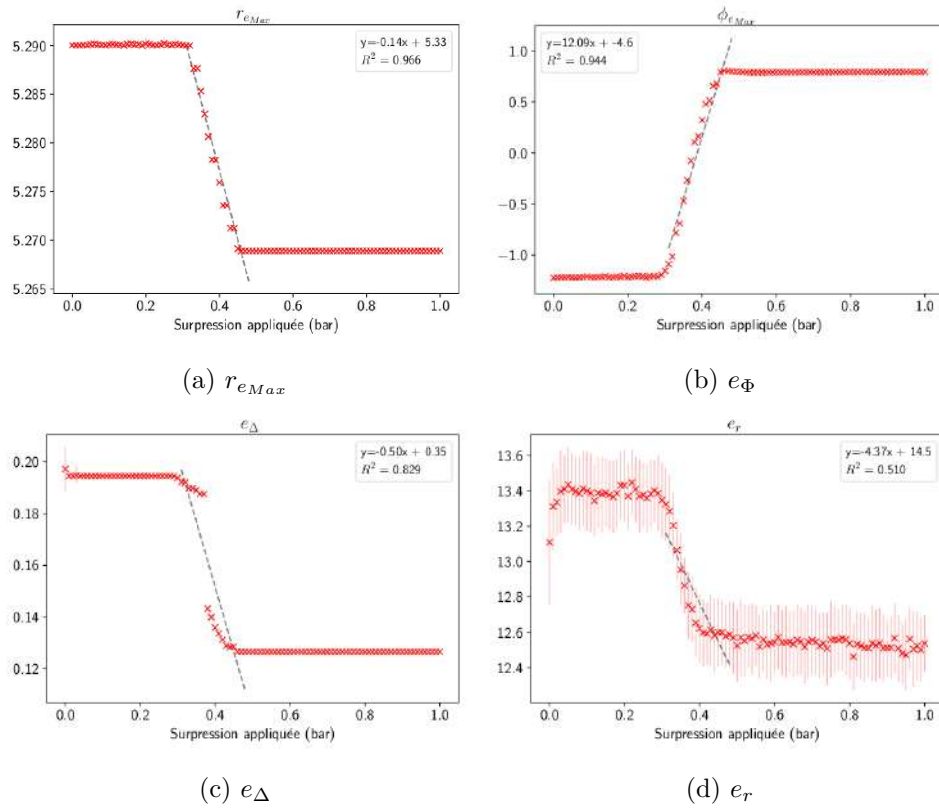


FIGURE B.17 – Estimateurs positionnels pour le capteur micro-fluidique situé à 1 m du RADAR.

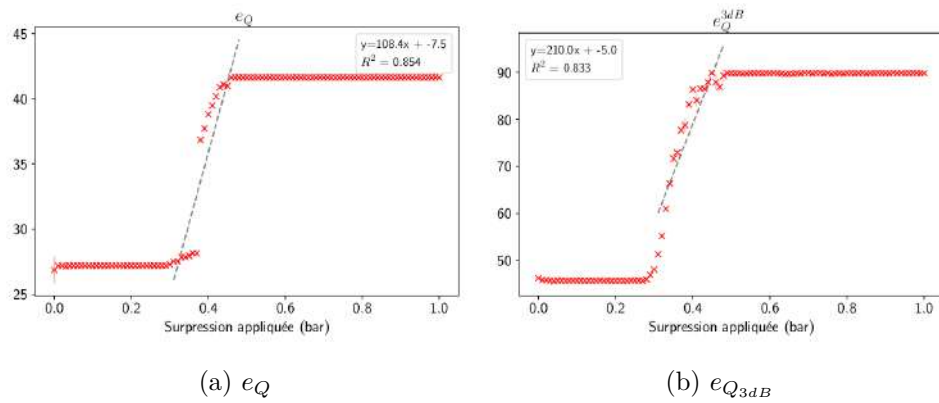


FIGURE B.18 – Estimateurs de qualité pour le capteur micro-fluidique situé à 1 m du RADAR.

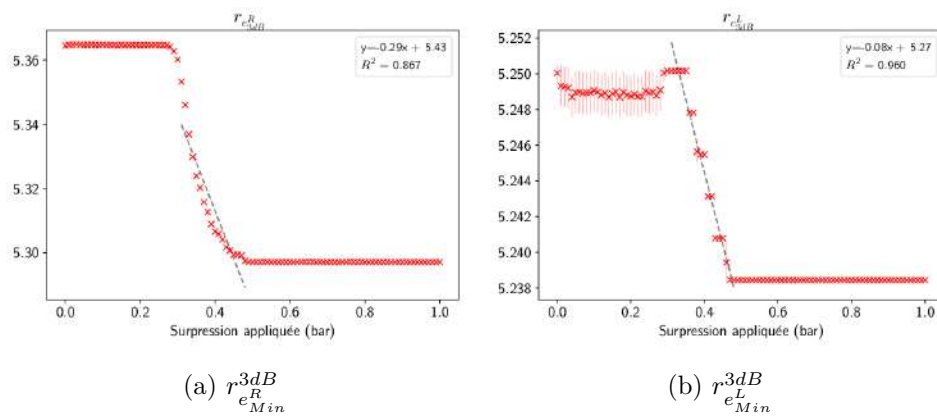


FIGURE B.19 – Estimateurs intermédiaires de position (3dB) pour le capteur micro-fluidique situé à 1 m du RADAR.

