



HAL
open science

Système coopératif radiofréquence de positionnement latéral d'un véhicule sur la chaussée

Ibrahim Mohsen

► **To cite this version:**

Ibrahim Mohsen. Système coopératif radiofréquence de positionnement latéral d'un véhicule sur la chaussée. Electronique. Université Pierre et Marie Curie - Paris VI, 2017. Français. NNT : 2017PA066075 . tel-01625785

HAL Id: tel-01625785

<https://theses.hal.science/tel-01625785>

Submitted on 29 Oct 2017

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 DE DOCTORAT DE

L'UNIVERSITÉ PIERRE ET MARIE CURIE

École doctorale : Informatique, Télécommunication et Électronique de Paris

réalisée au

Laboratoire de Physique et d'Étude des Matériaux

présentée par

Ibrahim MOHSEN

pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ PIERRE ET MARIE CURIE

ayant pour titre

Systeme coopératif radiofréquence de positionnement latéral d'un véhicule sur la chaussée

soutenue le 27/04/2017

devant le jury composé de

<i>Rapporteur</i>	Mme. Catherine ALGANI	Professeur au CNAM
<i>Rapporteur</i>	M. Dominique GRUYER	Directeur du LIVIC-IFSTTAR
<i>Président</i>	M. Marc HÉLIER	Professeur au L2E-UPMC
<i>Examineur</i>	M. Fabrice BRASSART	CEO REVA2-Blue Line System
<i>Examineur</i>	M. Thierry DITCHI	Encadrant
<i>Examineur</i>	M. Emmanuel GÉRON	Directeur de thèse

Remerciement

Le travail accompli dans le cadre de cette thèse a été réalisé au sein du groupe Instrumentation du Laboratoire de Physique et Étude des Matériaux unité mixte de recherche de l'Université Pierre et Marie Curie et de l'école supérieure de physique et chimie industrielles de Paris. Je remercie Monsieur Ricardo Lobo, directeur du laboratoire, pour m'avoir accueilli au sein de cette structure.

Tout d'abord, je tiens à remercier mon directeur de thèse Emmanuel Géron pour m'avoir guidé et conseillé tout au long de ma thèse, pour sa disponibilité et les conversations régulières que nous avons eues sur ce travail. Je remercie vivement mon co-encadrant Thierry Ditchy pour ses conseils permanents qui m'ont été indispensables dans mes recherches et pour sa disponibilité. Je remercie également le responsable du groupe Instrumentation Stéphane Holé pour ses conseils précieux et son accompagnement scientifique.

Je voudrais exprimer ma gratitude et mes sincères remerciements à Madame Catherine Algani, Professeur au CNAM, et à Monsieur Dominique Gruyer, Directeur du LIVIC-IFSTTAR qui m'ont fait l'honneur d'être les rapporteurs de ma thèse.

J'adresse mes plus vifs remerciements à Monsieur Marc Hélier, Professeur au L2E-UPMC et à Monsieur Fabrice Brassart, CEO REVA2-Blue Line System d'avoir accepté d'examiner mon travail.

Je tiens à remercier tous le personnel du groupe Instrumentation pour la bonne ambiance. Les permanents : Christine Boué, Céline Corbrion-Filloy, Charlotte Tripon-Canseliet, Jérôme Lucas et Yacine oussar. Les doctorants : Guillaume Trannoy, Basil Salamé, Maria Merlan, Julien Haffner, Binqing Mei, Zied Lassoued, Louiza Hamidouche, Anne Pennillard, Nathalie Morette et en particulier Nabil Houdali dont les travaux de recherche ont constitué mon point de départ. Les post-doctorants : Hela Daassi et Rémi Federicci. Je remercie la Société des Amis de l'ESPCI et le Fond Charpack pour le financement de ma thèse, particulièrement Julie Iem et Hélène Bois pour leur aide dans les démarches administratives qui ont été nécessaires. Mes remerciements vont aussi à Karla Balaa, Manon Pommier et Laurie Bara.

Enfin un grand merci à mes amis qui ont été à mes côtés pendant toute la durée de ma thèse et à mes parents qui m'ont encouragé et soutenu depuis toujours et sans condition.

Résumé

La recherche menée durant cette thèse a comme objectif de développer un système de positionnement latéral d'un véhicule sur sa voie de circulation afin d'alerter le conducteur en cas de sortie involontaire de sa voie ou de fournir à un système de conduite autonome la position latérale du véhicule. Le système développé est basé sur une interaction de type hyperfréquence entre un module d'émission-réception embarqué dans le véhicule et des transpondeurs passifs intégrés dans la chaussée entre chaque voies de circulation. Ce système fonctionne dans la bande UHF.

Les transpondeurs passifs contiennent chacun une antenne connectée à deux résonateurs à onde acoustique de surface ayant des coefficients de qualité élevés à leur fréquence de résonance. Chaque transpondeur reçoit l'onde émise par le module hyperfréquence puis la réémet en lui ajoutant une signature spécifique venant des résonateurs. Le module hyperfréquence embarqué dans le véhicule contient des antennes d'émission et de réception ainsi qu'une chaîne de transmission et d'acquisition. Il fonctionne autour des deux fréquences centrales des résonateurs.

Un algorithme de traitement du signal reçu permet de déterminer la distance latérale entre le véhicule et les transpondeurs en utilisant les déphasages d'arrivée du signal du transpondeur après l'avoir extrait du signal global reçu. Le système a été expérimenté en milieu extérieur et il présente une erreur d'estimation de la distance latérale d'environ 4 cm.

Mots-clés : ADAS, Positionnement latéral, Différence des phases d'arrivée, Mesure de déphasage, Radiofréquence, Antennes planaires, Résonateur SAW, Transpondeur, Traitement du signal, Optimisation.

Abstract

The research carried out during this thesis aims to develop a lateral positioning system of a vehicle on its lane in order to alert the driver in case of an unintentional lane departure or to provide the lateral position of the vehicle for an autonomous driving system. The system developed is based on a hyperfrequency interaction between a transceiver module embedded in the vehicle and passive transponders integrated in the road. This system operates in the UHF band.

Each passive transponder contains an antenna connected to two surface acoustic wave resonators that have a high quality coefficient at their resonant frequency. Each transponder receives the waves emitted by the hyperfrequency module and then retransmits it by adding a specific signature due to the resonators. The hyperfrequency module embedded in the vehicle contains transmitting and receiving antennas as well as a transmission and acquisition chain. It operates around the two center frequencies of the resonators.

A received signal processing algorithm was developed to determine the lateral distance between the vehicle and the transponders by using the phase of the transponder signal after having extracted it from the received global signal. The system has been tested in an external environment and has an estimated lateral distance error of 4 cm.

Key-words : ADAS, Lateral positioning, Phase Difference of Arrival (PDoA), Phase measurement, Radiofrequency, Patch antennas, SAW resonator, Transponder, Signal processing, Optimization

Table des matières

Introduction	1
1 Systèmes de positionnement latéral actuels	5
1.1 Introduction	5
1.2 Systèmes autonomes	6
1.2.1 Système de positionnement mondial (GPS)	6
1.2.2 Systèmes de vision	9
1.2.2.1 Caméra	9
1.2.2.2 LIDAR	12
1.3 Systèmes coopératifs	12
1.3.1 Systèmes de guidage magnétique	13
1.3.2 Communication Véhicule-Infrastructure par des transpondeurs passifs	14
1.3.2.1 Tag RFID	14
1.3.2.2 Radar FMCW	15
1.4 Fusion de données	15
1.5 Bilan des systèmes existants	16

2	Méthode de positionnement proposée	17
2.1	Idée de base pour l'estimation de la distance latérale	18
2.2	La méthode de la différence de phase d'arrivée (PDoA)	19
2.2.1	Principe de la méthode	19
2.2.1.1	Battement entre deux fréquences	20
2.2.2	Choix des fréquences	21
2.3	Schéma fonctionnel du système	22
2.4	Distance latérale et distance effective	25
3	Réalisation d'un prototype	27
3.1	Étude des antennes d'émission et de réception	27
3.1.1	Présentation des antennes planaires	27
3.1.2	Détermination des caractéristiques d'une antenne planaire rectangulaire	29
3.1.3	Techniques d'alimentation des antennes imprimées	30
3.1.3.1	Alimentation par une ligne microruban	30
3.1.3.2	Alimentation par une sonde coaxiale	31
3.1.3.3	Adaptation au point d'alimentation	31
3.1.4	Antennes choisies	32
3.1.4.1	Antenne de réception	32
3.1.4.2	Antenne d'émission	36
3.2	Étude du transpondeur	41
3.2.1	Résonateur SAW intégré dans le transpondeur	42
3.2.1.1	Principe du résonateur SAW	42
3.2.1.2	Modélisation d'un résonateur SAW	44

3.2.1.3	Résonateurs choisis	44
3.2.2	Antenne du transpondeur	46
3.2.2.1	Dipôle demi-onde	46
3.2.2.2	Réseau d'antenne planaire	48
3.2.3	Chaîne RF	50
3.2.3.1	Synthétiseur de fréquence	50
3.2.3.2	Filtre actif 10 kHz	51
3.2.3.3	Mélangeur	53
3.2.3.4	Amplificateur du signal OL	54
3.2.3.5	Amplificateur du signal RF de la voie indirecte	54
3.3	Conclusion	54
4	Modélisation du système et mesures expérimentales	55
4.1	Modélisation du système	55
4.1.1	Couplage entre les antennes	56
4.1.2	Signal du transpondeur	57
4.1.3	Réponse globale du système	59
4.2	Traitement du signal mesuré et extraction des informations utiles	61
4.2.1	Échantillonnage du signal	62
4.2.2	Reconstitution du signal échantillonné	63
4.2.2.1	Filtre numérique	64
4.2.2.2	Extraction de l'amplitude et de la phase du signal échantillonné	64
4.2.3	Extraction du signal utile	67
4.2.3.1	Modèle du signal reconstruit à 5 paramètres	68

4.2.3.2	Optimisation	69
4.3	Prévision théorique du comportement du système par simulation	70
4.3.1	Mise en œuvre de la simulation	70
4.3.1.1	Diagramme de rayonnement	70
4.3.1.2	Affaiblissement et déphasage en espace libre	71
4.3.2	Déplacement latéral	71
4.3.2.1	Signal $S_{indirect/direct}$ simulé	73
4.3.2.2	Signal du transpondeur	73
4.3.3	Déplacement longitudinal	74
4.4	Expérimentation du système en milieu extérieur	76
4.4.1	Présentation de la manipulation	77
4.4.2	Déplacement latéral	77
4.4.3	Déplacement longitudinal	84
5	Étude de paramètres	93
5.1	Mesures avec transpondeur planaire	93
5.2	Influence de la vitesse du véhicule	97
5.2.1	Durée de mesure	98
5.2.2	Effet Doppler	101
	Conclusion et perspectives	107
	Bibliographie	113

Introduction

De nos jours, l'intelligence n'est plus l'exclusivité de l'homme. Nous la trouvons dans les robots sous le nom d'intelligence artificielle mais aussi de façon plus récente dans nos systèmes de télécommunications via les téléphones intelligents. Bientôt, ce terme se prononcera aussi quand on parlera des routes et des automobiles. Les routes intelligentes (routes de cinquième génération R5G) ainsi que les véhicules intelligents sont deux domaines de recherches très actifs qui vont changer le mode de transport actuel en le rendant plus efficace du point de vue écologique, temporel et surtout au niveau de la sécurité routière. Un véhicule intelligent est un véhicule capable de guider l'automobiliste vers sa destination, mais également d'auto-conduire, suivant un chemin optimal en termes de temps et de distance. Il fera cela tout en obtenant l'état de la chaussée, grâce à des capteurs installés dans l'infrastructure, l'état du trafic pour la route parcourue et les routes alternatives éventuelles. Il fournira à son tour des informations utiles pour les autres véhicules ainsi que pour les infrastructures. Ces informations seront communiquées à l'aide des systèmes avancés d'aide à la conduite (Advanced Driver Assistance Systems, ADAS) qui équiperont les véhicules ainsi que les routes.

Le concept de communication entre les véhicules et les infrastructures désigne de plus en plus les systèmes de transport intelligents, STI (Intelligent Transportation Systems, ITS). Au niveau mondial, trois organismes travaillent sur le développement des STI :

- ERTICO en Europe (European Road Telematic Implementation Coordination Organisation) est un rassemblement européen qui regroupe les acteurs des STI en Europe comme les autorités publiques, l'industrie automobile, les gestionnaires d'infrastructure, les utilisateurs ainsi que des associations nationales ou locales œuvrant pour le développement des STI [1].
- ITS America aux États-Unis est une organisation nationale dédiée à l'avancement de la recherche, le développement et le déploiement des STI pour améliorer le système de transport. Elle comprend plus de 450 organismes publics, des entreprises du secteur privé et des institutions universitaires [2].

- ITS Japan est une coopération entre les industriels et les pouvoirs publics, souvent considérée comme ITS Asia-Pacifique [3].

Plusieurs raisons poussent à changer les stratégies routières présentes vers les STI en profitant du progrès technologique constant et de la puissance des unités de calcul actuelles. D'une part, le contrôle du trafic, qui conduit à la réduction de la congestion des routes, permet la diminution de la consommation de carburant ce qui réduit le volume des gaz à effet de serre émis et également le temps perdu pour les automobilistes. En se projetant plus loin dans le futur, le déploiement de la conduite autonome donnera aux conducteurs la liberté de travailler, de lire ou simplement de se reposer pendant les longs trajets. D'autre part, le nombre de décès ou de blessures graves suite aux accidents routiers est toujours important malgré toutes la législation pour lutter contre les causes des accidents. On peut citer par exemple la limitation de la vitesse, les radars de vitesse, le contrôle d'alcoolémie et le permis à points. En 2014, plus d'un million d'accidents sont survenus sur les routes européennes avec 25900 morts et près de 140000 blessés dont 6% avec des blessures permanentes [4] et aux États-Unis il y a eu 32675 morts et près de 2300000 blessés [5]. Outre les séquelles corporelles, ces accidents coûtent des milliards d'euros. Dans le but de réduire les blessures suite aux accidents, les constructeurs automobiles cherchent toujours des solutions avec le développement de nouveaux dispositifs comme la ceinture de sécurité, l'airbag et le système anti-blocage des roues (Anti-lock Braking System, ABS) qui réagissent tous au moment de l'accident.

Une décision européenne, prise en 2010, vise à diviser par deux le nombre d'accidents mortels d'ici 2020 [4]. L'analyse des accidents mortels en 2015 montre que plus de 30% d'entre eux sur les routes françaises [6] et 54% aux états-unis [5] sont liés à des collisions frontales entre deux véhicules ou à des chocs entre le véhicule et des obstacles fixes (arbres, poteaux, murs, piliers de pont), suite à une perte de contrôle du conducteur (fatigue, somnolence) suivi par une sortie de la voie de circulation du véhicule. Ce type d'accidents peut être évité grâce à des systèmes qui mesurent en temps réel la distance latérale qui sépare le véhicule des limites de sa voie de circulation et alertent le conducteur en cas de danger. Plusieurs techniques actuelles permettent de localiser le véhicule comme le positionnement par géolocalisation tel que le GPS (Global Positioning System), les systèmes de vision, les systèmes radar ou lidar ainsi que des systèmes qui combinent différentes méthodes de localisation.

L'objectif de cette thèse est d'étudier et de valider expérimentalement un système électromagnétique de positionnement d'un véhicule dans sa voie qui pourrait être utilisé comme un système d'alerte dans le cas d'une trajectoire potentiellement dangereuse ou aider un système de conduite autonome. Le système étudié est basé sur une communication entre le véhicule et l'infrastructure (Vehicule to Infrastructure, V2I) via des transpondeurs passifs, intégrés par exemple dans les bandes blanches des routes, afin d'obtenir la distance laté-

rale qui sépare ces transpondeurs du véhicule. Les méthodes de la phase d'arrivée (Phase of Arrival, PoA) et de la différence des phases d'arrivée (Phase Difference of Arrival, PDoA) sont utilisées pour déterminer cette distance. La simplicité du système en termes de composants électroniques et électromagnétiques ainsi que son faible coût rendent son implémentation à grande échelle réalisable.

Ce travail est la continuité de la thèse de Nabil Houdali [7] qui s'est achevée en 2013. Au cours de cette thèse, le système a été testé dans une chambre anéchoïque avec des instruments de laboratoire (oscilloscope, générateurs de signaux, alimentation continue à partir du réseau électrique 50Hz...) et avec une durée de mesure d'environ 4 minutes. Avec les algorithmes du traitement du signal développés, le système est capable d'estimer la variation de la distance latérale entre deux mesures (la distance relative) avec une précision de $\pm 2\text{cm}$ et la distance absolue est donnée à n longueur d'onde près. La connaissance de la distance de départ est obligatoire pour la suivre pendant le déplacement latéral. Le système opère autour d'une seule fréquence centrale.

Dans le cadre de cette seconde thèse, l'objectif est d'obtenir l'estimation de la distance latérale absolue et de développer un prototype pour les mesures en milieu extérieur. Pour cela, le système opère autour de deux fréquences centrales et la durée de mesure est réduite.

Ce mémoire est organisé en 5 chapitres :

Le premier chapitre présente l'état de l'art des systèmes de positionnement existants. En particulier les systèmes autonomes et les systèmes coopératifs desquels le système présenté fait partie.

La méthode de la différence des phases d'arrivée utilisée dans le calcul de la distance latérale est expliquée dans le deuxième chapitre ainsi que le schéma fonctionnel du système et son mode de fonctionnement en émission et en réception.

Le troisième chapitre décrit le prototype du système réalisé en présentant les différents éléments illustrés par un schéma fonctionnel. Les caractéristiques de chacun des éléments sont fournies selon le cahier des charges pour le système.

La modélisation du système est abordée dans le quatrième chapitre ainsi qu'une simulation de la réponse théorique. Ensuite les étapes de traitement du signal pour arriver à la détermination de la distance latérale sont expliquées. Enfin, les résultats des mesures faites en milieu extérieur sont présentés et la précision de l'estimation de la distance latérale absolue est donnée.

Le dernier chapitre étudie quelques problématiques liées à la vitesse du véhicule d'une façon théorique par simulation.

Le mémoire se termine par une conclusion dans laquelle on présente une synthèse de ce qui a été fait et par des perspectives pour orienter les travaux à venir sur les points qui n'ont pas encore été mis en œuvre.

Chapitre 1

Systèmes de positionnement latéral actuels

1.1 Introduction

Dans les deux dernières décennies, les progrès technologiques dans le domaine de l'information et de la communication ont permis à l'industrie automobile d'élargir son domaine de recherche à des systèmes de transport intelligents (STI) visant l'analyse de l'environnement du véhicule pour l'adapter aux situations qui l'entourent. Les enjeux traités par le STI varient allant des systèmes de gestion basiques comme la gestion des carrefours, les panneaux à messages variables, les radars automatiques ou la vidéo-surveillance, aux systèmes plus complexes tels que les systèmes de dégivrage des ponts et les systèmes de navigation embarqués.

Les applications de sécurité routière qui utilisent la technologie de l'information et de la communication peuvent être classées selon les trois catégories suivantes :

1. Détection de véhicule : cette détection vise à identifier les formes, les tailles et les positions des autres véhicules qui entourent le véhicule hôte. Cette application a pour but d'éviter les collisions avec les autres véhicules.
2. Détection de la voie de circulation : cette application consiste à déterminer les limites de la voie de circulation dans laquelle le véhicule hôte roule. En général, ces limites correspondent aux lignes blanches sur les routes. Cette détection permet de lutter contre les sorties involontaires de la voie et les collisions latérales entre les véhicules et entre le véhicule hôte et les bordures de la route.
3. Détection des piétons : la détection des piétons consiste à identifier les piétons sur la route pour éviter les collisions entre le véhicule hôte et les piétons.

Parmi les STI existants et les applications de sécurité, plusieurs sont consacrés au positionnement des véhicules et à la détection de la voie de circulation. Ces systèmes constituent un domaine très actif dans la recherche automobile. En pratique, ces systèmes de positionnement répondent aux différents types d'utilisations pour un véhicule tels que le stationnement automatique, la géolocalisation sur la carte, le guidage vers une destination ainsi que le positionnement sur une voie routière dans le but d'avertir le conducteur ou le système de navigation en cas de trajectoire dangereuse. Néanmoins, il n'existe pas de système qui pourrait faire toutes ces tâches simultanément ou même fonctionner dans n'importe quelle circonstance de lieu et de météo. Par exemple le GPS (Global Positioning System), le système de positionnement par satellites, ne fonctionne pas dans les tunnels et sa précision diminue en environnement urbain. Pour cela, plusieurs systèmes de positionnement de différentes natures doivent être combinés pour fournir des informations fiables avec une précision suffisante dans toutes les situations.

Dans la suite, sont présentés les systèmes de positionnement capables de fournir une information de position du véhicule que ce soit par rapport aux limites de la voie de circulation ou par rapport aux limites globales de la route. On distingue deux types de systèmes : les systèmes autonomes, comme les systèmes de vision et les systèmes de géolocalisation, et les systèmes coopératifs tels que les systèmes magnétiques. Enfin, pour dépasser les limitations de chaque système, la notion de fusion des données de plusieurs systèmes est présentée.

1.2 Systèmes autonomes

Les systèmes autonomes sont ceux qui ne nécessitent pas d'installation spécifique dans l'infrastructure pour leur fonctionnement. Ils utilisent des équipements déjà installés sur les routes (les lignes blanches, les bordures) pour repérer la position du véhicule.

1.2.1 Système de positionnement mondial (GPS)

Le système de positionnement mondial (Global Positioning System, GPS) est un système américain de géolocalisation par satellites conçu pour des applications militaires par le département de la défense des États-Unis dans les années 70. Il a été ouvert aux applications civiles en 2000. Le système est formé d'au moins 24 satellites qui couvrent la totalité du globe terrestre. Son principe de fonctionnement est basé sur le temps de propagation des ondes émis par les satellites et reçu par l'utilisateur. Le système est formé de trois segments : le segment spatial, le segment de contrôle et le segment utilisateur.

Le segment spatial du GPS est composé d'une constellation de 24 à 32 satellites tournant dans 6 plans orbitaux quasi circulaires décalés de 60° entre eux et inclinés de 55° par rapport au plan équatorial (Figure 1.1). Les satellites orbitent à une altitude de 20200 Km et ont une période de révolution d'environ 12 heures. Ils sont distribués de façon qu'au moins 4 satellites soient visibles de n'importe quel point sur la terre (en pratique entre 7 et 12 satellites) pour calculer la position tridimensionnelle de ce point.

Le segment de contrôle est composé de cinq stations au sol réparties uniformément sur la surface du globe. Leur rôle est de mettre à jour les informations transmises par les satellites (éphémérides, paramètres d'horloge, etc...), de piloter et de surveiller le bon fonctionnement du système.

Le segment utilisateur est constitué de l'ensemble de récepteurs GPS qui reçoivent et décodent les signaux de navigation des satellites afin de déterminer la position ou/et la vitesse ou/et le temps. Il existe deux types de services proposés pour les utilisateurs : le service de base accessible gratuitement à tous les utilisateurs munis d'un récepteur GPS (Standard Positioning Service, SPS) et le service réservé aux militaires américains munis de récepteurs à clés de décodage permettant un positionnement plus précis (Precise positioning Service, PPS).



FIGURE 1.1 – Constellation des satellites GPS [8].

Calcul de la position

Les satellites émettent en permanence sur deux porteuses ($L1 = 1575,42\text{MHz}$ et $L2 = 1227,60\text{MHz}$) des signaux modulés en phase par un ou deux pseudo-codes propre

à chaque satellite et par un message de navigation. Le message de navigation permet au récepteur GPS de déterminer les positions exactes des satellites $(x_{sat}, y_{sat}, z_{sat})$ et l'heure exacte (t_{sat}) provenant d'une horloge atomique de grande précision qui est intégrée dans chaque satellite. Le référentiel GPS est le WGS84 (World Geodetic System 1984). Ainsi, un récepteur GPS peut calculer le temps de propagation $(t_r - t_{sat})$ de ces signaux entre les satellites et lui et par suite déduire la distance (d_{r-sat}) qui le sépare de chaque satellite visible, sachant que la vitesse de propagation des ondes vaut c . Théoriquement, la méthode de triangulation permet de trouver les coordonnées du récepteur (x_r, y_r, z_r) en utilisant 3 satellites. Mais l'horloge du récepteur n'ayant pas la même précision que celle des satellites, le temps de propagation va être erroné $(t_r + err - t_{sat})$. Étant donné que l'erreur d'horloge est la même quel que soit le satellite, cette erreur peut être modélisée comme une quatrième inconnue, d'où la nécessité d'un quatrième satellite pour compenser cette erreur de temps. Enfin, en résolvant l'équation (1.1), la position tridimensionnelle du récepteur (x_r, y_r, z_r) est déterminée.

$$\begin{cases} c^2(t_r + err - t_{sat1})^2 = (x_r - x_{sat1})^2 + (y_r - y_{sat1})^2 + (z_r - z_{sat1})^2 \\ c^2(t_r + err - t_{sat2})^2 = (x_r - x_{sat2})^2 + (y_r - y_{sat2})^2 + (z_r - z_{sat2})^2 \\ c^2(t_r + err - t_{sat3})^2 = (x_r - x_{sat3})^2 + (y_r - y_{sat3})^2 + (z_r - z_{sat3})^2 \\ c^2(t_r + err - t_{sat4})^2 = (x_r - x_{sat4})^2 + (y_r - y_{sat4})^2 + (z_r - z_{sat4})^2 \end{cases} \quad (1.1)$$

Cependant, il existe d'autres sources d'erreurs telles que le délai de propagation dans l'ionosphère et l'atmosphère, les trajets multiples des signaux reçus par le récepteur. La précision du GPS pour les applications civils est de l'ordre de 10 mètres [9]. Cette précision n'est pas suffisante pour une détection de sortie de route.

Une amélioration du GPS, dite GPS Différentiel (Differential Global Positioning System, DGPS), est faite en utilisant des stations de base fixes dont on connaît les positions exactes. Chaque station reçoit les signaux des satellites en vue et calcule sa position. Par comparaison entre la position calculée et celle connue parfaitement, on peut calculer n'importe quelle erreur temporelle et ensuite transmettre cette erreur aux autres récepteurs mobiles pour effectuer les corrections (Figure 1.2). Cette méthode se base sur le fait que les récepteurs mobiles proches de la station fixe sont affectés par les mêmes sources d'erreur puisque la station fixe et les récepteurs mobiles voient les mêmes satellites. Ceci exige un grand nombre de stations de base fixes pour couvrir la majorité des récepteurs mobiles. Avec cette technique, la précision de localisation peut atteindre, dans une implémentation parfaite, une dizaine de centimètres. Néanmoins, la précision en général est de l'ordre de 2 mètres, ce qui rend le système inutilisable pour une application de positionnement sur une voie de circulation. C'est encore plus vrai dans les tunnels ou en milieu urbain.

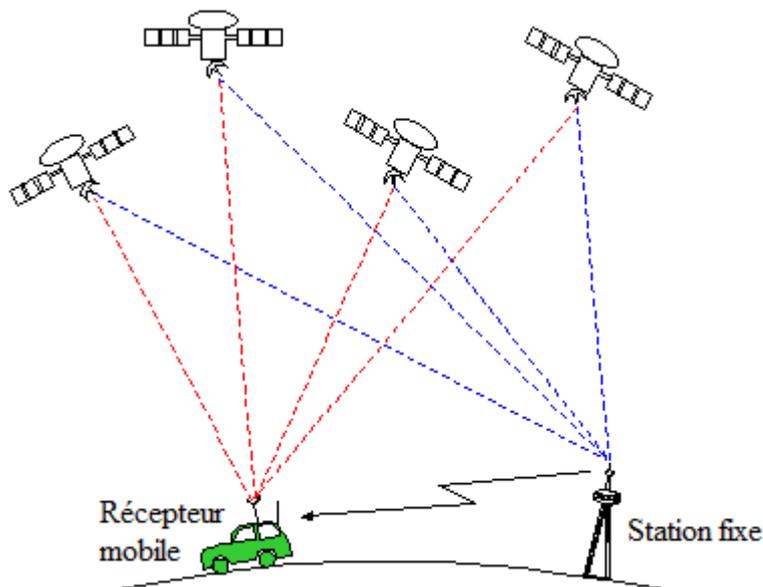


FIGURE 1.2 – Fonctionnement du DGPS [10].

1.2.2 Systèmes de vision

1.2.2.1 Caméra

En se basant sur les marquages routiers utilisés par les conducteurs pour guider leur véhicule, les systèmes de positionnement utilisant la vision par caméra(s) détectent les lignes blanches, les bordures de route, les autres voitures... Ainsi, ces systèmes de vision ont, comme le conducteur, la perception de l'environnement qui entoure le véhicule. Il suffit donc de traiter ces informations (séquences d'images) pour déterminer la réaction la plus adéquate. Néanmoins, la difficulté d'acquérir de façon sûre les images sous toutes conditions climatiques et de variations de luminosité est un problème. Ces systèmes sont encore loin de la performance du système visuel humain.

Il existe deux types de vision par caméra dans la littérature : la vision monoculaire et la vision stéréoscopique.

La vision monoculaire est une technique qui utilise une seule caméra pour analyser une scène et en extraire les informations utiles. Dans la plupart des systèmes développés, la caméra est montée en haut et au centre du pare-brise du véhicule, ce qui permet de détecter les deux lignes de la voie de circulation [9].

La vision stéréoscopique, de manière similaire à la vision humaine, consiste à reproduire une scène en trois dimensions à partir de deux ou plusieurs images de cette scène prises simultanément par deux ou plusieurs caméras calibrées et dont la distance qui les sépare est bien connue. La reproduction tridimensionnelle de la scène s'appuie sur la géométrie

épipolaire qui décrit les relations géométriques des différentes images du même objet prises de différents points d'observation.

La plupart des caméras utilisées dans les systèmes de vision sont des caméras CCD (charge-coupled device) qui renvoient les luminances de la scène. Les systèmes de vision peuvent détecter les différents éléments constituant une scène routière tels que les limites de la voie de circulation, les autres véhicules, les obstacles, les piétons [11] avec des limitations liées principalement aux conditions météorologiques.

Dans le contexte des systèmes de vision par caméra(s), de nombreux travaux ont été effectués depuis une vingtaine d'années et visent plusieurs applications allant de la détection des véhicules et des piétons, à la détections des routes et des voies. Dans le cadre de cette étude, on s'intéresse aux systèmes de détection des voies et des routes.

Détection de la route

La détection de la route est une tâche fondamentale des véhicules intelligents pour l'analyse de la scène qui entoure le véhicule et pour la navigation des véhicules autonomes en toute sécurité. Elle permet de confiner la recherche des autres systèmes (détection des piétons et de véhicules) à des régions précises afin d'optimiser la recherche et diminuer le nombre des fausses détections [11]. En plus, la détection de la route peut servir comme une solution alternative pour la détection des sorties involontaires de la voie dans le cas où le système de détection de la voie de circulation échoue et cela à partir de la connaissance préalable des propriétés de la route parcourue telles que le nombre de voies et la largeur de chacune d'elle [12]. Parmi les travaux sur ce sujet, on peut citer ceux de Alvarez et Lopez qui utilisent les régions illuminées et invariantes des images prises par une caméra monoculaire couleur pour effectuer la détection de la route [13]. Dans [14], les auteurs proposent une méthode de détection des glissières de sécurité de la route avec un système de stéréovision en utilisant la représentation Stexil de la scène tridimensionnelle qui est une approximation de niveau intermédiaire des structures 3D où la primitive d'un objet est appelé Stixel [15].

Détection de la voie de circulation

Les systèmes de vision détectant la voie de circulation opèrent, généralement, selon la procédure suivante :

1. Capturer des images via la(les) caméra(s)
2. Classifier les régions d'intérêt pour chaque image

3. Appliquer le processus de détection de la voie
4. Définir les marquages au sol

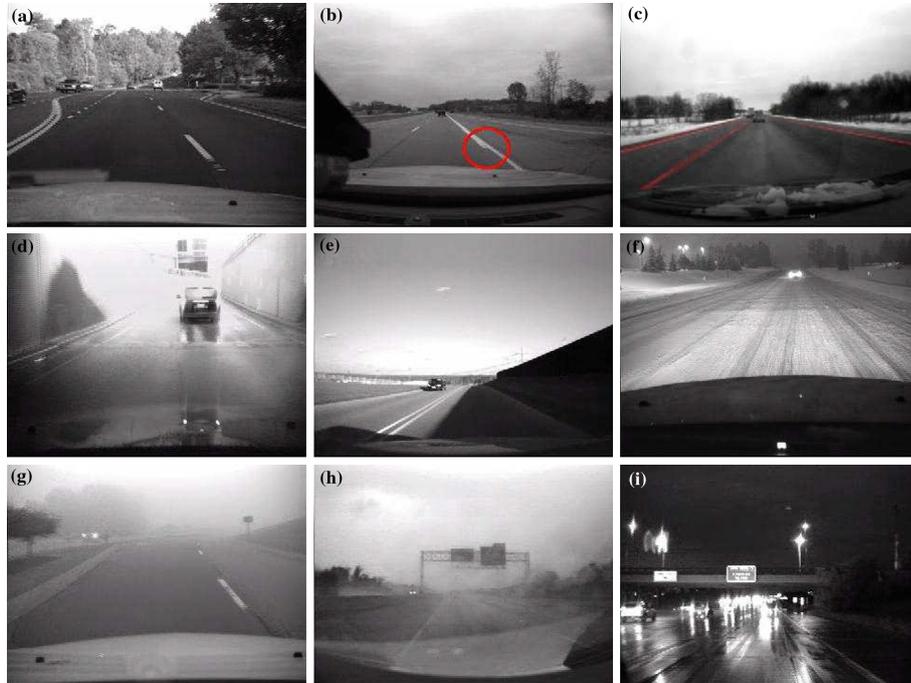


FIGURE 1.3 – Différents scénarios possibles qu’affrontent les systèmes de vision [9] : (a) différents types de marquages, (b) changement de largeur de la ligne blanche, (c) différent écartement des lignes blanches, (d) image saturée de la partie supérieure à la sortie du tunnel, (e) ombre sur une partie de la route, (f) route couverte par la neige, (g) visibilité réduite à cause du brouillard, (h) visibilité réduite à cause de la pluie, (i) réflexion de lumière par la route mouillée.

Les approches utilisées dans les processus de détection des voies peuvent se diviser en deux catégories : l’approche basée sur les caractéristiques et l’approche basée sur un modèle [11]. L’approche fondée sur les caractéristiques étudie l’apparence des marquages au sol sur les images de la route telle que la couleur [16, 17] tandis que l’approche basée sur un modèle intègre des informations supplémentaires comme la structure géométrique de la voie pour augmenter la précision de la détection de la voie [18, 19].

Les systèmes de vision par caméra sont efficaces dans les conditions parfaites des marquages au sol [20] (les lignes blanches bien claires) et de météo (sans brouillard, sans neige...). Ces systèmes doivent cependant opérer sous différentes conditions [21] (pluie, brouillard, conditions nocturnes, mauvaise illumination de la route, ombres des arbres ou des bâtiments) ce qui nécessite des algorithmes adaptés à chaque condition et implique des systèmes complexes et des calculs coûteux en termes de temps. La Figure 1.3 montre la difficulté à laquelle est confrontée un système de vision lors de plusieurs scénarios possibles pendant la conduite.

1.2.2.2 LIDAR

La télédétection par laser (Light Detection and Ranging, LIDAR) est une technique de mesure de la distance ou de la vitesse d'une cible par vision active, fondée sur l'analyse du faisceau lumineux émis par un laser et réfléchi par la cible se trouvant dans l'axe de tir du laser. La gamme de fréquences utilisée par le LIDAR varie de la lumière infrarouge jusqu'aux ultraviolets en passant par la lumière visible. La détermination de la distance d'une cible se fait à l'aide d'un laser impulsionnel en calculant le délai entre l'émission d'une impulsion et la détection de l'impulsion réfléchie par la cible.

Le LIDAR est utilisé dans les véhicules intelligents pour détecter les obstacles, les véhicules, les bordures des routes et les limites de chaque voie de circulation. Le principe de la détection de la voie de circulation par le LIDAR est basé sur la différence de l'intensité de la réflexion des impulsions laser entre les lignes blanches limitant chaque voie (réflexion élevée) et la surface grise ou noir de la route (faible réflexion) [22, 23, 24].

Les systèmes LIDAR sont peu sensibles à la luminosité de l'environnement entourant le véhicule. Leurs performances diminuent cependant en présence de pluie, de brouillard et de neige. En plus, leur prix élevé rend ces systèmes indisponibles actuellement pour une utilisation à grande échelle.

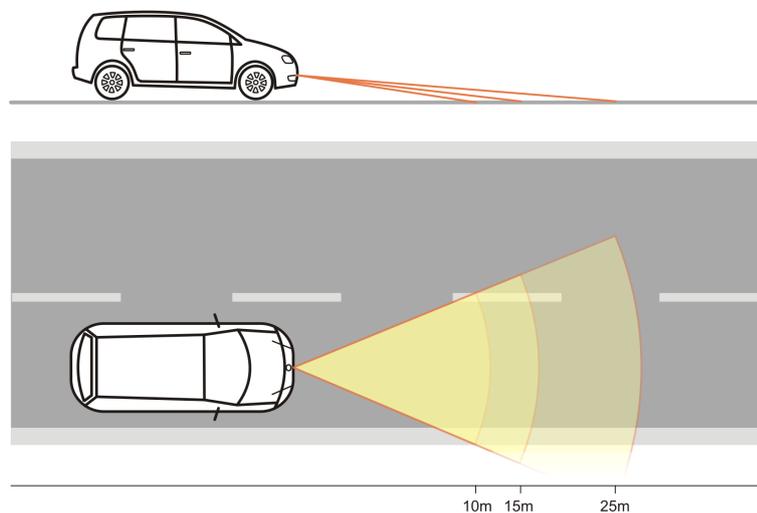


FIGURE 1.4 – Exemple d'un LIDAR multicouches pour la détection des lignes blanches [22].

1.3 Systèmes coopératifs

On parle de systèmes de positionnement coopératifs véhicule-infrastructure, dit systèmes V2I (Vehicle to Infrastructure system), quand ceux-ci nécessitent des installations spé-

cifiques dans l'infrastructure routière pour leur fonctionnement. La coopération entre le véhicule et l'infrastructure permet de déterminer la position du véhicule sur la route. La plupart des systèmes coopératifs sont basés sur une communication magnétique à l'aide d'aimants permanents ou sur une communication électromagnétique avec des radio étiquettes (Radio Frequency Identification tag, RFID tag).

1.3.1 Systèmes de guidage magnétique

Les systèmes à guidage magnétique consistent, d'une part, à implémenter dans la chaussée des marqueurs magnétiques sous forme d'aimants permanents enterrés ou sous forme d'une bande magnétisée déposée sur la chaussée et d'autre part à équiper le véhicule avec des capteurs afin de mesurer le champ magnétique généré par les marqueurs magnétiques.

Parmi les travaux sur les systèmes magnétiques, on peut citer ceux du programme PATH (Partners for Advanced Transit and Highways) qui est le résultat d'une collaboration entre le Département Californien des Transports (California Department of Transportation) et l'Université de Californie. L'objectif de ce programme était la mise en œuvre d'un système de guidage automatique des véhicules sur la route [25]. Le système développé est composé de deux capteurs de flux magnétique embarqués sous les pare-chocs avant et arrière du véhicule et d'aimants permanents installés dans la chaussée. La précision du système est d'environ 5 mm pour une installation des capteurs à une hauteur de l'ordre de 10 cm. Cette précision décroît à 3 cm avec l'augmentation de la distance entre les aimants et les capteurs à cause du faible champ magnétique. Un inconvénient du système est l'importance du coût d'installation des aimants permanents enterrés dans la chaussée.

Un système magnétique de guidage latéral a été développé par le LPEM dans le cadre du projet ARCOS (Action de Recherche pour une Conduite Sécurisée) [26, 27]. Ce système utilise le même type de capteurs embarqués, mais au lieu des aimants permanents enterrés dans la chaussée, une bande magnétisée est déposée au milieu de celle-ci (Figure 1.5).

L'algorithme de traitement permet un positionnement du véhicule par rapport à la bande magnétisée avec une précision meilleure que le centimètre. Comme la bande magnétique doit être déposée au milieu de la voie de circulation pour optimiser le champ magnétique capté par les capteurs embarqués en dessous du véhicule, cela risque de perturber l'aspect visuel de la chaussée et de créer des risques pour le conducteur si ce dernier confond la bande magnétisée avec les lignes blanches de la route, par exemple de nuit par temps de pluie lorsqu'un véhicule vient en face à cause d'un coefficient de réflexion différent de celui du bitume. Ce point a bloqué le développement du système jusqu'à une application industrielle.

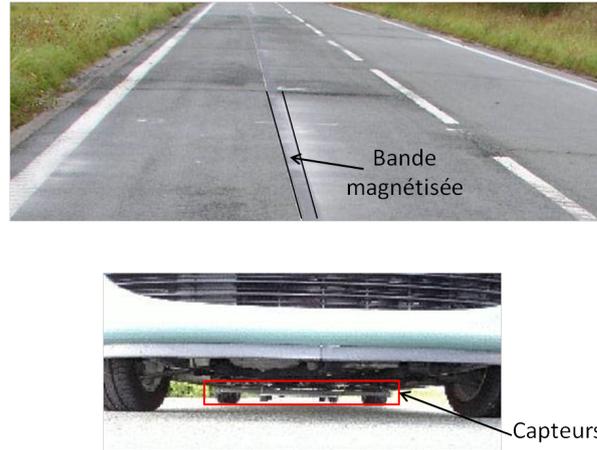


FIGURE 1.5 – Système magnétique développé au LPEM dans le cadre du projet ARCOS.

1.3.2 Communication Véhicule-Infrastructure par des transpondeurs passifs

1.3.2.1 Tag RFID

Ce type de système utilise des transpondeurs passifs implantés dans la chaussée qui sont interrogés par un émetteur-récepteur intégré dans le véhicule. Par exemple dans [28] (Figure 1.6), le système de communication Véhicule-Infrastructure présenté est formé d'un émetteur-récepteur à la fréquence de 13.56 MHz placé en dessous du véhicule et qui interroge un tag RFID passif formé d'un modulateur-démodulateur à 13.56 MHz, d'un micro-contrôleur et d'un nombre donné d'antennes couvrant transversalement toute la voie de circulation. Suivant l'antenne excitée à l'interrogation, le tag RFID envoie le code spécifique de l'antenne excitée. Avec 16 antennes pour chaque transpondeur et une distance longitudinal de 1 mètre entre les transpondeurs, on peut déterminer la position latérale avec une précision de 8 cm.

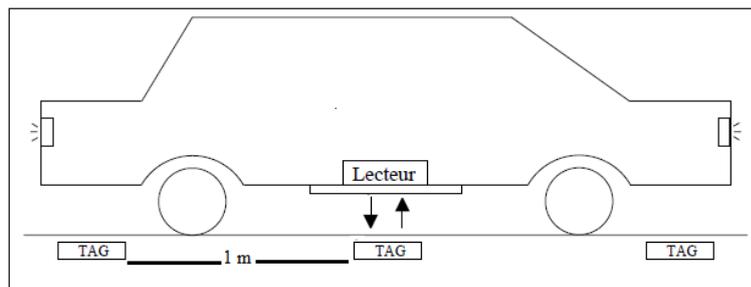


FIGURE 1.6 – Principe du système développé dans [28].

1.3.2.2 Radar FMCW

Un système de communication véhicule-infrastructure a été développé dans [29] en modifiant les rétro-réfléchisseurs (oeil-de-chat ou cat's eye en anglais) insérés dans la chaussée et qui réfléchissent la lumière des phares pour marquer la bordure de la voie de circulation. La modification des rétro-réfléchisseurs consiste à ajouter, en plus du réflecteur lumineux, une antenne cornet à la fréquence de 38.4GHz sans changer leur taille initiale. L'antenne cornet est orientée par rapport à la voie de circulation d'une façon à voir le radar monté sur le véhicule quelle que soit sa position dans une voie de circulation de largeur de 4.7m. D'autre part, le système embarqué dans le véhicule consiste en un radar à onde continue modulée en fréquence (Frequency Modulated Continuous Wave, FMCW) à 38.4GHz avec une bande passante de 1GHz et une puissance émise de 15dBm. La détection des cibles (antennes des rétro-réfléchisseurs) par le radar permet de trouver la distance latérale qui sépare le véhicule et la limite de la voie de circulation.

1.4 Fusion de données

On parle de la technique de fusion de données quand la décision de positionnement du véhicule sur la route s'effectue en prenant en compte des mesures venant de plusieurs systèmes de positionnement. Les systèmes de positionnement possibles à combiner sont le GPS, les systèmes de vision (caméras et/ou LIDAR), le radar ainsi que les capteurs de vitesse, de position et de distance (accéléromètres, gyroscopes, odomètres) et les cartes routières. La fusion des données permet de combiner les informations fournies par plusieurs capteurs pour obtenir un résultat plus précis avec une confiance accrue. Le but de cette fusion est d'exploiter les avantages de chacun des systèmes utilisés et de pouvoir atténuer l'impact des limitations de chacun et l'incertitude des informations fournies causée par le bruit présent dans l'environnement.

Dans [30], une fusion de données du GPS, des capteurs de mouvements linéaires (accéléromètre pour chaque axe) et de mouvements circulaires (gyroscope) avec une détection des positions des bandes blanches des deux côtés de la voie permet de donner un positionnement latéral du véhicule avec une erreur de 5 cm. La détection des bandes blanches est obtenue à partir des deux caméras latérales en comparant les bandes détectées avec une carte routière de bandes blanches précise. La nécessité d'une telle carte complique et limite l'implémentation et l'efficacité de ce système.

La plupart des véhicules hauts de gamme et les véhicules autonomes (par exemple la Google Car) intègrent différents types de systèmes de positionnement et de détection. La

fusion des données joue un rôle important dans le concept des véhicules intelligents. Cette intégration entre les différents systèmes de positionnement nécessite le développement d'autres systèmes complémentaires qui peuvent prendre le relai dans le cas où un ou plusieurs systèmes ne peuvent pas fonctionner dans des conditions données.

1.5 Bilan des systèmes existants

L'étude des moyens actuels utilisés pour le positionnement sur les voies de circulation montre que les systèmes de navigation (le GPS par exemple) et les systèmes de vision par caméra sont les plus répandus pour cette application. Malgré la large utilisation du GPS dans le marché automobile, sa précision de localisation reste toujours faible et loin de pouvoir répondre à la précision centimétrique demandée pour positionner un véhicule sur une voie de 4 mètres de largeur. En plus, dans plusieurs situations telles que la navigation dans les tunnels, les forêts ou dans les milieux urbains, les signaux du GPS sont masqués ou mélangés avec des réflexions des signaux directs ce qui augmente l'erreur de positionnement. Les systèmes basés sur la vision par caméra ont montré leur efficacité pour les applications dédiées aux véhicules intelligents. Néanmoins pour l'application de détection des lignes blanches, la complexité de la route et les mauvaises conditions environnementales constituent une limite actuelle pour les algorithmes de traitements des images utilisés. Par exemple, dans le cas où les lignes blanches sont cachées par la neige ou dans le cas d'un fort brouillard, les images issues des caméras ne peuvent pas montrer clairement ces lignes. Le LIDAR est un bon moyen de positionnement mais son coût élevé limite son utilisation à grande échelle. Les systèmes coopératifs magnétiques assurent une bonne précision à condition que les capteurs embarqués dans le véhicule soient proches des marquages au sol. La coopération véhicule-infrastructure à l'aide des transpondeurs radio (RFID) est un axe de recherche intéressant qui permet un positionnement suffisant. Enfin, la technique de fusion des données de plusieurs systèmes de positionnement est un moyen très efficace qui exploite les avantages de chacun des systèmes et profite de la redondance des informations pour obtenir un résultat correct dans le cas où un des systèmes ne produit pas une information fiable. Le développement de systèmes de positionnement de natures différentes constitue la base de la fusion de données. Le système de positionnement développé dans ce travail se situe dans la catégorie des systèmes coopératifs véhicule-infrastructure. Il vise à avoir un positionnement fiable en toutes circonstances, en particulier lorsque les autres systèmes échouent, pour un coût compatible avec un déploiement à grande échelle.

Chapitre 2

Méthode de positionnement proposée

Ce travail de thèse consiste à concevoir et valider expérimentalement un système électromagnétique de positionnement latéral des véhicules sur les voies de circulation afin de fournir au conducteur ou à un système d'aide à la conduite l'information sur la distance latérale du véhicule par rapport aux limites de la voie de circulation. Le système développé est de type coopératif. Autrement dit, le fonctionnement du système est basé sur une interaction entre le véhicule et l'infrastructure. L'interaction choisie est de type électromagnétique (hyperfréquence). Ce choix a été fait pour plusieurs raisons : les systèmes électromagnétiques, utilisant les fréquences dans les bandes VHF¹ (Very High Frequency) et UHF² (Ultra High Frequency), présentent une grande immunologie face aux différentes conditions météorologique (pluie, brouillard, neige...) et de l'état de luminosité de la route.

Dans les paragraphes suivants, la description du principe de fonctionnement du système est donnée. Ensuite, le calcul théorique et préliminaire de la position latérale par la méthode de différence de phase d'arrivée (Phase Difference of Arrival, PDoA) est expliqué. Les notions de la distance latérale et de la distance effective sont introduites afin de faciliter la modélisation du système et de bien comprendre les mesures expérimentales effectuées dans le chapitre 4. Enfin le schéma fonctionnel du système de positionnement est détaillé.

1. VHF : 30–300 MHz
2. UHF : 300–3000 MHz

2.1 Idée de base pour l'estimation de la distance latérale

Le système étudié est formé de deux parties : une première partie embarquée dans le véhicule et une deuxième intégrée dans l'infrastructure routière :

1. La partie embarquée dans le véhicule est un émetteur-récepteur qui émet et reçoit simultanément et en continue des ondes électromagnétiques autour de deux fréquences centrales.
2. La partie intégrée dans l'infrastructure est constituée de transpondeurs passifs, à installer le long des lignes blanches de la route, qui reçoivent les ondes émises par l'émetteur du véhicule et réémettent à leur tour leur réponse fréquentielle vers le récepteur du véhicule.

Afin de distinguer le signal réfléchi par les transpondeurs des autres signaux parasites, chaque transpondeur intègre deux résonateurs à ondes acoustiques de surface (Surface Acoustic Waves, SAW) qui ajoutent une signature fréquentielle au signal retransmis par le transpondeur autour de deux fréquences centrales des résonateurs SAW. Cette signature consiste en une variation rapide de l'amplitude et de la phase en fonction de la fréquence dans la bande passante des deux résonateurs. Ainsi en exploitant cette signature dans l'étape de traitement du signal reçu, on peut extraire le signal utile venant du transpondeur parmi les signaux venant d'autres réflecteurs potentiels.

Une fois le signal du transpondeur extrait, la détermination de la phase d'arrivée de ce signal permet de déterminer la distance du trajet aller-retour parcourue par ce signal entre l'antenne d'émission et le transpondeur puis l'antenne de réception et le transpondeur en appliquant la méthode de la différence de phase d'arrivée (PDoA). Cette distance est exprimé en fonction de la distance latérale entre le véhicule et les lignes blanches de la route et la position longitudinale du véhicule par rapport au transpondeur. Par conséquence, on peut déduire la distance latérale recherchée.

La Figure 2.1 montre une installation du système sur la route : les véhicules, équipés du module d'émission-réception des deux côtés, interrogent les transpondeurs intégrés dans les limites de chaque voie de circulation. La propagation des ondes émises par l'antenne d'émission vers le transpondeur puis du transpondeur vers l'antenne de réception détermine le trajet du signal reçu et par suite la distance parcourue par ce signal. Cette distance ne représente pas exactement la distance latérale entre le véhicule et la limite de la voie de circulation. On appelle cette distance la distance effective. Elle est expliquée à la fin de ce chapitre en donnant la relation entre cette distance effective et la distance latérale recherchée. La section suivante explique la façon de calculer la distance parcourue par le signal reçu (distance effective) à partir de la phase du ce signal.

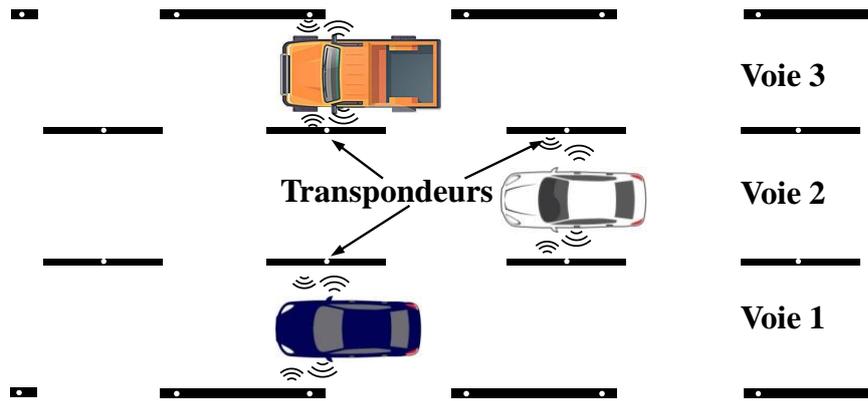


FIGURE 2.1 – Schéma d’installation du système sur la route.

2.2 La méthode de la différence de phase d’arrivée (PDoA)

Il existe plusieurs méthodes qui permettent d’exploiter les différentes caractéristiques d’une onde sinusoïdale pour déterminer la distance entre un émetteur-récepteur et un transpondeur. Par exemple, en mesurant la puissance en réception d’un signal réfléchi par le transpondeur, on peut estimer sa distance à l’émetteur. Cette méthode est connue sous le terme Received Signal Strength Indication ou RSSI. Elle est utilisée pour des applications de localisation en intérieur (indoor localization) [31, 32]. Une autre caractéristique qui sert à fournir une information de distance est la phase du signal reçu. Cette caractéristique est utilisée dans plusieurs travaux pour la localisation en intérieurs [33, 34, 35]. Dans la suite de cette section, on présente le principe du calcul de la distance basée sur la méthode PDoA adoptée dans ce travail.

2.2.1 Principe de la méthode

Déphasage en espace libre

Lors de la propagation d’une onde électromagnétique de fréquence f dans l’espace libre entre deux points A et B séparés par une distance d , la phase introduite par ce trajet est :

$$\varphi = -\frac{2\pi d}{\lambda} \quad (2.1)$$

où $\lambda = c/f$ est la longueur d’onde dans le vide et c est la célérité de la lumière dans le vide.

Comme la mesure de la phase est faite entre $[-\pi, \pi[$, la phase est déterminée à 2π près et la distance déduite à partir de la phase mesurée est ambiguë de $n\lambda$, n étant le nombre de longueurs d'onde incluses dans la distance d . L'intervalle maximal de la détermination de la distance à partir de la phase dépend ainsi de la longueur d'onde du signal. Ici, la distance latérale à mesurer entre un véhicule et les lignes blanches peut varier entre 0 et 3 mètres. La longueur d'onde du signal doit être au moins égale à 6 mètres ($f = 50$ MHz) pour un trajet aller-retour du signal entre les antennes du véhicule et le transpondeur. Cette fréquence n'est pas utilisable pour notre système à cause de la grande taille des antennes d'émission et de réception ainsi que du transpondeur qu'impliquerait la mise en œuvre du système à cette fréquence. Une solution permet d'augmenter la portée maximale de mesure de la distance absolue à partir de fréquences plus élevées : il convient d'utiliser le battement entre deux fréquences.

2.2.1.1 Battement entre deux fréquences

Pour éliminer l'ambiguïté sur la distance calculée à partir de la phase du signal reçu, on remplace le signal mono-fréquence par un autre bi-fréquences. Soient deux ondes électromagnétiques de fréquences f_1 et f_2 ($f_2 > f_1$) qui se propagent du point A au point B espacés d'une distance d . Les phases introduites par la distance d sont respectivement :

$$\begin{aligned}\varphi_1 &= -\frac{2\pi d}{\lambda_1} = -\frac{2\pi d f_1}{c} \\ \varphi_2 &= -\frac{2\pi d}{\lambda_2} = -\frac{2\pi d f_2}{c}\end{aligned}\tag{2.2}$$

La différence de phase $\varphi_2 - \varphi_1$ vaut :

$$\Delta\varphi = \varphi_2 - \varphi_1 = -\frac{2\pi d(f_2 - f_1)}{c} = -\frac{2\pi d}{\lambda_F}\tag{2.3}$$

où $\lambda_F = c/(f_2 - f_1)$ est la longueur d'onde d'une onde à la fréquence $f_2 - f_1$. Cette différence permet de calculer la distance d avec une ambiguïté de $n\lambda_F$. Il suffit donc de bien choisir les fréquences f_1 et f_2 pour déterminer la portée maximale λ_F souhaitée du système. La distance absolue estimée \hat{d} est alors égale à :

$$\hat{d} = \begin{cases} \lambda_F \frac{-(\varphi_2 - \varphi_1)}{2\pi} = \lambda_F \frac{-\Delta\varphi}{2\pi} & \text{si } \varphi_2 - \varphi_1 < 0 \\ \lambda_F \frac{-(\varphi_2 - \varphi_1) + 2\pi}{2\pi} = \lambda_F \frac{-\Delta\varphi + 2\pi}{2\pi} & \text{si } \varphi_2 - \varphi_1 > 0 \end{cases}\tag{2.4}$$

La précision de mesure de d en utilisant cette fréquence de battement est moins bonne que celle obtenue en utilisant f_1 ou f_2 (à $\lambda_1(\lambda_2)$ près). En effet, dans la phase du traitement du signal, les phases φ_1 et φ_2 sont normalement extraites avec une erreur due aux imperfections des mesures et au bruit capté avec le signal du transpondeur. L'influence de cette erreur sur la distance calculée à partir de l'équation 2.4 est plus importante que celle sur la distance calculée à partir de l'équation 2.2. La multiplication de l'erreur d'extraction de φ_1 et φ_2 par λ_F dans l'équation 2.4 est plus importante que la multiplication de cette erreur par λ_1 ou λ_2 dans l'équation 2.2 puisque λ_F est plus grande que λ_1 et λ_2 . Comme la distance calculée à partir de l'équation 2.2 est donnée à $n_1\lambda_1$ (et $n_2\lambda_2$) près, la mesure de \hat{d} à partir de l'équation 2.4 permet de calculer les nombres de longueurs d'onde n_1 et n_2 respectivement de λ_1 et λ_2 contenus dans la distance d :

$$\begin{aligned} n_1 &= \text{arrondi} \left(\frac{\hat{d}}{\lambda_1} + \frac{\varphi_1}{2\pi} \right) \\ n_2 &= \text{arrondi} \left(\frac{\hat{d}}{\lambda_2} + \frac{\varphi_2}{2\pi} \right) \end{aligned} \quad (2.5)$$

où $\text{arrondi}(x)$ calcule l'entier le plus près de x . Le calcul de n_1 et n_2 est ainsi utile pour recalculer la distance absolue d en utilisant chacune de deux phases φ_1 et φ_2 séparément :

$$\begin{aligned} \hat{d}_1 &= \lambda_1 \left(n_1 - \frac{\varphi_1}{2\pi} \right) \\ \hat{d}_2 &= \lambda_2 \left(n_2 - \frac{\varphi_2}{2\pi} \right) \end{aligned} \quad (2.6)$$

Une condition nécessaire pour que n_1 et n_2 soient calculés correctement et qu'alors la distance calculée par l'équation 2.6 ne soit pas erronée d'un multiple de longueur d'onde λ_1 ou λ_2 est que l'erreur sur la distance calculée par l'équation 2.4 soit inférieure à $\min(\lambda_1, \lambda_2) = \lambda_2$ dans notre cas. Cette condition correspond à une erreur maximale sur la différence de phase extraire $\Delta\varphi$ de :

$$E(\varphi_2 - \varphi_1) = E(\Delta\varphi) < \frac{\pi\lambda_2}{\lambda_F} \quad (2.7)$$

2.2.2 Choix des fréquences

Le choix des fréquences de résonance des deux résonateurs du transpondeur dépend de plusieurs éléments. D'abord comme on l'a vu dans le paragraphe précédent, la différence entre ces deux fréquences détermine la portée maximale absolue mesurable par la méthode de la différence de phase sans tomber dans l'ambiguïté du nombre de longueurs d'onde. Dans l'équation 2.4, $\lambda_F/2$ est cette portée maximale. La largeur maximale d'une

voie de circulation peut atteindre 4 mètres et donc la distance latérale entre un véhicule standard et les lignes blanches de la voie peut varier entre 0 et 3 mètres. Comme le signal émis par l'antenne d'émission subit un trajet aller vers le transpondeur et retour vers l'antenne de réception, la distance maximale parcourue par ce signal est de 6 mètres dans le cas où le véhicule est en face du transpondeur. Cette condition se traduit par $\lambda_F = c/(f_2 - f_1) > 6$ mètres. Une différence de fréquences ($f_2 - f_1$) inférieure à 50 MHz est donc nécessaire.

Un second paramètre pour le choix des fréquences est la taille des antennes et du transpondeur puisque la taille d'une antenne est proportionnelle à la longueur d'onde. Les antennes émettrice et réceptrice doivent pouvoir être installées facilement dans le véhicule et intégrées dans le transpondeur qui doit tenir sous la ligne blanche dont la largeur varie de 10 à 20 cm. Les fréquences dans la bande VHF et au dessous sont éliminées puisque leur longueur d'onde est supérieure à 1 mètres. Enfin, le fonctionnement du système doit être assuré en présence de neige ou de pluie. Il est donc nécessaire de choisir des fréquences permettant une profondeur de pénétration importante dans l'eau. Au delà du gigahertz, la profondeur de pénétration se réduit très vite.

Toutes ces contraintes mènent à un choix des fréquences dans la bande UHF et en dessous de 1 GHz. Les fréquences doivent être autorisées par la réglementation européenne (European Telecommunications Standards Institute). Les fréquences centrales retenues sont $f_1 = 868.3$ MHz et $f_2 = 915$ MHz qui font partie de la bande ISM (Industriel, Scientifique, et Médical). Pour ce choix de fréquences, la fréquence de battement est $f_2 - f_1 = 46.7$ MHz et la portée maximale de la distance latérale mesurable est $\lambda_F/2 = 3.2$ m.

2.3 Schéma fonctionnel du système

La Figure 2.2 montre le schéma fonctionnel du système développé durant cette thèse. La partie gauche de la figure constitue la chaîne d'émission et de réception du système. Cette chaîne est composée de deux voies : une voie directe (en bleu) et une voie indirecte (en rouge). La voie directe joue le rôle de référence pour le signal de la voie indirecte. La partie droite de la figure est le transpondeur passif à intégrer par exemple dans la ligne blanche de la route. Ce transpondeur est constitué d'une antenne connectée à deux résonateurs SAW de fréquences centrales f_1 et f_2 et dont les facteurs de qualité sont élevés, de l'ordre de 5000.

Pour exploiter les résonances autour des fréquences centrales f_1 et f_2 , l'interrogation du transpondeur par l'émetteur-récepteur est faite par l'utilisation d'ondes continues (Continuous Waves, CW). Il s'agit d'émettre en continue des ondes électromagnétiques autour de ces deux fréquences et de recevoir la réponse fréquentielle du transpondeur.

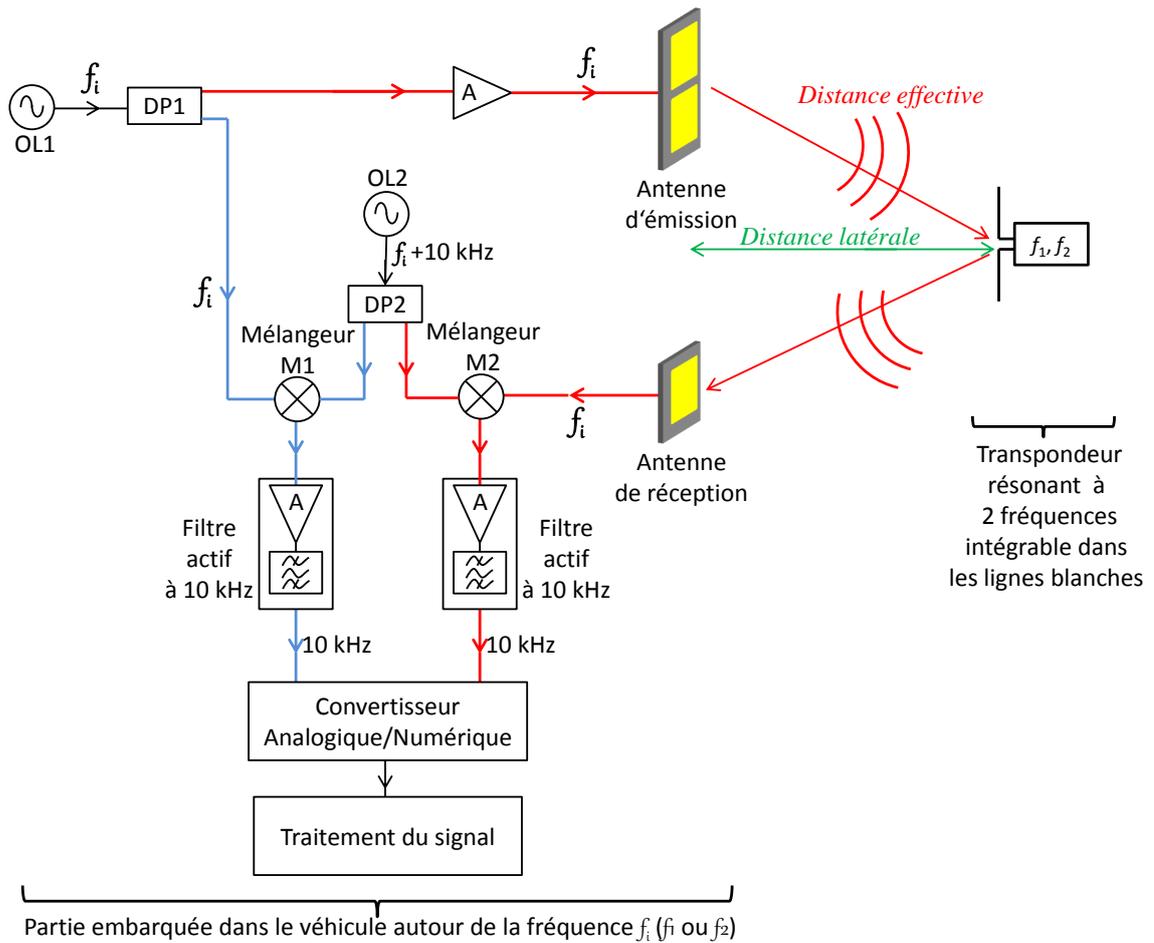


FIGURE 2.2 – Schéma fonctionnel du système de positionnement latéral.

Afin de simplifier la description du schéma, on s'intéresse plus particulièrement à l'interrogation du premier résonateur SAW autour de sa fréquence centrale f_1 , puisque la même méthode d'interrogation est valide pour le deuxième résonateur autour de la fréquence centrale f_2 .

L'oscillateur OL1 génère en continu un signal sinusoïdal balayant les fréquences autour de f_1 avec une bande passante de 2 MHz ($f_{OL1} \in [f_1 - 1 \text{ MHz}, f_1 + 1 \text{ MHz}]$) tandis que l'oscillateur OL2 génère un signal sinusoïdal décalé de 10 kHz par rapport à OL1. Ces deux signaux sont ensuite divisés à l'aide de deux diviseurs de puissance 3 dB (DP1 et DP2).

Les premières sorties de chacun des deux diviseurs de puissance sont directement mélangées dans M1. À la sortie du mélangeur M1, on ne garde que la fréquence intermédiaire de 10 kHz résultant de la différence des fréquences de OL1 et OL2. Grâce à l'utilisation d'un amplificateur de fort gain résonnant autour de 10 kHz, les autres fréquences intermédiaires ($f_{OL1} + f_{OL2}, 2f_{OL1} - f_{OL2} \dots$), générées par le mélangeur à cause de ses caractéristiques, sont éliminées. Ce signal de fréquence à 10 kHz représente la voie directe de la réception.

L'autre sortie de DP1 est amplifiée par un amplificateur de puissance et transmis à l'antenne d'émission. Le signal reçu par l'antenne de réception, contenant la réponse du transpondeur, est mélangé dans M2 avec la deuxième sortie de DP2 pour avoir un signal à 10 kHz de la même façon que le signal de référence. Enfin les deux signaux en basse fréquence issus des voies directe et indirecte sont amplifiés, échantillonnés et traités afin d'extraire les informations utiles pour le calcul de la distance latérale d . Le but du traitement du signal est d'extraire, du signal réfléchi par le transpondeur, le déphasage dû à la propagation aller/retour de l'onde entre le système d'émission/réception embarqué dans le véhicule et le transpondeur intégré dans les marquages au sol.

La conversion de fréquence des signaux RF vers 10kHz est faite pour faciliter l'échantillonnage. En effet, échantillonner les signaux en haute fréquence nécessite un échantillonneur très rapide dont le coût est très élevé. La conversion de signaux haute fréquence vers des signaux basse fréquence ne fait pas perdre les informations d'amplitude ni de phase, elle transpose ces mêmes informations vers la fréquence la plus basse.

Cette même procédure est appliquée autour de la fréquence centrale f_2 du deuxième résonateur à l'aide d'un second circuit électronique identique à celui de la Figure 2.2 fonctionnant dans la gamme de fréquence $[f_2 - 1 \text{ MHz}, f_2 + 1 \text{ MHz}]$. On précise que l'émission des deux gammes de fréquences $[f_1 - 1 \text{ MHz}, f_1 + 1 \text{ MHz}]$ et $[f_2 - 1 \text{ MHz}, f_2 + 1 \text{ MHz}]$ est simultanée.

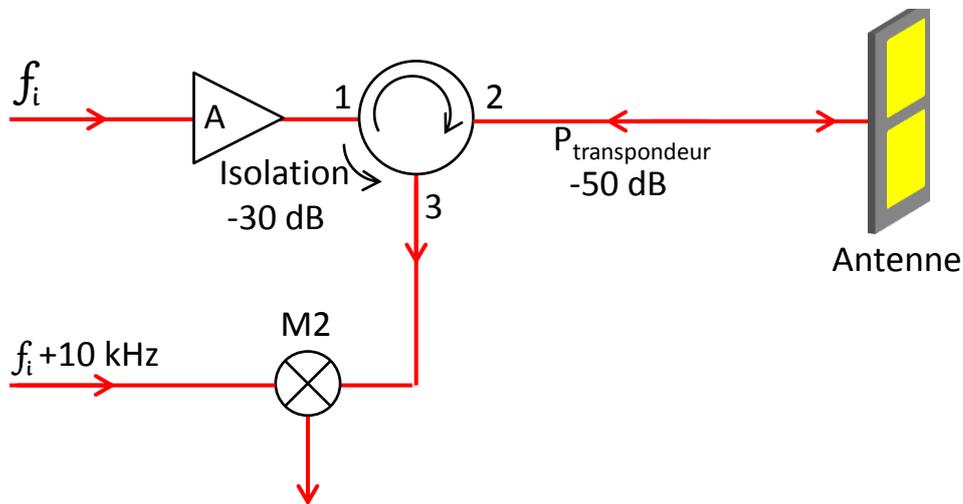


FIGURE 2.3 – Défaut d'utilisation d'un circulateur.

Il faut noter qu'on aurait pu utiliser un circulateur pour remplacer pour la voie indirecte l'antenne d'émission et l'antenne de réception par une antenne unique (configuration monostatique) comme indiqué sur la Figure 2.3. Cependant, l'isolation entre les voies 1 et 3 est typiquement de l'ordre -30 dB ce qui n'est donc pas suffisant au regard du taux de réflexion d'un transpondeur situé à 1 m qui est de l'ordre de -50 dB . Le signal détecté en

réception est donc beaucoup plus faible que la fraction de signal en provenance directe de l'émetteur. Ce signal parasite, supérieur de plus de 30dB au signal utile aurait saturé la voie de réception et rendu très difficile l'extraction de l'information recherchée. Une configuration bistatique des antennes d'émission et de réception a donc été retenue pour éviter cela.

2.4 Distance latérale et distance effective

La distance recherchée par le système de positionnement développé est la distance latérale qui sépare le véhicule et le bord de la route où sont disposés les transpondeurs quelle que soit la position longitudinale du transpondeur par rapport aux antennes d'émission et de réception. Cette distance ne correspond à la distance réelle parcourue par les ondes électromagnétiques que dans le cas où le transpondeur est en face des antennes du véhicule et la distance entre ces antennes est nulle. Or dans la configuration bistatique retenue, les antennes d'émission et de réception n'est pas à la même position. De plus, la configuration bistatique implique que la distance parcourue entre l'antenne émettrice et le transpondeur puis entre le transpondeur et l'antenne réceptrice n'est pas la même sauf dans le cas où le transpondeur est sur la médiatrice des deux antennes. On introduit ainsi la notion de distance effective. La distance effective est la distance aller-retour parcourue par les ondes électromagnétiques entre les antennes montées sur le véhicule et le transpondeur.

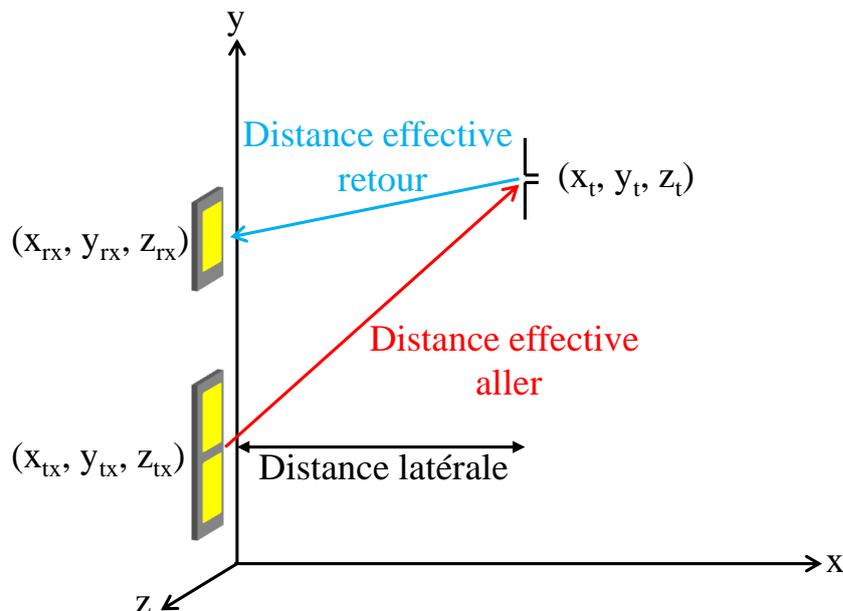


FIGURE 2.4 – Distance latérale et distance effective.

La Figure 2.4 montre la différence entre la distance effective $d_{effective}$ et la distance latérale $d_{latérale}$. Soit (xyz) un repère orthogonal. Les antennes émettrice TX et réceptrice

RX sont dans le plan (yz) et le transpondeur t est dans le plan (xy) . Dans ce cas, la distance latérale recherchée n'est que l'abscisse du transpondeur ($d_{latérale} = x_t$). La distance effective ($d_{effective}$) de propagation des ondes (trajet aller-retour) peut être exprimée à l'aide de l'équation 2.8 :

$$d_{effective} = \sqrt{(x_t - x_{tx})^2 + (y_t - y_{tx})^2 + (z_t - z_{tx})^2} + \sqrt{(x_t - x_{rx})^2 + (y_t - y_{rx})^2 + (z_t - z_{rx})^2} \quad (2.8)$$

où (x_t, y_t, z_t) , (x_{tx}, y_{tx}, z_{tx}) et (x_{rx}, y_{rx}, z_{rx}) sont respectivement les coordonnées du transpondeur, de l'antenne TX et de l'antenne RX. Pour une installation donnée des antennes dans le véhicule, les hauteurs de TX et RX peuvent être identiques et connues ($z_{tx} = z_{rx} = Z$). De même, l'ordonnée (y_{rx}) de RX est décalée par rapport à l'ordonnée (y_{tx}) de TX d'une valeur constante ℓ : $y_{rx} = y_{tx} + \ell$. Ainsi l'abscisse de TX et RX est nulle et la hauteur du transpondeur est égale à zéro. L'équation 2.8 peut être simplifiée :

$$d_{effective} = \sqrt{x_t^2 + (y_t - y_{tx})^2 + Z^2} + \sqrt{x_t^2 + (y_t - y_{tx} - \ell)^2 + Z^2} \quad (2.9)$$

À partir de la distance effective calculée, on peut déterminer la distance latérale entre le véhicule et la limite de la voie de circulation. Dans le chapitre 4, on présente deux types de déplacement du transpondeur par rapport aux antennes embarquées dans le véhicule : le déplacement latéral et le déplacement longitudinal.

Le chapitre suivant détaille les différents composants du système présentés dans la Figure 2.2, en particulier leurs caractéristiques en fonction de la fréquence.

Chapitre 3

Réalisation d'un prototype

Ce chapitre est consacré à l'étude des divers éléments physiques réalisés pour le système de test. On commence par l'étude du choix et de la théorie des antennes d'émission et de réception. Ensuite une description du transpondeur et de son fonctionnement est donnée. Enfin, les caractéristiques des différents composants RF du schéma bloc de la Figure 2.2 sont données.

3.1 Étude des antennes d'émission et de réception

Après avoir choisi les fréquences de fonctionnement du système, il est temps de déterminer le type des antennes d'émission et de réception. Le choix des antennes doit prendre en considération un cahier des charges bien précis. Une implémentation éventuelle à grande échelle du système impose un faible coût des éléments du système, en particulier les antennes. L'intégration des antennes dans le côté latéral des véhicules exige une forme bidimensionnelle des antennes plutôt que des formes tridimensionnelle. Enfin la simplicité de conception et de fabrication avec de bonnes performances en terme de gain et de diagramme de rayonnement conduisent à adopter des antennes planaires (Patch Antennas). Un dernier paramètre à choisir est la polarisation des antennes, elle est linéaire et horizontale pour convenir avec la polarisation horizontale de l'antenne du transpondeur choisie dans cette étude.

3.1.1 Présentation des antennes planaires

L'invention du circuit imprimé au milieu du 20^{ième} siècle a permis de développer un nouveau type d'antenne, l'antenne planaire ou l'antenne micro ruban (microstrip antenna).

Après avoir utilisé la technologie planaire dans la fabrication des lignes de transmission [36], il a été noté que les structures micro ruban étaient capables de rayonner le champ électromagnétique. En 1953, Deschamps a présenté les premières antennes conçues à partir de cette technologie [37]. Ce concept d'antenne imprimée est resté dans les laboratoires de recherche jusqu'à l'année 1970 où des matériaux diélectriques ont été développés avec de bonnes performances en termes de pertes diélectriques et de résistance thermique et mécanique. Ainsi, le développement de nouvelles applications comme les satellites, les missiles, les téléphones mobiles qui demandent des antennes performantes en termes de prix, de taille et de facilité de fabrication et d'intégration a accéléré le développement des antennes planaires.

Dans sa configuration la plus basique, une antenne planaire est constituée d'un substrat diélectrique et de deux couches métalliques de fine épaisseur déposées sur les deux faces du substrat. Une couche constitue l'élément rayonnant et la deuxième couche définit le plan de masse. L'élément rayonnant peut prendre n'importe quelle forme mais les formes basiques telles que le carré, le rectangle, le cercle, le dipôle... sont les plus utilisées puisque elles sont faciles à analyser par les modèles théoriques actuels. En particulier la forme rectangulaire est la plus répandue. En ce qui concerne le substrat, une variété de matériaux diélectriques est disponible dont la permittivité relative ϵ_r est généralement comprise entre 2.2 et 12 et dont l'épaisseur h varie dans la gamme $0.003\lambda_0 < h < 0.05\lambda_0$, λ_0 représentant la longueur d'onde dans le vide [38]. La Figure 3.1 représente une antenne planaire rectangulaire de longueur L et de largeur W alimentée par une ligne microstrip.

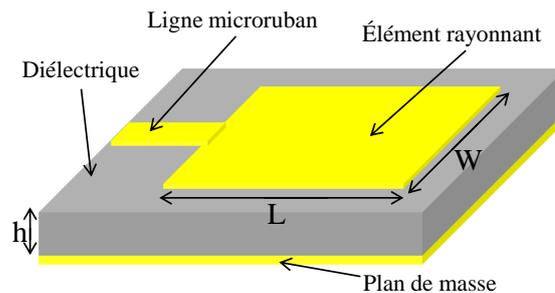


FIGURE 3.1 – Antenne planaire rectangulaire.

Les antennes planaires présentent de nombreux avantages. On peut citer parmi ces avantages :

- un faible coût de fabrication
- la légèreté et le faible encombrement
- la possibilité d'intégration avec d'autres circuits microruban
- la possibilité de mise en réseaux pour améliorer la directivité
- les réseaux d'alimentation et d'adaptation sont fabriqués simultanément avec l'antenne.

- la polarisation de l'onde électromagnétique (linéaire ou circulaire) est modifiable en ajustant la géométrie et l'excitation de l'élément rayonnant.

Malgré ces avantages, les antennes planaires présentent également un certain nombre d'inconvénients, comme la limitation de la bande passante (de 1 à 5%) et une polarisation pas toujours bien maîtrisée dues au rayonnement des extrémités non rayonnantes de l'antenne planaire et qui se traduit par l'augmentation du niveau de la polarisation croisée, par exemple dans le cas d'une polarisation rectiligne recherchée.

3.1.2 Détermination des caractéristiques d'une antenne planaire rectangulaire

Il existe plusieurs modèles permettant d'analyser le comportement d'une antenne planaire rectangulaire et de déterminer les formules analytiques de leur rayonnement, de leur impédance d'entrée ainsi que de leur dimension. Les modèles les plus populaires sont le modèle de la ligne de transmission, le modèle de la cavité et le modèle de l'onde-pleine (full-wave) [39, 40]. Le modèle de la ligne de transmission est le plus simple, il fournit une bonne interprétation physique, cependant il est le moins précis [41]. De son côté, le modèle de la cavité se distingue par une bonne précision et en même temps présente une complexité importante. Le modèle de l'onde-pleine est très précis et il peut traiter des éléments de forme arbitraire et le couplage entre les éléments. Cependant, il est plus complexe.

Le modèle de la ligne de transmission propose de déterminer les dimensions de l'antenne planaire à l'aide de l'étude de son comportement électrique. Dans [38], une étude du modèle de la ligne de transmission conduit à la formulation des dimensions L et W d'une antenne planaire rectangulaire. Ces dimensions sont déterminées en fonction de la permittivité relative du substrat ε_r , de son épaisseur h et de la fréquence de résonance f_r souhaitée. Les équations 3.1 et 3.5 donnent la longueur L et la largeur W d'une antenne planaire rectangulaire en fonction de ces spécifications :

La largeur de l'antenne W planaire rectangulaire est déterminée par :

$$W = \frac{c}{2f_r} \left(\frac{\varepsilon_r + 1}{2} \right)^{-\frac{1}{2}} \quad (3.1)$$

En raison de la longueur finie de cette antenne, les champs électromagnétiques au niveau des bords de l'antenne se divisent en deux parties, une partie dans le substrat et une autre partie dans l'air (effets de bord). Ainsi, pour tenir compte des champs présents dans l'air et dans le substrat, la constante diélectrique effective (ε_r) est introduite [42] :

$$\varepsilon_e \approx \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + 12 \frac{h}{W}}} \quad \text{si } \frac{W}{h} > 1 \quad (3.2)$$

La longueur d'onde dans le substrat λ_e est alors définie en fonction de celle dans le vide et de la permittivité effective :

$$\lambda_e = \frac{\lambda_0}{\varepsilon_e} = \frac{c}{f_r \sqrt{\varepsilon_e}} \quad (3.3)$$

Pour garantir l'interférence constructives des ondes faisant des aller-retours sur la longueur de l'antenne planaire, cette longueur L doit être égale à la moitié de la longueur d'onde dans le substrat ($L = \lambda_e/2$). À cause de ces effets de bord, la longueur de l'antenne planaire augmente d'une distance $2\Delta\ell$, où [43] :

$$\Delta\ell = 0.412h \frac{(\varepsilon_e + 0.3) \left(\frac{W}{h} + 0.264 \right)}{(\varepsilon_e - 0.258) \left(\frac{W}{h} + 0.8 \right)} \quad (3.4)$$

Finalement et après la correction, la longueur L de l'antenne planaire rectangulaire est :

$$L = \frac{\lambda_e}{2} - 2\Delta\ell = \frac{c}{2f_r \sqrt{\varepsilon_e}} - 2\Delta\ell \quad (3.5)$$

3.1.3 Techniques d'alimentation des antennes imprimées

Les performances des antennes planaires sont très sensibles aux différents types d'alimentation. Une attention particulière doit être portée à cette étape de la réalisation. À cet effet, plusieurs techniques d'alimentation sont présentées dans le but d'atteindre les meilleures performances avec un minimum de pertes. Les méthodes d'alimentation sont par ligne micro ruban, par sonde coaxiale, par fente ou par couplage. On s'intéresse ici aux méthodes d'alimentation par ligne micro ruban et par une sonde coaxiale, ces deux méthodes étant utilisées dans la conception de nos antennes. Elles ont été choisies à cause de leurs faibles dimensions et de leurs réalisations simples.

3.1.3.1 Alimentation par une ligne microruban

Cette technique d'alimentation consiste à placer une ligne microruban, généralement de 50Ω , en contact avec l'élément rayonnant (Figure 3.1). La largeur de la ligne est beaucoup plus petite que les dimensions du patch. Ce principe, assez simple à réaliser, fournit la possibilité de fabriquer une structure planaire sur un substrat diélectrique. Cet avantage est a

l'origine d'une large utilisation d'une alimentation micro ruban dans les réseaux d'antennes imprimées de différentes formes. Un autre avantage de cette technique d'alimentation est la possibilité d'intégrer des composants RF sur le même substrat que l'antenne.

3.1.3.2 Alimentation par une sonde coaxiale

Cette méthode d'alimentation consiste à alimenter l'antenne planaire par l'arrière, à l'aide d'un passage conducteur (via) venant soit d'une troisième couche métallique, soit d'un câble coaxial. Dans le premier cas, le via est connecté à une ligne micro ruban imprimée sur la troisième couche conductrice. Dans le second cas, le conducteur interne du coaxial traverse le plan de masse métallique sans le toucher, tandis que le conducteur extérieur (masse) est soudé au plan métallique. Cette technique est facile à réaliser et elle a l'avantage d'être située à l'arrière de l'élément rayonnant, ce qui limite le rayonnement parasite. Le point d'alimentation est généralement situé dans l'axe de symétrie de l'élément rayonnant afin d'obtenir un point d'impédance réelle égale à l'impédance caractéristique de la sonde (généralement 50Ω).

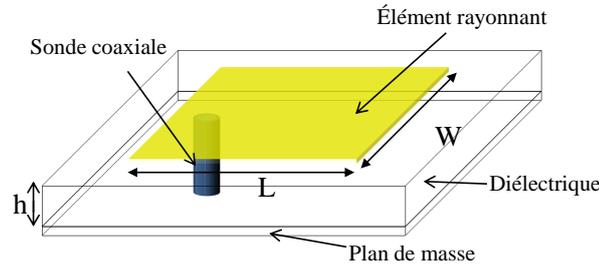


FIGURE 3.2 – Alimentation d'une antenne planaire par une sonde coaxiale.

3.1.3.3 Adaptation au point d'alimentation

L'impédance Z_{in} vue aux extrémités de l'élément rayonnant (à $x = 0$ ou $x = L$) est normalement élevée par rapport à l'impédance de la ligne d'alimentation ($Z_{ligne} = 50\Omega$). L'équation 3.6 donne l'impédance Z_{in} en fonction de la largeur de l'élément rayonnant :

$$Z_{in} = \begin{cases} 45 \left(\frac{\lambda_0}{W} \right)^2 & W \ll \lambda_0 \\ 60 \left(\frac{\lambda_0}{W} \right) & W \gg \lambda_0 \end{cases} \quad (3.6)$$

Pour adapter l'impédance de la ligne d'alimentation à l'impédance d'entrée de l'élément rayonnant, il faut chercher dans l'axe de symétrie de l'antenne ($y = W/2$) le point dont

l'impédance est égale à celle de la ligne d'alimentation. Dans cet axe, l'impédance évolue en fonction de l'équation 3.7 :

$$Z(x) = Z_{in} \cos^2 \left(\frac{\pi}{L} x \right) \quad (3.7)$$

Il suffit de chercher la valeur de x pour laquelle $Z(x) = 50\Omega$. Le retrait d'une partie de l'élément rayonnant provoque une capacité de jonction supplémentaire qui modifie la fréquence de résonance de l'ordre de 1%.