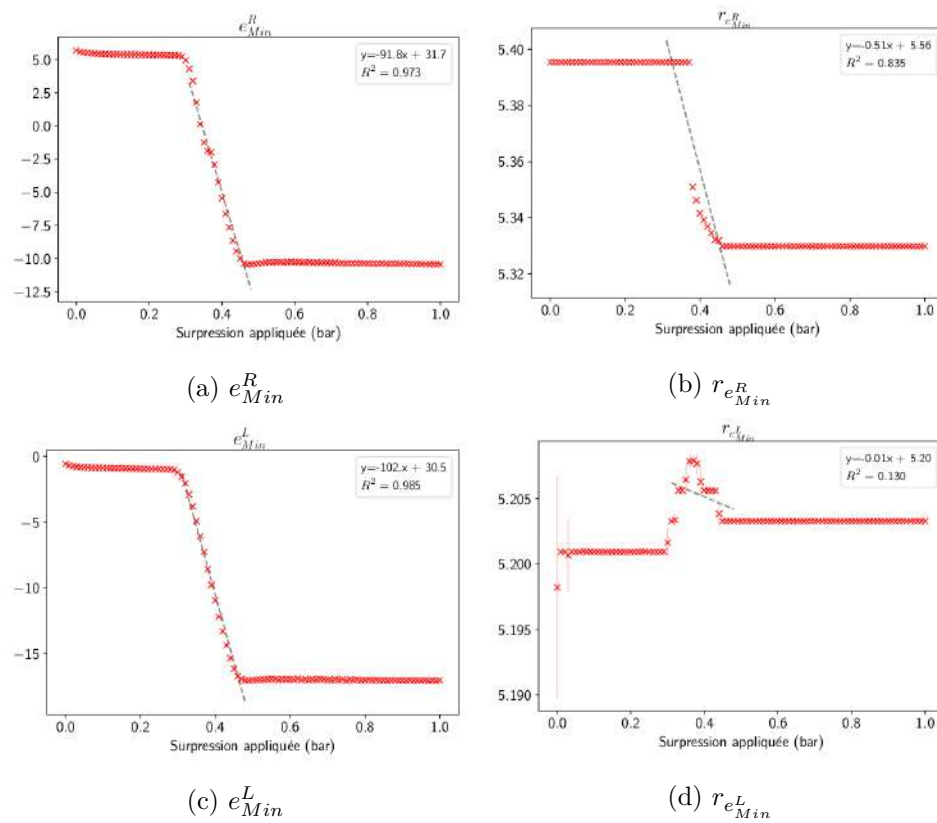


FIGURE B.20 – Estimateurs de minimum pour le capteur micro-fluidique situé à 1 m du RADAR.

B.2 Caractérisation des capteurs de pression

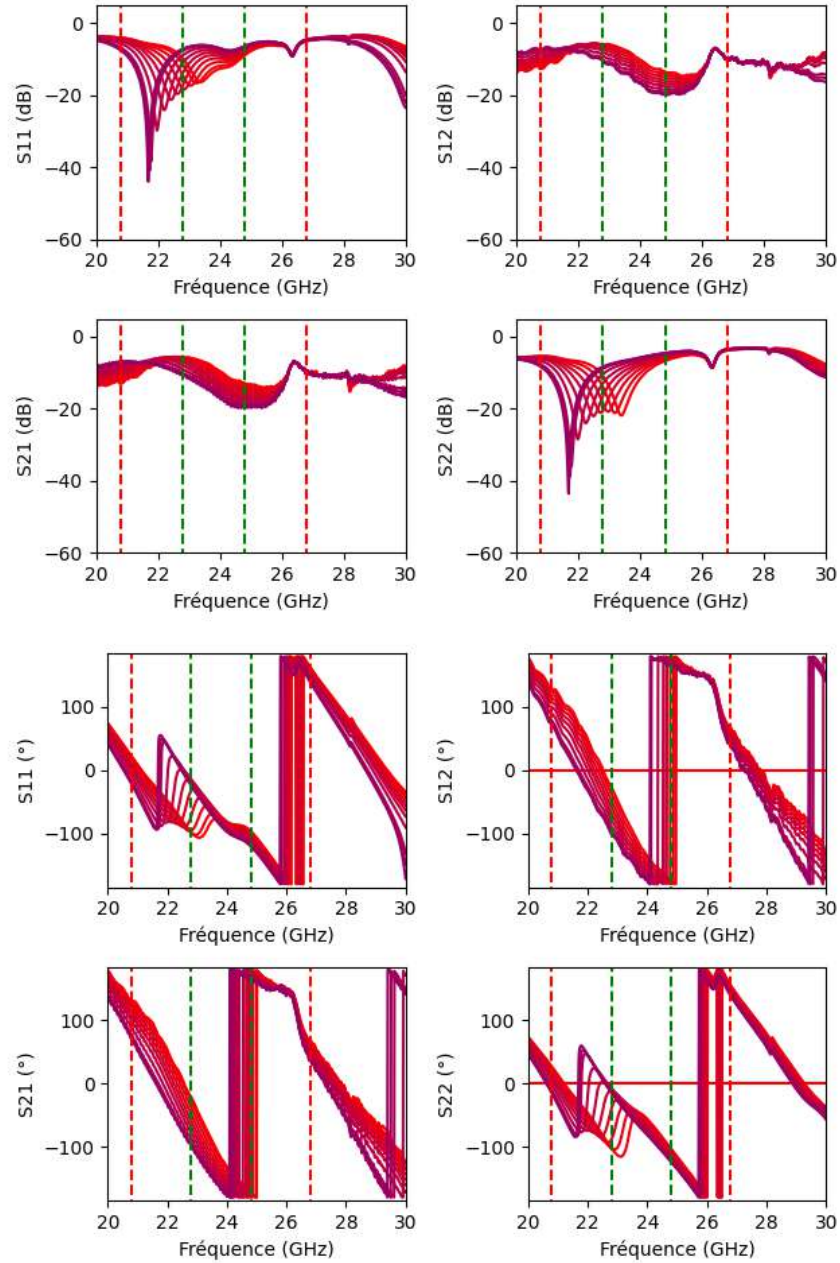


FIGURE B.21 – Paramètres S du capteur de pression 42R. Les barres vertes correspondent à la bande RADAR $[f_0 : f_0 + B]$. Les barres rouges correspondent à la bande $[f_0 - B : f_0 + 2B]$