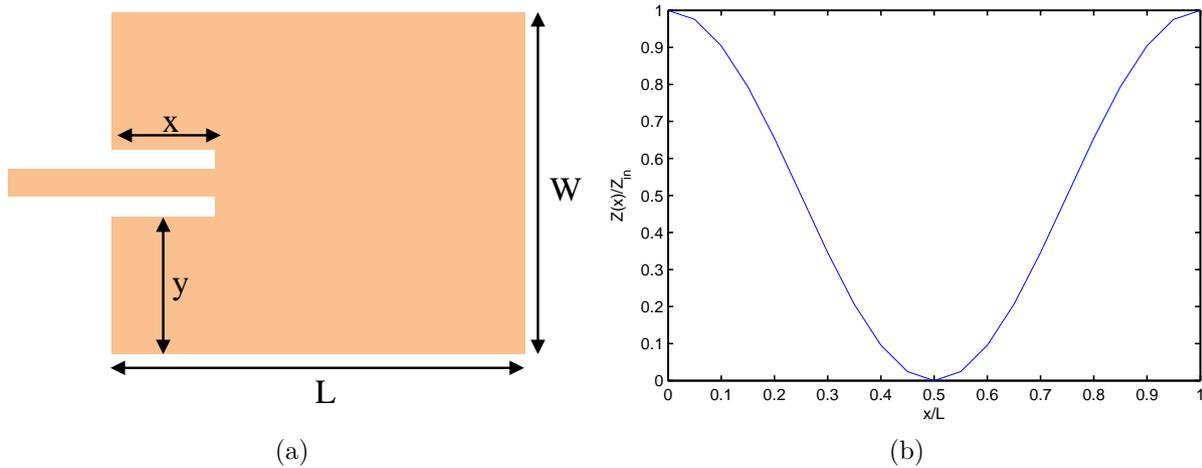


FIGURE 3.3 – (a) Adaptation de la ligne d'alimentation par retrait d'une partie de l'élément rayonnant. (b) Impédance normalisée de l'axe de symétrie de l'antenne.

3.1.4 Antennes choisies

Comme le système fonctionne dans les deux gammes de fréquences autour des deux fréquences 868.3MHz et 915MHz, il doit être capable d'émettre et de recevoir simultanément dans ces deux gammes. Vu la différence entre ces deux fréquences (47.6MHz), une antenne résonnante à la fréquence moyenne de 890MHz ne peut pas servir pour les deux gammes des fréquences à cause de la largeur de sa bande passante (1 à 5%). Pour cela, on a choisi de concevoir pour chaque gamme de fréquence une antenne d'émission et une antenne de réception. Dans cette section, on présente les antennes conçues, leurs gains et leurs diagrammes de rayonnement.

3.1.4.1 Antenne de réception

L'antenne de réception constitue le premier élément de la chaîne de réception. Son rôle est important dans la captation du signal du transpondeur. Le diagramme de rayonnement

doit être le plus large possible afin de récupérer d'une façon optimale la puissance du signal réfléchi par le transpondeur dans toutes les directions de réception transpondeur-antenne possibles. Pour cette raison, l'angle d'ouverture à -3dB du diagramme de rayonnement de cette antenne doit être le plus grand possible dans les deux plan E et H. Une antenne planaire rectangulaire avec un seul élément rayonnant répond à ce cahier des charges. Cette antenne est présentée sur la Figure 3.5 (antenne réalisée pour la fréquence de 868.3MHz). Elle est alimentée par une sonde coaxiale en un point qui correspond à une impédance de 50Ω .

Les dimensions L et W de deux antennes de réception autour des deux fréquences 868.3MHz et 915MHz sont calculées à l'aide des équations 3.1, 3.2, 3.4 et 3.5 Le placement de la sonde coaxiale x est calculé à l'aide des équations 3.6 et 3.7. Ensuite, une simulation 2.5D des antennes dimensionnées est faite à l'aide du logiciel de simulation Momentum ADS (Advanced Design System de Keysight technologies) basé sur la méthode des moments. Enfin, une caractérisation des antennes réalisées est faite en chambre anéchoïque afin de déterminer leur diagramme de rayonnement. La simulation des antennes a permis d'ajuster les dimensions des antennes et le placement de la sonde coaxiale.

Le substrat utilisé est le verre-téflon dont la permittivité relative ε_r vaut 2.55 , la tangente de perte $\tan(\delta)$ égale 9×10^{-4} et l'épaisseur est de 0.5mm . Le tableau 3.1 donne les différentes dimensions des antennes réalisées ainsi que les dimensions théoriques :

Fréquence	$\varepsilon_{effective}$	Valeurs théoriques (mm)			Valeurs ajustées (mm)		
		L	W	x	L	W	x
868.3 MHz	2.523	107.9	129.6	40	108	125	31
915 MHz	2.521	102.3	123	38	102	120	30

TABLE 3.1 – Dimensions des antennes de réception.

Coefficient de réflexion

La Figure 3.4 présente les coefficients de réflexion des antennes de réception mesurés dans une chambre anéchoïque. Pour l'antenne de réception à 868.3MHz , un coefficient de réflexion de -32dB est obtenu à la fréquence centrale 868.3MHz ainsi qu'une bande passante à -10dB d'environ 4MHz [866MHz , 870MHz]. De même pour l'antenne de réception à 915MHz , l'adaptation est de -20dB et la bande passante est de 4MHz [913MHz , 917MHz]. On note que les deux gammes de fréquences utilisées [$867.5\text{MHz} - 869.5\text{MHz}$] et [$914\text{MHz} - 916\text{MHz}$] sont bien incluses dans les bandes passantes des antennes de réception. Ainsi pour chaque antenne les caractéristiques à sa fréquence centrale (diagramme de rayonnement, polarisation, impédance d'entrée...) sont

encore valables dans la gamme de fréquence utilisée. Les faibles bandes passantes des antennes de réception limitent le bruit d'environnement capté ce qui présente un avantage pour le système.

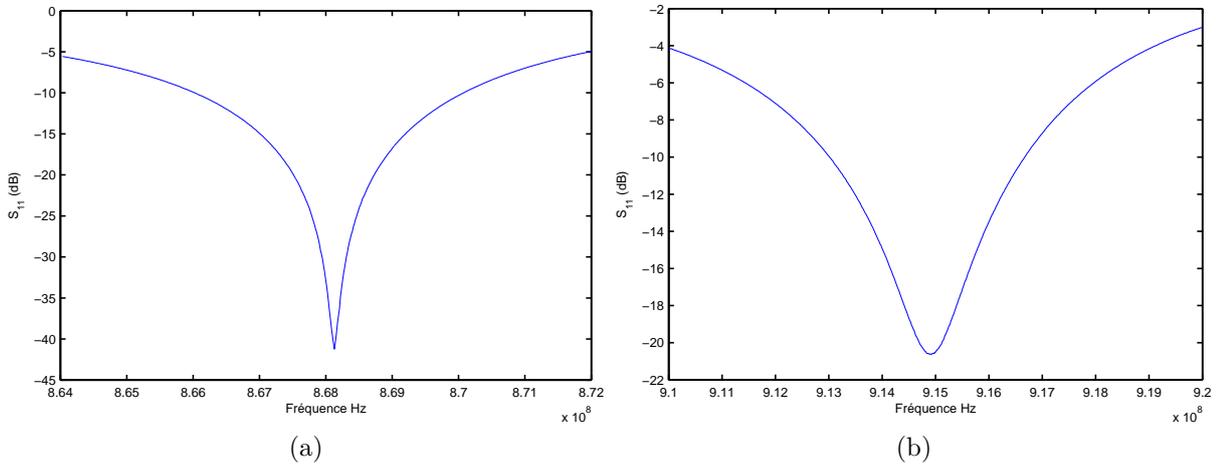


FIGURE 3.4 – Coefficients de réflexion des antennes de réception réalisées : (a) Antenne de réception à 868.6 MHz. (b) Antenne de réception à 915 MHz.

Diagramme de rayonnement

Le diagramme de rayonnement d'une antenne décrit la façon avec laquelle une antenne rayonne le champ électromagnétique dans l'espace à une distance fixe r dans toutes les directions. Il montre la variation de la densité de puissance dans ces directions. D'après la propriété de réciprocité d'une antenne en émission et en réception, ce diagramme de rayonnement décrit aussi la façon de capter le champ électromagnétique par l'antenne. Plusieurs caractéristiques sont déduites à partir de ce diagramme telles que les ouvertures à -3 dB et la directivité. La Figure 3.5 représente une antenne planaire rectangulaire dans l'espace tridimensionnel. Dans le diagramme de rayonnement tridimensionnel, on s'intéresse aux deux plans E et H. Dans la configuration de l'antenne de la Figure 3.5, le plan horizontal ($\theta = \pi/2$, φ) correspond au plan E et le plan vertical (θ , $\varphi = 0$) correspond au plan H.

La Figure 3.6 présente les plans E et H des diagrammes de rayonnement mesurés des antennes de réception dans une chambre anéchoïque. À partir de ces diagrammes, les gains de ces antennes à 868.3 MHz et à 915 MHz sont respectivement 1 dBi et 0.5 dBi. Ces gains sont inférieurs à la directivité théorique d'une antenne planaire simple, qui est autour de 4 dBi, et cela à cause des pertes diélectriques dans le substrat.

L'ouverture à -3 dB est définie comme l'angle entre les deux directions pour lesquelles la puissance émise est la moitié de celle dans la direction maximale du lobe principal. Elle

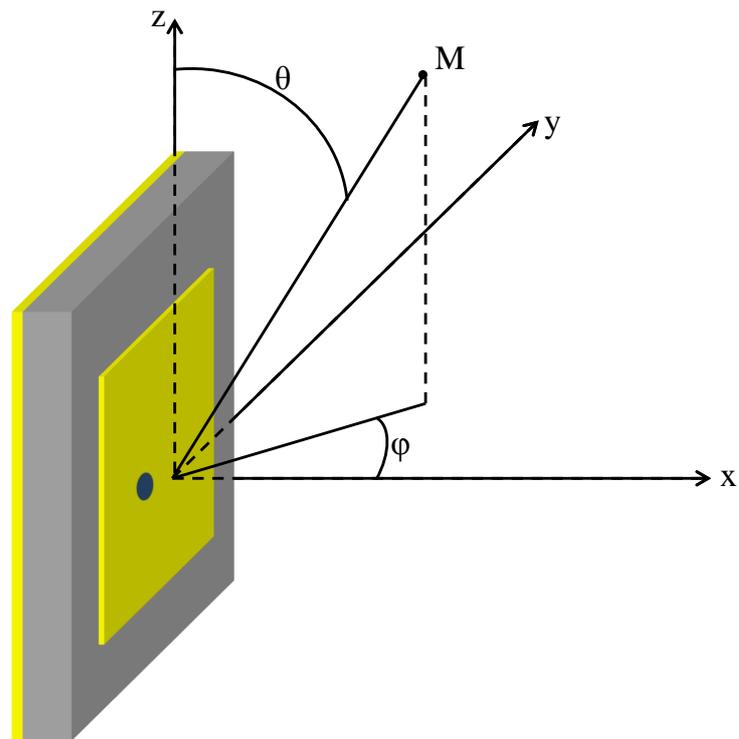


FIGURE 3.5 – Antenne planaire dans l'espace tridimensionnel

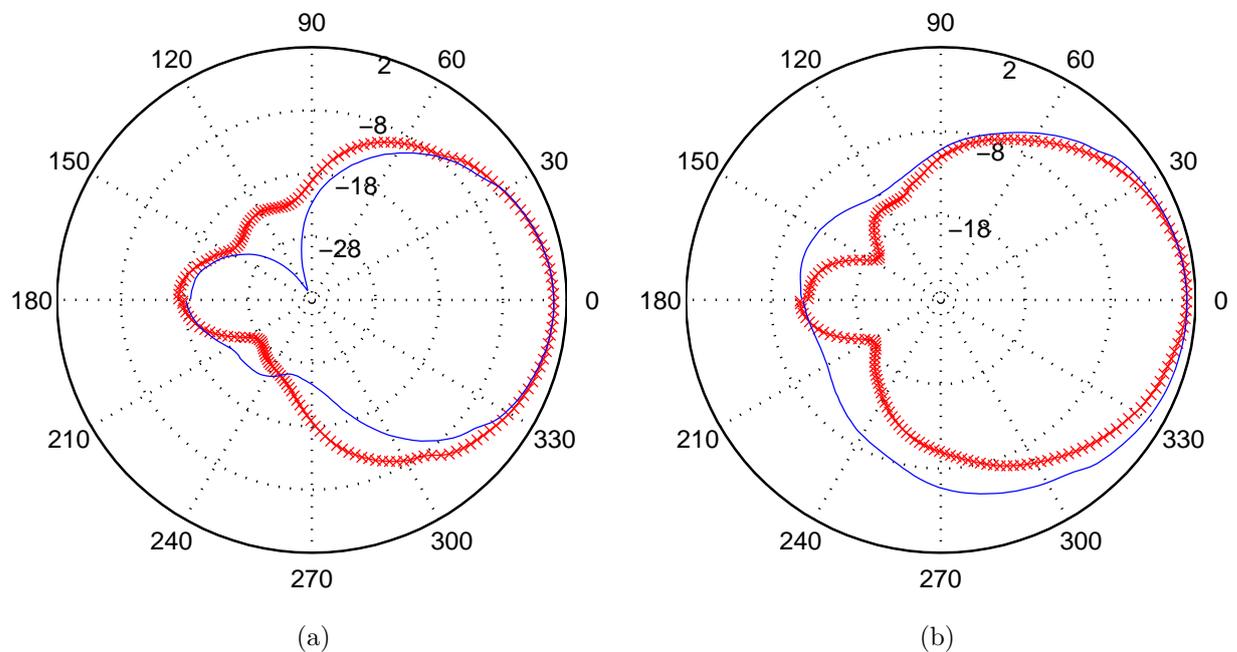


FIGURE 3.6 – Gains (dBi) des antennes de réception dans les plans E (rouge, croix) et H (bleu, trait plein) : (a) Antenne de réception 868.3MHz. (b) Antenne de réception 915MHz.

exprime les limites spatiales de rayonnement ou de captation de l'antenne. Les ouvertures à -3dB dans les plans E et H des antennes de réception sont données dans le tableau 3.2.

Fréquence centrale	Plan E	Plan H
868.3 MHz	93°	83°
915 MHz	75°	94°

TABLE 3.2 – Ouverture à -3 dB dans les plans E et H des antennes de réception

3.1.4.2 Antenne d'émission

Lors du passage du véhicule à coté du transpondeur, l'antenne d'émission doit exciter le transpondeur placé sur la route avec un maximum de puissance possible. En même temps, la puissance émise doit être dirigée vers le transpondeur tout en minimisant autant que possible le rayonnement arrière de l'antenne vers le conducteur ainsi que le couplage mutuel avec l'antenne de réception. Pour ces raisons, un réseau de deux antennes planaires a été choisi pour l'antenne d'émission. Le réseau d'antennes planaires présente un faible rapport de rayonnement avant/arrière et suivant la mise en place de ses éléments, on peut focaliser la puissance dans une direction donnée et réduire le rayonnement vers l'antenne de réception.

Réseau d'antennes

Pour étudier le comportement de l'antenne d'émission, on rappelle brièvement la théorie des réseaux d'antennes. Considérons un réseau de N antennes isotropes identiques alignées sur l'axe x (axe du réseau), espacées d'une distance d l'une de l'autre et alimentées avec la même amplitude et un déphasage β entre deux sources voisines i et $i + 1$ (Figure 3.7).

On peut calculer le champ total \vec{E}_{tot} rayonné en un point P situé dans le champ lointain du réseau d'antennes :

$$\vec{E}_{tot} = \vec{E}_0 + \vec{E}_0 \exp(-j\Psi) + \vec{E}_0 \exp(-j2\Psi) + \dots + \vec{E}_0 \exp(-j(N-1)\Psi) \quad (3.8)$$

Où \vec{E}_0 est le champ rayonné par la première antenne du réseau et Ψ est le déphasage entre les ondes provenant de deux antennes adjacentes au point d'observation P , dans la direction θ et $j = \sqrt{-1}$. Ce déphasage est dû à la différence de marche Δ entre ces deux ondes (Figure 3.7) ainsi qu'au déphasage β entre les sources. Comme $\Delta = d \cos \theta$, on obtient dans ce cas $\Psi = k\Delta + \beta = \frac{2\pi}{\lambda} d \cos(\theta) + \beta$, où k est le module du vecteur d'onde. D'où :

$$\begin{aligned} \vec{E}_{tot} &= \vec{E}_0 (1 + \exp(-j\Psi) + \exp(-j2\Psi) + \dots + \exp(-j(N-1)\Psi)) \\ &= \vec{E}_0 \frac{\exp(-jN\Psi) - 1}{\exp(-j\Psi) - 1} = \vec{E}_0 \exp\left(-j(N-1)\frac{\Psi}{2}\right) \frac{\sin\left(N\frac{\Psi}{2}\right)}{\sin\left(\frac{\Psi}{2}\right)} \end{aligned} \quad (3.9)$$

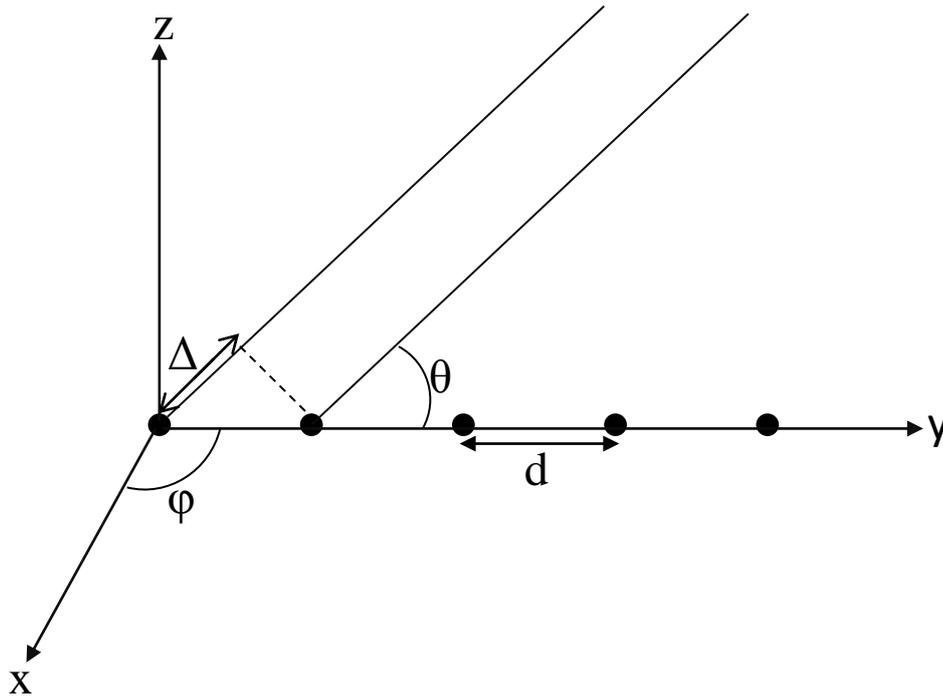


FIGURE 3.7 – Réseau de N antennes isotropes.

La relation 3.9 décrit le phénomène classique d'interférence à longue distance entre plusieurs sources d'onde électromagnétique. Dans ce cas, la distance entre les sources définit complètement les caractéristiques de l'alignement des sources isotropes. Ce cas d'alignement monodirectionnel peut être étendu à deux ou trois dimensions.

Les caractéristiques géométriques d'un réseau de sources isotropes définissent ce qu'on appelle le facteur de réseau. Il traduit l'effet de la mise en réseau de plusieurs éléments rayonnants identiques sur le diagramme de rayonnement total et sur la directivité. Ce facteur est fonction du déphasage Ψ :

$$F(\Psi) = \exp\left(-j(N-1)\frac{\Psi}{2}\right) \frac{\sin\left(N\frac{\Psi}{2}\right)}{\sin\left(\frac{\Psi}{2}\right)} \quad (3.10)$$

Si le point de référence est le centre du réseau, le facteur de réseau se réduit à :

$$F(\Psi) = \frac{\sin\left(N\frac{\Psi}{2}\right)}{\sin\left(\frac{\Psi}{2}\right)} \quad (3.11)$$

Les maxima du facteur de réseau se produisent quand

$$\begin{aligned} \sin\left(\frac{\Psi}{2}\right) = 0 \quad \Rightarrow \quad \frac{\Psi}{2} \Big|_{\theta = \theta_{max}} &= \frac{1}{2} \left(\frac{2\pi}{\lambda} d \cos(\theta_{max}) + \beta \right) = \pm n\pi \\ \theta_{max} &= \arccos \left[\frac{\lambda}{2\pi d} (-\beta \pm 2n\pi) \right] \\ n &= 0, 1, 2, \dots \end{aligned} \quad (3.12)$$

Le premier maximum qui correspond au cas où $n = 0$, est appelé lobe principal. Les autres maxima sont des lobes de périodicité.

De la même façon, les zéros du facteur de réseau se produisent quand

$$\begin{aligned} \sin\left(\frac{N\Psi}{2}\right) = 0 \quad \Rightarrow \quad \frac{N\Psi}{2} \Big|_{\theta = \theta_{min}} &= \frac{N}{2} \left(\frac{2\pi}{\lambda} d \cos(\theta_{min}) + \beta \right) = \pm m\pi \\ \theta_{min} &= \arccos \left[\frac{\lambda}{2\pi d} \left(-\beta \pm \frac{2m}{N} \pi \right) \right] \\ n &= 1, 2, 3, \dots \text{ et } n \neq N, 2N, 3N, \dots \end{aligned} \quad (3.13)$$

En outre, le facteur de réseau présente des maxima locaux qui dépendent principalement du nombre d'éléments dans le réseau et de l'espacement entre ces éléments. La Figure 3.8 représente le facteur de réseau en représentation polaire de plusieurs réseaux d'antennes avec $N = 2, 4, 8$ pour une distance inter-éléments de 0.5λ et pour un déphasage nul entre les éléments ($\beta = 0$). D'après cette figure, plus on augmente le nombre d'éléments plus on obtient un gain important et une directivité élevée. En revanche, on augmente également le nombre de lobes secondaires.

Antenne d'émission

D'après la Figure 3.8, un réseau linéaire formé de deux antennes planaires simples donne un maximum dans la direction perpendiculaire au plan du réseau, c'est à dire dans la direction du transpondeur avec un zéro dans la direction de l'antenne de réception. Ceci permet de réduire le couplage mutuel entre les antennes d'émission et de réception. Le choix d'un réseau linéaire de deux éléments est également justifié par d'autres raisons.

Premièrement, la taille des antennes d'émission et de réception doit être raisonnable pour pouvoir les intégrer dans le flanc du véhicule.

Deuxièmement, l'utilisation d'un réseau linéaire de deux éléments permet de restreindre le rayonnement du réseau dans le plan perpendiculaire passant par les deux éléments qui se

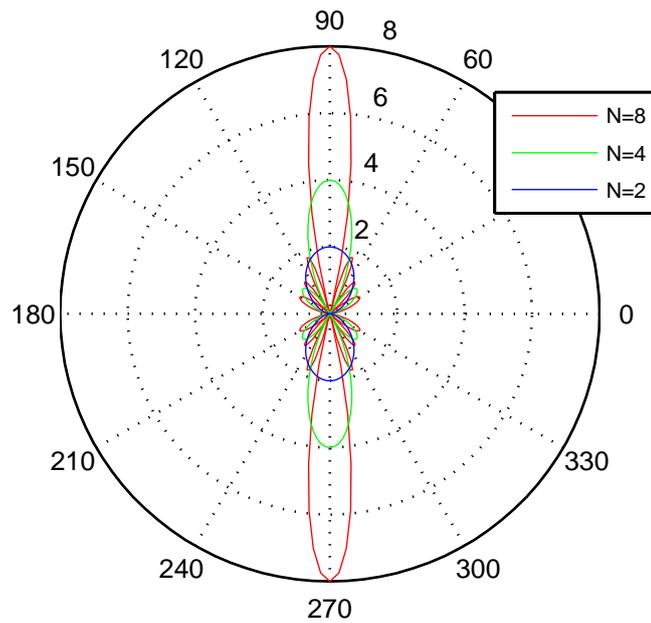


FIGURE 3.8 – Facteur de réseau pour 2, 4 et 8 éléments linéaires espacés de 0.5λ et alimentés en phase (échelle d'amplitude linéaire).

traduit par une faible ouverture à -3dB pour le plan E (plan horizontal) tout en gardant une ouverture à -3dB importante dans le plan H (plan vertical). En autres termes, cela permet d'illuminer la plus grande surface de route pour interroger le transpondeur à n'importe quelle distance du véhicule.

Les deux antennes d'émission aux deux fréquences 868.3MHz et 915MHz sont imprimées sur un substrat de verre-téflon comme les antennes de réception. Les dimensions L et W de chacun de deux éléments rayonnants sont identiques à celles de l'antenne simple de réception et elles sont indiquées dans le tableau 3.1. La distance séparant les deux éléments rayonnant est de $\lambda/2$. En ce qui concerne l'alimentation, les deux méthodes d'alimentation (par ligne microruban et par sonde coaxiale) sont utilisées : premièrement les éléments rayonnants sont alimentés par des lignes microruban d'impédance 100Ω afin de réaliser une adaptation avec l'alimentation d'impédance 50Ω (deux lignes 100Ω en parallèle sont équivalentes à une impédance de 50Ω). Leur longueur est identique afin que les deux antennes planaires soient alimentées en phase. Deuxièmement, les lignes microruban sont alimentées par une sonde coaxiale.

Coefficient de réflexion

La Figure 3.10 montre les coefficients de réflexion S_{11} des antennes d'émission. Les bandes passantes à -10dB des deux antennes d'émission sont de 4MHz comme pour les antennes de réception.

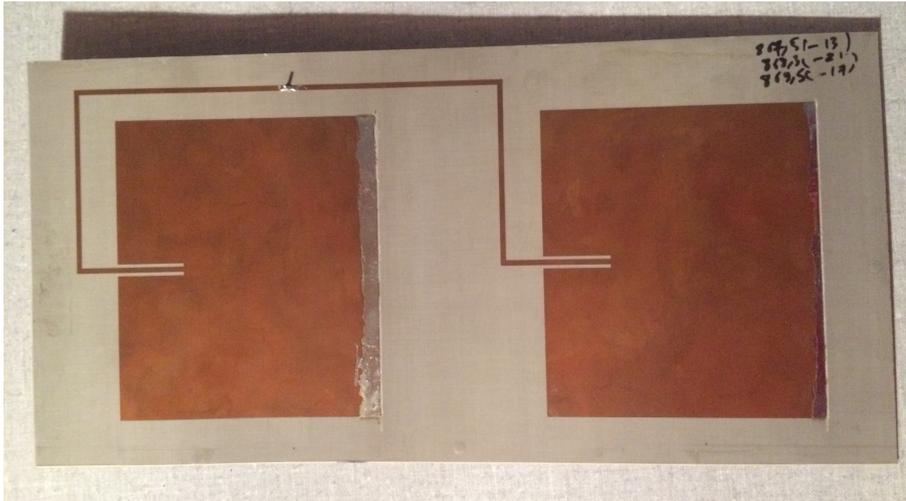


FIGURE 3.9 – Antenne d'émission à 868.3MHz.

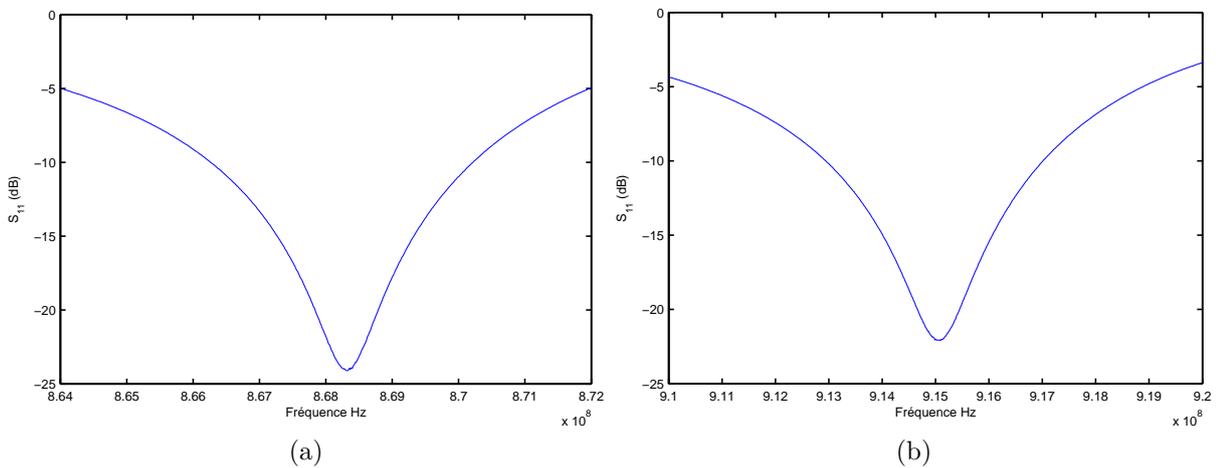


FIGURE 3.10 – :Coefficients de réflexion des antennes d'émission réalisées (a) Antenne d'émission à 868.3MHz. (b) Antenne d'émission à 915MHz.

Diagramme de rayonnement

Toujours dans le même espace tridimensionnel de la Figure 3.5, les plans E et H des antennes d'émission sont présentés sur la Figure 3.11. Les gains des antennes d'émission sont de 3dBi à 868.3MHz et de 4dBi à 915MHz. Par rapport aux antennes simples, un gain d'environ 3 dB est obtenu.

Le tableau 3.3 donne l'ouverture à -3 dB dans les plans E et H. Dans le plan E, cette ouverture est de 50°. En comparant avec les antennes simples dont leur ouverture est d'environ 80°, on remarque que la puissance émise est plus directive. Cette propriété permet de diminuer le couplage entre les antennes d'émission et de réception qui est une des raisons d'utilisation d'une antenne réseau en émission.

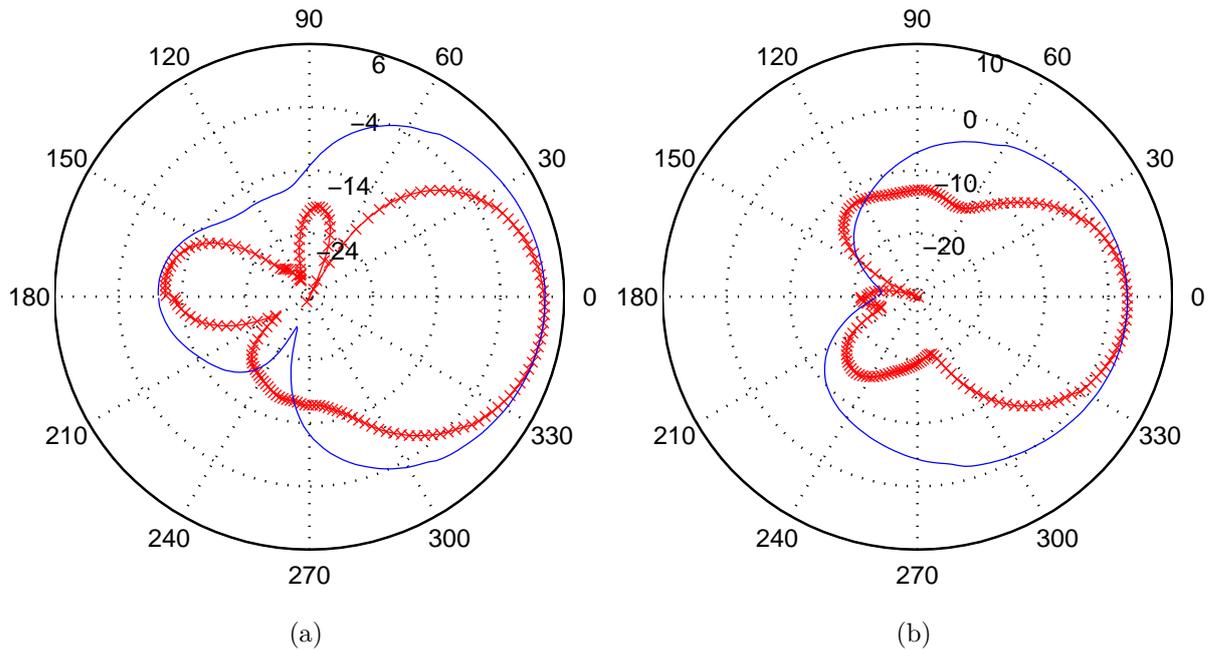


FIGURE 3.11 – : Gains (dBi) des antennes d’émission dans les plans E (rouge, croix) et H (bleu, trait plein) (a) Antenne d’émission 868.3MHz, (b) Antenne d’émission 915MHz

Fréquence centrale	Plan E	Plan H
868.3 MHz	52°	77°
915 MHz	50°	100°

TABLE 3.3 – Ouverture à -3 dB dans les plans E et H des antennes d’émission

3.2 Étude du transpondeur

Dans le système de positionnement latéral coopératif développé, le transpondeur (TRANSMetteur/réPONDEUR) constitue la partie du système à intégrer dans l’infrastructure, et par exemple dans les lignes blanches de la route. Il doit respecter plusieurs contraintes : sa taille doit être compatible avec les dimensions des lignes blanches afin d’être intégré sans dépassement. Son coût de fabrication doit être raisonnable pour une implémentation à grande échelle. De même, la simplicité et la facilité d’intégration sont des éléments indispensables pour la réussite du système.

Le rôle du transpondeur est de répondre aux interrogations du véhicule (émetteur) afin de le localiser. Sa réponse émise vers le récepteur du véhicule doit être identifiable parmi les autres réflexions des objets qui se trouvent dans l’environnement routier et parmi le bruit et les interférences des autres systèmes fonctionnant dans les mêmes gammes de fréquences. L’émetteur envoie des ondes électromagnétiques non modulées dans des plages de fréquences bien déterminées et le récepteur reçoit la réponse du transpondeur dans le but de déterminer le déphasage lié à leur propagation aller-retour entre le véhicule et les

transpondeurs des ondes électromagnétiques. Cette réponse du transpondeur doit inclure une signature spécifique pour être différenciée des réflexions parasites. Une variation rapide de l'amplitude et de la phase dans le signal réfléchi du transpondeur en fonction de la fréquence permettra d'ajouter une signature fréquentielle à cette réponse et par suite de la différencier parmi les autres signaux captés par l'antenne de réception. Les réflexions des objets simples présentent en effet une réponse fréquentielle lente en termes d'amplitude et de phase dans des gammes de fréquences assez petites d'environ 2 MHz. Pour réaliser cette exigence, un résonateur à ondes acoustiques de surface (Surface Acoustic Waves, SAW) est connecté à l'antenne du transpondeur. Dans la suite, une description du résonateur SAW est donnée. Puis deux transpondeurs se différenciant par leur antenne sont présentés.

3.2.1 Résonateur SAW intégré dans le transpondeur

3.2.1.1 Principe du résonateur SAW

Le phénomène de la piézoélectricité a été expliqué par les frères Pierre et Jacques Curie en 1880 [44, 45]. Ceci a donné naissance à plusieurs développements qui ont été réalisés durant le siècle dernier. Ils ont défini les conditions de symétries nécessaires des cristaux piézoélectriques et déterminé les caractéristiques de ce phénomène électromécanique. Ce phénomène électromécanique se traduit par l'apparition d'une polarisation électrique suite à une contrainte mécanique appliquée à un cristal de nature piézoélectrique (le quartz par exemple) et aussi par l'effet réciproque soit l'apparition d'une déformation mécanique suite à un champ électrique appliqué à ce type de cristaux. Une polarisation électrique périodique appliquée à un matériau piézoélectrique génère ainsi des ondes élastiques en son sein.

Les résonateurs SAW (Surface Acoustic Wave) exploitent ce phénomène pour convertir un signal électrique appliqué sur les électrodes d'entrées en une onde mécanique se propageant à la surface du matériau. Cette onde est à son tour convertie en un signal électrique à son arrivée sur les électrodes de sortie. Les pertes étant très faibles, ces dispositifs possèdent des coefficients de qualité très grands. Le résonateur à un seul port est composé de deux peignes d'électrodes inter-digit (Interdigital Transducer, IDT) qui constituent le port d'entrée-sortie. Ils sont placés entre deux réseaux de réflecteurs court-circuit comme le montre la Figure 3.12a. Quand les électrodes inter-digitées sont excitées par un signal électrique, elles convertissent ce signal en un signal acoustique (élastique) qui se propage vers les réflecteurs à la surface du substrat piézoélectrique. Ce signal acoustique est ensuite réfléchi par les réflecteurs vers les IDT qui le reconvertissent en signal électrique. Le résonateur à deux ports présente le même principe de fonctionnement que le résonateur à un port à l'exception de l'existence de deux réseaux d'électrodes inter-digités (Figure

3.12b) entourés de part et d'autre par les réflecteurs. L'avantage du résonateur à deux ports est la possibilité de l'utiliser comme un filtre passe bande très sélectif, grâce à son grand facteur de qualité, comme le résonateur à un port.

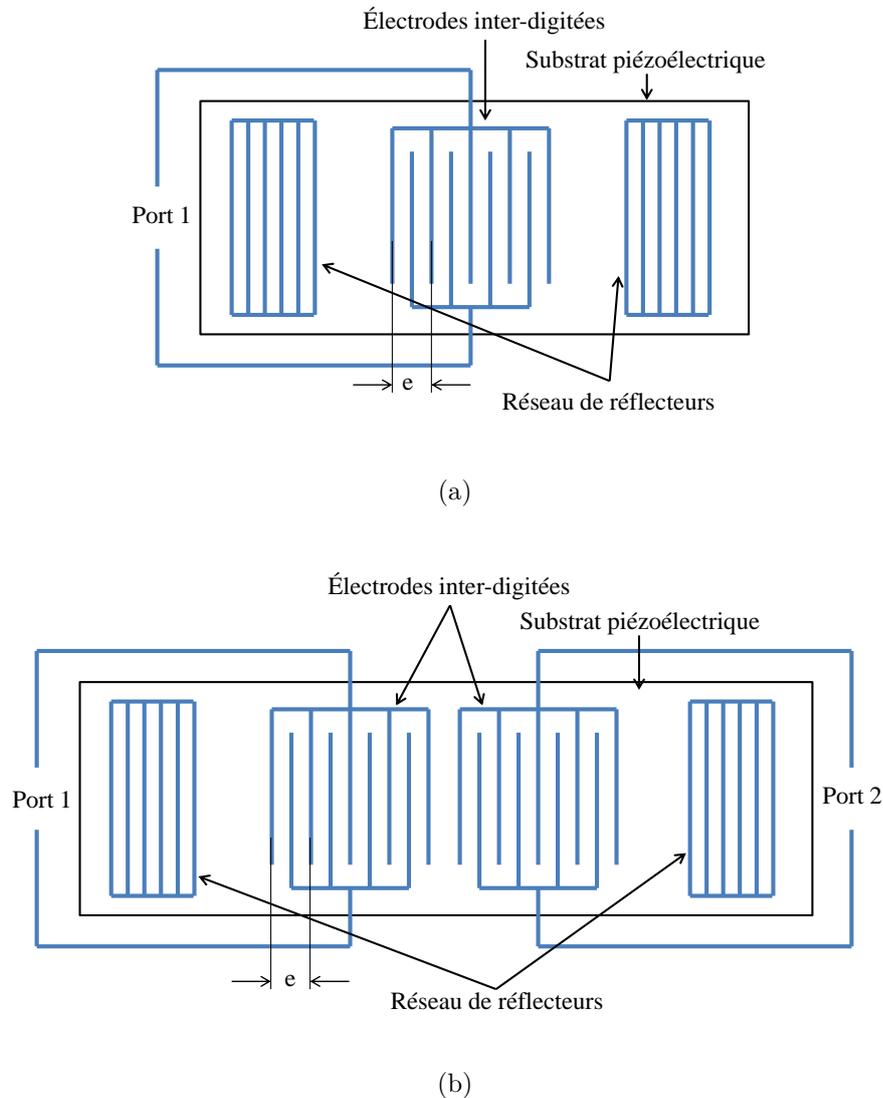


FIGURE 3.12 – (a) Résonateur 1 port. (b) Résonateur 2 ports.

La fréquence de résonance dans un résonateur à ondes acoustiques de surface dépend de l'écart e entre les électrodes d'un même réseau d'électrodes et de la vitesse de propagation V_ϕ de l'onde acoustique dans le substrat piézoélectrique. Elle est déterminée selon :

$$f_r = \frac{V_\phi}{e} \quad (3.14)$$

Notons que e est la longueur d'onde dans le substrat piézoélectrique. Comme la vitesse de propagation des ondes élastiques dans les substrats piézoélectriques est plus petite que

celle dans les composants électriques (de l'ordre de 10^5 fois plus petite), cela permet de réaliser des résonateurs efficaces de très petites tailles.

3.2.1.2 Modélisation d'un résonateur SAW

Le modèle électrique équivalent d'un résonateur SAW est celui de Butterworth-van Dyke [46]. Ce modèle est formé d'un circuit électrique passif RLC série en parallèle avec une capacité C_0 et il est présenté sur la Figure 3.13. La capacité C_0 correspond à la capacité formée par les électrodes inter-digitées déposées sur le substrat piézoélectrique. Cette partie du circuit est dénommée branche statique. Les composants R, L et C représentent le comportement élastique du résonateur, ils représentent la branche motionnelle. Ce modèle électrique est valable autour de la fréquence de résonance du résonateur.

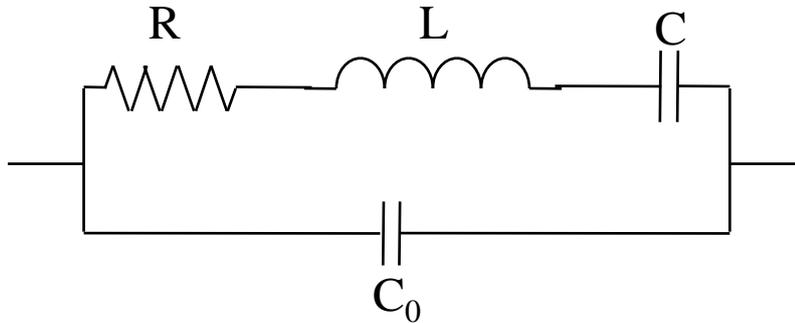


FIGURE 3.13 – Circuit équivalent du résonateur SAW.

À partir du circuit RLC équivalent, la fréquence de résonance f_r du résonateur SAW et son facteur de qualité Q sont déterminés en fonction des éléments du circuit :

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (3.15)$$

$$Q = \frac{1}{R}\sqrt{\frac{L}{C}} \quad (3.16)$$

3.2.1.3 Résonateurs choisis

Deux résonateurs commerciaux venant du fabricant EPCOS ont été choisis pour leur bon facteur de qualité et petite taille aux fréquences 868.3MHz et 915MHz. Les résonateurs sont encapsulés dans des boîtiers de type Composants Montés en Surface de taille $3 \times 3 \times 1 \text{ mm}^3$. Le circuit équivalent de ces résonateurs est donné par la Figure 3.14. Le modèle de Butterworth-van Dyke a été appliqué afin de modéliser les deux composants. Le transformateur dans le circuit équivalent est mis pour décrire la transformation des ondes

électromagnétiques en ondes acoustiques et vice versa entre les deux réseaux d'électrodes inter-digitées dans le cas d'un résonateur à deux ports.

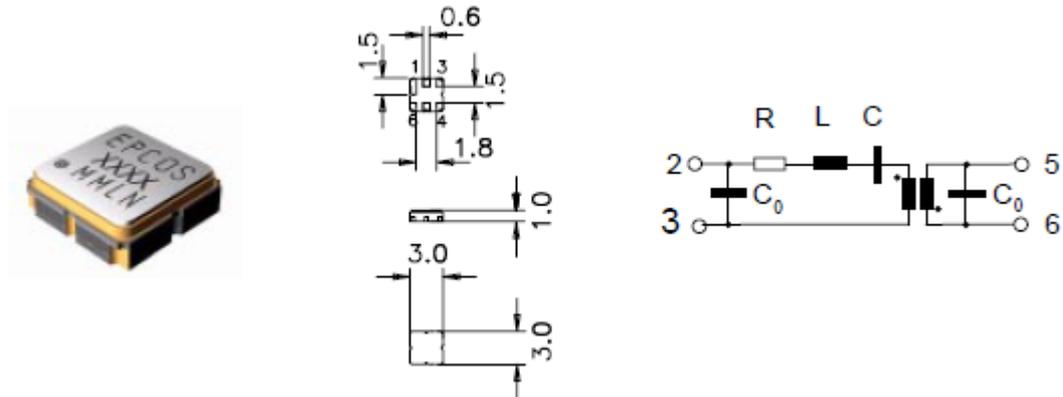


FIGURE 3.14 – Modèle du résonateur commercial EPCOS.

Pour le résonateur à 868.3MHz (EPCOS R1950), les valeurs des composants sont : $R = 16\Omega$, $L = 22.5\mu H$, $C = 1.49 fF$ et $C_0 = 2.2 pF$. Le facteur de qualité dans le cas d'une sortie court-circuitée est de l'ordre de 7000. De même, pour le résonateur à 915 MHz, les valeurs des composants sont : $R = 109\Omega$, $L = 97.15\mu H$, $C = 0.311 fF$ et $C_0 = 1.8 pF$ et le facteur de qualité dans le cas d'une sortie court-circuitée est de l'ordre de 5000.

Au niveau du transpondeur, le résonateur est connecté à une antenne par les broches 2 et 3 (Figure 3.14). Les sorties 5 et 6 sont court-circuitées afin d'obtenir la meilleure résonance. Dans ce cas, la signature ajoutée par le résonateur au signal réfléchi par l'antenne du transpondeur est le coefficient de réflexion S_{11} du résonateur. La Figure 3.15 montre ce coefficient autour de la fréquence centrale de chacun des résonateurs mesuré à l'aide d'un analyseur de réseau vectoriel. Sur un circuit imprimé, les pins 2 et 3 sont reliés à un connecteur SMA et les pins 5 et 6 sont court-circuités. On voit clairement les variations rapides de l'amplitude et de la phase autour de la fréquence de résonance de chaque résonateur.

Les largeurs de bande sont de l'ordre de 300kHz et 200kHz pour les résonateurs à 868.3MHz et 915MHz respectivement, ce qui donne des coefficients de qualité élevés attendus.

Le coefficient de réflexion S_{11} apparait dans la modélisation du signal du transpondeur dans le Chapitre 4. Il joue un rôle important dans l'algorithme d'extraction des déphasages qui servent dans le calcul de la distance latérale.

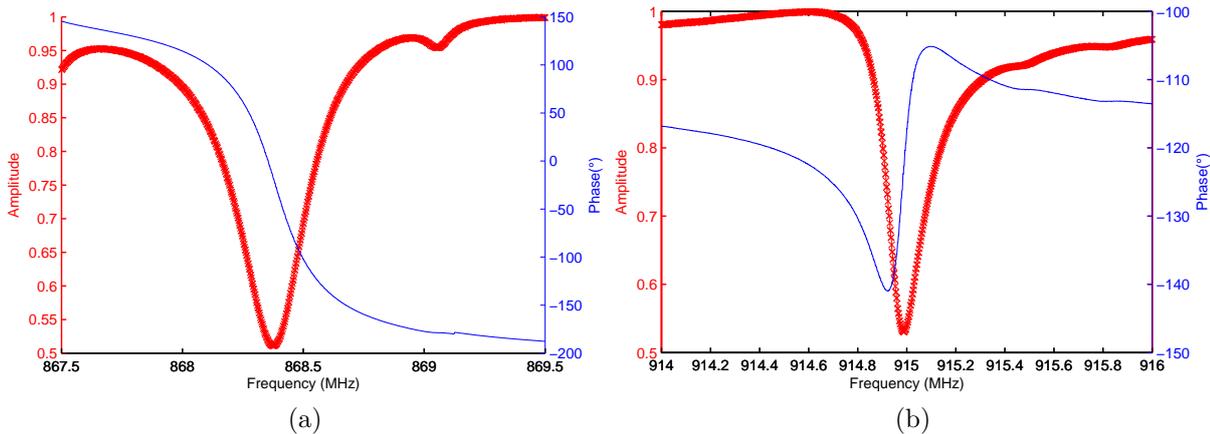


FIGURE 3.15 – Coefficient de réflexion S_{11} des résonateurs : amplitude (rouge, croix) et phase (bleu, trait plein) : (a) Résonateur 868.3MHz. (b) Résonateur 915MHz.

3.2.2 Antenne du transpondeur

L'antenne du transpondeur est l'élément qui capte le signal émis par le véhicule puis réémet le signal contenant la signature du résonateur. La limitation de la largeur des lignes blanches impose la taille de l'antenne. En France, la largeur des bandes blanches qui séparent les différentes voies de circulations varie de 12 à 15 cm. Par contre, les bandes situées à la limites de la route peuvent atteindre une largeur de 37 cm.

Deux types de transpondeur ont été réalisés. Le premier repose sur l'utilisation d'une antenne dipôle demi-onde, tandis que le second type s'appuie sur une antenne imprimée. L'intérêt du premier est dans la grande facilité de conception de l'antenne ainsi que par ses caractéristiques bien maîtrisées. Cela a permis de valider le principe du système. Cependant, il n'est pas possible de poser une telle antenne sur le sol sans voir son efficacité s'écrouler. Le fait de devoir placer le transpondeur à même le sol contraint en effet à développer un second type de transpondeur. L'antenne intégrée dans celui ci doit posséder un plan de masse de façon à permettre son fonctionnement même en présence d'un plan conducteur tel que le sol. C'est la raison pour laquelle une antenne planaire a été préférée. Dans la suite de ce mémoire, les deux types d'antennes ont été réalisés et les mesures sont détaillées.

3.2.2.1 Dipôle demi-onde

Une antenne dipôle demi-onde est l'antenne la plus simple à réaliser. Elle est formée par deux conducteurs, de longueur totale égale à une demi longueur d'onde dans le vide ($\lambda/2$). L'antenne présente une impédance d'entrée réelle qui vaut 73Ω . Son diagramme de rayonnement a la forme d'un tore de section circulaire et de rayon interne nul. En

mettant l'antenne demi-onde horizontalement en face des antennes d'émission-réception, cette propriété de rayonnement conduit à obtenir toujours un maximum de rayonnement dans la direction de ces antennes. Le gain de cette antenne est de 2.3dBi.

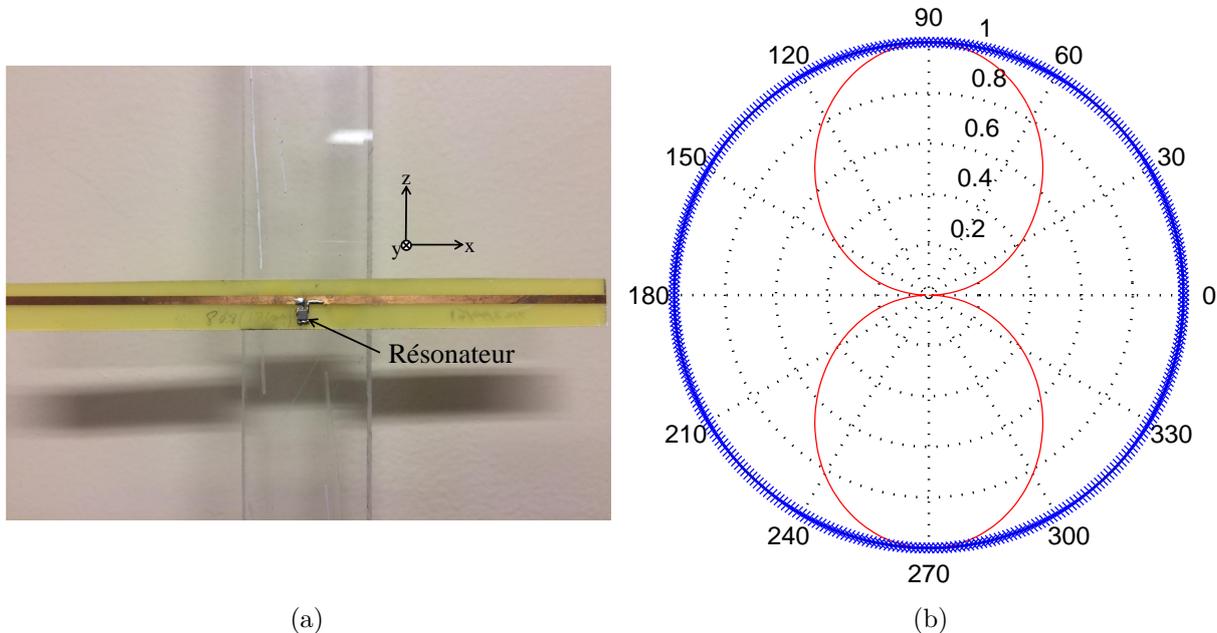


FIGURE 3.16 – (a) Transpondeur dipôle demi-onde imprimé sur substrat FR4. (b) Diagramme de rayonnement : plan E (rouge, trait plein), plan H (bleu, croix).

Malgré les multiples avantages d'un dipôle demi-onde, cette solution ne peut pas être retenue comme antenne pour le transpondeur dans le cas d'une implémentation du système sur les routes. En effet, poser une antenne demi-onde directement sur le sol annule son rayonnement dans toutes les directions. Le sol joue dans ce cas le rôle d'un plan métallique à grande conductivité qui crée une autre antenne demi-onde virtuelle symétrique à l'antenne demi onde par rapport au sol (principe des images). Le courant électrique dans cette nouvelle antenne est déphasé de 180° par rapport à celui dans l'antenne réelle (Figure 3.17). Le champ électrique en n'importe quel point de l'espace, qui est la somme des deux champs électriques des antennes réelle et virtuelle, est nul à cause du déphasage de 180° entre elles.

Le transpondeur intégrant ce type d'antenne a cependant servi dans la validation du système et l'expérimentation des différents scénarios de déplacement du véhicule par rapport au transpondeur. Pour dépasser le problème de rayonnement dans le cadre de ces mesures, le transpondeur a été placé à une distance donnée du sol. La Figure 3.16a représente un transpondeur formé d'une antenne demi onde imprimée sur un substrat Epoxy FR4 et connectée à un résonateur SAW. Son diagramme de rayonnement est donné dans la Figure 3.16b.

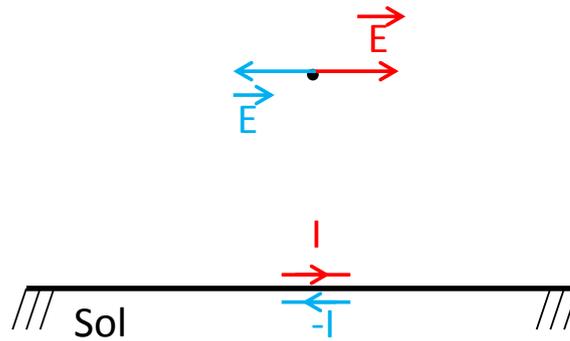


FIGURE 3.17 – Principe d'image.

3.2.2.2 Réseau d'antenne planaire

Dans une implémentation éventuelle du système de positionnement latéral sur les routes, les transpondeurs pourraient être intégrés dans les bandes blanches. Pour cela, leurs dimensions ne doivent pas dépasser celles des bandes blanches et leur épaisseur doit être la plus fine possible. Pour le rayonnement du transpondeur, le diagramme de rayonnement doit être incliné vers le flanc du véhicule qui l'interroge. Enfin, la présence du sol sous l'antenne ne doit pas perturber son fonctionnement. Ces contraintes conduisent à utiliser une antenne de type planaire : d'une part la présence d'un plan de masse dans une antenne planaire annule l'effet du sol puisque dans ce cas le sol jouera le même rôle que le plan de masse de l'antenne. D'autre part, l'épaisseur d'une antenne planaire peut atteindre des valeurs minimales, bien moins d'un millimètre. En ce qui concerne son diagramme de rayonnement, il peut être incliné vers le véhicule en réalisant un réseau linéaire de plusieurs antennes déphasées entre elles.

La contrainte la plus forte est la largeur de l'antenne. Classiquement, la distance optimale qui sépare les différentes sources dans un réseau d'antenne est de $\lambda/2$ dans le but de ne pas avoir trop de couplage entre elles. Aux fréquences de travail du système la moitié de la longueur d'onde vaut 17cm. Cette distance peut dépasser dans certaines situations la largeur des bandes blanches. La largeur habituelle d'une antenne planaire simple (un seul élément) dans le cas du substrat de verre-téflon est de l'ordre de 12cm. Par conséquent un réseau de telles antennes serait trop grand par rapport aux bandes blanches. De plus, l'antenne réseau du transpondeur devra inclure des éléments rayonnants déphasés entre eux afin d'incliner le diagramme de rayonnement. La largeur de chaque élément rayonnant et la distance qui sépare les deux éléments rayonnants doivent être optimisées pour respecter la contrainte de la largeur souhaitée de l'antenne. Pour toutes ces raisons, on a choisi de réaliser un réseau d'antennes étroites disposées très proches l'une de l'autre.

Géométrie du réseau d'antenne

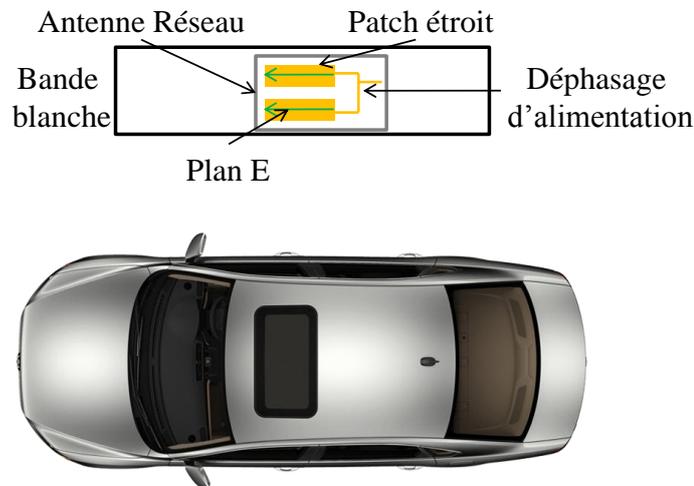


FIGURE 3.18 – Configuration de l'antenne planaire du transpondeur

La Figure 3.18 montre la configuration du réseau d'antennes planaires du transpondeur dans la bande blanche. Le véhicule envoie des ondes polarisées horizontalement (le plan E est parallèle au sol). Pour que le transpondeur capte ces ondes, il faut que le plan E de son antenne soit parallèle au flanc du véhicule et le plan H incliné vers le véhicule. La disposition parallèle de deux éléments rayonnants (les deux plans E sont parallèles) et le déphasage créé par le circuit d'alimentation de l'antenne permettent de dévier le plan H vers le véhicule. Ainsi, pour une bonne réception du signal par le transpondeur (et encore une bonne émission du signal vers le véhicule) à n'importe quelle distance entre le véhicule et le transpondeur, l'inclinaison optimale du diagramme de rayonnement du transpondeur est de 45° .

Réalisation du réseau d'antennes planaires étroites

La simulation des dimensions de l'antenne du transpondeur à 868.3MHz a conduit à choisir une largeur de 40mm et une longueur de 109mm ainsi qu'une distance entre les deux antennes planaires simples de 80mm. La largeur totale de l'antenne est alors de 12cm. La Figure 3.19a montre le transpondeur réalisé. Son diagramme de rayonnement mesuré en chambre anéchoïque est présenté dans la Figure 3.19b. Le plan H est incliné de 30° vers l'horizontale. Le gain obtenu est de -1 dBi et l'ouverture à -3 dB est de 74° .

L'inclinaison du diagramme de rayonnement obtenue (30°) est différente de celle souhaitée (45°). La raison pour laquelle la déviation du diagramme de rayonnement ne correspond pas au déphasage introduit par l'alimentation est le couplage fort entre les deux éléments de l'antenne réseau.

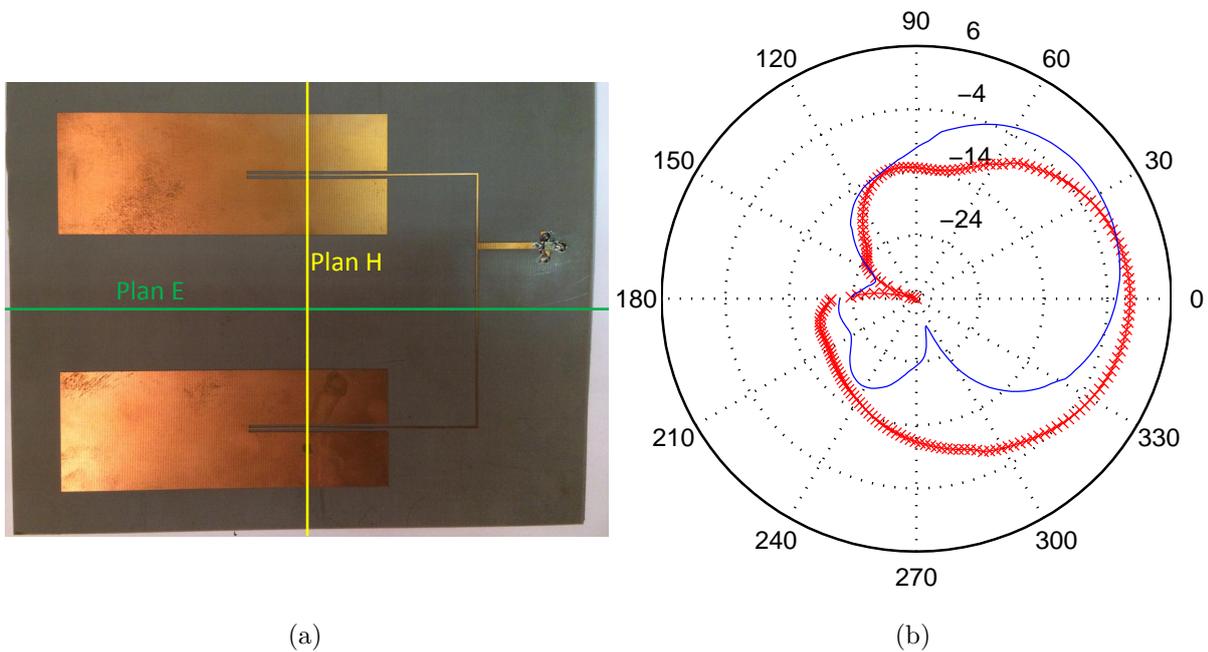


FIGURE 3.19 – (a) Transpondeur planaire à 868.3 MHz réalisé sur un substrat Verre-Téflon. (b) Gains (dBi) dans les plans E (rouge, croix) et H (bleu, trait plein).

3.2.3 Chaîne RF

Après avoir détaillé les antennes d'émission et de réception ainsi que le transpondeur, dans cette section, les performances des différents éléments qui constituent le système de mesure réalisé sont décrites, en particulier le synthétiseur de fréquence, le filtre passe bande actif, la carte numérique de commande et la carte d'acquisition.

3.2.3.1 Synthétiseur de fréquence

Le générateur haute fréquence utilisé est le composant ADF4150 du fabricant Analog Devices. Associé avec un oscillateur contrôlé en tension (Voltage controlled oscillator, VCO) externe, un filtre passe bas et une référence de fréquence externe, ce composant permet d'implémenter une boucle à verrouillage de phase (Phase Locked Loop, PLL) capable de générer des signaux jusqu'à 5 GHz en utilisant un diviseur de fréquence 1/2/4/8/16 intégré dans le composant ADF4150. Enfin, la PLL propose quatre niveaux de puissance : -5, -1, 2 et 5 dBm. La carte d'évaluation UG-380 (Figure 3.21) de ce composant intégrant tous ces éléments a été utilisée dans le système développé. Elle dispose d'une référence interne stable de 25 MHz, d'un VCO qui génère des fréquences entre 1.7 GHz et 1.8 GHz et d'un filtre de boucle du quatrième ordre. Afin de synthétiser une fréquence donnée à une puissance fixe, six registres de 32 bits du composant ADF4150 doivent être remplis à l'aide d'un bus de données série.

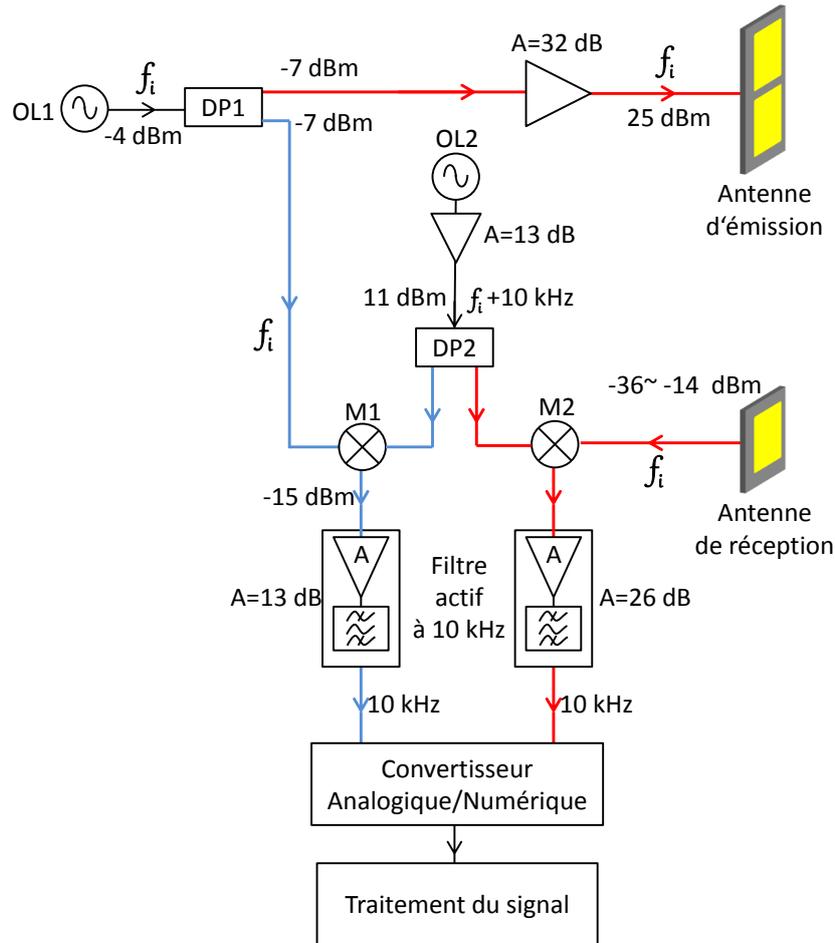


FIGURE 3.20 – Schéma de la chaîne RF avec indications des niveaux de puissance (Schéma représentant l'émission et la réception pour une seule gamme des fréquences).

Le fonctionnement du système nécessite la génération des quatre signaux : deux signaux RF et deux signaux OL. Chaque paire des générateurs RF et OL est décalée de 10kHz l'un par rapport à l'autre ($RF_1 = f_1$ et $OL_1 = f_1 + 10\text{kHz}$; $RF_2 = f_2$ et $OL_2 = f_2 + 10\text{kHz}$). Pour que les déphasages des signaux RF (de la voie directe ou de la voie indirecte) soient parfaitement maîtrisés après le mélange avec les signaux OL et pour qu'ils ne dérivent pas, chaque paire de générateurs RF et OL doivent utiliser la même référence à 25MHz. Autrement dit, ils doivent être synchronisés. Pour cela, pour chaque paire de générateurs, la référence interne d'une des deux cartes est prise comme référence pour l'autre carte.

3.2.3.2 Filtre actif 10 kHz

D'après la Figure 3.20, les filtres actifs servent à laisser passer les signaux basses fréquences (10kHz) issus des mélangeurs qui contiennent les mêmes informations que celles des signaux hautes fréquences. Tous les ordres possibles de sommes et de différences entre les deux fréquences d'entrée (RF et LO) sont générés par les mélangeurs. Parmi ces signaux à

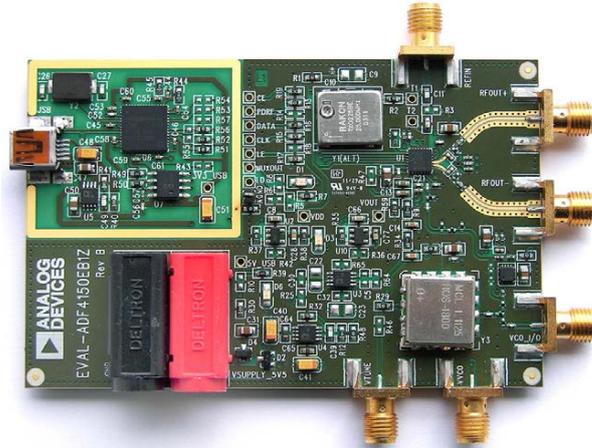


FIGURE 3.21 – Carte d'évaluation du synthétiseur de fréquence

la sortie des mélangeurs, on ne veut garder que le signal à 10kHz qui correspond à la différence entre RF et LO. Pour augmenter le niveau de puissance à la sortie du filtre, un filtre passe bas actif de second ordre de type Sallen et Key est adopté suivi d'un filtre passif passe haut du premier ordre afin de supprimer la partie continue et les fréquences au dessous de 10kHz (Figure 3.22).

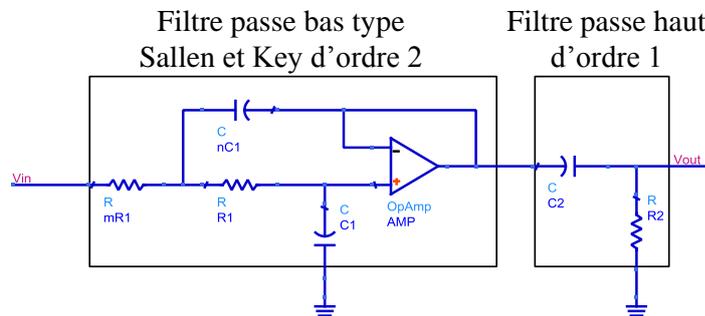


FIGURE 3.22 – Filtre passe bande actif d'ordre 3

La fréquence de coupure f_0 et le facteur de qualité Q de la cellule Sallen et Key sont :

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{mn}R_1C_1} \quad (3.17)$$

$$Q = \frac{\sqrt{mn}}{m+1} \quad (3.18)$$

Pour avoir une fréquence de coupure de 10kHz et un facteur de qualité suffisant, les valeurs de n et m sont respectivement 100 et 1, et les valeurs de R_1 et C_1 sont respectivement 3.3k Ω et 470pF. Avec ces valeurs, on obtient : $f_0 = 10.261$ kHz et $Q = 5$. Ainsi, il existe une fréquence pour laquelle le gain est maximal. C'est une pseudo-résonance. La fréquence

f_{gmax} et le gain G_{max} de cette pseudo-résonance sont :

$$f_{gmax} = \sqrt{1 - \frac{1}{2Q^2}} \text{ et } G_{max} = \frac{Q}{\sqrt{1 - \frac{1}{4Q^2}}}$$

Avec $f_{gmax} = 10.054\text{kHz}$ et $G_{max} = 14\text{dB}$.

Le filtre passe haut passif RC mis à la sortie du filtre passe bas actif a pour but de filtrer les signaux au dessous de 10kHz créant au total un filtre passe bande. Les valeurs de R_2 et de C_2 sont respectivement $1\text{k}\Omega$ et $1\mu\text{F}$. Sa fréquence de coupure est de 1kHz.

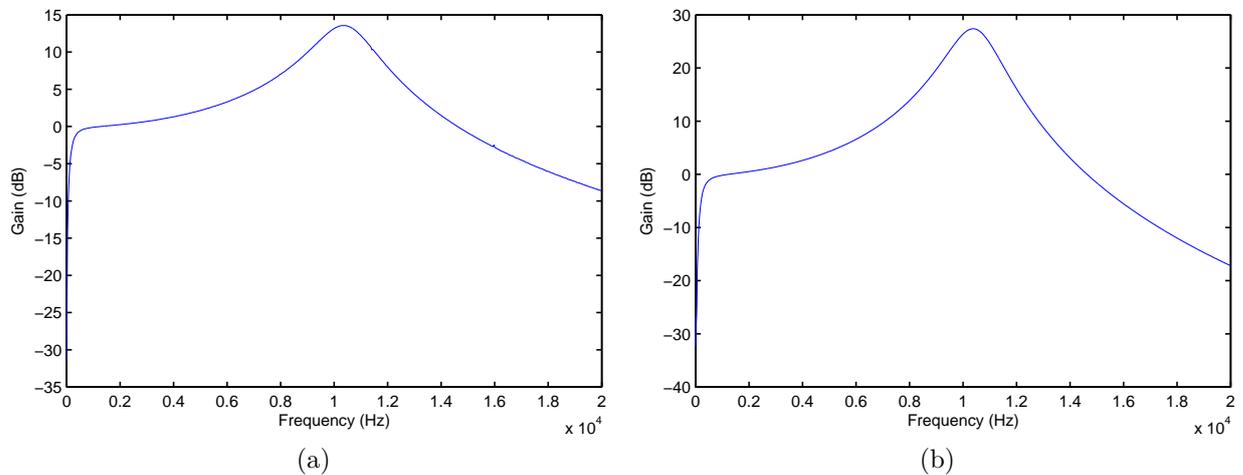


FIGURE 3.23 – Réponse fréquentielle du filtre actif : (a) Filtre à un étage. (b) Filtre à deux étages.

Le montage de la Figure 3.22 est utilisé pour filtrer le signal dans la voie directe. Afin d'augmenter le gain du signal filtré dans la voie indirecte, un filtre double étage est utilisé. Pour ce faire, deux cellules passe bas de Sallen et Key sont mises en cascade suivi de la cellule passive RC. Le gain augmente de 13 dB à 26 dB. Les réponses fréquentielles de deux filtres sont données sur la Figure 3.23.

3.2.3.3 Mélangeur

Les mélangeurs utilisés dans le montage sont de type X2L-06-411 venant du fabricant PULSAR. La gamme de fréquences pour les signaux RF et OL sont de 1 à 1000 MHz et la gamme de fréquence intermédiaire (FI) en sortie est de 0 à 1000 MHz. La puissance nécessaire pour le signal OL est de 7 dBm et la perte de conversion est de 8 dB. La puissance du signal RF à 1 dB de compression est de 1 dBm. Le rapport d'isolation OL/RF est de 25 dB et celui de OL/FI est de 20 dB.

3.2.3.4 Amplificateur du signal OL

Les deux oscillateurs locaux génèrent une puissance de -2 dBm et alimentent quatre mélangeurs qui exigent une puissance de 7 dBm à leurs entrées OL. Deux amplificateurs de type AA010-0S de R&K Company Limited sont utilisés pour atteindre la puissance demandée et pour polariser les mélangeurs. La gamme de fréquences de cet amplificateur est de 0.1 à 3000 MHz et son gain est de 13 dB. Il est alimenté par une tension de 12 V. Les puissances d'entrée à 1 dB et 3 dB de compression aux fréquences de travail sont respectivement 3 dBm et 7 dBm.

Ainsi à la sortie de l'amplificateur, la puissance est de 11 dBm. Cette puissance est divisée à l'aide d'un diviseur de puissance à -3 dB. Avec la perte dans les connecteurs, on obtient une puissance de 7 dBm à chaque sortie du diviseur de puissance.

3.2.3.5 Amplificateur du signal RF de la voie indirecte

La puissance de sortie de l'oscillateur générant le signal RF peut avoir quatre niveaux : -5 dBm, -1 dBm, 2 dBm et 5 dBm. Un amplificateur est utilisé pour augmenter le niveau du signal avant d'être émis par l'antenne d'émission. L'amplificateur est de type AA180-0S de R&K Company Limited. Sa gamme de fréquences est de 2 à 3000 MHz et son gain est de 32 dB. Sa tension d'alimentation est de 12 V. Les puissances d'entrée à 1 dB et 3 dB de compression aux fréquences de travail sont respectivement 0 dBm et 3 dBm.

3.3 Conclusion

Dans ce chapitre, la réalisation du prototype du système est présentée en introduisant ses différents éléments. L'étude du type d'antennes d'émission et de réception a montré l'intérêt d'utiliser des antennes planaires pour respecter les contraintes d'intégration dans les véhicules avec un rayonnement orienté vers l'extérieur du véhicule et un faible coût. Ensuite, le transpondeur utilisé est expliqué en présentant les coefficients de réflexions mesurés des résonateurs qui le intègrent. Deux type d'antennes du transpondeur sont introduits : une antenne dipôle demi-onde et une autre antenne planaire qui illustre une implémentation possible des transpondeurs dans la chaussée. Les éléments de la chaîne d'émission et de réception sont détaillés avec le bilan de puissance.

Le chapitre suivant introduit la modélisation du système et le traitement des signaux dans le but de trouver la distance latérale recherchée. Des mesures expérimentales sont ainsi présentées pour valider le système de positionnement.

Chapitre 4

Modélisation du système et mesures expérimentales

Ce chapitre décrit le comportement du système étudié en fonction de la distance latérale entre les antennes émettrice-réceptrice et le transpondeur. La modélisation du système est présentée. Elle permet par l'optimisation de la valeur des paramètres du modèle, de calculer le déphasage lié à la propagation de l'onde entre le véhicule et un transpondeur. Enfin, la procédure de calcul de la distance latérale selon deux scénarios, soit un déplacement latéral et soit un déplacement longitudinal du véhicule, est expliquée et leurs expérimentations sont présentées.

4.1 Modélisation du système

D'après le principe de fonctionnement du système expliqué dans la section 2.1, les antennes d'émission envoient des ondes électromagnétiques en continu dans les deux gammes de fréquences [867.5 MHz, 869.5 MHz] et [914 MHz, 916 MHz]. De même, les antennes de réception reçoivent dans ces deux gammes de fréquences les ondes réfléchies par le transpondeur, les ondes réfléchies par d'autres objets, les ondes provenant du couplage direct entre l'antenne d'émission et l'antenne de réception et enfin des bruits en provenance d'autres sources. On appelle parasites toutes les ondes reçues n'ayant pas été réfléchies par le transpondeur. La réponse en fréquence du transpondeur est connue et facile à modéliser contrairement aux signaux parasites. Toutefois des mesures à vide du système en chambre anéchoïque, c'est à dire sans le transpondeur, ont montré qu'une fraction importante du bruit mesuré est reproductible. Ce bruit correspond au couplage entre les antennes d'émission et de réception. En ce qui concerne les autres signaux parasites, ils sont en grande partie éliminés à l'aide de filtres analogique et numérique.

4.1.1 Couplage entre les antennes

Les mesures de la réponse du système sans le transpondeur montrent bien que le signal mesuré n'est pas aléatoire. Il inclut un terme bien déterminé qui dépend de la fréquence. En mesurant le système dans une chambre anéchoïque où les bruits électromagnétiques et les réflexions parasites sont minimales, un signal dont l'amplitude est quasi-constante et dont la phase est linéaire en fonction de la fréquence a été mesuré.

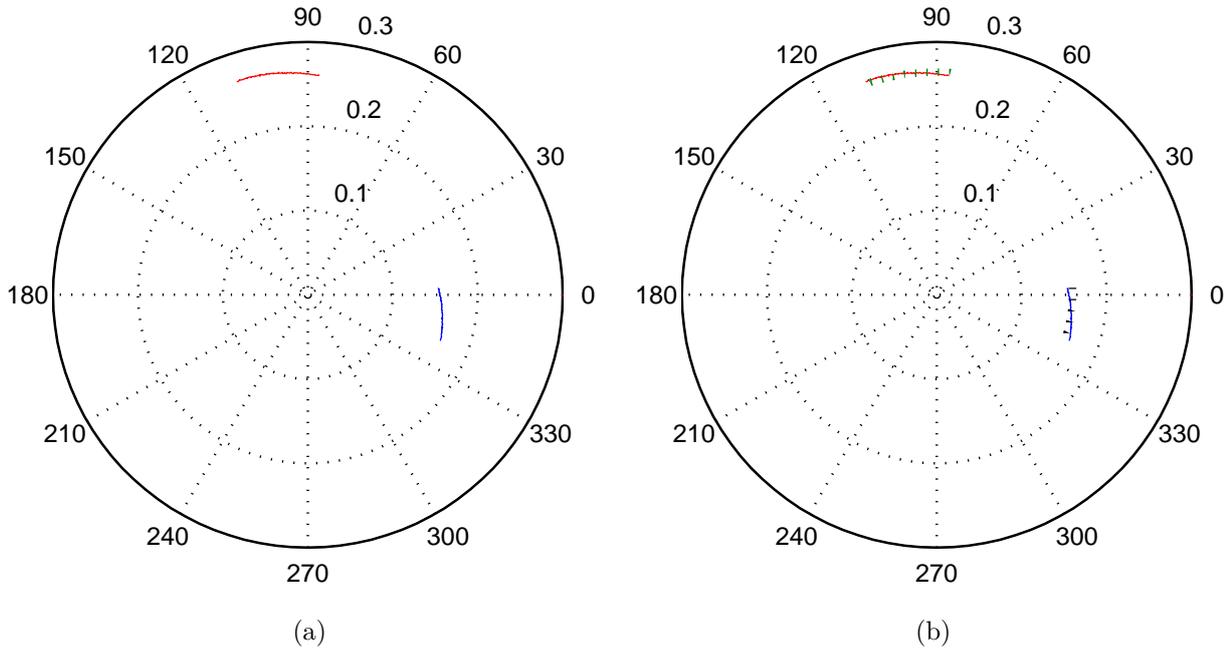


FIGURE 4.1 – (a) Signaux de couplage mesurés dans une chambre anéchoïque : en bleu autour de 868.3MHz et en rouge autour de 915MHz (amplitude : volt). (b) Application du modèle de signal de couplage aux signaux mesurés : courbes en pointillé.

La Figure 4.1a montre les signaux de couplage dans les deux gammes de fréquences utilisées de largeur 2MHz autour des deux fréquences centrales 868.3MHz et 915MHz. Le balayage en fréquence se fait avec un pas fixe de 20kHz. Les signaux mesurés sont représentés après transposition à la fréquence de 10kHz dans les mélangeurs.

Le signal de couplage $S_{couplage}$ est modélisé à chaque fréquence f par l'équation suivante :

$$\begin{aligned}
 S_{couplage} &= G_{couplage} \times \exp(j\varphi_{couplage}) \times \exp(jPS) \\
 &= G_{couplage} \times \exp\left(j\frac{-2\pi d_{TxRx}}{\lambda}\right) \times \exp\left\{j\left(\frac{-2\pi L_{cables}}{\lambda} + \varphi_{composants}\right)\right\} \quad (4.1) \\
 &= G_{couplage} \times \exp\left(j\frac{-2\pi d_{TxRx}}{\lambda}\right) \times \exp\left(j\frac{-2\pi L_{total}}{\lambda}\right)
 \end{aligned}$$

où $j = \sqrt{-1}$, λ est la longueur d'onde à la fréquence f , $G_{couplage}$ est le facteur de couplage entre les antennes d'émission et de réception, $\varphi_{couplage} = -2\pi d_{TxRx}/\lambda$ est le déphasage dû à la propagation des ondes entre les deux antennes qui sont séparées d'une distance d_{TxRx} enfin, $PS = -2\pi L_{cables}/\lambda + \varphi_{composants}$ est le déphasage (Phase Shift) ajouté par les câbles de connexion de longueur L_{cables} , par les composants électroniques et par les antennes. Ce terme est réduit à $PS = -2\pi L_{total}/\lambda$ où L_{total} est la longueur totale équivalente. Le facteur de couplage est supposé constant dans toute la gamme de fréquence à cause de la faible largeur de bande de fréquence (2MHz) et du comportement similaire des antennes pour toutes les fréquences dans cette bande. La Figure 4.1b montre le signal issu du modèle dans lequel les paramètres ont été ajustés pour correspondre au mieux avec les mesures. On remarque que le modèle du signal de couplage décrit parfaitement le couplage mesuré. La puissance du signal de couplage est inférieure à la puissance émise de -55 dB et cela en mesurant la puissance reçue à l'aide d'un analyseur de spectre.

4.1.2 Signal du transpondeur

Le transpondeur réfléchit l'onde émise en lui ajoutant sa signature fréquentielle. La modélisation de sa réponse doit prendre en compte plusieurs termes : Premièrement, il y a un terme représentant la propagation en espace libre des ondes électromagnétiques entre les antennes embarquées dans le véhicule et le transpondeur. Ce terme est appelé le signal utile (S_{utile}) car il contient l'information de déphasage utile qui permet de déterminer la distance effective parcourue par ces ondes. Deuxièmement, le modèle du signal du transpondeur doit comporter le coefficient de réflexion S_{11} du résonateur intégré dans le transpondeur. Le résonateur ajoute sa signature fréquentielle en faisant varier rapidement l'amplitude et la phase du signal capté par l'antenne du transpondeur. Enfin comme dans le cas du signal de couplage, le déphasage PS introduit par les câbles de connexion et les composants électroniques s'ajoute encore au signal du transpondeur. L'équation 4.2 donne le modèle théorique complet du signal du transpondeur :

$$S_{transpondeur} = S_{utile} \times S_{11} \times \exp(jPS) \quad (4.2)$$

À son tour, le signal utile est exprimé sous forme complexe comme le produit d'un gain (G_{direct}) et d'un terme de déphasage ($\exp(j\varphi_f)$) dus au trajet aller-retour (distance effective) du signal. Le signal utile s'écrit donc sous la forme :

$$S_{utile} = G_{direct} \times \exp(j\varphi_f) \quad (4.3)$$

Le déphasage φ_f est directement proportionnel à la distance effective exprimée par l'équa-

tion 2.9. Ce déphasage est utilisé pour calculer la distance effective à partir de la méthode de battement expliquée dans la section 2.2.1.1.

$$\varphi_f = \frac{-2\pi d_{effective}}{\lambda} \quad (4.4)$$

Le gain direct G_{direct} du signal utile est le produit des gains G_{tx} , G_{rx} et G_t (respectivement des antennes d'émission, de réception et du transpondeur), par l'atténuation en espace libre due à la propagation des ondes suivant les trajets d'aller d_{aller} et de retour d_{retour} ($d_{effective} = d_{aller} + d_{retour}$).

$$G_{direct} = G_{tx} G_t^2 G_{rx} \left(\frac{\lambda}{4\pi d_{aller}} \right)^2 \left(\frac{\lambda}{4\pi d_{retour}} \right)^2 \quad (4.5)$$

Le calcul du coefficient de réflexion S_{11} du résonateur montre qu'il peut s'exprimer en fonction des éléments R , L , C , C_0 du circuit équivalent du résonateur SAW représenté sur la Figure 4.2 et l'impédance d'entrée R_0 de l'antenne du transpondeur :

$$S_{11} = \frac{1 + p \left(\frac{1}{\omega_{13}} - \frac{1}{\omega_{11}} - \frac{1}{\omega_{12}} \right) + p^2 \left(\frac{1}{\omega_{21}^2} - \frac{1}{\omega_{11}\omega_{13}} \right) - p^3 \left(\frac{1}{\omega_{11}\omega_{21}^2} \right)}{1 + p \left(\frac{1}{\omega_{13}} + \frac{1}{\omega_{11}} + \frac{1}{\omega_{12}} \right) + p^2 \left(\frac{1}{\omega_{21}^2} + \frac{1}{\omega_{11}\omega_{13}} \right) + p^3 \left(\frac{1}{\omega_{11}\omega_{21}^2} \right)} \quad (4.6)$$

où $p = j\omega = j2\pi f$, $\omega_{11} = 1/(R_0 C_0)$, $\omega_{12} = 1/(R_0 C)$, $\omega_{13} = 1/(RC)$ et $\omega_{21} = 1/\sqrt{LC}$ (la fréquence de résonance).

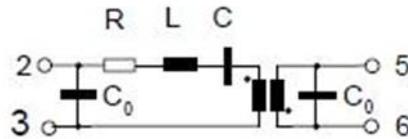


FIGURE 4.2 – Circuit équivalent du résonateur SAW.

Les simulations du coefficient de réflexion des deux résonateurs 868.3 MHz et 915 MHz sont représentées sur la Figure 4.3. Ces courbes sont identiques aux mesures expérimentales des résonateurs présentées sur la Figure 3.15, ce qui valide cette modélisation.