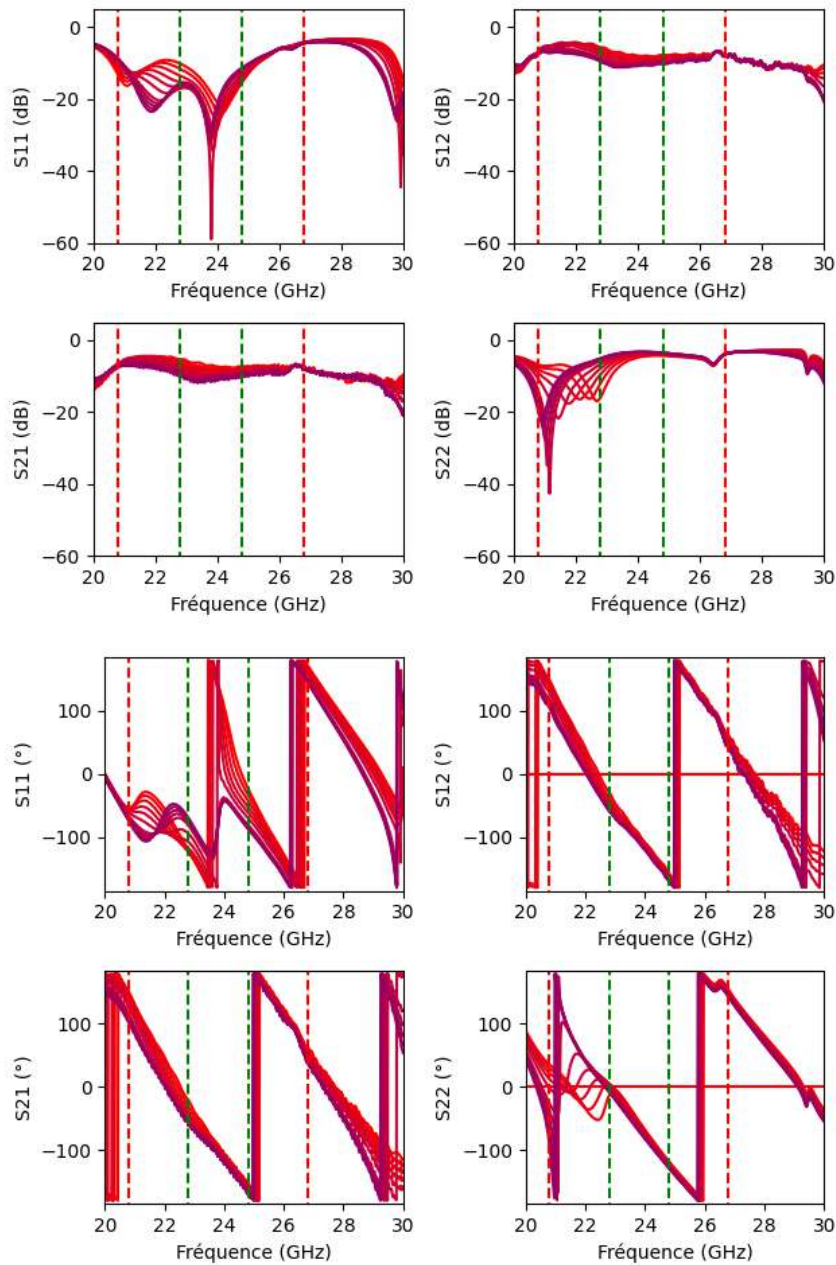


FIGURE B.22 – Paramètres S du capteur de pression 52R. Les barres vertes correspondent à la bande RADAR $[f_0 : f_0 + B]$. Les barres rouges correspondent à la bande $[f_0 - B : f_0 + 2B]$

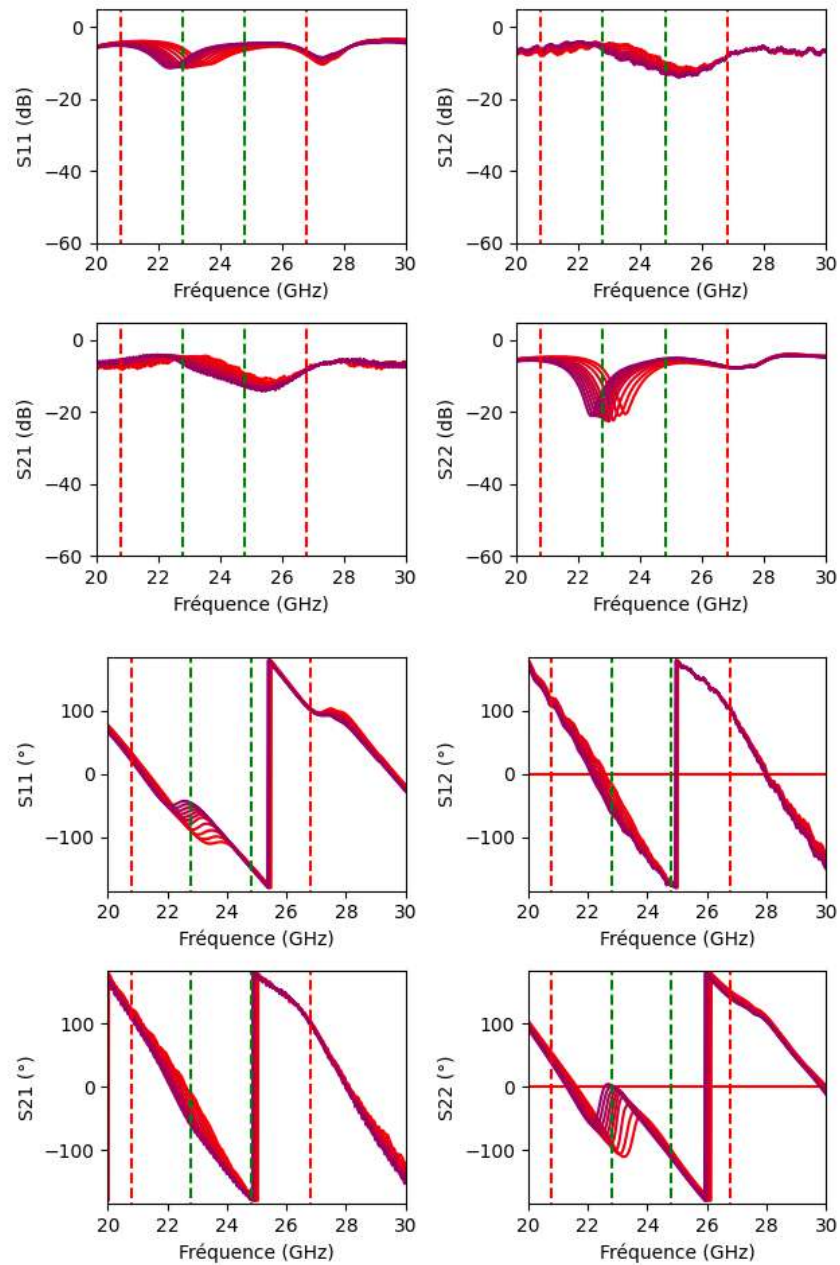


FIGURE B.23 – Paramètres S du capteur de pression 71R. Les barres vertes correspondent à la bande RADAR $[f_0 : f_0 + B]$. Les barres rouges correspondent à la bande $[f_0 - B : f_0 + 2B]$