Le coefficient de réflexion de chaque résonateur est une caractéristique propre du résonateur. Il est indépendant de la distance entre le transpondeur et le véhicule. Les S_{11} de chacun de deux résonateurs (transpondeurs) sont donc calculés une seule fois dans l'algorithme de traitement du signal. La Figure 4.4 montre trois signaux mesurés pour trois distances différentes. La signature du résonateur apparaît clairement sous la forme

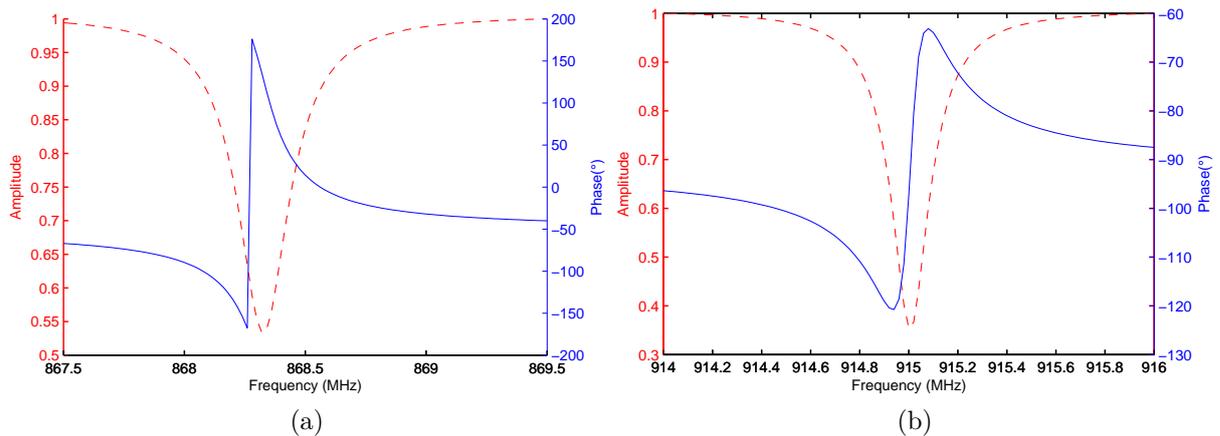


FIGURE 4.3 – Simulation du S_{11} des résonateurs : Amplitude (rouge pointillée), Phase (bleu trait plein) : (a) Résonateur à 868.3MHz. (b) Résonateur à 915MHz.

d'une boucle représentant la variation rapide de la phase et de l'amplitude autour de la fréquence de résonance. Notons que les trois signaux affichés sont la somme du signal du couplage et du transpondeur.

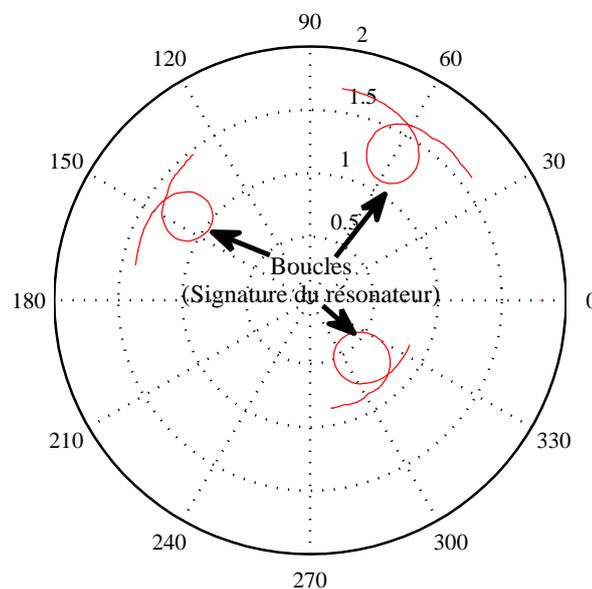


FIGURE 4.4 – Signature du résonateur dans les signaux mesurés

4.1.3 Réponse globale du système

Les deux signaux décrits précédemment se superposent pour former la réponse globale du système. À ces signaux s'ajoute le bruit électromagnétique mais sa forme est aléatoire et il ne peut pas être modélisé. Ainsi, le signal mesuré s'écrit sous la forme théorique

($S_{modélisé}$) de la somme du signal du couplage et du signal du transpondeur :

$$\begin{aligned} S_{modélisé} &= S_{couplage} + S_{transpondeur} \\ &= \left(G_{direct} \exp(j\varphi_f) \times S_{11} + G_{couplage} \exp(j\varphi_{couplage}) \right) \times \exp(jPS) \end{aligned} \quad (4.7)$$

Toute autre réflexion éventuelle du signal émis par des objets existants dans l'environnement du véhicule pourrait être ajoutée au terme du couplage $S_{couplage}$, la réflexion n'introduisant pas de signature remarquable autre qu'un gain et qu'un déphasage supplémentaire.

La Figure 4.6 représente les signaux mesurés (courbe en bleu) dans une chambre anéchoïque autour de la fréquence centrale du résonateur 868.3 MHz pour une distance latérale de 50 à 68 cm. Le transpondeur est sur la médiatrice des antennes TX et RX séparées d'une distance de 60 cm et il est sur le même niveau que les antennes (Figure 4.5). L'équation 2.8 de la distance effective se réduit dans ce cas à :

$$d_{effective} = 2\sqrt{d_{latérale}^2 + 0.3^2}$$

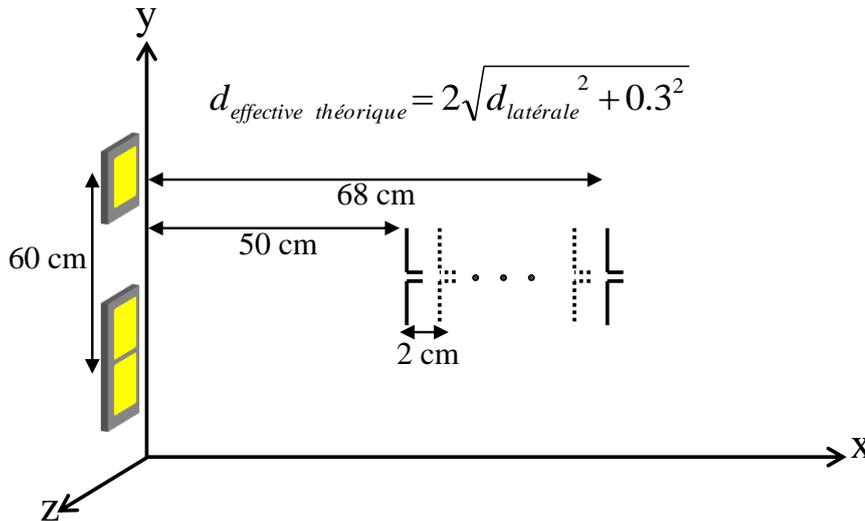


FIGURE 4.5 – Déplacement latéral pour le transpondeur.

La simulation de l'équation 4.7 donne une réponse en fonction de la distance latérale similaire à celle mesurée (Figure 4.6). Les valeurs des paramètres de l'équation 4.7 ont été ajustées pour que le signal modélisé soit le plus proche possible du signal mesuré. Les valeurs finales de cette optimisation sont : $G_{direct} = 1.2$, $G_{couplage} = 0.5$, $L_{cables} = 11.5$ m, $d_{TxRx} = 0.6$ m. La valeur de G_{direct} dépend de la puissance émise et celle de $G_{couplage}$ dépend du rapport de couplage entre les antennes. Le taux de couplage par rapport au signal du transpondeur est de 40%.

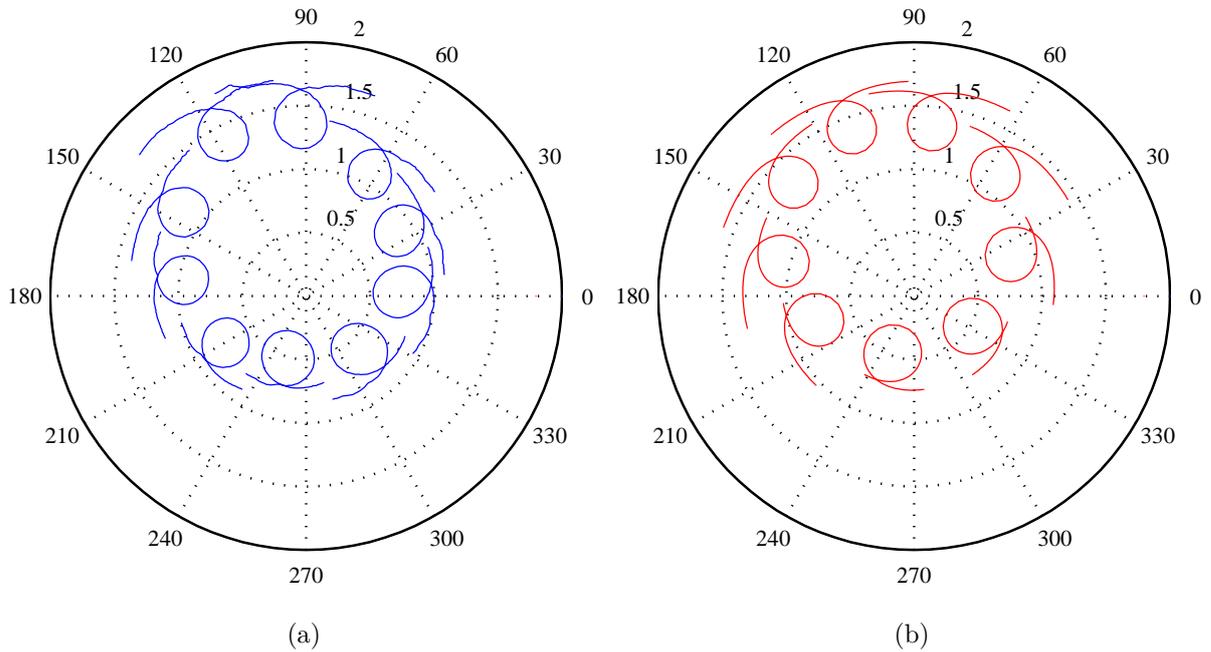


FIGURE 4.6 – Comparaison entre la mesure et la simulation du modèle du signal mesuré en fonction de la distance latérale : (a) Mesure.(b) Simulation.

On précise que toutes les équations sont en régime sinusoïdal et que le terme $\exp(-j2\pi ft)$ est inclus implicitement dans toutes les équations des signaux dans ce mémoire. L'amplitude et le déphasage sont déterminés sur le signal temporel obtenu après le mélangeur abaisseur à 10kHz et mesuré sur cinq périodes.

4.2 Traitement du signal mesuré et extraction des informations utiles

Dans cette section, les différentes étapes de traitement du signal mesuré sont présentées. Sont explicitées successivement l'application d'un filtrage numérique sur le signal échantillonné et ensuite la méthode de calcul de l'amplitude et de la phase de ce signal en fonction de la fréquence. À la fin, on présente la méthode d'optimisation qui sert à séparer le signal mesuré en deux signaux suivant le modèle expliqué dans la section 4.1.3 : le signal de couplage et le signal du transpondeur. De ce dernier, on tire l'information de déphasage qui sert dans le calcul de la distance latérale.

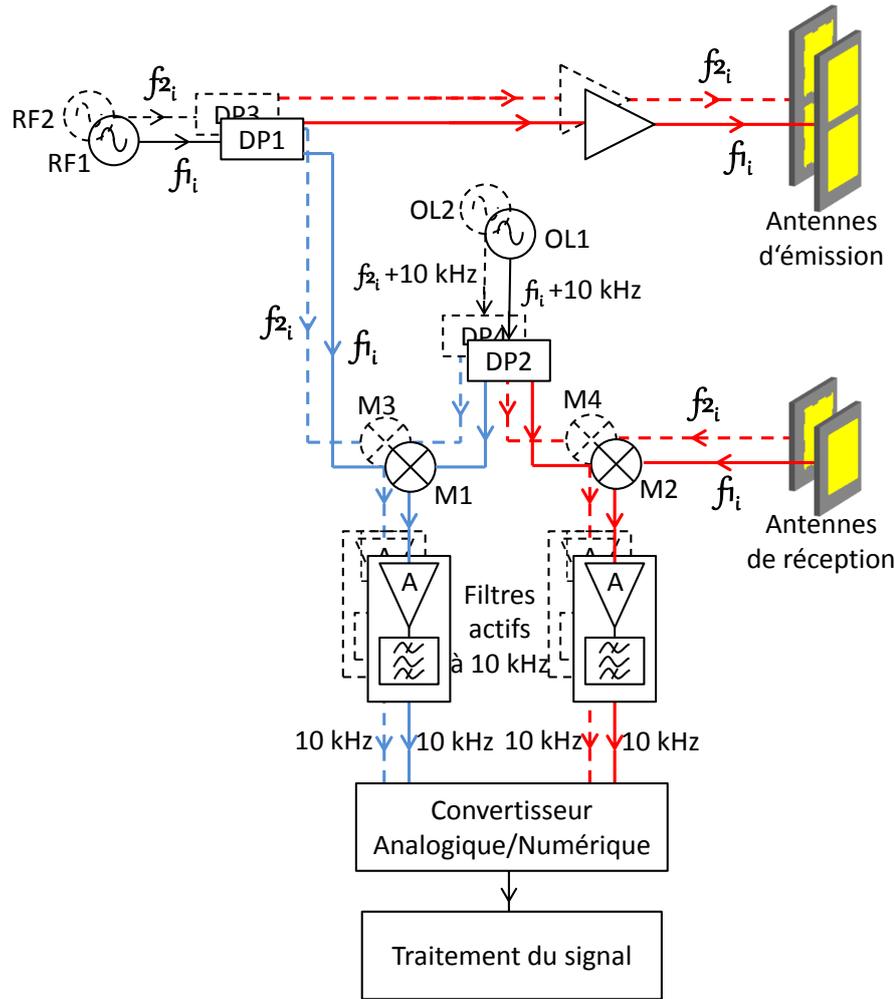


FIGURE 4.7 – Schéma bloc d'émetteur-récepteur.

4.2.1 Échantillonnage du signal

Les sorties des quatre filtres passe-bande actifs sont connectées à une carte d'acquisition analogique AI-205 de UEIDAQ. Cette carte d'acquisition dispose de quatre entrées (canaux) analogiques/numériques (4 A/D channels). Elle permet d'échantillonner simultanément les quatre signaux en entrée. La fréquence maximale d'échantillonnage par canal est de 250kHz et la résolution est de 18 bits. Comme la fréquence des signaux à la sortie des filtres est autour de 10kHz, le nombre de points échantillonnés par période est donc égal à 25. Pour avoir plus de précision et pour compenser les erreurs éventuelles d'échantillonnage, l'acquisition des signaux basses fréquences est faite sur 5 périodes. Au total, on dispose donc de 125 points échantillonnés par canal à chaque acquisition pour chaque fréquence émise.

Les signaux émis doivent couvrir les gammes de fréquences [867.5 MHz, 869.5 MHz] et [914 MHz, 916 MHz] de largeur 2 MHz. Le pas de fréquence choisi est de 20 kHz (868.5, 868.52, 868.54, ..., 869.5 MHz et 914, 914.02, 914.4, ..., 916 MHz). Ainsi, à une distance

donnée, une mesure complète couvrant les gammes de fréquences émises contient 101 acquisitions et donc $101 \times 125 = 12625$ points échantillonnés par mesure/canal. Les quatre entrées de la carte sont divisées en deux groupes : deux entrées pour les signaux issus des voies directes et deux entrées pour les signaux issus des deux antennes de réception.

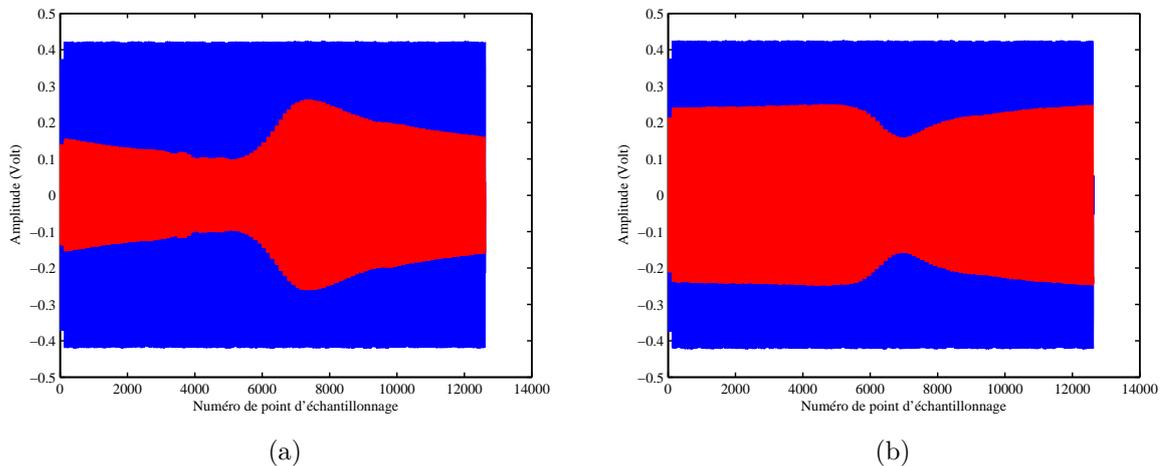


FIGURE 4.8 – Signal échantillonné : (a) [867.5 MHz, 869.5 MHz], (b) [914 MHz, 916 MHz] : en rouge le signal de la voie directe de référence et en vert le signal reçu par l'antenne de réception.

Les Figures 4.8a et 4.8b montrent une acquisition complète des signaux effectuée pour une mesure à une distance déterminée, dans les deux gammes de fréquences après transposition autour de 10 kHz. L'axe des abscisses correspond au numéro d'échantillon. Par exemple, les abscisses de 0 à 124 représentent les points échantillonnés de la première fréquence émise (867.5 MHz et 914 MHz), les abscisses de 125 à 249 représente les points échantillonnés de la deuxième fréquence émise (867.52 MHz et 914.02 MHz) et ainsi de suite. La partie rouge des deux figures représente le signal de la voie directe (voie de référence). Son amplitude est constante en fonction de la fréquence (points d'échantillonnage) puisque la puissance utilisée dans la voie directe est constante. Malgré le niveau de puissance constant sur l'antenne d'émission, l'amplitude du signal reçu n'est pas constant (la partie verte des Figures 4.8a et 4.8b). Cette d'amplitude en fonction de la fréquence est due à la réponse fréquentielle du résonateur intégrant le transpondeur (cf. Figure 4.3).

4.2.2 Reconstitution du signal échantillonné

Après échantillonnage du signal basse fréquence, il faut calculer l'amplitude et le déphasage à chaque fréquence émise. Pour ce faire, chaque signal échantillonné subit deux étapes de traitement. Il passe tout d'abord au travers d'un filtre numérique puis on procède à l'optimisation d'un signal sinusoïdal de fréquence 10 kHz pour qu'il s'approche au mieux de celui ci. L'amplitude et la phase sont les deux paramètres de cet ajustement.

4.2.2.1 Filtre numérique

Le rôle du filtre numérique est d'éliminer les fréquences parasites échantillonnées par la carte d'acquisition. Il n'est pas indispensable dans le traitement mais il permet de bien lisser la réponse fréquentielle mesurée en supprimant le bruit. Le filtre numérique retenu est un filtre à réponse impulsionnelle finie (RIF). Les filtres RIF sont stables, moins complexes à implémenter que les filtres à réponse impulsionnelle infinie (RII) et moins sensibles aux erreurs de quantification que les filtres RII. En plus, les filtres RIF présentent une réponse de phase linéaire si la séquence des coefficients est symétrique. Cette propriété est importante dans notre application puisque on s'intéresse à la phase du signal traité.

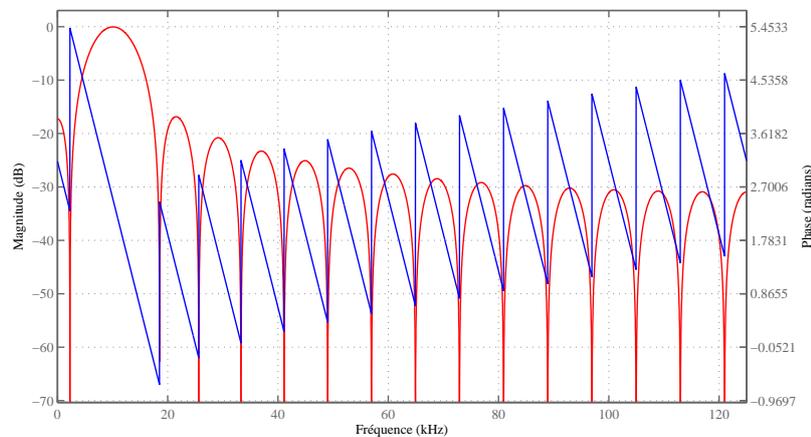


FIGURE 4.9 – Réponse en amplitude et en phase du filtre FIR

Pour calculer ce filtre, l'outil "Filter design & Analysis" de MATLAB a été utilisé. Pour ce faire, il faut préciser la fréquence d'échantillonnage des données en entrée du filtre (250 kHz) ainsi que les fréquences de coupure et l'ordre du filtre. Tous les paramètres sont choisis pour avoir une réponse de phase linéaire et une atténuation nulle à la fréquence centrale du filtre (10 kHz). La Figure 4.9 montre la réponse fréquentielle du filtre.

4.2.2.2 Extraction de l'amplitude et de la phase du signal échantillonné

La deuxième étape de la reconstruction du signal consiste à déterminer l'amplitude et la phase du signal reçu par la voie indirecte par rapport au signal de la voie directe. On précise que le terme signal échantillonné, dans ce contexte, désigne l'ensemble des points échantillonnés du signal reçu et filtré à une fréquence f_i donnée et toujours à une distance bien déterminée. Comme l'acquisition se fait sur 5 périodes à une fréquence d'échantillonnage F_s égale à 250 kHz, on dispose donc de 125 points échantillonnés pour chacune des quatre entrées de la carte d'acquisition.

On considère maintenant chacune des quatre voies séparément. Étant donné que la forme du signal échantillonné est sinusoïdale, on peut donner une forme théorique à ce signal suivant l'équation 4.8 :

$$S_{théorique} = A \sin(2\pi ft + \varphi) \quad (4.8)$$

où A est l'amplitude du signal échantillonné et filtré, f sa fréquence (théoriquement $f = 10\text{kHz}$) et φ sa phase à l'origine de temps.

À partir des 125 points échantillonnés, on procède à une optimisation entre ceux-ci et la forme théorique du signal afin d'obtenir les valeurs des trois inconnus A , f et φ . On définit la fonction de coût $F1_{coût}$ à minimiser pour cette optimisation comme étant le carré de la différence entre le signal théorique $S_{théorique}$ et le signal échantillonné et filtré $S_{filtré}$:

$$\begin{aligned} F1_{coût} &= (S_{théorique} - S_{filtré})^2 \\ &= \sum_{i=0}^{124} \left[A \sin\left(\frac{2\pi f \cdot i}{F_s} + \varphi\right) - (S_{filtré})_i \right]^2 \end{aligned} \quad (4.9)$$

La fonction d'optimisation utilisée est la fonction $f_{minsearch}$ de MATLAB. Elle est basée sur l'algorithme de Nelder Mead. Il s'agit d'un algorithme d'optimisation non-linéaire qui cherche à minimiser une fonction dans un espace à plusieurs dimensions. Il est issu de la méthode d'optimisation du simplexe. À chaque itération, l'algorithme d'optimisation évalue la fonction de coût en de nouveaux points et ces points remplacent les points précédents lorsque la fonction de coût est plus petite. Cette méthode d'optimisation n'est pas globale, c'est à dire qu'elle peut s'arrêter de chercher la solution optimale si elle tombe sur une solution locale. Pour être sûr que l'algorithme aille rechercher la solution optimale globale, on initialise le vecteur (x_1, x_2, x_3) par des valeurs proches de la solution, de la façon suivante :

- A est initialisé à $(\text{Max}(S_{échantillonné}) - \text{Min}(S_{échantillonné})) / 2$
- f est initialisé à la fréquence intermédiaire théorique ($x_2 = 10\text{kHz}$)
- φ est déterminé grossièrement en écrivant qu'à l'instant t_m du premier maximum, la phase du signal $(2\pi ft_m + \varphi)$ vaut $\pi/2$. φ est alors initialisé à $2\pi(0.25 - t_m \times 10\text{kHz})$

La Figure 4.10 montre le signal échantillonné et filtré $S_{filtré}$ (points rouges) et le signal optimisé qui lui correspond. Cette opération est faite sur les quatre voies. Ainsi en balayant toutes les fréquences, on obtient le signal reconstruit pour les quatre voies. On obtient quatre signaux, chacun est formé par un vecteur complexe de longueur 101 (101

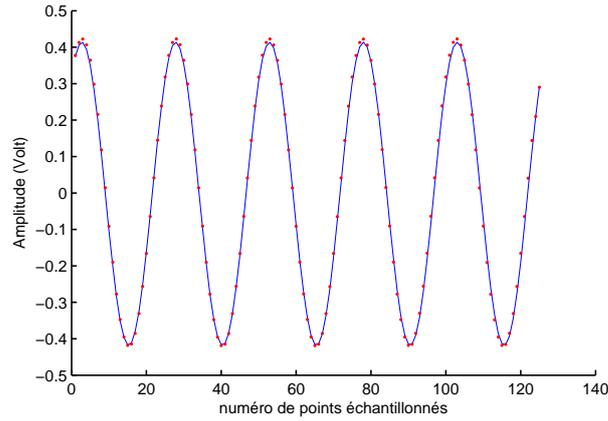


FIGURE 4.10 – Signal échantillonné et filtré $S_{filtré}$ (pointillé) et son signal optimisé (continu)

fréquences) :

$$S_{direct, 868.3\text{MHz}} = \begin{pmatrix} A1_{direct} \times \exp(j\varphi1_{direct}) \\ A2_{direct} \times \exp(j\varphi2_{direct}) \\ \vdots \\ A101_{direct} \times \exp(j\varphi101_{direct}) \end{pmatrix} \quad (4.10)$$

$$S_{indirect, 868.3\text{MHz}} = \begin{pmatrix} A1_{indirect} \times \exp(j\varphi1_{indirect}) \\ A2_{indirect} \times \exp(j\varphi2_{indirect}) \\ \vdots \\ A101_{indirect} \times \exp(j\varphi101_{indirect}) \end{pmatrix} \quad (4.11)$$

$$S_{direct, 915\text{MHz}} = \begin{pmatrix} A1_{direct} \times \exp(j\varphi1_{direct}) \\ A2_{direct} \times \exp(j\varphi2_{direct}) \\ \vdots \\ A101_{direct} \times \exp(j\varphi101_{direct}) \end{pmatrix} \quad (4.12)$$

$$S_{indirect, 915\text{MHz}} = \begin{pmatrix} A1_{indirect} \times \exp(j\varphi1_{indirect}) \\ A2_{indirect} \times \exp(j\varphi2_{indirect}) \\ \vdots \\ A101_{indirect} \times \exp(j\varphi101_{indirect}) \end{pmatrix} \quad (4.13)$$

Les gains et les déphasages des signaux des voies indirectes sont déterminés par rapport aux amplitudes et aux phases des signaux des voies directes. Les quatre signaux reconstruits seront réduits aux deux signaux reconstruits $S_{indirect/direct,868.3\text{MHz}}$ et $S_{indirect/direct,915\text{MHz}}$:

$$S_{indirect/direct,868.3\text{MHz}} = \begin{pmatrix} \frac{A1_{indirect.}}{A1_{direct}} \times \exp(J(\varphi1_{direct} - \varphi1_{indirect})) \\ \frac{A2_{indirect.}}{A2_{direct}} \times \exp(J(\varphi2_{direct} - \varphi2_{indirect})) \\ \vdots \\ \frac{A101_{indirect.}}{A101_{direct}} \times \exp(J(\varphi101_{direct} - \varphi101_{indirect})) \end{pmatrix} \quad (4.14)$$

$$S_{indirect/direct,915\text{MHz}} = \begin{pmatrix} \frac{A1_{indirect.}}{A1_{direct}} \times \exp(J(\varphi1_{direct} - \varphi1_{indirect})) \\ \frac{A2_{indirect.}}{A2_{direct}} \times \exp(J(\varphi2_{direct} - \varphi2_{indirect})) \\ \vdots \\ \frac{A101_{indirect.}}{A101_{direct}} \times \exp(J(\varphi101_{direct} - \varphi101_{indirect})) \end{pmatrix} \quad (4.15)$$

Les Figures 4.11a et 4.11b montrent respectivement un signal reconstruit $S_{indirect/direct,868.3\text{MHz}}$ dans la gamme de fréquence [867.5 MHz, 895.5 MHz] et un autre $S_{indirect/direct,915\text{MHz}}$ dans la gamme de fréquence [914 MHz, 916 MHz]. Les signaux sont représentés dans le plan polaire.

4.2.3 Extraction du signal utile

Après avoir reconstitué les signaux échantillonnés et filtrés et avoir calculé les deux signaux reconstruits $S_{indirect/direct,868.3\text{MHz}}$ et $S_{indirect/direct,915\text{MHz}}$, on peut s'intéresser à l'algorithme d'extraction du signal utile en se basant sur les 101 fréquences. Le signal reconstruit se décompose en deux signaux dans le modèle détaillé dans la section 4.1.3 : le signal du couplage et le signal utile.

De la même manière que pour l'extraction des paramètres d'amplitude, de fréquence et de phase à l'origine de la section précédente, une optimisation est effectuée entre le signal reconstruit et son modèle théorique.

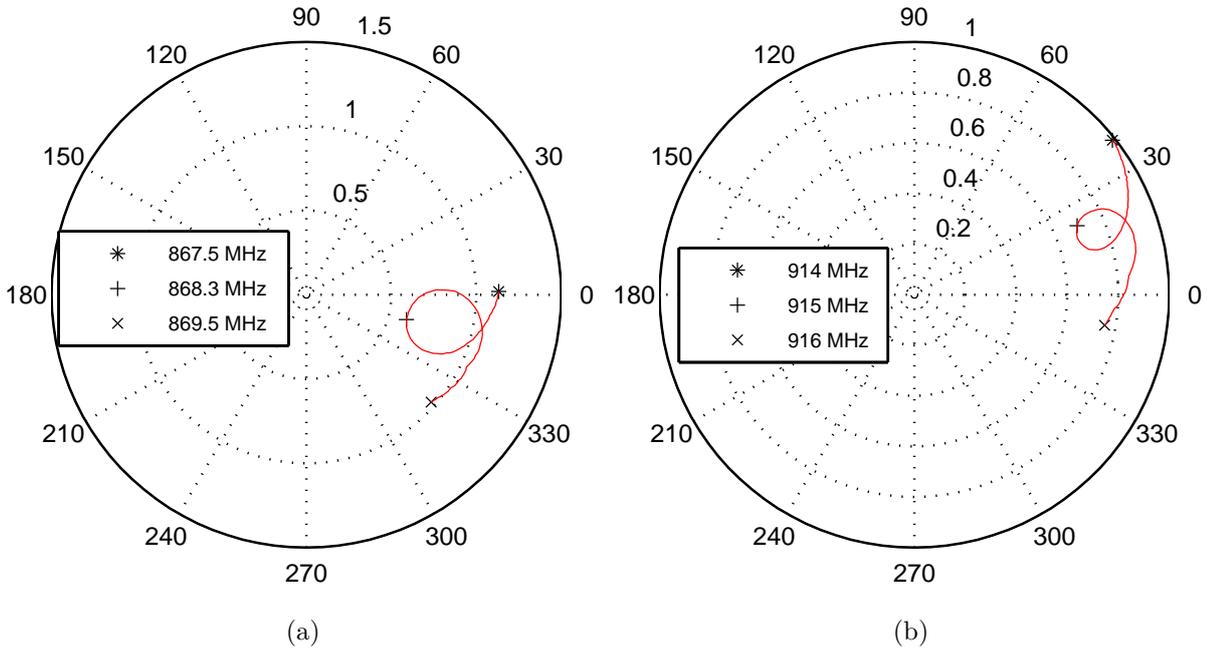


FIGURE 4.11 – Signaux reconstruits $S_{indirect/direct}$ après la première optimisation : (a) Autour 868.3MHz. (b) Autour 915 MHz.

4.2.3.1 Modèle du signal reconstruit à 5 paramètres

Le modèle théorique du signal reconstruit (signal modélisé) de l'équation 4.7 s'écrit sous forme matricielle :

$$\begin{aligned}
 S_{modélisé} = G_{direct} & \begin{pmatrix} \exp\left(j\frac{-2\pi d_{effective}}{\lambda_1}\right) \times \exp\left(j\frac{-2\pi L_{total}}{\lambda_1}\right) \times S_{11}^1 \\ \exp\left(j\frac{-2\pi d_{effective}}{\lambda_2}\right) \times \exp\left(j\frac{-2\pi L_{total}}{\lambda_2}\right) \times S_{11}^2 \\ \vdots \\ \exp\left(j\frac{-2\pi d_{effective}}{\lambda_{101}}\right) \times \exp\left(j\frac{-2\pi L_{total}}{\lambda_{101}}\right) \times S_{11}^{101} \end{pmatrix} \\
 + G_{couplage} & \begin{pmatrix} \exp\left(j\frac{-2\pi d_{TxRx}}{\lambda_1}\right) \times \exp\left(j\frac{-2\pi L_{total}}{\lambda_1}\right) \\ \exp\left(j\frac{-2\pi d_{TxRx}}{\lambda_2}\right) \times \exp\left(j\frac{-2\pi L_{total}}{\lambda_2}\right) \\ \vdots \\ \exp\left(j\frac{-2\pi d_{TxRx}}{\lambda_{101}}\right) \times \exp\left(j\frac{-2\pi L_{total}}{\lambda_{101}}\right) \end{pmatrix} \quad (4.16)
 \end{aligned}$$

Les paramètres dans ce modèle sont : G_{direct} , $d_{effective}$, $G_{couplage}$, d_{TxRx} et L_{total} . On définit le vecteur $X_{opt} = (G_{direct}, d_{effective}, G_{couplage}, d_{TxRx}, L_{total})$ à optimiser. Par iden-

tification avec le modèle théorique, nous avons : $S_{modélisé} = S_{indirect/direct}$. Cette équation n'est pas linéaire. Elle inclue la fonction exponentielle. Sa résolution nécessite une méthode d'optimisation non-linéaire afin de trouver le vecteur X_{opt} .

4.2.3.2 Optimisation

On définit la fonction du coût à minimiser comme étant la somme des erreurs quadratiques de la partie réelle et de la partie imaginaire entre le signal reconstruit $S_{indirect/direct}$ issue de la mesure et le signal modélisé théorique $S_{modélisé}$ pour un vecteur X_{opt} donné :

$$F2_{coût} = \sum_{i=1}^{101} \left\{ \left[Re(S_{modélisé}^i) - Re(S_{indirect/direct}^i) \right]^2 + \left[Im(S_{modélisé}^i) - Im(S_{indirect/direct}^i) \right]^2 \right\} \quad (4.17)$$

Au début de l'optimisation et surtout pour la première mesure, le vecteur X_{opt} est totalement inconnu, on l'initialise par des valeurs nulles. Une fois l'optimisation faite pour une première distance, le vecteur X_{opt} obtenu servira pour l'optimisation de la mesure suivante et ainsi de suite. La fonction d'optimisation utilisée est f_{minunc} de MATLAB. C'est une fonction de minimisation d'une fonction non-linéaire à plusieurs variable [47].

À la fin de l'optimisation, on obtient le vecteur X_{opt} . L'évaluation de l'équation 4.16 est appelée ensuite le signal optimisé.

La Figure 4.12 montre trois signaux reconstruits $S_{indirect/direct}$ (courbes en rouge) à trois distances différentes ainsi que le signal optimisé correspondant à chacune des trois mesures. L'application de la méthode d'optimisation aux courbes de mesures montre que les courbes optimisées issues du modèle théorique sont très proches des signaux issus des mesures, et cela pour les différentes distances.

Le signal utile est obtenu directement à partir du signal optimisé suite à l'opération d'optimisation sur le modèle complet en ne conservant que la partie qui correspond au signal utile :

$$S_{utile} = G_{direct} \begin{pmatrix} \exp\left(j \frac{-2\pi d_{effective}}{\lambda_1}\right) \\ \exp\left(j \frac{-2\pi d_{effective}}{\lambda_2}\right) \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \exp\left(j \frac{-2\pi d_{effective}}{\lambda_{101}}\right) \end{pmatrix} \quad (4.18)$$

Pour le calcul de la distance on s'intéresse, dans chaque gamme de fréquence, au déphasage du signal utile à la fréquence de résonance.

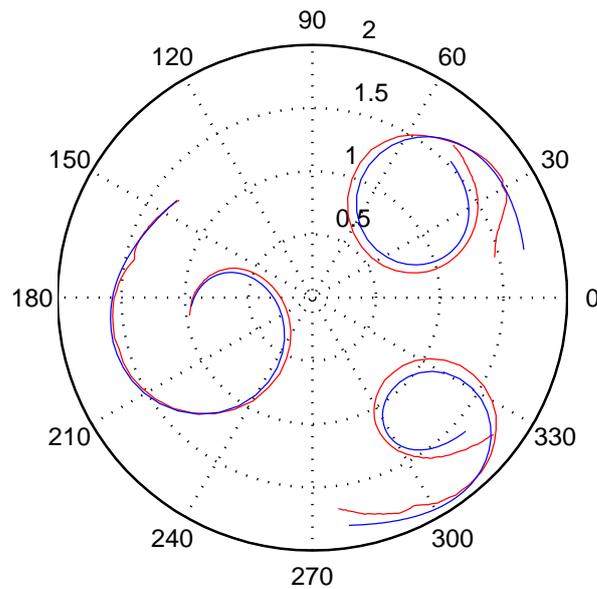


FIGURE 4.12 – Comparaison entre les signaux reconstruits $S_{indirect/direct}$ et les signaux optimisés

4.3 Prédiction théorique du comportement du système par simulation

Dans cette section, on présente la réponse théorique du gain et du déphasage du signal du transpondeur ($S_{transpondeur}$) en fonction du déplacement des antennes embarquées dans le véhicule par rapport au transpondeur. Une première étude est faite pour un déplacement latéral. Dans ce cas, le transpondeur est toujours situé sur la médiatrice des antennes d'émission et de réception. En d'autres termes, le déplacement longitudinal des antennes est nul. Cette étude permet de comprendre la variation du gain et de déphasage du signal du transpondeur en fonction de la distance latérale. Une deuxième étude est faite pour un déplacement longitudinal des antennes par rapport au transpondeur pour une distance latérale fixe. Cette étude permet cette fois de comprendre la variation du gain et du déphasage du signal du transpondeur lors d'un passage du véhicule en face du transpondeur. Elle permet également de localiser l'endroit où le gain du signal utile est maximal.

4.3.1 Mise en œuvre de la simulation

4.3.1.1 Diagramme de rayonnement

Pour simuler le signal du transpondeur, il faut modéliser en plus du coefficient de réflexion du résonateur, ce qui est déjà fait dans la section 4.1.2, le diagramme de rayonnement de

l'antenne du transpondeur. Pour simplifier, on prend le cas d'une antenne dipôle demi-onde. L'équation 4.19 donne le diagramme de rayonnement d'un dipôle dans le repère de coordonnées sphériques (ρ, φ, θ) [38] :

$$Diag3D_{dip\grave{o}le} = \frac{\cos\left(\frac{\pi}{2}\cos(\theta)\right)}{\sin(\theta)} \quad (4.19)$$

θ est l'angle entre l'axe du dipôle et la direction du rayonnement, il varie entre 0 et π .

Il faut également modéliser les diagrammes de rayonnement des antennes d'émission et de réception. L'antenne planaire simple qui correspond à l'antenne de réception possède le diagramme de rayonnement :

$$Diag3D_{SimplePatch} = \frac{2\sin(\theta)\sin\left(\frac{k_0W}{2}\cos(\theta)\right)\cos\left(\frac{k_0L}{2}\sin(\theta)\sin(\varphi)\right)}{k_0W\cos(\theta)} \quad (4.20)$$

W et L désignent la largeur et la longueur de l'antenne. Pour l'antenne planaire réseau 2x1, il suffit de multiplier le diagramme de rayonnement de l'antenne planaire simple par le facteur de réseau expliqué dans la section 3.1.4.2.

4.3.1.2 Affaiblissement et déphasage en espace libre

Outre les gains des différentes antennes, l'équation 4.5 montre que l'affaiblissement en espace libre est encore un paramètre à prendre en compte lors de la simulation. Pour cela, lors de la simulation, les distances effectives d'aller et de retour du signal du transpondeur sont calculées pour trouver l'affaiblissement du signal dû au trajet selon l'équation 4.5. En plus de l'affaiblissement, le déphasage du trajet effectif est également calculé selon l'équation 4.4.

4.3.2 Déplacement latéral

Le déplacement latéral consiste à déplacer le transpondeur sur un axe perpendiculaire au plan des antennes d'émission et de réception. Bien qu'un tel déplacement ne soit pas réaliste lors du mouvement d'un véhicule sur la route, il permet de bien comprendre la variation du signal mesuré en fonction de la distance latérale. Pour faciliter l'étude, on se limite au cas où le transpondeur s'éloigne des antennes sur leur médiatrice.

Les paramètres de la simulation sont les suivants : l'espacement entre l'antenne d'émission et l'antenne de réception est de 60 cm et le transpondeur est à la même hauteur que les

antennes (Figure 4.13). La distance latérale $d_{latérale}$ simulée varie de 10 cm à 2 m. Dans ce cas, la distance effective varie suivant l'équation 4.21 :

$$d_{effective} = 2\sqrt{d_{latérale}^2 + 0.3^2} \quad (4.21)$$

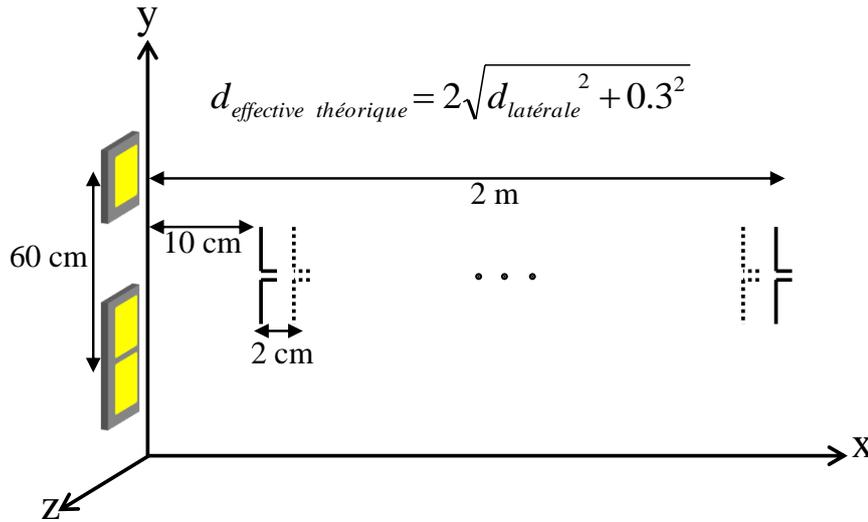


FIGURE 4.13 – Déplacement latéral pour le transpondeur

La Figure 4.14 montre la comparaison entre la distance latérale et la distance effective (trajet aller-retour). La différence entre ces deux distances est conséquente quand la distance latérale est courte, c'est à dire quand le transpondeur est près des antennes TX et RX. Elle diminue avec l'augmentation de la distance latérale.

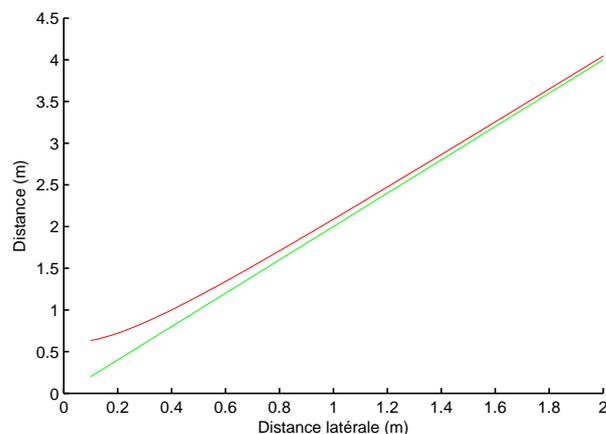


FIGURE 4.14 – Comparaison entre la distance latérale (courbe verte) et la distance effective (courbe rouge) pour un trajet aller-retour.

4.3.2.1 Signal $S_{indirect/direct}$ simulé

La Figure 4.15 montre les signaux simulés pour des distances latérales comprises entre 50 cm et 80 cm. Le signal de couplage (courbe verte épaisse) est supposé constant quelle que soit la position latérale. Le taux de couplage arbitraire est de 40% du signal du transpondeur comme la mesure l'a montré (section 4.1.3). La Figure 4.15 montre que les signaux sont distribués autour du signal de couplage et que ces signaux s'atténuent en fonction de la distance. Il apparaît que l'origine des différents signaux est décalée vers le signal de couplage. Le but du traitement du signal est donc de ramener les signaux mesurés à l'origine (0,0) du plan polaire en éliminant le signal de couplage et par suite d'en déduire le signal du transpondeur.

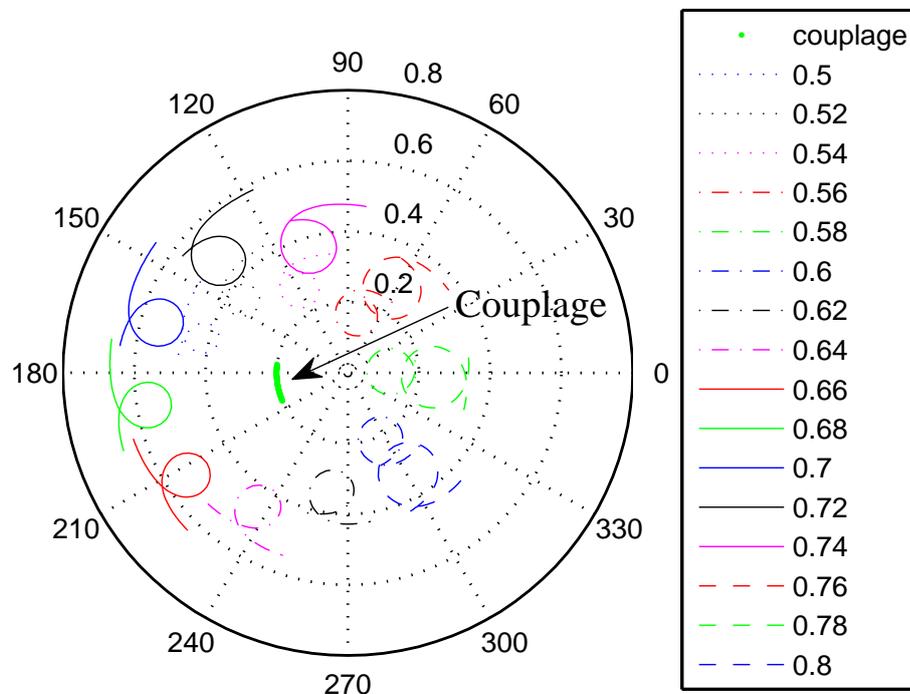


FIGURE 4.15 – Signal $S_{indirect/direct}$ simulé en fonction de la distance latérale de 50 à 80 cm pour une position longitudinale fixe entre les antennes d'émission et de réception et le transpondeur.

4.3.2.2 Signal du transpondeur

La Figure 4.16 montre le signal $S_{indirect/direct}$ simulé en fonction de la distance latérale pour un taux de couplage nul. Dans ce cas, le signal correspond au signal du transpondeur seul. En comparant l'allure des signaux du transpondeur (couplage nul) avec celle des signaux $S_{indirect/direct}$ équivalents avec un taux de couplage non nul (Figure 4.15), on

constate que, lorsque le couplage est nul, les courbes ont comme centre l'origine du repère. Ce décalage est dû au fait que le signal du couplage est constante pour pour les distances simulées et que ce signal est ajouté au signal du transpondeur pour chaque distance.

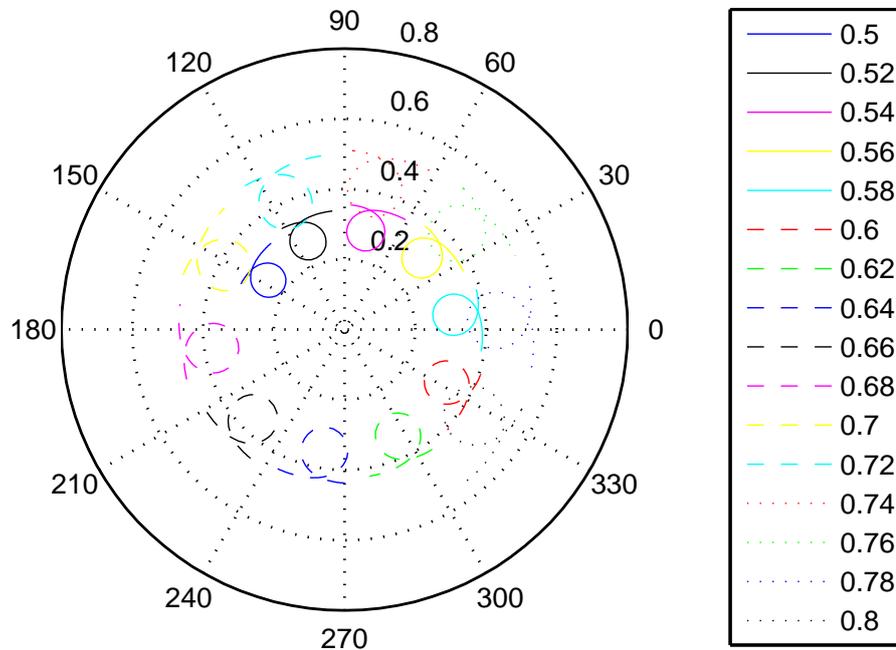


FIGURE 4.16 – Signal du transpondeur en fonction de la distance latérale de 50 à 80 cm pour une position longitudinale fixe entre les antennes d'émission-réception et le transpondeur

La Figure 4.17 montre l'allure de la variation de l'amplitude du signal du transpondeur simulé ($S_{indirect/direct}$, couplage nul) en fonction de la distance latérale à la fréquence centrale du résonateur. Cette amplitude augmente en éloignant le transpondeur des antennes pour attendre un maximum à une distance donnée. Après cette distance, l'amplitude du signal diminue à cause de l'atténuation en espace libre qui dépassent les gains des antennes.

4.3.3 Déplacement longitudinal

Un déplacement longitudinal des antennes d'émission et de réception par rapport au transpondeur représente le cas réel d'un véhicule en circulation. On supposera que durant le passage d'un véhicule à côté d'un transpondeur, la distance latérale ne change pas. Dans ce cas, et pour une distance latérale donnée, on obtient une série de signaux mesurés pour des distances effectives différentes. Ces distances effectives mesurées dépendent de la distance latérale et des positions longitudinales des antennes d'émission et de réception

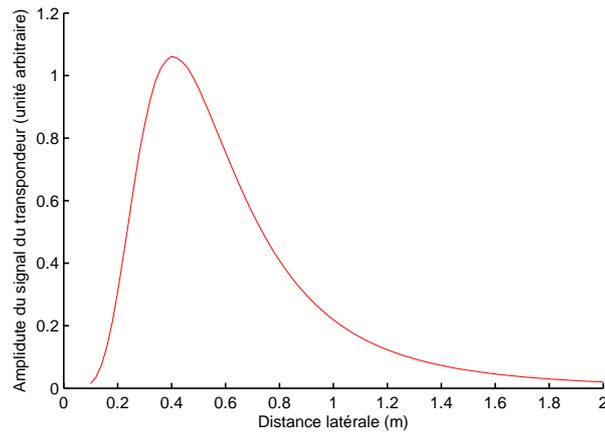


FIGURE 4.17 – Amplitude du signal du transpondeur en fonction de la distance latérale.

par rapport au transpondeur. Néanmoins, la connaissance de la distance longitudinale parcourue par les antennes d'émission et de réception entre deux mesures consécutives à l'aide de la vitesse connue du véhicule et le temps entre les deux mesures permet d'extraire à partir des différentes distances effectives mesurées la distance latérale.

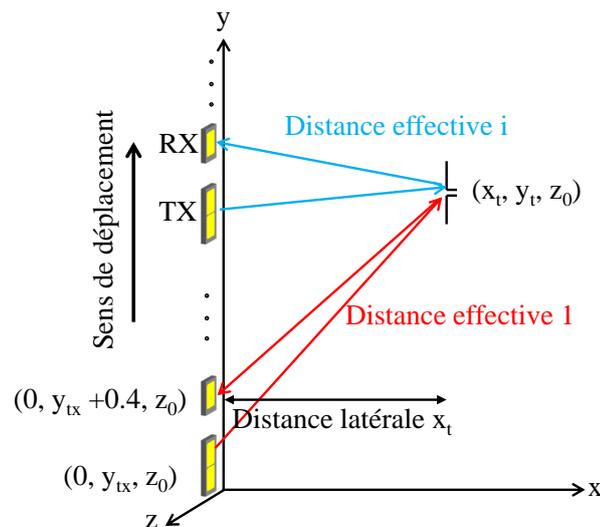


FIGURE 4.18 – Déplacement longitudinal pour un transpondeur

Les paramètres de la simulations sont les suivants : les antennes d'émission et de réception sont séparées par une distance $l = 40$ cm et elles sont à la hauteur z du transpondeur. Le centre des antennes se déplace longitudinalement en face du transpondeur sur l'axe y (Figure 4.18) de $y_t - 1$ m à $y_t + 1$ m où y_t est l'ordonnée du transpondeur. Le choix de déplacement d'un mètre est relié aux diagrammes de rayonnement des antennes d'émission et de réception. Le transpondeur doit rester toujours couvert par ces antennes d'un point de vue rayonnement. La distance effective varie ainsi suivant l'équation suivante :

$$d_{effective} = \sqrt{x_t^2 + (y_{tx} - y_t)^2} + \sqrt{x_t^2 + (y_{tx} + l - y_t)^2} \quad (4.22)$$

où (x_t, y_t) sont les coordonnées du transpondeur dans le repère (xyz) . On note que la distance latérale est l'abscisse x_t du transpondeur.

La Figure 4.19 montre la variation de la distance effective en fonction du déplacement longitudinal des antennes pour des distances latérales théoriques de 20 cm à 2 m. On a logiquement une symétrie autour de la position pour laquelle le centre des antennes d'émission-réception est en face du transpondeur. À chaque distance latérale correspond une courbe unique de la distance effective en fonction du déplacement latéral. Chaque courbe de la distance effective se caractérise par un degré de courbure. Ce degré de courbure diminue en éloignant les antennes du transpondeur. L'unicité de chaque courbe de distance effective nous permet de déduire la distance latérale x_t qui lui correspond. La méthode de recherche de la distance latérale sera discutée dans la partie expérimentale.

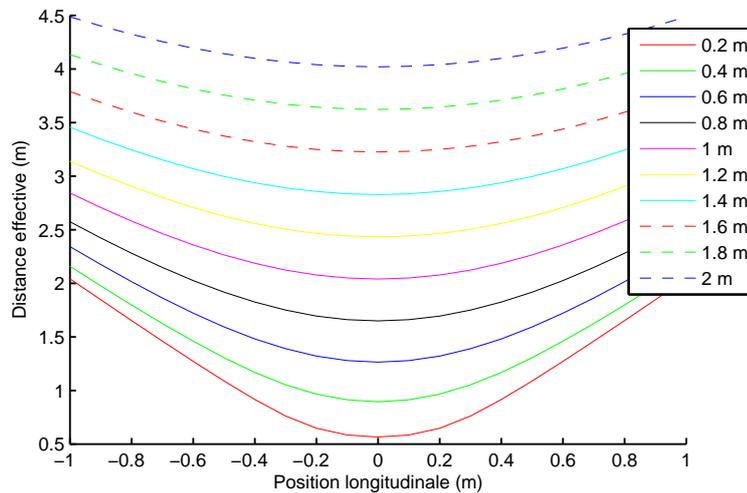


FIGURE 4.19 – Variation de la distance effective en fonction du déplacement longitudinal des antennes pour différentes distances latérales.

4.4 Expérimentation du système en milieu extérieur

Dans cette partie, sont présentés les résultats des tests du prototype faits en milieu extérieur du système de positionnement. Comme pour la partie de simulation du système, les tests sont divisés selon les deux types de déplacement : le déplacement latéral et le déplacement longitudinal. L'algorithme d'extraction du déphasage du signal utile du transpondeur est appliqué afin de trouver la distance latérale entre les antennes et le transpondeur. Les erreurs d'extraction du déphasage sont évaluées. Une méthode de correction des erreurs éventuelles sur la distance latérale est donnée.

4.4.1 Présentation de la manipulation

Le prototype du système est monté sur un chariot qui peut se déplacer sur un rail en aluminium. Les antennes d'émission et de réception sont fixées sur un côté du chariot et la distance qui sépare l'antenne d'émission de l'antenne de réception est de 60 cm. Les deux transpondeurs à antenne demi-onde aux fréquences de 868.3 MHz et de 915 MHz sont fixés sur un support respectivement aux hauteurs de 26 cm et 43 cm du sol. La Figure 4.20 montre l'installation du système et des transpondeurs. Le système est alimenté par une batterie 12V de voiture. Le contrôleur, contenant la carte numérique de commande des cartes radiofréquences (RF) et oscillateurs locaux (OL) et la carte d'acquisition, est connecté à un ordinateur qui déclenche les mesures et récupère les signaux échantillonnés. Les données sont traitées avec le logiciel MATLAB suivant les étapes décrites dans la section 4.2. L'émission des signaux dans les deux gammes de fréquences est simultanée. On note, qu'avec ce prototype, une mesure prend 3 secondes pour balayer les 101 fréquences dans les deux gammes de fréquences. Cette durée, qui peut sembler longue au premier abord, est en fait très courte en considérant les logiciels utilisés qui ne sont pas optimisés pour un fonctionnement temps réel.

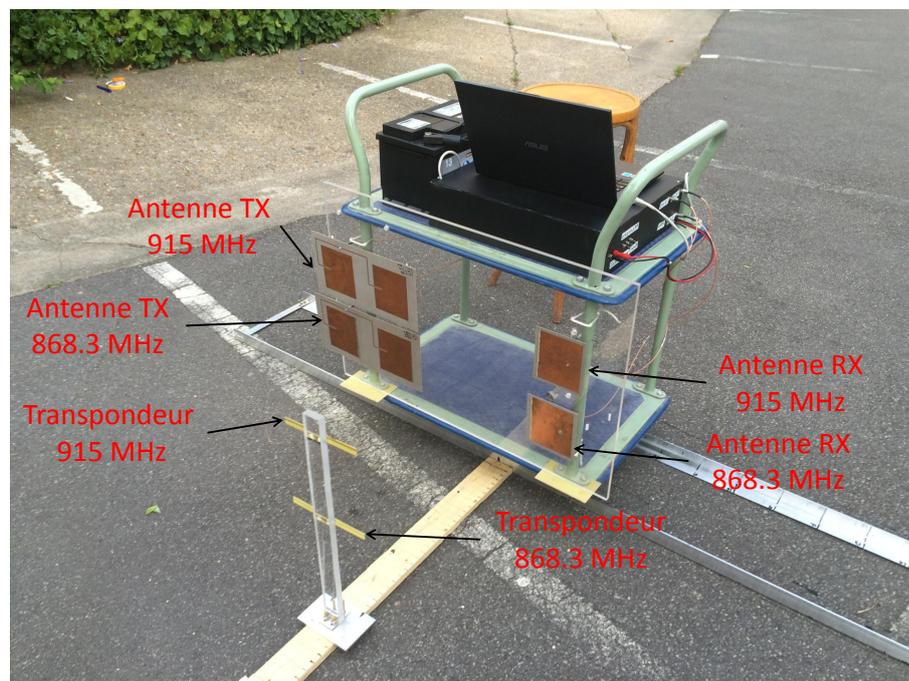


FIGURE 4.20 – Installation du système et des transpondeurs.

4.4.2 Déplacement latéral

Dans cette manipulation, le chariot est fixe et le transpondeur est déplacé sur une règle graduée mise entre les antennes TX et RX. La distance latérale varie de 20 cm à 164 cm

et le pas de déplacement est de 2 cm (Figure 4.21). Cette manipulation permet de valider l'algorithme d'extraction du déphasage du signal utile et le calcul de la distance latérale puisque pour ce déplacement, on connaît parfaitement la distance effective pour chaque distance latérale. La distance effective varie dans ce cas suivant l'équation suivante :

$$d_{effective} = \sqrt{d_{latérale}^2 + 0.3^2} \quad (4.23)$$

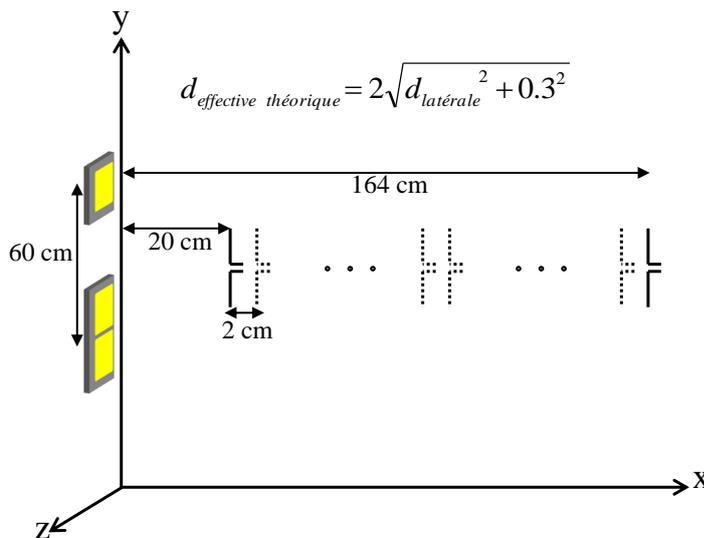


FIGURE 4.21 – Manipulation pour le déplacement latéral.

La Figure 4.22 montre les signaux reconstruits $S_{indirect/direct}$ pour les distances de 50 à 68 cm. La forme des boucles correspond à la forme obtenue avec le modèle théorique du signal reçu lors d'un déplacement latéral (Figure 4.15). On note que les boucles des signaux reconstruits autour de la fréquence de 868.3 MHz sont plus larges que celles autour de la fréquence de 915 MHz puisque la résonance du résonateur à 868.3 MHz est plus marquée que celle du résonateur à 915 MHz (Figure 3.15). Dans les deux gammes de fréquences, les boucles sont distribuées de façon circulaire autour du signal de couplage.

La Figure 4.23 présente les signaux optimisés (courbes bleues) de quelques signaux reconstruits (courbes rouges). On rappelle que le signal optimisé est obtenu en évaluant le modèle du signal reçu avec les paramètres optimaux issus de l'optimisation entre ce modèle et le signal reconstruit. Sur la Figure 4.23, la correspondance entre chaque signal reconstruit et son signal optimisé montre l'efficacité et la convergence de l'algorithme d'optimisation.

La Figure 4.24 montre les signaux du transpondeur à différentes distances des antennes. Les différents signaux sont distribués autour de l'origine dans le plan polaire, comme le

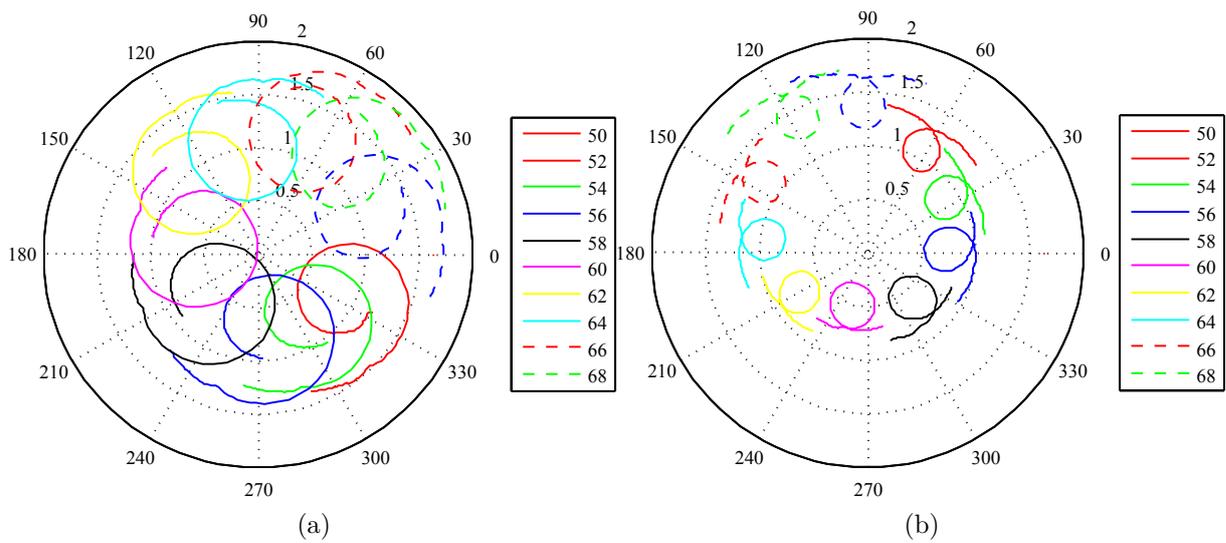


FIGURE 4.22 – Signaux reconstruits $S_{indirect/direct}$ pour une distance latérale de 50 à 68 cm. Le pas du déplacement est de 2 cm : (a) Autour de 868.3 MHz. (b) Autour de 915 MHz.

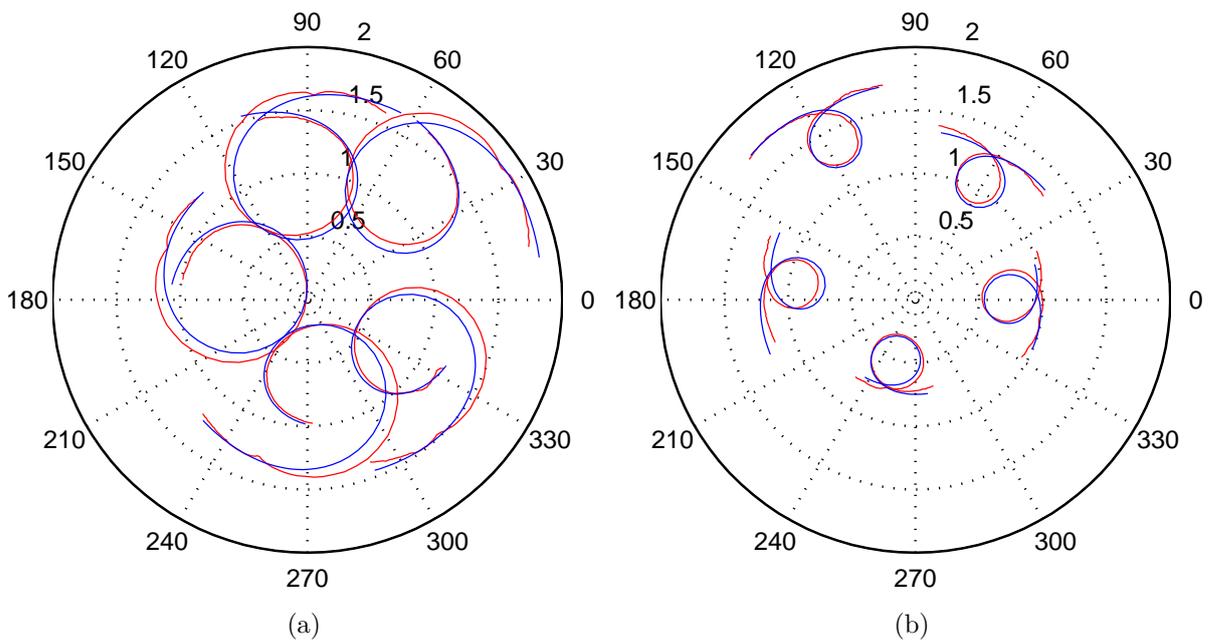


FIGURE 4.23 – Signaux optimisés (courbes bleues) de quelques signaux reconstruits (courbes rouges). Le pas du déplacement est de 2 cm mais pour plus de clarté un pas sur deux est affiché : (a) Autour de 868.3 MHz. (b) Autour de 915 MHz.

décrivait le modèle retenu. Les boucles à 868.3 MHz sont plus larges à cause du facteur de qualité du résonateur à cette fréquence qui est plus grand que celui à 915 MHz.

Pour chaque distance mesurée et après avoir trouvé les deux signaux du transpondeur autour des deux fréquences centrales, on divise chacun de ces deux signaux par le coefficient de réflexion (S_{11}) du résonateur qui lui correspond et par le déphasage PS ajouté

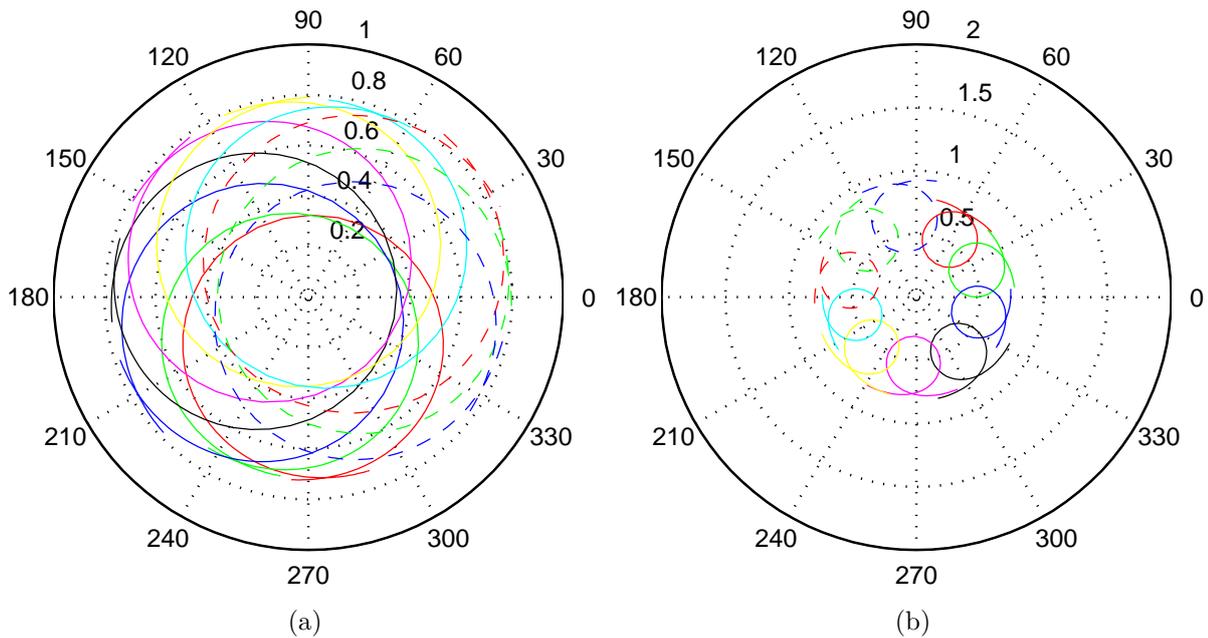


FIGURE 4.24 – Signal du transpondeur extrait. Le pas du déplacement est de 2 cm : (a) Autour de 868.3 MHz. (b) Autour de 915 MHz.

par les câbles et les composants électroniques. On obtient ainsi le signal utile qui correspond à cette distance. Ensuite, on détermine le déphasage du signal utile aux fréquences de 868.3 MHz et de 915 MHz. La Figure 4.25 montre le déphasage extrait du signal utile ainsi que le déphasage théorique. On voit que le déphasage extrait suit assez précisément l'allure du déphasage effectif attendu.

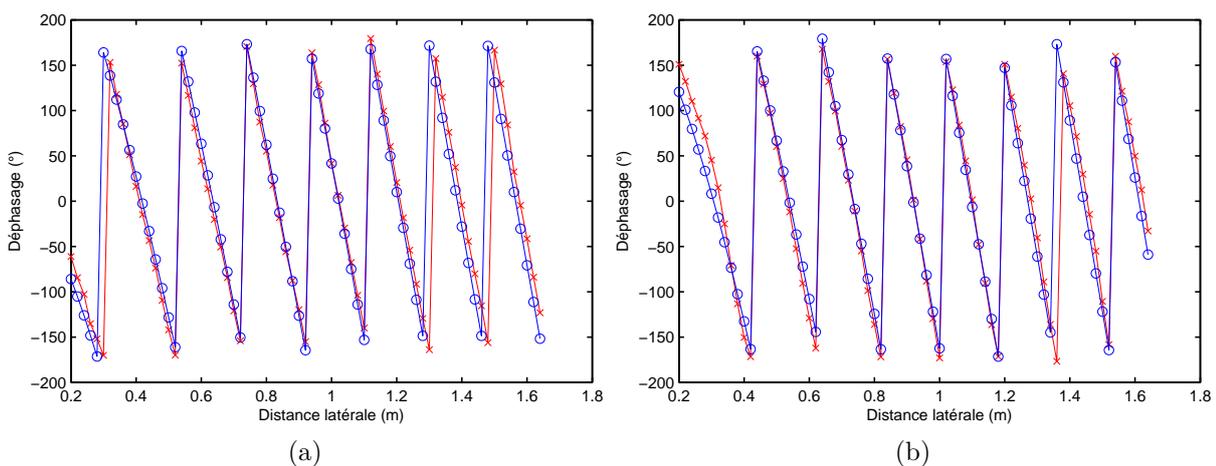


FIGURE 4.25 – Comparaison entre le déphasage utile extrait des mesures (rouge, croix) et le déphasage effectif utile simulé (bleu, cercle) en fonction de la distance latérale : (a) À 868.3 MHz. (b) À 915 MHz.

On sait (section 2.2.1.1) qu'il existe une condition sur l'erreur de la différence de déphasage $\Delta\varphi$ du signal utile mesuré aux fréquences 868.3 MHz et 915 MHz par rapport aux dépha-

sages effectifs attendus donnés par l'équation 2.7. Aux fréquences de battement adoptées, cette erreur doit être inférieure à $\pi\lambda_2/\lambda_F = 9^\circ$ pour pouvoir calculer le nombre de λ dans la distance effective. La Figure 4.26a donne cette erreur sur le déphasage. Pour la plupart des distances balayées, l'erreur sur $\Delta\varphi$ est inférieure à 9° . Par contre, pour quelques distances cette erreur dépasse les 9° et par conséquent les nombres de longueur d'onde à la fréquence 868.3MHz ou à la fréquence 915MHz calculés à partir de l'équation 2.5 sont estimés avec une erreur de $\pm 1, \pm 2 \dots$. La Figure 4.26b montre le nombre de longueur d'onde, calculé et théorique, inclus dans le trajet aller-retour à la fréquence 868.3MHz. Le nombre calculé diffère de ± 1 quand la condition sur l'erreur sur $\Delta\varphi$ n'est pas respectée.

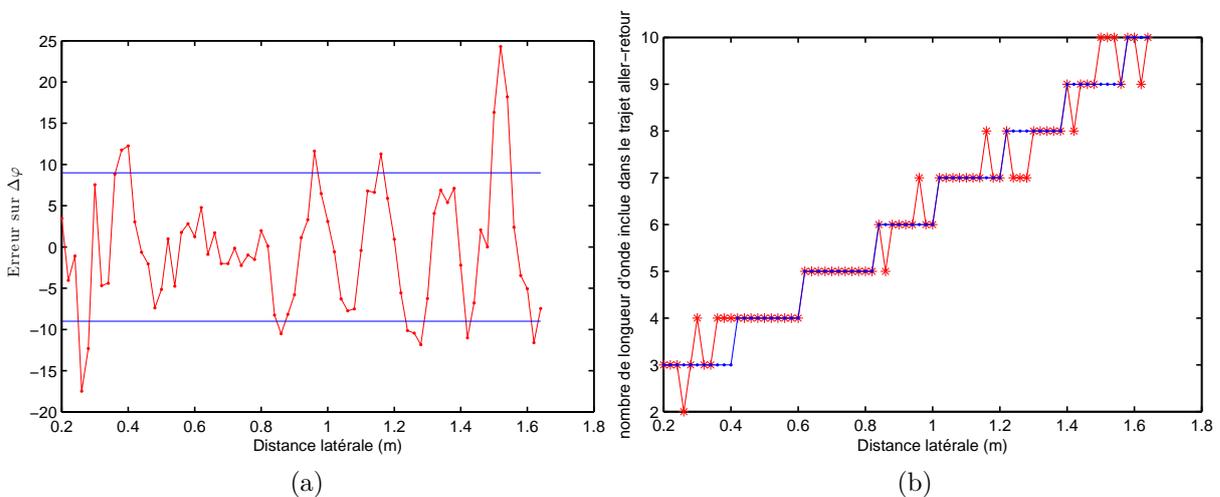


FIGURE 4.26 – (a) Erreur sur $\Delta\varphi$ la différence de déphasage mesuré et théorique aux fréquences 868.3MHz et 915 MHz (rouge, point). Les lignes bleues représentent les limites de l'erreur acceptable. (b) Nombre de longueurs d'onde inclus dans le trajet aller-retour calculé (rouge, étoile) et théorique (bleu, point) à la fréquence de 868.3 MHz.

Après avoir calculé les valeurs de n_1 de l'équation 2.5, on calcule la distance effective absolue avec l'équation 2.6. La Figure 4.27a présente la comparaison entre la distance effective calculée et théorique en fonction de la distance latérale. L'évaluation de l'erreur entre la distance effective calculée et théorique est donnée par la courbe rouge de la Figure 4.27b. On note que les distances tracées ici correspondent aux demi-distances effectives. En moyenne, l'erreur absolue est inférieure à 3cm pour les distances où le nombre de λ est bien estimé. Pour quelques mesures, l'erreur est augmentée d'une demi-longueur d'onde (17 cm à 868.3MHz).

Il existe une façon assez simple pour corriger les erreurs dans le cas où le nombre de λ estimé est faux. En effet, la Figure 4.27a montre qu'il y a des sauts d'environ $\lambda/2$ entre deux distances effectives consécutives calculées à chaque fois que le nombre estimé de λ est erroné (Figure 4.26b). En supposant qu'entre deux mesures consécutives, la distance effective ne peut varier d'une valeur supérieure à la moitié de la longueur d'onde, on

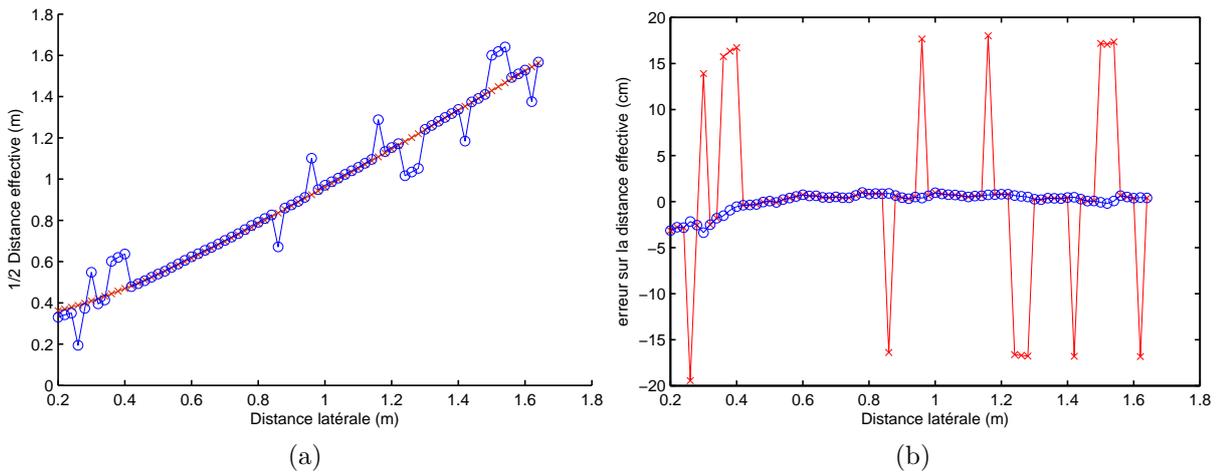


FIGURE 4.27 – (a) Comparaison entre la distance effective théorique (rouge, croix) et calculée (bleu, cercle) en fonction de la distance latérale. (b) Erreur entre la distance effective calculée : calcul brut (rouge, croix), avec suivi (bleu, cercle).

peut ajuster n_1 pour avoir une distance effective correcte. Si la différence $\Delta d_{i,i-1}$ entre deux distances consécutives calculées est supérieure à $\lambda/2$ à une tolérance ϵ près, alors la distance d_i est corrigée d'un nombre de $\lambda/2$ telle que $|\Delta d_{i,i-1}|$ soit inférieure à $\lambda/2 - \epsilon$.

L'hypothèse faite de ne pas dépasser, entre deux mesures consécutives, la moitié de la longueur d'onde est basée sur la rapidité du système de mesure. Par exemple, si la mesure de la distance prend 10 ms, la vitesse latérale maximale du véhicule, pour que cette hypothèse reste valable, est 16.4 m/s. Cette vitesse latérale maximale est tout à fait suffisante et ne peut pas être dépassée durant un déplacement latéral sauf durant un accident. Ainsi, la vitesse de mesure est également possible à atteindre vu le progrès dans les outils de calcul d'aujourd'hui, elle sera évaluée dans le chapitre 5.

Cette correction de distance effective n'a de sens que si on démarre d'une distance calculée correcte. Pour cela, une analyse préliminaire de plusieurs mesures est nécessaire pour trouver la vraie distance effective du départ. Cette analyse consiste à comparer les distances effectives calculées pour plusieurs mesures et de déduire à partir de l'existence ou non des sauts de distances la vraie distance effective de départ. Par exemple, une analyse des dix mesures qui montre le besoin d'ajuster deux ou trois distances effectives (deux ou trois mesures) pour éliminer les sauts de distances implique que les vraies distances effectives sont celles qui correspondent aux autres mesures. Par la suite, on adopte une de ces mesures et on ajuste les autres par rapport à elle.

La courbe bleue de la Figure 4.27b montre l'erreur sur la distance effective calculée après ajustement des valeurs de n_1 et en partant de la première distance effective calculée (20 cm) qui est vraie dans le cas de la mesure présentée. L'erreur obtenue est ± 3 cm sur la gamme de distances de 20 cm à 36 cm. Elle diminue à ± 1 cm à partir de la distance

latérale de 38 cm.

Enfin, la distance latérale est déduite à partir de la distance effective calculée suivant l'équation suivante :

$$d_{latérale} = \sqrt{d_{effective}^2 - 0.3^2} \quad (4.24)$$

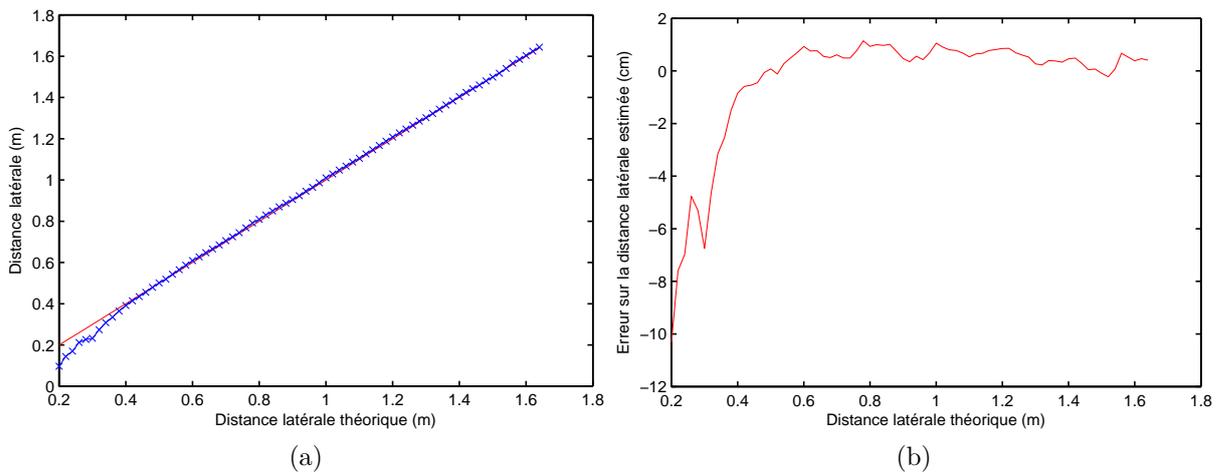


FIGURE 4.28 – (a) Comparaison entre la distance latérale calculée (courbe bleue, croix) et théorique (courbe rouge). (b) Erreur sur la distance latérale calculée.

La Figure 4.28a présente les distances latérales calculées (courbe bleue) en fonction des distances latérales théoriques (courbe rouge). L'erreur entre les distances latérales calculées et théoriques est donnée par la Figure 4.28b. À l'inverse du cas de l'erreur sur les distances effectives, l'erreur sur les distances latérales est plus importante pour les courtes distances (de 20 à 32 cm) et elle varie de 4 à 10 cm. Pour les distances plus longues (à partir de 34 cm), l'erreur est inférieure à 1 cm. On peut remarquer que, à petite distance, une erreur faible sur la distance effective entraîne automatiquement une erreur importante sur la distance latérale. D'autre part, dans cette région le transpondeur se situe dans la zone de champ proche des antennes d'émission et de réception, dans lequel l'équation de propagation n'est pas maîtrisée.

Le but de cette manipulation était de valider l'algorithme d'extraction du déphasage. L'application de cet algorithme a montré que l'erreur sur la différence de déphasage extrait est dans la limite d'erreur acceptable pour la majorité des mesures. Pour quelques mesures, cette erreur dépasse l'erreur acceptable. Néanmoins, une correction de la distance calculée est possible en suivant sa variation d'une mesure à l'autre.

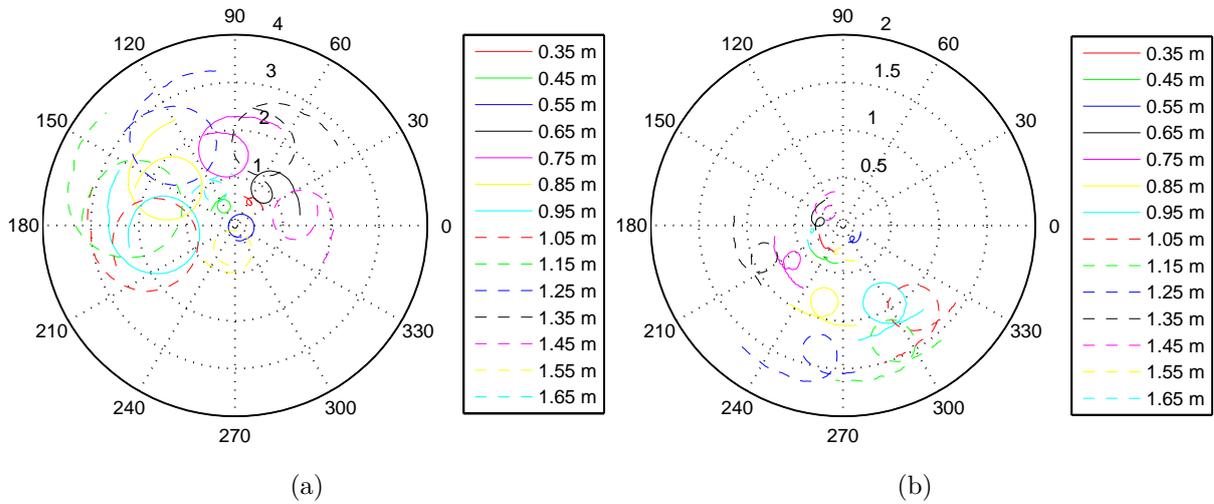


FIGURE 4.30 – Signaux reconstruits $S_{indirect/direct}$ en fonction de la position longitudinale pour une distance latérale de 63 cm : (a) Autour de 868.3 MHz, (b) Autour de 915 MHz

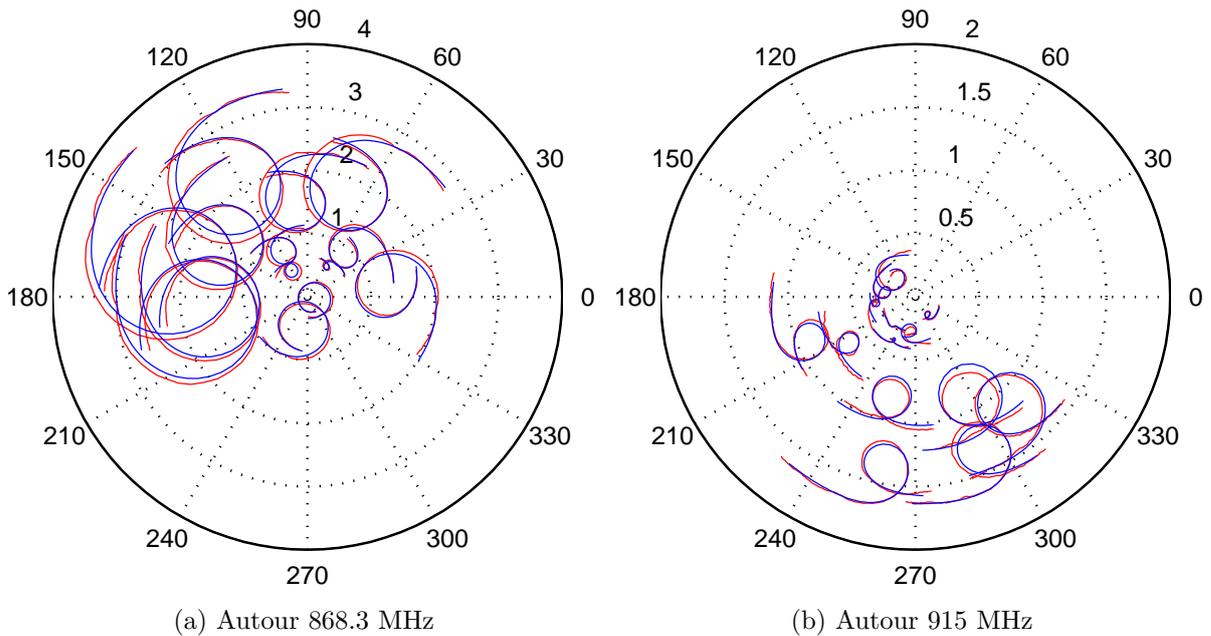


FIGURE 4.31 – Signaux optimisés (courbes bleues) des signaux reconstruits (courbes rouges) pour un déplacement longitudinal à une distance latérale de 63 cm.