Bibliographie

- [1] Th Arampatzis, John Lygeros, and Stamatis Manesis. A survey of applications of wireless sensors and wireless sensor networks. In *Proceedings of the 2005 IEEE International Symposium on, Mediterrean Conference on Control and Automation Intelligent Control, 2005.*, pages 719–724. IEEE, 2005.
- [2] Samir Čaušević, Alem Čolaković, and Adisa Hasković. The model of transport monitoring application based on internet of things. In *International Scientific Conference on Science and Traffic Development (ZIRP)*, pages 63–72, 2018.
- [3] T. Sanpechuda and L. Kovavisaruch. A review of RFID localization : Applications and techniques. In *2008 5th International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology*, volume 2, pages 769–772, May 2008.
- [4] Jérôme Courbat. Gas sensors on plastic foil with reduced power consumption for wireless applications. Technical report, EPFL, 2010.
- [5] Muhammad S. Khan, Mohammad S. Islam, and Hai Deng. Design of a Reconfigurable RFID Sensing Tag as a Generic Sensing Platform Toward the Future Internet of Things. *IEEE Internet of Things Journal*, 1(4) :300–310, August 2014. Conference Name : IEEE Internet of Things Journal.
- [6] Martin Cejp. *Wireless radiation monitoring system for particle accelerators*. PhD thesis, Prague, Tech. U., 2020.
- [7] Hao Liu, Zhong Yao, Li Zeng, and Jing Luan. An rfid and sensor technology-based warehouse center : assessment of new model on a superstore in china. *Assembly automation*, 2019.
- [8] Khin Thida San, Sun Ju Mun, Yeong Hun Choe, and Yoon Seok Chang. Uav delivery monitoring system. In *MATEC Web of Conferences*, volume 151, page 04011. EDP Sciences, 2018.
- [9] Stevan Preradovic, Nemaï C. Karmakar, and Isaac Balbin. RFID Transponders. *IEEE Microwave Magazine*, 9(5) :90–103, October 2008. Conference Name : IEEE Microwave Magazine.
- [10] Parya Fathi, Nemaï C. Karmakar, Mita Bhattacharya, and Sankar Bhattacharya. Potential Chipless RFID Sensors for Food Packaging Applications : A Review. *IEEE Sensors Journal*, 20(17) :9618–9636, September 2020. Conference Name : IEEE Sensors Journal.
- [11] Tolga Kaya and Hur Koser. A New Batteryless Active RFID System : Smart RFID. In *2007 1st Annual RFID Eurasia*, pages 1–4, September 2007.

- [12] William C. Wilson and Gary M. Atkinson. Passive Wireless Sensor Applications for NASA's Extreme Aeronautical Environments. *IEEE Sensors Journal*, 14(11) :3745–3753, November 2014. Conference Name : IEEE Sensors Journal.
- [13] Raymundo de Amorim, Romain Siragusa, Nicolas Barbot, Glauco Fontgalland, and Etienne Perret. Millimeter Wave Chipless RFID Authentication Based on Spatial Diversity and 2-D Classification Approach. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 69(9) :5913–5923, September 2021. Conference Name : IEEE Transactions on Antennas and Propagation.
- [14] Graham Brooker and Jairo Gomez. Lev termen's great seal bug analyzed. *IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine*, 28(11) :4–11, 2013.
- [15] Ahmad Abed Alhameed Alkhatib and Gurvinder Singh Baicher. Wireless sensor network architecture. In *2012 International conference on computer networks and communication systems (CNCS 2012)*. IACSIT Press Singapore, 2012.
- [16] Le-Giang Tran, Hyouk-Kyu Cha, and Woo-Tae Park. Rf power harvesting : a review on designing methodologies and applications. *Micro and Nano Systems Letters*, 5(1) :1–16, 2017.
- [17] Alassane Sidibe, Gaël Loubet, Alexandru Takacs, and Daniela Dragomirescu. Energy harvesting for battery-free wireless sensors network embedded in a reinforced concrete beam. In *2020 50th European Microwave Conference (EuMC)*, pages 702–705. IEEE, 2021.
- [18] Emilio Sardini and Mauro Serpelloni. An efficient electromagnetic power harvesting device for low-frequency applications. *Sensors and Actuators A : Physical*, 172(2) :475–482, 2011.
- [19] Steven R Anton and Henry A Sodano. A review of power harvesting using piezoelectric materials (2003–2006). *Smart materials and Structures*, 16(3) :R1, 2007.
- [20] Salvatore Boccardi, Francesco Ciampa, and Michele Meo. Design and development of a heatsink for thermo-electric power harvesting in aerospace applications. *Smart Materials and Structures*, 28(10) :105057, 2019.
- [21] Xin Tong, Su Liu, John Crittenden, and Yongsheng Chen. Nanofluidic membranes to address the challenges of salinity gradient power harvesting. *ACS nano*, 15(4) :5838–5860, 2021.
- [22] Maria V. De Paolis, Julien Philippe, Alexandre Rumeau, Anthony Coustou, Samuel Charlot, Hervé Aubert, and Patrick Pons. Aperture-Coupled Microstrip Resonator for Millimeter-Wave Passive Pressure Sensors. In *2019 20th International Conference on Solid-State Sensors*,