La Figure 4.31 présente les signaux optimisés à partir des signaux reconstruits. La Figure montre la correspondance entre les signaux reconstruits et optimisés quelque soit la position du chariot dans le trajet longitudinal. Ceci montre que l'algorithme d'optimisation converge malgré les faibles amplitudes des signaux correspondant aux positions extrêmes. Les signaux optimisés sont la somme du signal du transpondeur et du signal de couplage optimisés.

La Figure 4.32 montre les déphasages des signaux utiles extraits (équation 4.18). Les

déphasages extraits ont la même allure que les déphasages théoriques. Néanmoins, un décalage entre ces deux déphasages est visible. Ce décalage de déphasage introduit un décalage de distance entre la vraie distance effective et la distance effective calculée. De plus, il n'est pas constant pour toutes les positions de mesure. Le décalage de distance n'est alors pas non plus constant. Par contre, l'allure de la courbe de déphasage calculé est similaire à celle théorique. Cette propriété peut aider à trouver la distance latérale correspondante.

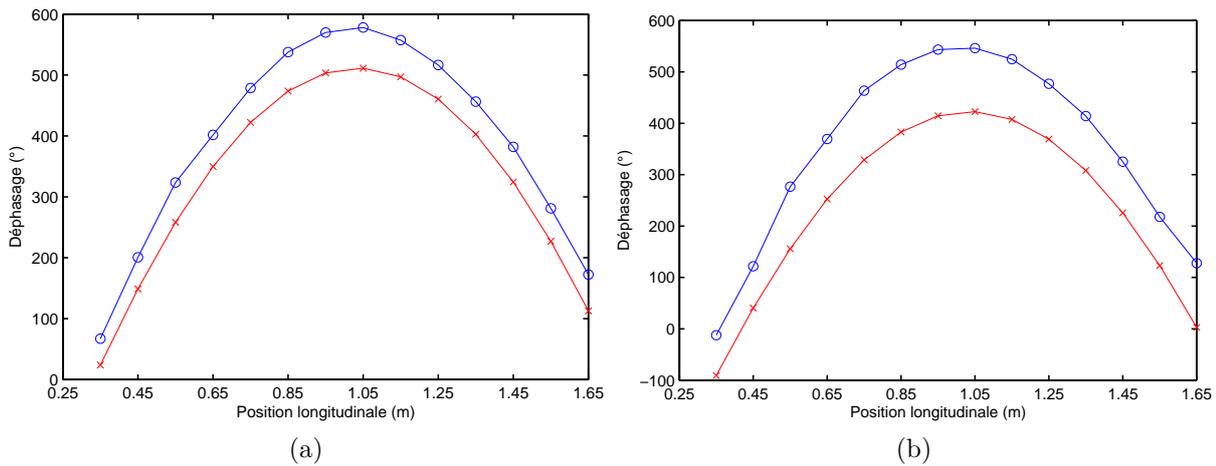


FIGURE 4.32 – Déphasage du signal utile en fonction de la position longitudinale pour une distance latérale à 63 cm. Déphasage théorique (rouge, croix), déphasage mesuré (bleu, cercle) : (a) à 868.3MHz. (b) à 915MHz.

Fixons une distance latérale de 63 cm. La courbe verte de la Figure 4.33 donne les distances effectives calculées à partir de l'équation 2.6. Par comparaison avec la courbe théorique présentée en rouge, la distance calculée présente des sauts en fonction de la position longitudinale. Ceci, comme vu auparavant, est dû à l'erreur dans l'estimation du nombre de λ contenu dans la distance effective. Pour remédier à ce problème, la technique de suivi est utilisée de nouveau pour annuler les sauts importants des distances d'une mesure à l'autre, mais cette fois suivant le déplacement longitudinal.

La détection d'une variation de distance calculée de plus d'une longueur d'onde (pour le trajet aller-retour) entre deux mesures successives dont leur différence de déplacement longitudinal est de 10 cm permet de déduire l'existence d'une erreur sur la variation de la distance effective calculée. En prenant la première position du chariot comme référence, on corrige les variations des distances calculées qui sont au delà de la longueur d'onde ($\lambda = 34.5$ cm). La raison pour laquelle cette correction est valide est que pour un déplacement longitudinal de 10 cm, la distance effective ne change pas d'une valeur plus grande que longueur d'onde, et cela quelque soit la distance latérale.

Après correction, on obtient la courbe bleue de la Figure 4.33 qui représente la distance effective avec suivi en fonction de déplacement longitudinal. Dans cette Figure, le suivi a

été fait en partant du première point. Si on avait choisit le second point, on aurait obtenu une autre courbe parallèle à la première. Plus généralement, quelque soit le point de départ, toutes les courbes obtenues avec suivi sont parallèles. La courbe bleue n'est qu'une translation de la courbe rouge (distance effective théorique) suivant l'axe des ordonnées.

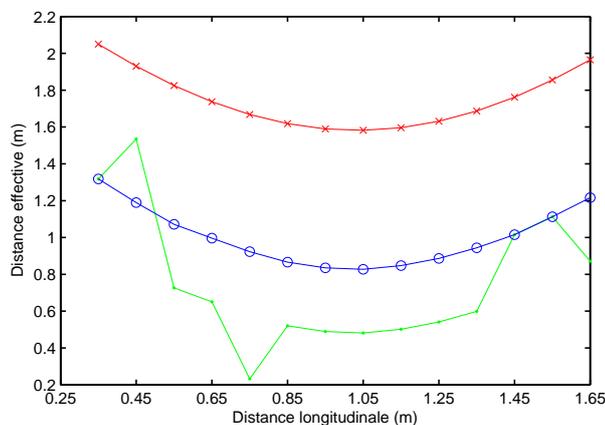


FIGURE 4.33 – Distances effectives calculées en fonction du déplacement longitudinal : Distance théorique (rouge, croix), Distance calculée (vert, point), Distance calculée avec suivi (bleu, cercle).

La Figure 4.19 montre que la distance effective présente une courbure qui ne dépend que de la distance latérale. Cette propriété de courbure particulière va être utilisée pour déduire la distance latérale. Lorsque la courbe de distance effective théorique est parallèle à la courbe de distance calculée, la valeur de la distance latérale utilisée pour son calcul est alors une bonne estimation.

Pour trouver la distance latérale, on recherche la courbe de la distance effective théorique à partir de celle de la distance effective calculée. À cause de la courbure particulière de la courbe de la distance effective recherchée, cette courbe est située à un écart h de la courbe mesurée comme le montre la Figure 4.34.

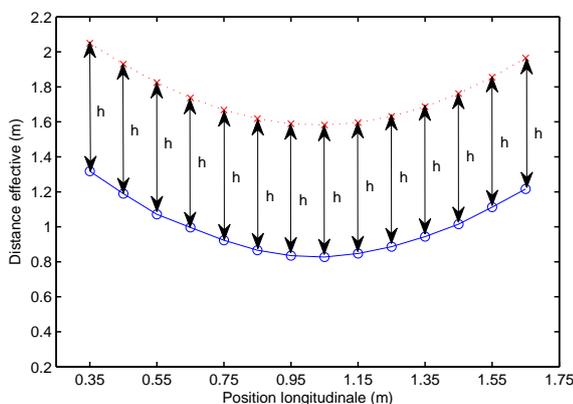


FIGURE 4.34 – Distance effective mesurée avec suivi (bleu, cercle) et distance effective théorique recherchée (rouge pointillé, croix).

Dans le repère de la Figure 4.29, on suppose que le transpondeur est fixe et il a comme coordonnées (x_t, y_t, Z) . L'antenne d'émission se déplace suivant l'axe de y et elle a, à la position i du déplacement longitudinal, les coordonnées $(0, y_{tx}^i, Z)$. L'antenne de réception étant décalée de l'antenne d'émission de 60cm suivant l'axe y , elle a comme coordonnées $(0, y_{tx}^i + 0.6, Z)$. On suppose que pour la première mesure de la série des mesures longitudinales, l'origine du repère (xyz) est confondue avec l'antenne d'émission. L'équation de la distance effective théorique à la position i du chariot durant le déplacement longitudinal est alors :

$$d_{\text{effective théorique}}^i = \sqrt{x_t^2 + (y_{tx}^i - y_t)^2} + \sqrt{x_t^2 + (y_{tx}^i + 0.6 - y_t)^2} \quad (4.25)$$

Dans cette équation, il y a deux termes inconnus. Le premier terme est x_t qui représente la valeur de la distance latérale recherchée et qui est constant quelque soit la position longitudinale des antennes. Le deuxième terme inconnu est $(y_{tx}^i - y_t)$ qui s'incrémente de 10cm à chaque mesure et dont on ne connaît pas la valeur initiale. L'équation 4.25 se réécrit en fonction des inconnus : x_t et y_t (y_t est la position du transpondeur suivant l'axe y pour la première mesure longitudinale ($i = 0$)) :

$$d_{\text{effective théorique}}^i = \sqrt{x_t^2 + (y_t - 0.1 \times i)^2} + \sqrt{x_t^2 + (y_t + 0.6 - 0.1 \times i)^2} \quad (4.26)$$

On note que le pas de 10cm est pris pour faciliter les manipulations et les mesures. Un pas quelconque et même un pas variable pourrait être valable pour le raisonnement qui suit. L'important pour l'algorithme de calcul est de connaître la valeur du déplacement longitudinal entre deux mesures successives, ce qui est tout à fait possible en connaissant la vitesse du véhicule et les instants des mesures.

Notons h la différence inconnue entre la distance effective calculée avec suivi à la position i ($d_{\text{effective suivi}}^i$) et la distance effective théorique à la même position ($d_{\text{effective théorique}}^i$). La recherche des valeurs optimales de x_t et y_t de l'équation 4.26 se fait en minimisant l'écart-type σ de la différence entre les distances effectives calculées et celles théoriques pour l'ensemble des 14 mesures longitudinales. Pour ce faire, on définit la fonction de coût suivante à minimiser :

$$F3_{\text{coût}} = \sigma \left(d_{\text{effective suivi}}^i - d_{\text{effective théorique}}^i \right) \quad (4.27)$$

Par minimisation cette fonction de coût, on cherche une valeur constante de h quel que soit le numéro de la mesure. Il existe un seul couple (x_t, y_t) qui minimise cette fonction. En effet, une erreur sur la valeur de x_t produit une courbe de distance effective ayant une

courbure différente que celle calculée, ce qui augmente la valeur de la fonction de coût (Figure 4.35a). De même une erreur sur la valeur de y_t , décale horizontalement la courbe théorique et donc augmente rapidement la valeur de la fonction de coût (Figure 4.35b).

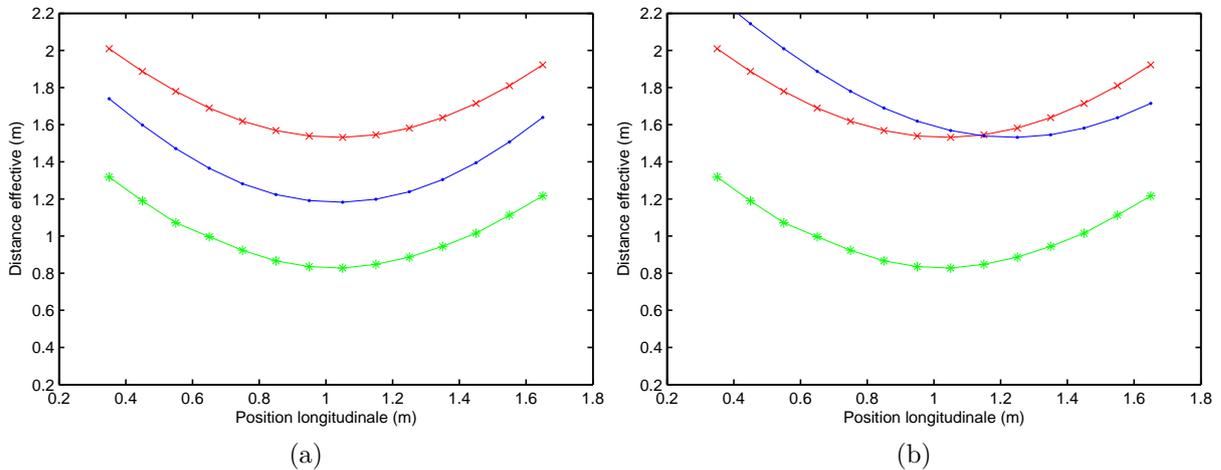


FIGURE 4.35 – Influence d’une fausse estimation des valeurs de x_t et y_t : (a) Erreur sur x_t : courbe mesurée à $x_t = 63$ cm (Vert, étoile), courbe théorique à $x_t = 63$ cm (rouge, croix), courbe théorique à $x_t = 40$ cm (bleu, point). (b) Erreur sur y_t : courbe mesurée à $y_t = 1$ m (Vert, étoile), courbe théorique à $y_t = 1$ m (rouge, croix), courbe théorique à $y_t = 1.2$ m (bleu, point).

La Figure 4.36 montre le résultat de l’algorithme d’optimisation appliqué à l’ensemble des 14 mesures longitudinales à une distance latérale de 63 cm (valeurs théoriques : $x_t = 63$ cm et $y_t = 100$ cm). La courbe bleue (cercle) donne les distances effectives avec suivi calculées à partir de la méthode de battement. À partir de cette courbe, la recherche des inconnus x_t et y_t de l’équation 4.26 en minimisant la fonction de coût 4.27 donne $x_t = 62.56$ cm et $y_t = 100.08$ cm. Les courbes rouge (croix) et verte (point) présentent respectivement l’évaluation de l’équation 4.26 pour les valeurs théoriques et optimisées des deux inconnus. Pour le cas traité, les deux courbes se superposent et la fonction de coût qui représente l’écart-type des décalages entre la courbe bleue (cercle) et la courbe verte (point) aux positions longitudinales des mesures est de 0.49 cm. L’écart-type recherché représente la fluctuation des valeurs de h autour de sa valeur moyenne. Plus l’écart-type est petit plus on est sûr que l’optimisation a convergé vers une courbe optimisée des distances effectives parallèle à la courbe mesurée et que cette courbe optimisée représente la vraie courbe des distances effectives.

La Figure 4.37a représente l’erreur entre la distance latérale théorique et celle optimisée à partir des mesures longitudinales pour des distances latérales entre 9 et 141 cm. L’erreur est importante dans la gamme des distances latérales courtes entre 9 et 25 cm. L’algorithme d’optimisation ne converge pas dans cette gamme des distances latérales. De 25 à 49 cm, l’erreur est inférieure à 10 cm. Elle diminue à moins de 4 cm au delà de 49 cm. La fonction de

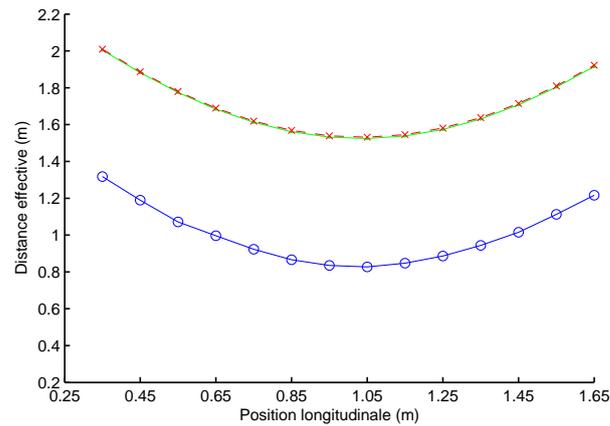


FIGURE 4.36 – Exemple de la recherche de la vraie distance effective : Distance effective mesurée avec suivi (bleu, cercle), distance effective théorique recherchée (rouge pointillé, croix), Distance effective optimisée (vert, point).

coût correspondante à ces trois gammes de distances (Figure 4.37b), est bien représentative de l'erreur sur la distance. La fiabilité de chaque distance latérale optimisée est bien liée à la valeur de la fonction de coût. Ainsi, on peut fixer une limite de fiabilité à partir de laquelle on décide si la distance latérale optimisée est vraie ou erronée. D'après la Figure 4.37b, une fonction de coût inférieure à 2 cm donne une erreur sur la distance latérale inférieure à 10 cm.

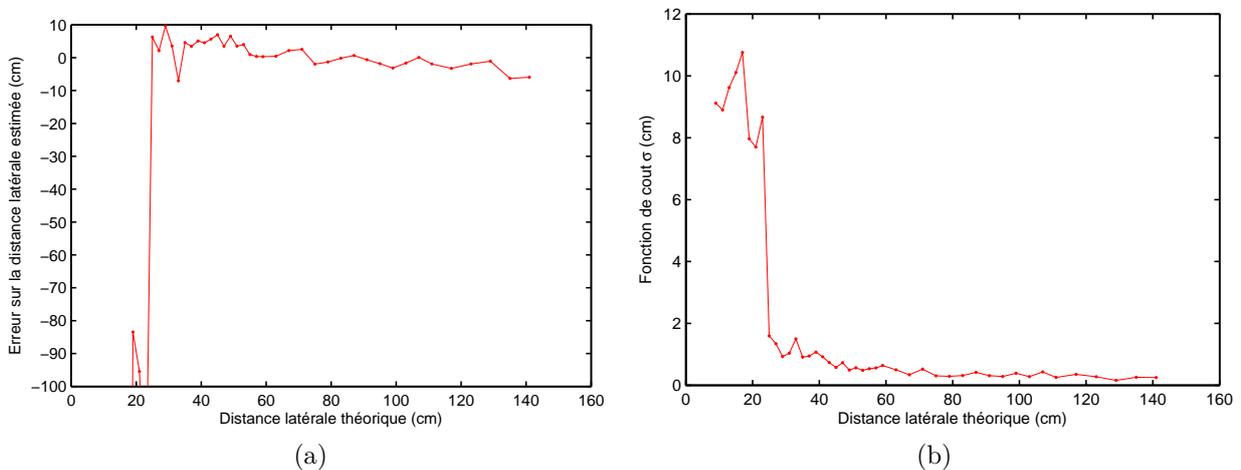


FIGURE 4.37 – (a) Erreur sur la distance latérale estimée. (b) Évaluation de la fonction de coût (σ).

Comme dans le cas du déplacement latéral, l'erreur sur la distance latérale estimée pour les distances courtes est toujours importante. Ceci est probablement dû à la propagation en champs proche des ondes électromagnétiques entre les antennes du chariot et le transpondeur. Le modèle proposé du signal mesuré repose sur la supposition que le déphasage varie proportionnellement à la distance parcourue par l'onde. Cette supposition est valide dans la zone de champ lointain des antennes et du transpondeur où l'onde est localement

plane, ce qui n'est pas le cas pour les distances très proches.

Dans les deux manipulations présentées, le transpondeur est à la même hauteur que les antennes du chariot puisque l'antenne dipôle demi-onde utilisée pour le transpondeur ne peut pas être mise directement sur le sol à cause de l'effet image expliqué dans la section 3.2.2.1. Pour le dispositif final, le transpondeur sera mis directement sur le sol, et par conséquent la distance minimale entre les antennes du véhicule et le transpondeur, dans le cas d'une distance latérale nulle, sera égale à la hauteur de ces antennes par rapport au sol. Pour limiter l'effet précédent pour les distances courtes, il conviendra de choisir une hauteur supérieure à la limite du champ lointain et qui est égale à $2D^2/\lambda$ [48] où D représente la dimension maximale de l'antenne d'émission. Cette antenne a la dimension la plus importante parmi les trois antennes utilisées : l'antenne d'émission, l'antenne de réception et l'antenne du transpondeur. Dans la configuration des antennes utilisées, cette hauteur doit être égale à 52 cm, ce qui est admissible.

Chapitre 5

Étude de paramètres

Dans le chapitre 4, les mesures présentées ont été faites en utilisant un transpondeur avec une antenne demi-onde. Ces mesures ont permis de valider l'ensemble des étapes de traitement des signaux mesurés et le calcul de la distance latérale absolue suivant deux scénarios de déplacement. Pour une application réelle du système, ce type d'antenne pour le transpondeur ne convient pas. Dans ce chapitre, on présente les résultats de mesures faites avec un transpondeur comportant une antenne planaire étroite et déphasée, introduite dans le chapitre 3. Ensuite, une étude de l'influence de la vitesse du véhicule sur les mesures et particulièrement l'effet Doppler est présentée.

5.1 Mesures avec transpondeur planaire

Après avoir validé le fonctionnement du système de positionnement développé et les différentes étapes de traitement de signal jusqu'au calcul de la distance latérale avec une erreur très raisonnable pour les distances latérales supérieures à la limite du champ proche, un transpondeur intégrable dans la chaussée est testé. Le transpondeur avec une antenne planaire déphasée présentée dans la partie 3.2.2.2 est utilisé dans cette manipulation.

On étudie ici le déplacement latéral en déplaçant le transpondeur latéralement tout en gardant le chariot fixe en milieu extérieur. Les antennes d'émission et de réception sont mises à une hauteur de 50cm du sol. Le transpondeur est placé sur la chaussée dans leur plan médian. La gamme de distance latérale s'étend de 0 à 110cm avec un pas de 2cm. La distance entre les antennes d'émission et de réception est de 60cm. La Figure 5.1 présente le protocole expérimental de la manipulation. La distance effective varie dans ce cas suivant l'équation :

$$d_{effective} = \sqrt{d_{latérale}^2 + 0.3^2 + 0.5^2} \quad (5.1)$$

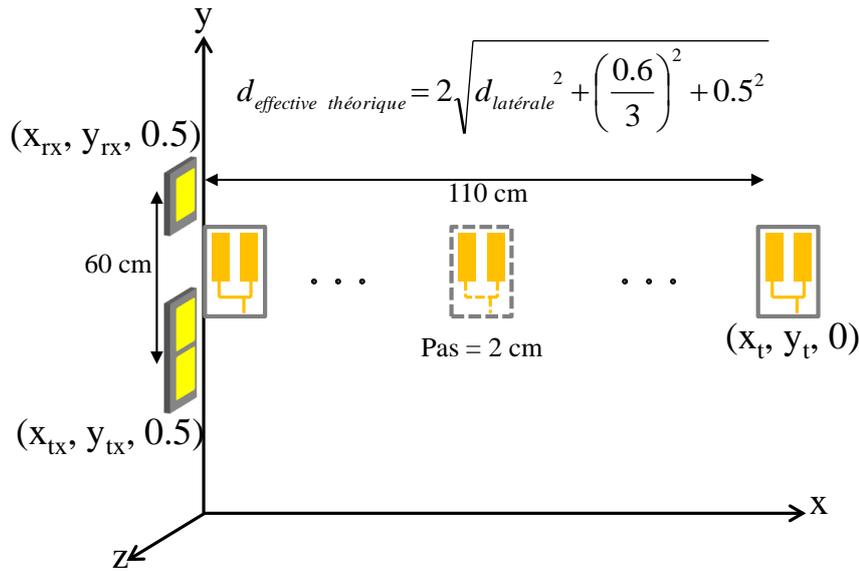


FIGURE 5.1 – Manipulation pour le déplacement latéral utilisant un transpondeur planaire.

La Figure 5.2a montre les signaux reconstruits $S_{\text{indirect/direct}}$ autour de la fréquence de 868.3 MHz pour une distance latérale allant de 30 à 50 cm. Comme dans le cas d'un transpondeur avec une antenne dipôle demi-onde, les signaux sont distribués d'une manière circulaire autour du signal de couplage. Par contre, pour un même pas de déplacement (2 cm), les signaux obtenus avec le transpondeur dipôle sont plus loin les uns des autres que dans ce cas. Cela peut être expliqué par le fait que le gain de l'antenne planaire déphasée utilisée dans cette manipulation ($G = -1$ dBi) est plus petit que celui de l'antenne demi-onde ($G = 2.3$ dBi). Ce faible gain rend le signal du transpondeur planaire plus faible que le signal du transpondeur avec l'antenne demi-onde. Le signal du transpondeur comparé au signal de couplage est donc moins important, ce qui explique le rapprochement des signaux entre eux autour du signal de couplage.

La Figure 5.2b montre les signaux optimisés après la deuxième optimisation des quelques signaux reconstruits. L'algorithme d'optimisation converge et réussit à séparer les signaux mesurés en deux signaux suivant le modèle adopté précédemment.

La Figure 5.3a présente les signaux du transpondeur extraits des signaux optimisés. En comparant ces signaux avec ceux obtenus de la même manipulation mais avec le transpondeur équipé d'une antenne demi-onde (Figure 5.3b), pour les mêmes distances latérales et la même puissance émise, on constate que l'amplitude des signaux du transpondeur planaire est plus faible. Ceci est tout à fait en accord avec le faible gain du transpondeur à antenne planaire.

La méthode de calcul de la distance effective avec suivi pour la détection des sauts de

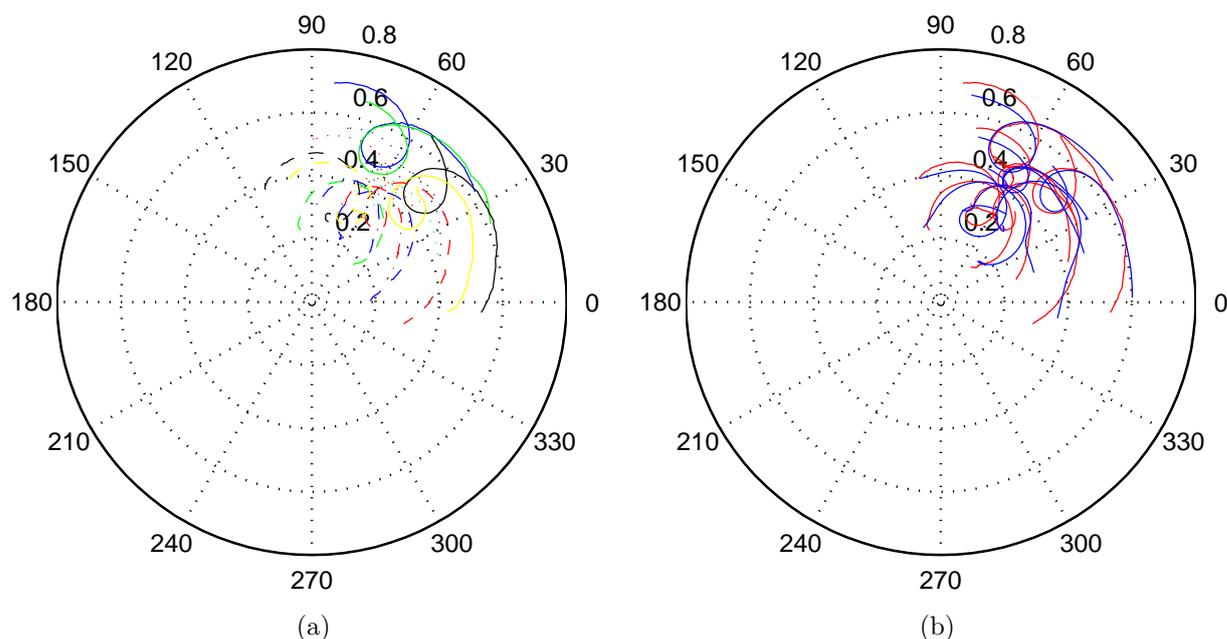


FIGURE 5.2 – (a) Signaux reconstruits $S_{indirect/direct}$ pour une distance latérale de 50 à 80cm autour de 868.3MHz. Le pas du déplacement est de 2 cm. (b) Signaux optimisés (courbes bleues) de quelques signaux reconstruits (courbes rouges) autour de 868.3MHz. Le pas du déplacement est de 2 cm mais pour plus de clarté un pas sur deux est affiché.

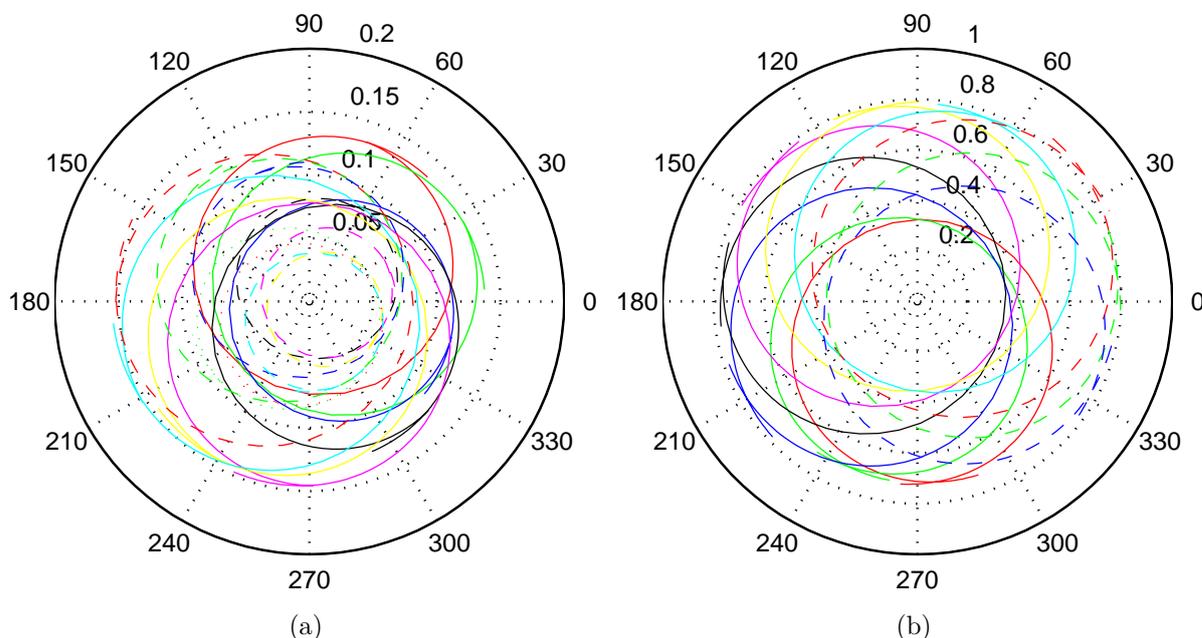


FIGURE 5.3 – Signal du transpondeur extrait autour de 868.3MHz. La distance latérale est de 50 à 80cm et le pas du déplacement est de 2 cm : (a) avec le transpondeur planaire. (b) avec le transpondeur à l'antenne demi-onde.

distances pour le déplacement latéral est appliquée. La Figure 5.4a présente une comparaison entre la distance effective théorique et celle calculée avec le suivi en fonction de

la distance latérale. L'erreur sur la distance effective calculée est donnée par la Figure 5.4b. L'erreur est comprise entre ± 4 cm pour les distances latérales allant jusqu'à 1 m. Elle dérive à partir de cette distance.

La gamme de distance mesurée s'arrête à 110 cm car à partir de cette distance et au delà, le signal mesuré présente une signature de résonateur très faible. Le signal mesuré correspond au signal de couplage seul et l'algorithme d'extraction du signal du transpondeur ne réussit pas à extraire l'information utile.

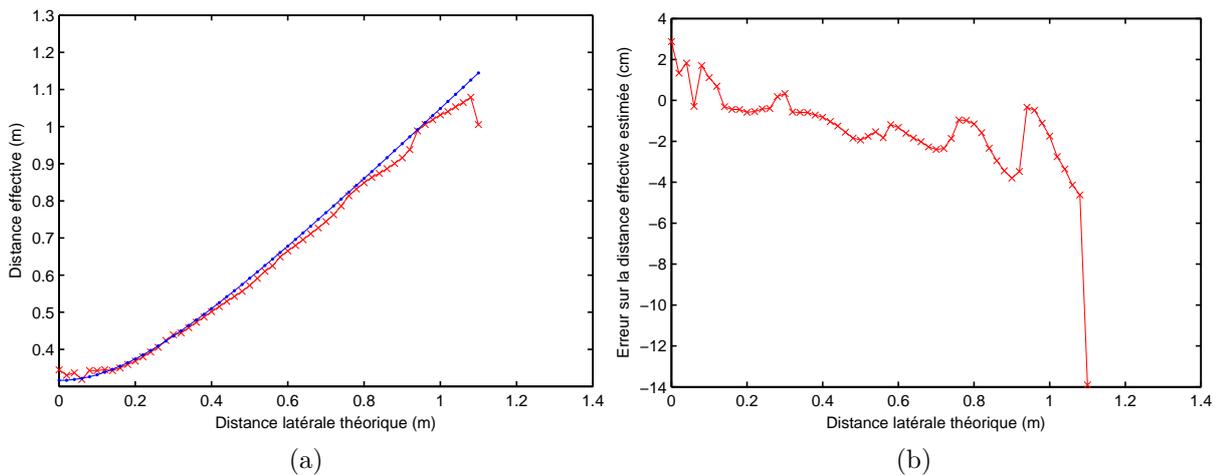


FIGURE 5.4 – (a) Comparaison entre la distance effective calculée (courbe rouge, croix) et théorique (courbe bleu, point) en fonction de la distance latérale. (b) Erreur entre la distance effective calculée et la distance théorique.

La Figure 5.5a présente la comparaison entre la distance latérale théorique et celle calculée après avoir transformé la distance effective en distance latérale. L'erreur sur la distance latérale calculée est donnée par la Figure 5.5b. Elle est comprise entre ± 3 cm pour les distances latérales de 10 à 86 cm. Pour les courtes distances ($d_{latérale} < 10$ cm) et les longues distances ($d_{latérale} > 86$ cm), cette erreur est de l'ordre de 7 cm.

Par comparaison avec l'erreur sur les courtes distances en utilisant un transpondeur à antenne filaire (Figure 4.28a), on trouve que l'erreur est plus faible pour les distances de 20 à 34 cm à ± 3 cm. L'erreur reste importante pour les très courtes distances.

Le signal mesuré pour les courtes distances est faible à cause du faible gain des antennes d'émission et de réception dans la direction perpendiculaire au sol (90° de la direction du gain maximum). De même, pour les longues distances, le signal mesuré est faible à cause du faible gain de l'antenne planaire du transpondeur dont le maximum de rayonnement n'est pas assez incliné vers l'horizontale (cf. Figure 3.19b). La faiblesse du signal mesuré explique l'augmentation de l'erreur sur la distance estimée pour ces gammes des distances latérales.

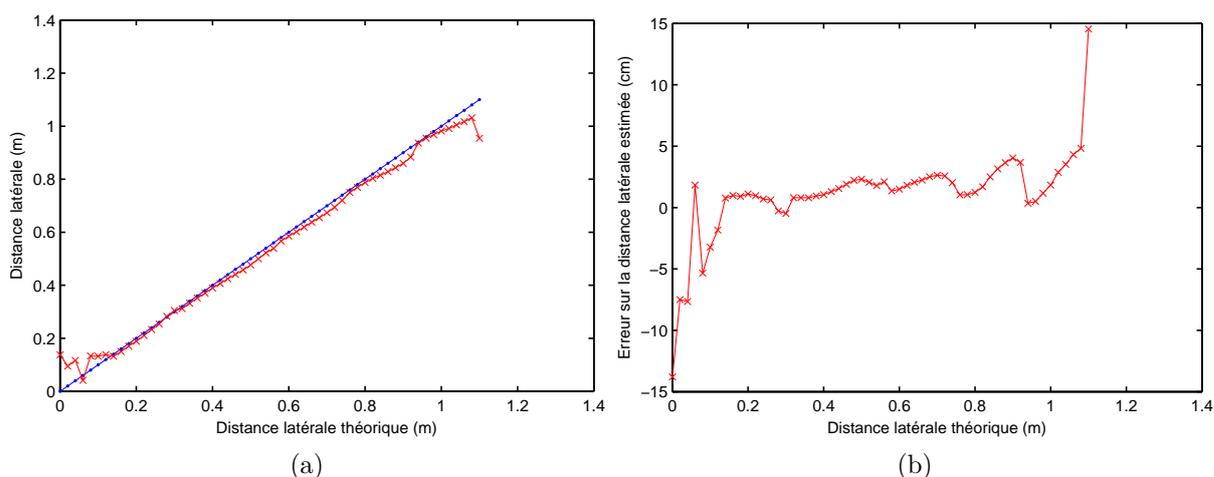


FIGURE 5.5 – (a) Comparaison entre la distance latérale calculée (courbe rouge, croix) et théorique (courbe bleu, point). (b) Erreur sur la distance latérale calculée.

Un essai sur l'étude du déplacement longitudinal n'a pas abouti à de bons résultats. En effet, les signaux mesurés aux positions extrêmes du début et de la fin de déplacement comportent des signatures très faibles, ce qui rend l'extraction du signal du transpondeur très difficile. La Figure 5.6 montre une comparaison entre les signaux mesurés durant un déplacement longitudinal à une même distance latérale (66 cm) pour un transpondeur à antenne filaire (Figure 5.6a) et un transpondeur à antenne planaire (Figure 5.6b). Les signatures sont très marquées avec l'antenne filaire quelle que soit la position alors que dans le cas de l'antenne planaire, elles ne sont reconnaissables que lorsque le transpondeur est quasiment en face des antennes d'émission-réception.

Pour améliorer le système, il faudra diminuer les pertes dans l'antenne planaire en utilisant par exemple un substrat de meilleure qualité, et modifier le diagramme de rayonnement afin qu'il soit plus incliné vers le véhicule. En d'autres termes, il faudra développer une antenne disposée sur le sol, et possédant un gain plus élevé dans les direction utiles. Une antenne dipôle magnétique pourrait être une autre option.

5.2 Influence de la vitesse du véhicule

Les mesures présentées dans ce mémoire sont faites en statique. Le facteur vitesse n'est pas pris en compte. Or, lors de l'utilisation du système de positionnement dans un véhicule réel, sa vitesse jouera à plusieurs niveaux. Par exemple, la durée de mesure acceptable dépend de la vitesse du véhicule. La durée de mesure doit en effet être suffisamment courte pour que la distance effective mesurée ne varie pas trop pendant la mesure. Le second point à considérer est le décalage de fréquence dû à l'effet Doppler lié à la vitesse du

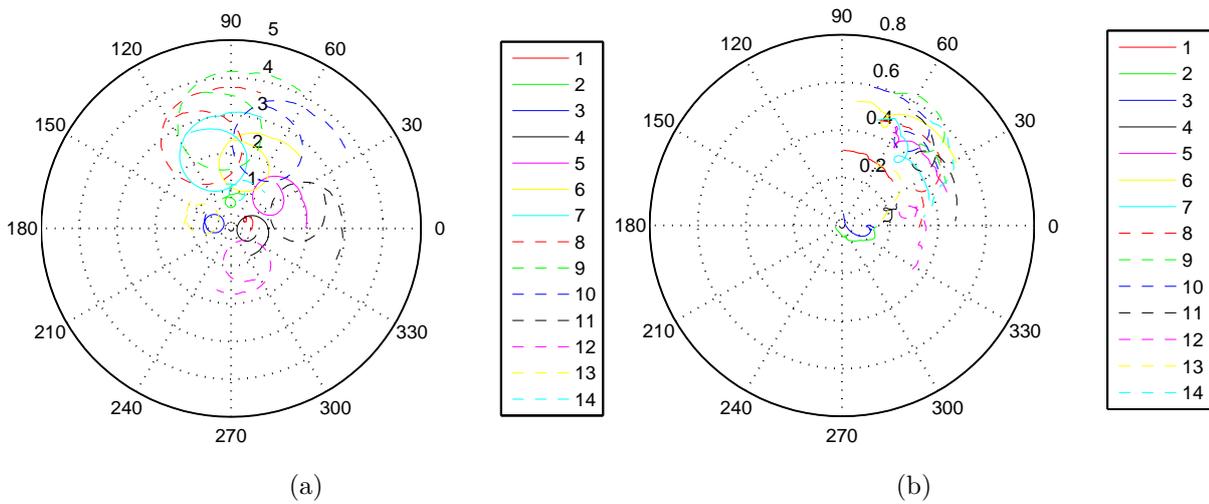


FIGURE 5.6 – Signaux mesurés durant un déplacement longitudinal à une distance latérale de 66 cm : (a) un transpondeur filaire. (b) transpondeur planaire.

véhicule par rapport au transpondeur fixe. Dans cette section, on étudie théoriquement ces deux effets en évaluant l'influence de la vitesse sur la précision de l'estimation de la distance latérale.

5.2.1 Durée de mesure

On appelle durée de mesure le temps nécessaire pour mesurer et échantillonner les 101 fréquences dans les deux bandes de fréquences. Avec le système actuel, cette durée de mesure vaut 3 secondes. Le contrôleur utilisé, comportant la carte de commande numérique et la carte d'acquisition, exécute un programme séquentiel qui contrôle la carte de commande pour changer les fréquences des cartes RF et OL, puis il contrôle la carte d'acquisition pour échantillonner le signal reçu. Cette opération est faite 101 fois durant une mesure. À chaque fois le programme fait appel à un mode d'opération pour contrôler la carte de commande puis à un autre mode d'opération pour contrôler la carte d'acquisition. Un mode d'opération correspond à une méthode de communication entre le programme et la carte d'entrée/sortie. Comme les deux cartes utilisées fonctionnent à deux fréquences de rafraîchissement différentes, il n'est pas possible d'utiliser un seul mode d'opération pour les deux. Pour cela, le programme commence et arrête les deux modes d'opérations 101 fois ce qui ralentit l'exécution du programme. Le système final optimisé pourra opérer beaucoup plus vite.

La vitesse maximale permise sur les autoroutes est $V_{max} = 130 \text{ km/h}$, soit 36 m/s . La distance maximale parcourue durant une mesure est égale à $d_{max} = t_{mesure} \times V_{max}$. Avec le système actuel, la distance parcourue vaut donc 108 m ce qui est beaucoup trop important.

Pendant une mesure le véhicule communiquerait avec plusieurs transpondeurs, ce qui d'après les méthodes développées, ne convient pas car le véhicule doit faire plusieurs mesures avec le même transpondeur pour pouvoir calculer la distance latérale. Il est donc nécessaire de diminuer fortement la durée de mesure.

Distance maximale parcourue pendant une mesure

La distance maximale parcourue pendant une mesure impose, en prenant le cas extrême de la vitesse maximale, la durée maximale de mesure que le système doit respecter pour que l'erreur sur la distance soit faible. Une simulation d'un déplacement pendant la mesure est faite pour déterminer cette distance.

On rappelle qu'une mesure de distance effective consiste à mesurer aux 101 fréquences la réponse du transpondeur. Jusqu'à présent la mesure en ces 101 fréquences était faite à la même position. Dans cette simulation, on tiendra compte du déplacement du véhicule en prenant une position différente à chaque fréquence. Ainsi, si la mesure commence à une position longitudinale y_0 pour la première fréquence f_1 , la position longitudinale sera $y_0 + x/100$ pour la fréquence f_2 , $y_0 + 2x/100$ pour la fréquence f_3 et ainsi de suite jusqu'à la fréquence f_{101} qui sera mesurée à la position $y_0 + x$, x correspond au déplacement longitudinal durant l'émission et la réception d'une seule fréquence. Ensuite, on applique l'algorithme d'extraction de la distance effective. Le procédé est reproduit pour 14 valeurs de y_0 différentes espacées de 10 cm de manière à pouvoir calculer ensuite la distance latérale suivant le procédé expliqué au chapitre 4 (4.4.3). Le but de tout cela est de déterminer la valeur maximale de x tout en conservant un taux d'erreur acceptable sur la distance latérale.

La Figure 5.7a présente la distance latérale estimée en fonction de la distance latérale théorique pour les valeurs de x allant de 0 à 5 cm et la Figure 5.7b présente l'erreur entre la distance estimée et celle théorique pour les mêmes valeurs de x . La courbe rouge (points) correspond au cas idéal où le déplacement est nul durant la mesure. Dans ce cas, les distances sont estimées avec une erreur nulle. En se référant à cette courbe, on constate que l'erreur sur les distances estimées augmente avec l'augmentation de la valeur de x . Cette erreur est plus importante aux distances courtes qu'aux distances longues. La simulation montre qu'une distance parcourue de $x = 2$ cm pendant la mesure induit une erreur inférieure à 3 cm pour les distances supérieures à 25 cm.