- Actuators and Microsystems Eurosensors XXXIII (TRANSDUCERS EUROSENSORS XXXIII)*, pages 2076–2079, June 2019. ISSN : 2167-0021.
- [23] Arnaud Vena, Etienne Perret, Darine Kaddour, and Thierry Baron. Toward a Reliable Chipless RFID Humidity Sensor Tag Based on Silicon Nanowires. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 64(9) :2977–2985, September 2016.
- [24] A. Guillet, A. Vena, E. Perret, and S. Tedjini. Design of a chipless RFID sensor for water level detection. In *2012 15 International Symposium on Antenna Technology and Applied Electromagnetics*, pages 1–4, Toulouse, France, June 2012. IEEE.
- [25] S. Bouaziz, F. Chebila, A. Traille, P. Pons, H. Aubert, and M. M. Tentsiris. A new millimeter-wave micro-fluidic temperature sensor for wireless passive radar interrogation. In *2012 IEEE Sensors*, pages 1–4, Taipei, Taiwan, October 2012. IEEE.
- [26] Stevan Preradovic. *Chipless RFID system for barcode replacement*. PhD thesis, Monash University Melbourne, Australia, 2010.
- [27] Emran Md Amin, Shakil Bhuiyan, Nemai Karmakar, and Bjorn Winther-Jensen. A novel EM barcode for humidity sensing. In *2013 IEEE International Conference on RFID (RFID)*, pages 82–87, April 2013.
- [28] P. Kalansuriya, R. Bhattacharyya, S. Sarma, and N. Karmakar. Towards chipless RFID-based sensing for pervasive surface crack detection. In *2012 IEEE International Conference on RFID-Technologies and Applications (RFID-TA)*, pages 46–51, November 2012.
- [29] Rattapong Suwalak, Chuwong Phongcharoenpanich, and Danai Torrungrueng. Chipped and chipless RFID sensors for quality monitoring of light weight concrete using the radar equation. In *2016 13th International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI-CON)*, pages 1–4, June 2016.
- [30] Patrick Pons, Hervé Aubert, Émilie Debourg, Ayoub Rifai, Michal Olszacki, Michal Matusiak, Isabella Augustyniak, Pawel Knapkiewicz, Jan Dziuban, Denis Lavielle, and Christian Chatry. Chipless Passive Sensor for Wireless Monitoring of High Radiation Doses in Nuclear Infrastructures. July 2014.
- [31] Nabil Khalid, Rashid Mirzavand, and Ashwin K. Iyer. A survey on battery-less rfid-based wireless sensors. *Micromachines*, 12(7), 2021.
- [32] Nicolas Barbot, Olivier Rance, and Etienne Perret. Classical RFID Versus Chipless RFID Read Range : Is Linearity a Friend or a Foe? *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*,

- 69(9) :4199–4208, September 2021. Conference Name : IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques.
- [33] Angus J. Healey, Parya Fathi, and Nemai C. Karmakar. RFID Sensors in Medical Applications. *IEEE Journal of Radio Frequency Identification*, 4(3) :212–221, September 2020. Conference Name : IEEE Journal of Radio Frequency Identification.
- [34] H. Gokay Bilic, Tarik Buyukoztekin, and Serhan Ozdemir. The Use of Chipless Sensors with RFID for Condition Monitoring. In *2018 International Conference on Artificial Intelligence and Data Processing (IDAP)*, pages 1–4, September 2018.
- [35] Jun Zhang, Gui Yun Tian, Adi M. J. Marindra, Ali Imam Sunny, and Ao Bo Zhao. A Review of Passive RFID Tag Antenna-Based Sensors and Systems for Structural Health Monitoring Applications. *Sensors*, 17(2) :265, February 2017. Number : 2 Publisher : Multidisciplinary Digital Publishing Institute.
- [36] M. Usman Memon and Sungjoon Lim. Review of Batteryless Wireless Sensors Using Additively Manufactured Microwave Resonators. *Sensors*, 17 :2068, September 2017.
- [37] Stevan Preradovic and Nemai Chandra Karmakar. Chipless RFID : Bar Code of the Future. *IEEE Microwave Magazine*, 11(7) :87–97, December 2010. Conference Name : IEEE Microwave Magazine.
- [38] Kevin Mc Gee, Prince Anandarajah, and David Collins. A Review of Chipless Remote Sensing Solutions Based on RFID Technology. *Sensors*, 19(22) :4829, January 2019. Number : 22 Publisher : Multidisciplinary Digital Publishing Institute.
- [39] Cristian Herrojo, Ferran Paredes, Javier Mata-Contreras, and Ferran Martín. Chipless-RFID : A Review and Recent Developments. *Sensors*, 19(15) :3385, January 2019. Number : 15 Publisher : Multidisciplinary Digital Publishing Institute.
- [40] Shuvashis Dey, Jhantu Kumar Saha, and Nemai Chandra Karmakar. Smart Sensing : Chipless RFID Solutions for the Internet of Everything. *IEEE Microwave Magazine*, 16(10) :26–39, November 2015. Conference Name : IEEE Microwave Magazine.
- [41] Christian Mandel, Bernd Kubina, Martin Schüßler, and Rolf Jakoby. Metamaterial-inspired passive chipless radio-frequency identification and wireless sensing. *annals of telecommunications - annales des télécommunications*, 68(7) :385–399, August 2013.
- [42] Saranraj Karuppuswami, Leann Lerie Matta, Evangelyn C. Alocilja, and Premjeet Chahal. A Wireless RFID Compatible Sensor Tag Using Gold Nanoparticle Markers for Pathogen Detection in the Liquid Food Supply Chain. *IEEE Sensors Letters*, 2(2) :1–4, June 2018. Conference Name : IEEE Sensors Letters.

- [43] Sang-Hoon Bae, Youngbin Lee, Bhupendra K. Sharma, Hak-Joo Lee, Jae-Hyun Kim, and Jong-Hyun Ahn. Graphene-based transparent strain sensor. *Carbon*, 51 :236–242, January 2013.
- [44] C. Occhiuzzi, C. Paggi, and G. Marrocco. Passive RFID Strain-Sensor Based on Meander-Line Antennas. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 59(12) :4836–4840, December 2011. Conference Name : IEEE Transactions on Antennas and Propagation.
- [45] Jiseok Kim, Zheng Wang, and Woo Soo Kim. Stretchable RFID for Wireless Strain Sensing With Silver Nano Ink. *IEEE Sensors Journal*, 14(12) :4395–4401, December 2014. Conference Name : IEEE Sensors Journal.
- [46] Emran M. Amin and Nemai C. Karmakar. Development of a low cost printable humidity sensor for chipless RFID technology. In *2012 IEEE International Conference on RFID-Technologies and Applications (RFID-TA)*, pages 165–170, November 2012.
- [47] Emran Md. Amin and Nemai Karmakar. Development of a chipless RFID temperature sensor using cascaded spiral resonators. In *2011 IEEE SENSORS*, pages 554–557, October 2011. ISSN : 1930-0395.
- [48] Victor P. Plessky and Leonhard M. Reindl. Review on SAW RFID tags. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, 57(3) :654–668, March 2010. Conference Name : IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control.
- [49] Klaus Finkenzeller. RFID Handbook : Fundamentals and Applications in Contactless Smart Cards, Radio Frequency Identification and Near-Field Communication, Third Edition. page 480.
- [50] Mohammadali Forouzandeh and Nemai Chandra Karmakar. Chipless RFID tags and sensors : a review on time-domain techniques. *Wireless Power Transfer*, 2(2) :62–77, September 2015. Publisher : Cambridge University Press.
- [51] Alassane Sidibe, Alexandru Takacs, Gaël Loubet, and Daniela Dragomirescu. Ultra-Compact and High-Efficiency Rectenna for Wireless Sensing Applications in Concrete Structure. In *2020 IEEE/MTT-S International Microwave Symposium (IMS)*, pages 988–991, August 2020. ISSN : 2576-7216.
- [52] Sharmistha Bhadra, Douglas J Thomson, and Greg E Bridges. A wireless embedded passive sensor for monitoring the corrosion potential of reinforcing steel. *Smart materials and structures*, 22(7) :075019, 2013.
- [53] Xun Gong, Linan An, and Chengying Xu. Wireless passive sensor development for harsh environment applications. In *2012 IEEE International Workshop on Antenna Technology (iWAT)*, pages 140–143, 2012.

- [54] Raymond E Floyd. Rfid in animal-tracking applications. *IEEE Potentials*, 34(5) :32–33, 2015.
- [55] Umar Farooq, Mahmood ul Hasan, Muhammad Amar, Athar Hanif, and Muhammad Usman Asad. Rfid based security and access control system. *International Journal of Engineering and Technology*, 6(4) :309, 2014.
- [56] J. Philippe, D. Henry, M. V. De Paolis, A. Rumeau, A. Coustou, S. Charlot, P. Pons, and H. Aubert. Wireless Remote Monitoring of Packaged Passive Sensor for In-situ Pressure Measurement in Highly Reflective Environments. In *2018 IEEE/MTT-S International Microwave Symposium - IMS*, pages 47–50, Philadelphia, PA, June 2018. IEEE.
- [57] Timothee Marchal, Dominique Henry, Patrick Pons, and Hervé Aubert. Wireless Measurement of the Pressure from the Ka-Band Radar Echo of a 3D-Printed Microfluidic Depolarizing Sensor. In *International Microwave Symposium (IMS 2021)*, Atlanta, United States, June 2021.
- [58] Dominique Henry, Jimmy G. D. Hester, Hervé Aubert, Patrick Pons, and Manos M. Tentzeris. Long range wireless interrogation of passive humidity sensors using Van-Atta cross-polarization effect and 3D beam scanning analysis. In *2017 IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS)*, pages 816–819, June 2017.
- [59] Liang Zhang, Fengjun Chen, Jiang-An Han, Xu Cheng, and Xianjin Deng. A Ka-Band Monolithic Doubly Balanced Up- and Down-Conversion Mixer. In *2018 Asia-Pacific Microwave Conference (APMC)*, pages 258–260, November 2018.
- [60] Avik Santra, Alexander Rudolf Ganis, Jan Mietzner, and Volker Ziegler. Ambiguity function and imaging performance of coded FMCW waveforms with fast 4D receiver processing in MIMO radar. *Digital Signal Processing*, 97 :102618, February 2020.
- [61] Gerard Rankin, Andrew Tirkel, and Anatolii Leukhin. Millimeter wave array for UAV imaging MIMO radar. In *2015 16th International Radar Symposium (IRS)*, pages 499–504, June 2015. ISSN : 2155-5753.
- [62] Michael Chen, Minseok Kim, Alex MH Wong, and George V Eleftheriades. Huygens’ metasurfaces from microwaves to optics : a review. *Nanophotonics*, 7(6) :1207–1231, 2018.
- [63] luneberg. Trièdre. <https://luneberg.com/produits/reflecteurs-triedres-classiques/>, February 2022.
- [64] Constantine A Balanis. *Antenna theory : analysis and design*. John wiley & sons, 2015.

- [65] Sven-Erik Sandström. Implementation of FMCW radar at low frequencies. *AEU - International Journal of Electronics and Communications*, 117 :153082, April 2020.
- [66] Marchal. Ezrad gitlab. https://gitlab.laas.fr/tmarchal/ezrad_pub, May 2021.
- [67] M. Jankiraman. *FMCW Radar Design*. Artech House, July 2018. Google-Books-ID : cfF5DwAAQBAJ.
- [68] Mathieu Rouaud. Probability, statistics and estimation. *Propagation of uncertainties*, 191, 2013.
- [69] Jyoti Bhatia, Aveen Dayal, Ajit Jha, Santosh Kumar Vishvakarma, Soumya Joshi, MB Srinivas, Phaneendra K Yalavarthy, Abhinav Kumar, V Lalitha, Sagar Koorapati, et al. Classification of targets using statistical features from range fft of mmwave fmcw radars. *Electronics*, 10(16) :1965, 2021.
- [70] Seongwook Lee, Byeong-Ho Lee, Jae-Eun Lee, and Seong-Cheol Kim. Statistical characteristic-based road structure recognition in automotive fmcw radar systems. *IEEE Transactions on Intelligent Transportation Systems*, 20(7) :2418–2429, 2018.
- [71] Matplotlib plot a confidence ellipse of a two-dimensional dataset. https://matplotlib.org/devdocs/gallery/statistics/confidence_ellipse.html. Accessed : 2021-11-19.
- [72] luneberg. Trièdre. <https://www.allaboutcircuits.com/test-measurement/network-analyzers/anritsu-37397d/datasheet/>, February 2022.
- [73] H.D. Hristov, R. Feick, and W. Grote. Improving indoor signal coverage by use of through-wall passive repeaters. In *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium. 2001 Digest. Held in conjunction with : USNC/URSI National Radio Science Meeting (Cat. No.01CH37229)*, volume 2, pages 158–161 vol.2, July 2001.
- [74] Sara Manafi, Muhannad Al-Tarifi, and Dejan Filipovic. Passive approaches for improvement of TX to RX antenna isolation in millimeter wave repeaters. In *2017 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation USNC/URSI National Radio Science Meeting*, pages 2663–2664, July 2017. ISSN : 1947-1491.
- [75] A. Ali, A. Coustou, and H. Aubert. Wide band passive repeaters : Design and measurements. In *2009 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, pages 1–4, June 2009. ISSN : 1947-1491.
- [76] T Huynh and K-F Lee. Single-layer single-patch wideband microstrip antenna. *Electronics letters*, 31(16) :1310–1312, 1995.

- [77] Denis YW Yu and Frans Spaepen. The yield strength of thin copper films on kapton. *Journal of Applied Physics*, 95(6) :2991–2997, 2004.
- [78] Zhening Yang, Alexandru Takacs, Samuel Charlot, and Daniela Dragomirescu. Design of kapton based passive circuits at microwave frequencies. In *2015 European Microwave Conference (EuMC)*, pages 873–876, 2015.
- [79] Mohamad Mantash and Tayeb A Denidni. Millimeter-wave beamsteering antenna array for 5g applications. In *2017 IEEE 28th Annual International Symposium on Personal, Indoor, and Mobile Radio Communications (PIMRC)*, pages 1–3. IEEE, 2017.
- [80] Houda Werfelli, Khaoula Tayari, Mondher Chaoui, Mongi Lahiani, and Hamadi Ghariani. Design of rectangular microstrip patch antenna. In *2016 2nd International Conference on Advanced Technologies for Signal and Image Processing (ATSIP)*, pages 798–803. IEEE, 2016.
- [81] Prajoy Podder, Tanvir Zaman Khan, Mamdudul Haque Khan, and M Muktadir Rahman. Comparative performance analysis of hamming, hanning and blackman window. *International Journal of Computer Applications*, 96(18), 2014.
- [82] Kaufui V Wong and Aldo Hernandez. A review of additive manufacturing. *International scholarly research notices*, 2012, 2012.
- [83] David M Pozar. *Microwave engineering ; 3rd ed.* Wiley, Hoboken, NJ, 2005.
- [84] Nathan Marcuvitz. *Waveguide handbook*. Number 21. Iet, 1951.
- [85] Vicente E. Boria and Benito Gimeno. Waveguide filters for satellites. *IEEE Microwave Magazine*, 8(5) :60–70, 2007.
- [86] Sabreen Khan, Nahid Vahabisani, and Mojgan Daneshmand. A fully 3-d printed waveguide and its application as microfluidically controlled waveguide switch. *IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology*, 7(1) :70–80, 2017.
- [87] U Kaatze and V Uhlendorf. The dielectric properties of water at microwave frequencies. *Zeitschrift für Physikalische Chemie*, 126(2) :151–165, 1981.
- [88] Tingyi Liu, Prosenjit Sen, and Chang-Jin Kim. Characterization of nontoxic liquid-metal alloy galinstan for applications in microdevices. *Journal of Microelectromechanical Systems*, 21(2) :443–450, 2011.
- [89] spaceK. Datasheet wr28-tk. https://d2f6h2rm95zg9t.cloudfront.net/81644761/T28_K_Tech_Sheet_87151205.pdf, February 2022.
- [90] Hervé Aubert and Henri Baudrand. *L'électromagnétisme par les schémas équivalents : résumés de cours et exercices corrigés*. Cépaduès éd., 2003.

- [91] William E Frazier. Metal additive manufacturing : a review. *Journal of Materials Engineering and performance*, 23(6) :1917–1928, 2014.
- [92] Amit Bandyopadhyay and Susmita Bose. *Additive manufacturing*. CRC press, 2019.
- [93] Larry F Thompson. An introduction to lithography. ACS Publications, 1983.
- [94] Chunwen Sun and Ulrich Stimming. Recent anode advances in solid oxide fuel cells. *Journal of Power Sources*, 171(2) :247–260, 2007.
- [95] Ming-Tsung Hung and Y Sungtaek Ju. Exploration of thermolithography for micro-and nano-manufacturing. In *International Electronic Packaging Technical Conference and Exhibition*, volume 42002, pages 1949–1954, 2005.
- [96] Enrique Canessa, Carlo Fonda, Marco Zennaro, and N Deadline. Low-cost 3d printing for science, education and sustainable development. *Low-Cost 3D Printing*, 11(1), 2013.
- [97] Paulo Jorge Bártolo. *Stereolithography : materials, processes and applications*. Springer Science & Business Media, 2011.
- [98] Gerard Cummins and Marc PY Desmulliez. Inkjet printing of conductive materials : a review. *Circuit world*, 2012.
- [99] C Duty, D Jean, and WJ Lackey. Laser chemical vapour deposition : materials, modelling, and process control. *International Materials Reviews*, 46(6) :271–287, 2001.
- [100] Ethan B Secor. Principles of aerosol jet printing. *Flexible and Printed Electronics*, 3(3) :035002, 2018.
- [101] J Gunasekaran, P Sevvel, and I John Solomon. Metallic materials fabrication by selective laser melting : A review. *Materials Today : Proceedings*, 37 :252–256, 2021.
- [102] Suman Das. Physical aspects of process control in selective laser sintering of metals. *Advanced Engineering Materials*, 5(10) :701–711, 2003.
- [103] C Körner. Additive manufacturing of metallic components by selective electron beam melting—a review. *International Materials Reviews*, 61(5) :361–377, 2016.
- [104] Di Wang, Yang Liu, Yongqiang Yang, and Dongming Xiao. Theoretical and experimental study on surface roughness of 316l stainless steel metal parts obtained through selective laser melting. *Rapid Prototyping Journal*, 2016.
- [105] RA Rahman Rashid, Haider Ali, S Palanisamy, and SH Masood. Effect of process parameters on the surface characteristics of als12 samples made via selective laser melting. *Materials Today : Proceedings*, 4(8) :8724–8730, 2017.

- [106] Holger Schwab, Konda Gokuldoss Prashanth, Lukas Löber, Uta Kühn, and Jürgen Eckert. Selective laser melting of ti-45nb alloy. *Metals*, 5(2) :686–694, 2015.
- [107] C. M. Nijas, R. Dinesh, U. Deepak, Abdul Rasheed, S. Mridula, K. Vasudevan, and P. Mohanan. Chipless rfid tag using multiple microstrip open stub resonators. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 60(9) :4429–4432, 2012.
- [108] Dominique Henry, Timothee Marchal, Julien Philippe, Patrick Pons, and Herve Aubert. Classification of Radar Echoes for Identification and Remote Reading of Chipless Millimeter-Wave Sensors. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 69(1) :926–937, January 2021.
- [109] Dominique Henry, Timothee Marchal, Julien Philippe, Patrick Pons, and Hervé Aubert. Method of identification of chipless sensors for remote sensing applications. In *European Conference on Antennas and Propagation*, March 2021.
- [110] Dominique Henry, Timothée Marchal, Julien Philippe, Hervé Aubert, and Patrick Pons. Long-Range Zero-Power Multi-Sensing in Industrial Environment using Polarization Diversity and 3D Radar Imagery. In *2020 IEEE/MTT-S International Microwave Symposium (IMS)*, pages 615–618, August 2020. ISSN : 2576-7216.
- [111] D. Henry, T. Marchal, J. Philippe, P. Pons, and H. Aubert. Identification of Chipless Sensors in Cluttered Environments From 3D Radar Imagery and Polarimetry. In *2020 XXXIIIrd General Assembly and Scientific Symposium of the International Union of Radio Science*, pages 1–4, August 2020. ISSN : 2642-4339.
- [112] T. Marchal, J. Philippe, D. Henry, M. V. De Paolis, A. Coustou, P. Pons, and H. Aubert. Millimetre-Wave Interrogation of Passive Sensors Embedded Inside Closed Reverberant Environments from Dual-Polarized Passive Repeaters. In *2019 49th European Microwave Conference (EuMC)*, pages 33–36, October 2019.
- [113] T. Marchal, J. Philippe, D. Henry, M. V. De Paolis, A. Coustou, P. Pons, and H. Aubert. Dual-Polarized Through-Wall Repeater for the Wireless Reading of Millimeter-Wave Passive Sensors. In *2019 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation and USNC-URSI Radio Science Meeting*, pages 1635–1636, July 2019. ISSN : 1947-1491.
- [114] Dominique Henry, Timothee Marchal, Julien Philippe, Patrick Pons, and Hervé Aubert. Isolignes en imagerie radar pour la lecture et l’identification de capteurs passifs sans fil. In *Journées nationales Micro-ondes (JNM)*, 2022.

Articles dans les revues internationales

1. [108] Henry D., **Marchal T.**, Philippe J., Pons P. et Aubert H. *Classification of Radar Echoes for Identification and Remote Reading of Chipless Millimeter-Wave Sensors*, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 69, Issue 1, pp. 926-937, January 2021

Communications dans les congrès internationaux

1. [57] **Marchal T.**, Henry D., Pons P. et Aubert H. "Wireless Measurement of the Pressure from the Ka-Band Radar Echo of a 3D-Printed Microfluidic Depolarizing Sensor", International Microwave Symposium, Atlanta, Georgia, USA, 6-11 June 2021
2. [109] Henry D., **Marchal T.**, Philippe J., Aubert H. et Pons P. "Method of identification of chipless sensors for remote sensing applications", European Conference on Antennas and Propagation, Düsseldorf, Germany, 22-26 March 2021
3. [110] Henry D., **Marchal T.**, Philippe J., Aubert H. et Pons P. "Long-Range Zero-Power Multi-Sensing in Industrial Environment using Polarization Diversity and 3D Radar Imagery", IEEE/MTT-S International Microwave Symposium, Los Angeles, California, USA, 21-26 June 2020
4. [111] Henry D., **Marchal T.**, Philippe J., Pons P. et Aubert H. "Identification of Chipless Sensors in Cluttered Environments From 3D Radar Imagery and Polarimetry", XXIIIrd General Assembly and Scientific Symposium of the International Union of Radio Science, Roma, Italy, August 29- September 5 2020
5. [112] **Marchal T.**, Philippe J., Henry D., De Paolis M. V., Coustou A., Pons P. et Aubert H. "Millimetre-Wave Interrogation of Passive Sensors Embedded Inside Closed Reverberant Environments from Dual-Polarized Passive Repeaters", 49th European Microwave Conference (EuMC), Paris, France, 29 September – 4 October 2019
6. [113] **Marchal T.**, Philippe J., Henry D., De Paolis M. V., Coustou A., Pons P. et Aubert H. "Dual-Polarized Through-Wall Repeater for the Wireless Reading of Millimeter-Wave Passive Sensors", IEEE Antennas and Propagation Symposium, Atlanta, GA, USA, 7-12 July 2019

Communications dans les congrès nationaux

1. [114] Henry D., **Marchal T.**, Philippe J., Aubert H. et Pons P. "Iso-lignes en Imagerie Radar pour la Lecture et l'Identification de Capteurs Passifs Sans Fil", 22èmes Journées Nationales des Microondes, Limoges, 7-10 Juin 2022