Les Figures 5.8a et 5.8b comparent les signaux simulés pour un déplacement longitudinal à une distance latérale de 50 cm pour $x = 0$ cm et $x = 2$ cm. Pour la même position longitudinale (même numéro), le signal diffère légèrement. Cela est plus marqué aux po-

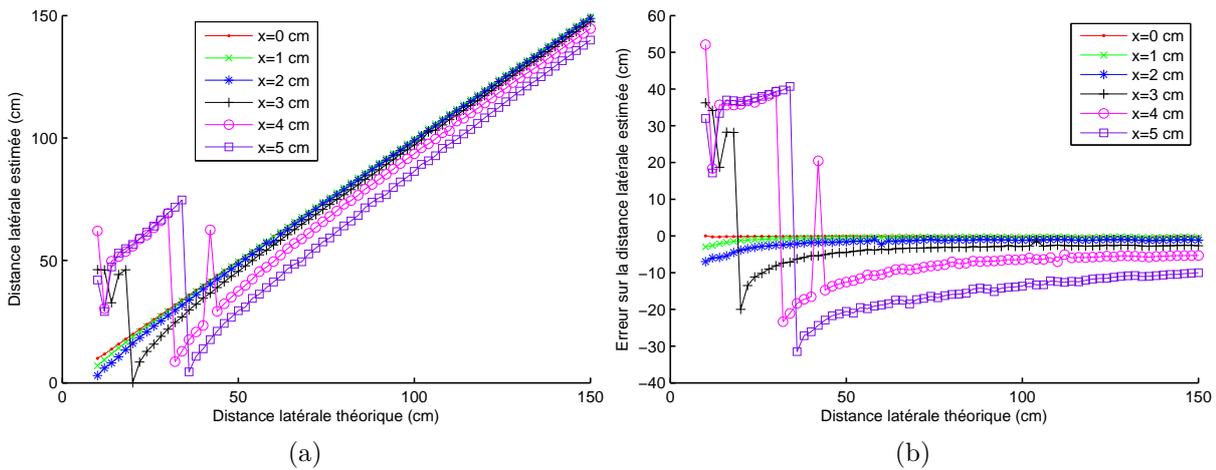


FIGURE 5.7 – (a) Distance latérale estimée en fonction de la distance latérale théorique pour différentes valeurs de x . (b) erreur sur la distance latérale estimée pour différentes valeurs de x .

sitions extrêmes qu'aux positions où le transpondeur est entre les antennes d'émission et de réception (6, 7, 8, 9).

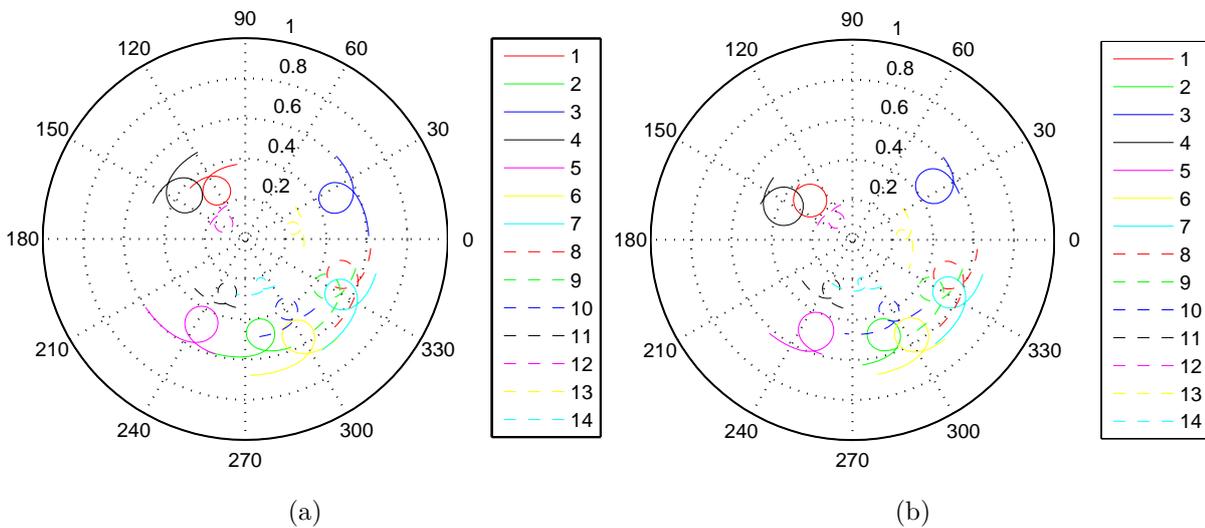


FIGURE 5.8 – Comparaison entre les signaux simulés en 14 positions longitudinales à une distance latérale de 50 cm : (a) $x = 0$ cm. (b) $x = 2$ cm.

En conclusion, on considère qu'un déplacement de 2 cm pendant la mesure ne dégrade pas significativement l'estimation de la distance.

Durée de mesure demandé

La durée de mesure maximale pour un bon fonctionnement du système se calcule à partir de la distance parcourue acceptable déterminée ci-dessus (2cm). En prenant la vitesse

maximale permise, le temps maximal de mesure vaut donc $t_{mesure} = 0.55$ ms. Le balayage de 101 fréquences ainsi que l'acquisition des signaux doivent se faire pendant ces 0.55 ms.

En admettant que l'électronique dédiée soit capable d'une telle performance, réfléchissons à ce qu'il faut modifier dans le système.

Suivant la procédure suivie durant la mesure, un signal est émis, à une fréquence f_i , pour une durée déterminée afin qu'il puisse être échantillonné à la fréquence intermédiaire. La fréquence intermédiaire actuelle vaut 10kHz et la durée d'acquisition du signal à cette fréquence est actuellement 0.5ms, ce qui correspond à 5 périodes. Cette durée ne peut être réduite sans détériorer les performances en termes de mesure de phase.

Si on ne veut pas dégrader la mesure de la phase, tout en diminuant la durée de mesure, il faut augmenter la fréquence intermédiaire. On peut par exemple retenir une fréquence de 10MHz, ce qui permettrait d'acquérir 5 périodes du signal en $0.5\mu s$. La durée d'échantillonnage total pour une mesure de la distance effective est $101 \times 0.5\mu s = 50.5\mu s$, qui est très petit par rapport à la durée de mesure maximale demandée de 0.55ms. Le reste de la durée est dédié aux changements de fréquence. Pour cela, il faut des oscillateurs capables de changer leur fréquence en quelques microsecondes, ce qui est parfaitement faisable de nos jours comme par exemple dans les téléphones DECT (téléphones sans fil d'intérieur) qui possède une agilité de fréquence très importante qui se traduit par un changement de fréquence toutes les quelques microsecondes.

Les synthétiseurs¹ utilisés dans le prototype développé sont capables de changer leur fréquence de sortie toutes les $8\mu s$, ce qui nécessite 0.8 ms pour balayer les 101 fréquences. Pour réduire cette durée tout en gardant les mêmes synthétiseurs, on peut par exemple diminuer les nombres des fréquences échantillonnées autour de chacune de deux fréquences centrales des résonateurs ou également on peut utiliser plusieurs synthétiseurs et alterner leur fonctionnement : un synthétiseur émet et les autres changent leur fréquence.

5.2.2 Effet Doppler

Un autre phénomène lié à la vitesse du véhicule est le décalage de fréquence entre l'émission et la réception. C'est l'effet Doppler. Lors de l'émission d'une onde vers un récepteur, la fréquence de l'onde à la réception change si la source et le récepteur sont en mouvement relatif.

Dans cette partie, on étudie le décalage fréquentiel pour les trajets aller et retour du signal entre les antennes d'émission et de réception et le transpondeur. Ensuite on évalue, par

1. ADF4151

simulation, l'influence de l'effet Doppler sur la méthode de calcul de la distance latérale durant un déplacement longitudinal.

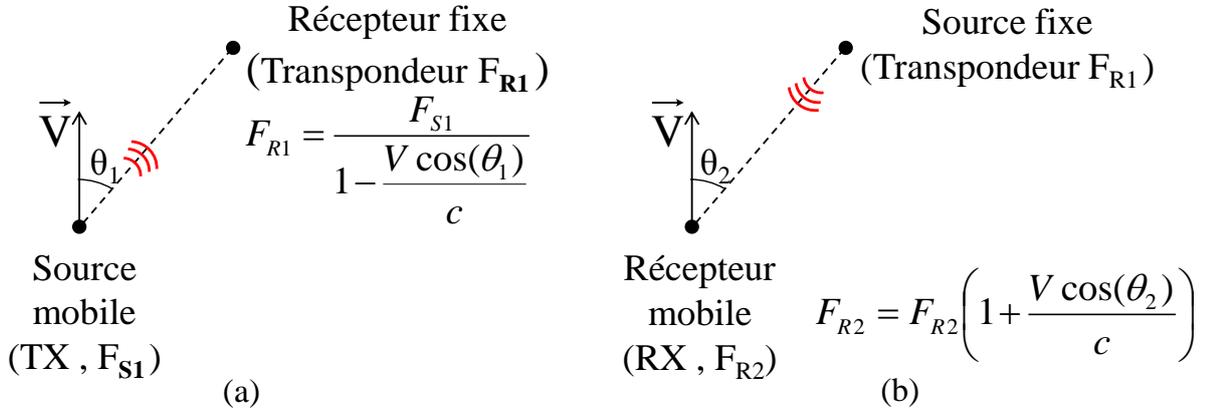


FIGURE 5.9 – Les deux cas d'émission-réception dans le système développé : (a) L'antenne d'émission TX comme source. (b) Le transpondeur comme source.

La Figure 5.9 présente les deux cas d'émission-réception dans le système de positionnement développé. Premièrement, l'antenne d'émission TX mobile à la vitesse V émet une onde à la fréquence f_{s1} vers le transpondeur fixe faisant un angle θ_1 entre le sens de déplacement de l'antenne d'émission et la direction TX-transpondeur. La fréquence f_{r1} de l'onde reçue par le transpondeur est égale à :

$$f_{r1} = \frac{f_{s1}}{1 - \frac{V \cos(\theta_1)}{c}} \quad (5.2)$$

À son tour, le transpondeur réémet cette onde vers l'antenne de réception RX faisant un angle θ_2 entre le sens de déplacement de l'antenne de réception et la direction RX-transpondeur. Sa fréquence f_{r2} au niveau de l'antenne de réception vaut :

$$f_{r2} = f_{r1} \left(1 + \frac{V \cos(\theta_2)}{c} \right) = f_{s1} \left(\frac{1 + \frac{V \cos(\theta_2)}{c}}{1 - \frac{V \cos(\theta_1)}{c}} \right) \quad (5.3)$$

$$\alpha = \frac{1 + \frac{V \cos(\theta_2)}{c}}{1 - \frac{V \cos(\theta_1)}{c}}$$

L'équation 5.3 montre que la fréquence en réception est multipliée par le coefficient α . À une vitesse et un angle donnés, plus la fréquence émise par l'antenne d'émission est grande

plus le décalage l'est aussi. Pour évaluer ce décalage fréquentielle, on s'intéresse à la plus haute fréquence utilisée de 916 MHz du système (cas extrême). La Figure 5.10 présente le décalage fréquentiel du signal reçu (signal du transpondeur) en fonction du déplacement latéral pour différentes valeurs de la distance latérale avec une vitesse de déplacement de 144 km/h, soit 40 m/s. Cette vitesse est retenue dans la simulation pour prendre une marge au delà de la vitesse maximale permise (36 m/s). On constate que l'effet Doppler est plus important pour les distances latérales courtes où les angles θ_1 et θ_2 sont petits. De même, le décalage fréquentielle s'annule quand les antennes passent en face du transpondeur. Le décalage fréquentielle maximal, pour une vitesse donnée, s'obtient quand les antennes d'émission, de réception et du transpondeur sont alignées longitudinalement le long de la route (distance latérale nulle, $\theta = 0$). À la vitesse de 144 km/h, ce décalage égal à $\Delta f_{max} = \pm 215 \text{ Hz}$.

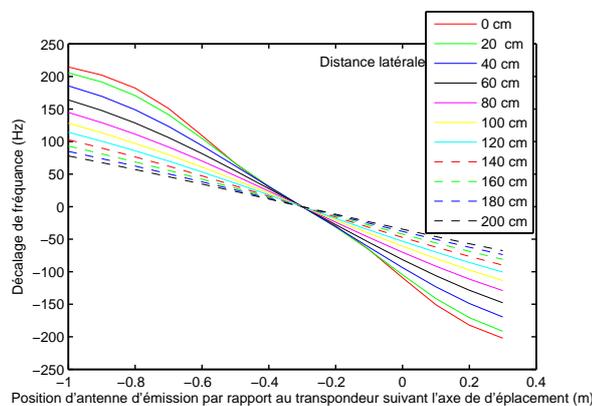


FIGURE 5.10 – Décalage fréquentiel du signal reçu ($f_{\text{émise}} = 916 \text{ MHz}$) en fonction du déplacement latéral pour différentes valeurs de la distance latérale avec une vitesse de déplacement de 144 km/h.

Selon le modèle développé pour le système, le signal mesuré contient, outre le signal du transpondeur, le signal de couplage. Ce dernier arrive à l'antenne de réception sans décalage fréquentielle puisque les deux antennes d'émission et de réception ont la même vitesse. De ce fait, le signal échantillonné, après le mélange du signal mesuré avec l'oscillateur local, contient deux composantes spectrales principales : une composante à 10 kHz venant du signal de couplage et une autre à $10 \text{ kHz} + \Delta f$.

Pour prédire l'efficacité des différentes étapes du traitement du signal subit par les signaux échantillonnés dans une vraie mesure, une simulation d'un déplacement longitudinal est faite en introduisant l'effet Doppler. L'idée de la simulation est de créer, pour chaque position longitudinale et à chaque fréquence émise, un signal temporel échantillonné puis d'effectuer les mêmes étapes de traitement que celles suivies dans le cas d'une mesure réelle.

Dans cette simulation, le modèle du signal de couplage n'est pas changé. Ce signal est

alors échantillonné avec une fréquence d'échantillonnage de 250kHz sur cinq périodes après avoir été transposé à la fréquence intermédiaire à 10kHz.

$$S_{couplage} = G_{couplage} \times \exp\left(j\frac{-2\pi f d_{TxRx}}{c}\right) \times \exp\left(j\frac{-2\pi f L_{total}}{c}\right) \times \exp(-j2\pi \times 10\text{kHz} \times t) \quad (5.4)$$

Le changement principal est au niveau du signal du transpondeur. Le signal émis doit passer par deux changements de fréquence avant la réception.

$$S_{transpondeur} = G_{direct} \times \exp\left(\frac{-j2\pi f d_{effective}}{c}\right) \times S_{11} \times \exp\left(j\frac{-2\pi f L_{total}}{c}\right) \times \exp(-j2\pi f t) \quad (5.5)$$

L'équation 5.5 est divisée en trois parties :

$$\begin{aligned} S_{transpondeur} &= G_{direct} \times S_{11} && \text{Gain multiplié par le coefficient } S_{11} \\ &\times \exp\left(j\frac{-2\pi f L_{total}/2}{c}\right) && \text{Propagation aller dans le cable} \\ &\times \exp\left(j\frac{-2\pi\alpha_1 f d_{aller}}{c}\right) && \text{Propagation aller vers le transpondeur} \\ &\times \exp\left(j\frac{-2\pi\alpha_2 f d_{retour}}{c}\right) && \text{Propagation retour vers RX} \\ &\times \exp\left(j\frac{-2\pi\alpha_2 f L_{total}/2}{c}\right) && \text{Propagation retour vers dans le cable} \\ &\times \exp(-j2\pi\alpha_2 f t) && \end{aligned} \quad (5.6)$$

La fréquence finale du signal est $\alpha_2 f$. Pour échantillonner ce signal, on le mélange avec un autre à la fréquence $f + 10\text{kHz}$. La fréquence intermédiaire retenue est alors $10\text{kHz} + f(1 - \alpha_2)$. Cette fréquence est comprise comme on l'a déjà montré dans la gamme de $10\text{kHz} \pm 215\text{Hz}$. L'échantillonnage est alors fait aux mêmes instants que l'échantillonnage du signal de couplage. Par addition de ces deux signaux, on obtient le signal mesuré (échantillonné) à la fréquence f émise.

La Figure 5.11 montre les deux signaux échantillonnés à la fréquence intermédiaire dont un signal est échantillonné à une vitesse nulle et l'autre à une vitesse longitudinale de 144km/s à une distance latérale de 40cm. La position longitudinale de la mesure est la première (la position extrême) avec laquelle l'effet Doppler est plus important (θ_1 et θ_2 les

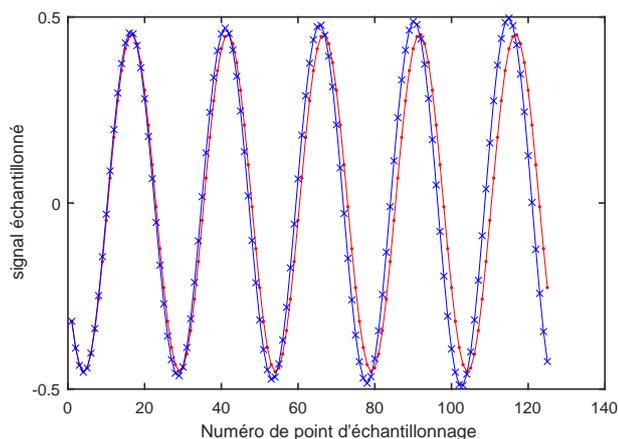


FIGURE 5.11 – Comparaison entre un signal échantillonné à 10kHz avec une vitesse nulle (rouge, point) et un autre à la vitesse de 144km/s (bleu, croix).

plus petits). La fréquence du signal émis est 916 MHz. La Figure montre l'existence d'un décalage entre ces deux signaux dû à la légère différence de leur fréquence intermédiaire.

Les différentes étapes de traitement du signal (reconstruction du signal échantillonné, extraction du signal utile par optimisation et calcul de la distance latérale à partir du déplacement longitudinal) sont appliquées pour différentes distances latérales et en imposant ou non un déplacement de 2cm durant la mesure à une position longitudinale donnée.

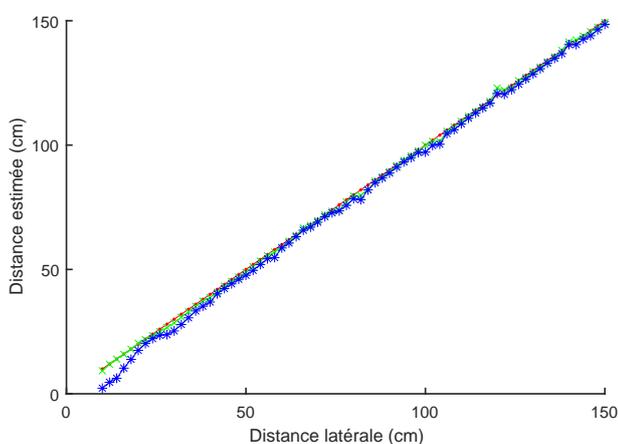


FIGURE 5.12 – Distance latérale estimée à la vitesse de 144km/h à partir des signaux échantillonnés simulés : Distance théorique (rouge, point), déplacement nul pendant la mesure (vert, croix), déplacement de 2cm pendant la mesure (bleu, étoile).

La Figure 5.12 présente les résultats obtenus à une vitesse de 144km/s. Sans déplacement pendant la mesure, les distances estimées sont obtenues avec une erreur qui ne dépasse pas 1 cm. Avec le déplacement de 2 cm, l'erreur augmente pour les distance latérales courtes comme dans le cas où la vitesse est nulle. On peut conclure de cette simulation que l'effet Doppler n'influe pas sur l'efficacité de la méthode du traitement. Enfin, pour une fréquence intermédiaire éventuelle de 10MHz pour une durée de mesure de 0.55 ms, l'écart

de déphasage dû au décalage fréquentiel créé par l'effet Doppler est beaucoup moins visible et donc le procédure de traitement est toujours fiable.

Conclusion et perspectives

Les sorties de route involontaires constituent une cause majeure d'accidents mortels. Le renforcement de la sécurité routière est un but de l'union européenne qui a fixé en 2010 un objectif visant à diviser par deux le nombre d'accidents mortels en 2020. Une des solutions potentielles est de développer des systèmes de positionnement des véhicules qui permettent d'alerter le conducteur d'une situation dangereuse imminente ou de corriger automatiquement la trajectoire de son véhicule. Les véhicules autonomes et les véhicules intelligents sont ainsi des sujets de recherche actuellement très actifs, un système de positionnement performant étant un élément majeur pour la sécurité des automobilistes.

Le travail effectué dans le cadre de cette thèse a consisté à concevoir et à développer un système de positionnement latéral pour un véhicule dans sa voie de circulation. Le système développé est du type coopératif véhicule-infrastructure. Il utilise une interaction de type hyperfréquence entre un émetteur-récepteur embarqué dans le véhicule et des capteurs passifs (transpondeurs) intégrés dans la chaussée entre les différentes voies de circulation. La méthode des différences de déphasages d'arrivée (PDoA) est utilisée pour déterminer la distance latérale qui sépare le véhicule et les transpondeurs.

L'étude bibliographique du chapitre 1 portant sur les systèmes de positionnement de véhicules existants a montré qu'il existe deux types de systèmes : les systèmes autonomes et les systèmes coopératifs. Les systèmes autonomes, comme la géolocalisation par satellites, la détection par caméra ou par lidar des lignes blanches, sont capables de positionner un véhicule sans recourir à une infrastructure spécifique. Néanmoins, ils présentent des limitations et ils ne peuvent pas fournir d'informations fiables dans toutes les circonstances, climatiques notamment. Les systèmes coopératifs, qui nécessitent des infrastructures spécifiques dans la chaussée comme les systèmes de guidage magnétique et les systèmes avec tags RFID, sont plus fiables et sont complémentaires des systèmes autonomes dans les cas où ces derniers échouent. Les recherches actuelles tendent vers la fusion des données des différents systèmes de positionnement afin d'obtenir un positionnement aussi fiable que possible en toutes circonstances environnementales et climatiques.

Les aspects théoriques de la méthode de calcul de la distance latérale et le schéma fonctionnel du système développé ont été présentés dans le chapitre 2. La différence des dépha-

sages d'arrivée entre deux signaux de fréquences différentes permet de déterminer le trajet parcouru par ces signaux sur des distances supérieures à ce que permettrait chacun des signaux seuls (battement entre deux fréquences). Le choix de la fréquence de battement est de 46.7 MHz résultant de la différence entre les deux fréquences émises : 868.3 MHz et 915 MHz. L'erreur maximale acceptable d'extraction des déphasages est de 9° . Les deux parties du système, la partie embarquée dans le véhicule et la partie à intégrer dans la chaussée, sont illustrées à l'aide d'un schéma fonctionnel. La première partie est constituée d'une chaîne hyperfréquence d'émission et de réception contrôlée par un contrôleur. La partie intégrée dans la chaussée consiste en un transpondeur passif formé d'une antenne et de deux résonateurs à ondes acoustiques de surface qui assurent l'ajout des signatures aux signaux réfléchis par le transpondeur. Le mode de fonctionnement du système est basé sur un balayage fréquentiel sur une largeur de 2 MHz autour des deux fréquences choisies en émission suivi d'une conversion vers une basse fréquence intermédiaire de 10 kHz en réception. À la fin du chapitre, la notion de distance effective qui représente le vrai trajet parcouru par les signaux de l'antenne d'émission à l'antenne de réception en passant par le transpondeur est introduite ainsi que sa relation avec la distance latérale recherchée.

Dans le chapitre 3, la réalisation du prototype du système est présentée. Les différents éléments du schéma fonctionnel du système sont détaillés. L'étude du type d'antennes d'émission et de réception a montré l'intérêt d'utiliser des antennes planaires pour respecter les contraintes d'intégration dans les véhicules avec un rayonnement orienté vers l'extérieur du véhicule et un faible coût. Les résultats de la caractérisation des antennes sont présentés, notamment le coefficient de réflexion et le diagramme de rayonnement autour de leur fréquence centrale. Ces résultats montrent une bonne adaptation des antennes dans les bandes de fréquences émises. Ensuite, le transpondeur utilisé est expliqué. Les coefficients de réflexions mesurés des résonateurs intégrant les transpondeurs sont présentés. Ils montrent la variation rapide de l'amplitude et du déphasage autour de la fréquence centrale de chacun de deux résonateur. Cette variation rapide correspond à la signature du transpondeur dans le signal réfléchi permettant de le distinguer des autres sources dans l'étape de traitement du signal. Pour valider le principe de fonctionnement du transpondeur et des algorithmes décrits, une antenne dipôle demi-onde a été utilisée dans un premier temps en raison de la connaissance parfaite de ses caractéristiques. Une autre antenne planaire pour le transpondeur a ensuite été étudiée. Elle consiste en une antenne réseau à deux éléments alimentés avec un déphasage pour dévier son diagramme de rayonnement. Chaque élément est une antenne planaire simple à largeur étroite (4 cm) pour avoir une largeur totale de l'antenne de transpondeur compatible avec la largeur d'une bande blanche de marquage au sol. Le gain de cette antenne est de -1 dBi et est orienté à 30° par rapport à la verticale. Cela illustre une implémentation possible des transpondeurs dans la chaussée.

Le chapitre 4 est consacré à la modélisation de la réponse du système et aux mesures expérimentales. Un modèle a été élaboré pour décrire les différentes composantes du signal reçu. Ces composantes sont le signal réfléchi par le transpondeur et le signal de couplage entre les antennes d'émission et de réception. Ce modèle se réduit à la détermination de cinq paramètres qui représentent les gains et les déphasages de ces signaux reçus. Ensuite les étapes du traitement du signal sont explicitées. En premier lieu, le protocole d'échantillonnage du signal consiste à échantillonner cinq périodes de la fréquence intermédiaire (10 kHz) après conversion du signal reçu à cette fréquence. Ensuite, le signal échantillonné est reconstitué en deux étapes : (1) par filtrage à l'aide d'un filtre numérique à réponse impulsionnelle finie (RIF) centré à la fréquence de 10 kHz, (2) par optimisation entre le signal filtré et sa forme théorique pour calculer l'amplitude et le déphasage de ce signal. L'étape suivante du traitement consiste à exploiter les signatures ajoutées par les résonateurs intégrés dans le transpondeur pour extraire le signal du transpondeur. Pour ce faire, une optimisation entre le modèle du signal et le signal mesuré permet de déterminer les cinq paramètres du modèle et de déduire le signal utile dû uniquement à la propagation des ondes entre les antennes et le transpondeur. C'est à partir de ce signal utile qu'on détermine les déphasages utilisés dans le calcul final de la distance latérale.

Une simulation du modèle théorique de la réponse du système est alors effectuée pour prévoir le comportement de la réponse du système en fonction du déplacement du véhicule par rapport au transpondeur. Deux scénarios sont examinés : un déplacement latéral dans lequel le transpondeur s'éloigne des antennes embarquées dans le véhicule et un déplacement longitudinal dans lequel les antennes se déplacent parallèlement au transpondeur pour une distance latérale fixe. Cette simulation a permis d'évaluer la variation des signaux mesurés en fonction de la position du transpondeur par rapport aux antennes afin de la comparer avec les mesures et ce pour valider le modèle théorique du signal reçu.

À la fin de ce chapitre 4, les mesures expérimentales sont présentées dans le but de valider le fonctionnement du système en milieu extérieur selon les mêmes scénarios que ceux simulés. Le positionnement à partir d'un déplacement latéral a permis de valider les étapes du traitement du signal, les déphasages extraits ainsi que la marge d'erreur. Celle-ci est inférieure à la limite des 9° dans presque la totalité des cas. Néanmoins, pour quelques mesures l'erreur sur les déphasages dépasse la limite des 9° . Dans ces cas, une méthode de suivi des distances latérales estimées permet de corriger l'erreur produite sur la distance. Cette méthode consiste à détecter les sauts de distance de plus de $\lambda/2$ entre deux mesures et de corriger l'erreur produite. Ceci est très efficace car les erreurs sont rares en comparaison avec les mesures conformes, il est donc très facile de les détecter dès lors que l'on dispose de plusieurs mesures. Enfin, l'application de la méthode du calcul de la distance latérale suite à un déplacement longitudinal des antennes a montré le besoin d'introduire une méthode de calcul spécifique. En effet, en profitant de l'unicité

de la variation de la distance effective en fonction du déplacement longitudinal pour une distance latérale fixe, on peut en déduire directement cette distance latérale. L'erreur d'extraction de la distance latérale absolue dans les deux scénarios ne dépasse pas ± 4 cm.

Le chapitre 5 est dédié à l'étude de quelques problématiques pouvant créer des difficultés dans l'exploitation finale du système. Tout d'abord, les mesures avec le transpondeur planaire introduit dans le chapitre 3 sont présentées. Elles montrent un bon positionnement en déplacement latéral avec une erreur maximale de ± 3 cm. Ensuite l'influence de la vitesse du véhicule est abordée sous deux aspects : (1) la durée de mesure et (2) l'effet Doppler. La simulation d'un déplacement longitudinal avec la vitesse maximale permise (130 km/h) pour un véhicule a montré que le déplacement local maximal pendant une mesure ne doit pas dépasser 2 cm pour que l'erreur sur la distance reste acceptable, ce qui nécessite une durée de mesure maximale de 0.55 ms. La simulation de la variation de fréquence du signal reçu lié à l'effet Doppler n'a montré aucune influence sur les résultats de l'estimation de la distance latérale.

Le travail effectué durant cette thèse a permis de tester et de valider l'approche proposée de positionnement d'un véhicule par interaction électromagnétique véhicule/route dans un environnement extérieur non protégé. Néanmoins pour aller plus loin vers une implémentation réelle du système, plusieurs points restent encore à valider et plusieurs améliorations pourraient être ajoutées.

Pour poursuivre ce travail, de nombreux détails techniques restent à améliorer et à ajuster suivant les besoins fonctionnels du système pour pouvoir l'installer dans un véhicule et dans la route et le tester en condition réelle. Plusieurs idées pourraient être également testées pour élargir les informations fournies par le système autre que la position latérale.

En ce qui concerne les améliorations techniques, un travail supplémentaire sur l'antenne planaire du transpondeur est nécessaire pour optimiser son efficacité. L'antenne planaire développée dans ce travail présente un très faible gain (autour de -1 dBi), ce qui a rendu la détection du signal du transpondeur difficile surtout pour un déplacement longitudinal. Pour ce faire, il faudra tester de nouveaux substrats avec de très faibles pertes et de nouvelles structures planaires. L'utilisation d'antennes dipôle magnétique plutôt qu'électrique mérite également d'être testée.

La deuxième amélioration technique est la réduction de la durée de mesure. Une mesure en utilisant le prototype actuel nécessite 3 secondes. Or, les simulations effectuées dans le chapitre 5 montrent qu'il faut une durée de mesure de 0.55 ms maximum. Pour cela, il faut tout d'abord augmenter la fréquence intermédiaire de 10 kHz à 10 MHz pour diminuer le temps d'échantillonnage et utiliser un microcontrôleur capable de gérer l'opération de commande des cartes RF et OL en parallèle avec l'opération d'échantillonnage, ce qui

n'est pas le cas avec le contrôleur actuel. L'objectif de 0.55 ms n'est cependant pas une contrainte technique actuelle. Il faut aussi utiliser un logiciel de traitement approprié. Dans le cadre de cette thèse, on a utilisé Matlab pour des raisons pratiques, mais au détriment de la rapidité.

Une troisième amélioration technique est d'utiliser en émission un amplificateur de puissance à gain variable pour augmenter le signal émis dans les cas où le transpondeur n'est pas en face des antennes d'émission. De même, l'utilisation d'un amplificateur faible bruit (LNA) en réception permettra d'améliorer le niveau du signal reçu et de compenser une limitation éventuelle de la puissance d'émission.

Une quatrième amélioration serait de ne prendre qu'une fréquence de résonance et de se servir du suivi pour lever l'ambiguïté sur la distance absolue.

Enfin, pour ne pas limiter le système à un seul rôle de positionnement de véhicule, d'autres fonctions peuvent être affectées au système. Par exemple en changeant légèrement les fréquences de résonance des résonateurs et en détectant ces changements, on peut coder de nombreuses informations liées à chaque route comme la vitesse maximale, les changements obligatoires de voie...

Bibliographie

- [1] “ERTICO ITS Europe,” "<http://www.ertico.com>", [Consulté le 02/02/2017]. 1
- [2] “ITS America,” "<http://www.itsa.org/>", [Consulté le 02/02/2017]. 1
- [3] “ITS Japan,” "<http://www.its-jp.org/english/>", [Consulté le 02/02/2017]. 2
- [4] “European Commission, Road fatalities target in the EU since 2001,” "http://ec.europa.eu/transport/road_safety/sites/roadsafety/files/pdf/observatory/historical_evol.pdf", [Consulté le 02/02/2017]. 2
- [5] “National Highway Traffic Safety Administration, 2014 Motor Vehicle Crashes : Overview,” "<https://crashstats.nhtsa.dot.gov/Api/Public/ViewPublication/812246>", [Consulté le 02/02/2017]. 2
- [6] “Securite Routiere, Bilan de la sécurité routière 2015,” "<http://www.securite-routiere.gouv.fr/la-securite-routiere/l-observatoire-national-interministeriel-de-la-securite-routiere/accidentalite-routiere/bilans-annuels>", [Consulté le 02/02/2017]. 2
- [7] “Conception d’un système électromagnétique coopératif estimant la position latérale d’un véhicule sur sa voie pour une application d’aide à la conduite, thèse de doctorat, université de pierre et marie curie, 2013.” 3
- [8] “Science Education through Earth Observation for High Schools, Satellite Navigation with GPS,” "<http://www.seos-project.eu/modules/GPS/GPS-c01-p03.html>", year = , note = "[Consulté le 02/02/2017]". 7
- [9] A. Bar Hillel, R. Lerner, D. Levi, and G. Raz, “Recent progress in road and lane detection : a survey,” *Machine Vision and Applications*, vol. 25, no. 3, pp. 727–745, Apr. 2014. [Online]. Available : <http://link.springer.com/10.1007/s00138-011-0404-2> 8, 9, 11
- [10] “Grundprinzip des dgps,” "http://www.toralf-schumann.de/html/dgps_prz.html", year = , note = "[Consulté le 02/02/2017]". 9
- [11] C. Bila, F. Sivrikaya, M. A. Khan, and S. Albayrak, “Vehicles of the Future : A Survey of Research on Safety Issues,” *IEEE Transactions on Intelligent Transportation Systems*, pp. 1–20, 2016. [Online]. Available : <http://ieeexplore.ieee.org/document/7559813/> 10, 11

- [12] X. Hu, F. S. A. Rodriguez, and A. Gepperth, "A multi-modal system for road detection and segmentation," in *2014 IEEE Intelligent Vehicles Symposium Proceedings*. IEEE, 2014, pp. 1365–1370. [Online]. Available : http://ieeexplore.ieee.org/xpls/abs_all.jsp?arnumber=6856466 10
- [13] J. M. l. Alvarez and A. M. Lopez, "Road Detection Based on Illuminant Invariance," *IEEE Transactions on Intelligent Transportation Systems*, vol. 12, no. 1, pp. 184–193, Mar. 2011. [Online]. Available : <http://ieeexplore.ieee.org/document/5594640/> 10
- [14] T. Scharwachter, M. Schuler, and U. Franke, "Visual guard rail detection for advanced highway assistance systems," in *2014 IEEE Intelligent Vehicles Symposium Proceedings*. IEEE, 2014, pp. 900–905. [Online]. Available : http://ieeexplore.ieee.org/xpls/abs_all.jsp?arnumber=6856573 10
- [15] D. Pfeiffer and U. Franke, "Towards a global optimal multi-layer stixel representation of dense 3d data," in *Proceedings of the British Machine Vision Conference*. BMVA Press, 2011, pp. 51.1–51.12, <http://dx.doi.org/10.5244/C.25.51>. 10
- [16] J. Hur, S.-N. Kang, and S.-W. Seo, "Multi-lane detection in urban driving environments using conditional random fields," in *Intelligent Vehicles Symposium (IV), 2013 IEEE*. IEEE, 2013, pp. 1297–1302. [Online]. Available : http://ieeexplore.ieee.org/xpls/abs_all.jsp?arnumber=6629645 11
- [17] K.-Y. Chiu and S.-F. Lin, "Lane detection using color-based segmentation," in *IEEE Proceedings. Intelligent Vehicles Symposium, 2005*. IEEE, 2005, pp. 706–711. [Online]. Available : http://ieeexplore.ieee.org/xpls/abs_all.jsp?arnumber=1505186 11
- [18] Y. Wang, E. K. Teoh, and D. Shen, "Lane detection and tracking using B-Snake," *Image and Vision Computing*, vol. 22, no. 4, pp. 269–280, Apr. 2004. [Online]. Available : <http://linkinghub.elsevier.com/retrieve/pii/S0262885603002105> 11
- [19] S. Zhou, Y. Jiang, J. Xi, J. Gong, G. Xiong, and H. Chen, "A novel lane detection based on geometrical model and gabor filter," in *Intelligent Vehicles Symposium (IV), 2010 IEEE*. IEEE, 2010, pp. 59–64. [Online]. Available : http://ieeexplore.ieee.org/xpls/abs_all.jsp?arnumber=5548087 11
- [20] R. Labayrade, "How autonomous mapping can help a road lane detection system?" in *Control, Automation, Robotics and Vision, 2006. ICARCV'06. 9th International Conference on*. IEEE, pp. 1–6. [Online]. Available : <http://ieeexplore.ieee.org/abstract/document/4150112/> 11
- [21] J. Clanton, D. Bevly, and A. Hodel, "A low-cost solution for an integrated multisensor lane departure warning system," vol. 10, no. 1, pp. 47–59. [Online]. Available : <http://ieeexplore.ieee.org/document/4770205/> 11
- [22] P. Lindner, E. Richter, G. Wanielik, K. Takagi, and A. Isogai, "Multi-channel lidar processing for lane detection and estimation," in *Intelligent Transportation*

- System*, 2009 IEEE. IEEE, 2009, pp. 202–207. [Online]. Available : <http://ieeexplore.ieee.org/accesdistant.upmc.fr/stamp/stamp.jsp?arnumber=5309704> 12
- [23] J. Han, D. Kim, M. Lee, and M. Sunwoo, “Enhanced Road Boundary and Obstacle Detection Using a Downward-Looking LIDAR Sensor,” *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 61, no. 3, pp. 971–985, Mar. 2012. [Online]. Available : <http://ieeexplore.ieee.org/document/6122515/> 12
- [24] A. Hata and D. Wolf, “Road marking detection using LIDAR reflective intensity data and its application to vehicle localization,” in *17th International IEEE Conference on Intelligent Transportation Systems (ITSC)*. IEEE, 2014, pp. 584–589. [Online]. Available : http://ieeexplore.ieee.org/xpls/abs_all.jsp?arnumber=6957753 12
- [25] W.-B. Zhang, R. E. Parsons, and T. West, “An intelligent roadway reference system for vehicle lateral guidance/control,” in *American Control Conference, 1990*. IEEE, 1990, pp. 281–286. [Online]. Available : http://ieeexplore.ieee.org/xpls/abs_all.jsp?arnumber=4790741 13
- [26] S. Holé, C. Filloy, and D. Fournier, “Système d’aide à la conduite pour la coopération mobile infrastructure,” Patent FR-04 05 957, PCT W0 2006/000 690, 2004. 13
- [27] J. Billingsley, P. Santos, S. Holé, C. Filloy, and D. Fournier, “Magnetic vehicle guidance,” vol. 28, no. 2, pp. 132–135. [Online]. Available : <http://www.emeraldinsight.com/doi/abs/10.1108/02602280810856697> 13
- [28] P. Plainchault, J. Ehrlich, T. Bosch, and S. Foret, “Use of 13.56 MHz transponders for vehicle infrastructure communication,” in *Intelligent Transportation Systems, 2003. Proceedings. 2003 IEEE*, vol. 2. IEEE, 2003, pp. 1536–1539. [Online]. Available : http://ieeexplore.ieee.org/xpls/abs_all.jsp?arnumber=1252741 14, 119
- [29] C. Cugiani and L. Giubbolini, “Millimetre wave radar sensor for the highway global positioning of a vehicle,” in *Vehicle Navigation and Information Systems Conference, 1994. Proceedings., 1994*, pp. 409–414. 15
- [30] D. Gruyer, R. Belaroussi, and M. Revilloud, “Map-aided localization with lateral perception,” in *2014 IEEE Intelligent Vehicles Symposium Proceedings*. IEEE, 2014, pp. 674–680. [Online]. Available : http://ieeexplore.ieee.org/xpls/abs_all.jsp?arnumber=6856528 15
- [31] J. S. Choi, H. Lee, R. Elmasri, and D. W. Engels, “Localization Systems Using Passive UHF RFID.” IEEE, 2009, pp. 1727–1732. [Online]. Available : <http://ieeexplore.ieee.org/document/5331332/> 19
- [32] Z. Zhang, Z. Lu, V. Saakian, X. Qin, Q. Chen, and L.-R. Zheng, “Item-Level Indoor Localization With Passive UHF RFID Based on Tag Interaction Analysis,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, no. 4, pp. 2122–2135, Apr. 2014. [Online]. Available : <http://ieeexplore.ieee.org/document/6519282/> 19

- [33] A. Povalac and J. Sebesta, "Phase difference of arrival distance estimation for RFID tags in frequency domain," in *RFID-Technologies and Applications (RFID-TA), 2011 IEEE International Conference on*. IEEE, 2011, pp. 188–193. [Online]. Available : http://ieeexplore.ieee.org/xpls/abs_all.jsp?arnumber=6068636 19
- [34] Chenming Zhou and J. D. Griffin, "Accurate Phase-Based Ranging Measurements for Backscatter RFID Tags," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 11, pp. 152–155, 2012. [Online]. Available : <http://ieeexplore.ieee.org/document/6140948/> 19
- [35] M. , M. Pichler, and A. Stelzer, "UHF RFID Localization Based on Phase Evaluation of Passive Tag Arrays," *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 64, no. 4, pp. 913–922, Apr. 2015. [Online]. Available : <http://ieeexplore.ieee.org/document/6945890/> 19
- [36] D. D. Grieg and H. F. Engelmann, "Microstrip-a new transmission technique for the kilomegacycle range," *Proceedings of the IRE*, vol. 40, no. 12, pp. 1644–1650, 1952. [Online]. Available : http://ieeexplore.ieee.org/xpls/abs_all.jsp?arnumber=4050884 28
- [37] G. Deschamps, "Microstrip microwave antennas," in *Third symposium on the USAF Antenna Research and development program University of Illinois, Moticello, Illinois, October 18-22, 1953*. 28
- [38] C. A. Balanis, "*Antenna Theory Analysis and Design*" 3rd edition. 28, 29, 71
- [39] K. Carver and J. Mink, "Microstrip antenna technology," *IEEE transactions on antennas and propagation*, vol. 29, no. 1, pp. 2–24, 1981. [Online]. Available : http://ieeexplore.ieee.org/xpls/abs_all.jsp?arnumber=1142523 29
- [40] W. Richards, Y. Lo, and D. Harrison, "An improved theory of microstrip antennas with applications," *IEEE transactions on antennas and propagation*, vol. AP-29, no. 1, pp. 38–46, 1981. 29
- [41] E. Van Lil and A. Van de Capelle, "Transmission line model for mutual coupling between microstrip antennas," *IEEE Transactions on antennas and propagation*, vol. 32, no. 8, pp. 816–821, 1984. [Online]. Available : http://ieeexplore.ieee.org/xpls/abs_all.jsp?arnumber=1143416 29
- [42] M. V. Schneider, "Microstrip lines for microwave integrated circuits," Physical Science Laboratory, New Mexico University, Las Cruces, Tech. Rep., 1968. 29
- [43] E. O. Hammerstad, "Equations for microstrip circuit design," in *Microwave Conference*, Sep. 1975, pp. 268 –272. 30
- [44] M. JACQUES, "priété physique spéciale, celle de donner naissance à deux poles," 1882. [Online]. Available : http://jphystap.journaldephysique.org/en/articles/jphystap/pdf/1882/01/jphystap_1882__1__245_0.pdf 42

- [45] M. H. Pailloux, “les oscillations mécaniques et électriques.” 1958. [Online]. Available : http://jphysrad.journaldephysique.org/en/articles/jphysrad/pdf/1958/05/jphysrad_1958__19_5_523_0.pdf 42
- [46] A. A. Vives, Ed., *Piezoelectric Transducers and Applications*. Berlin, Heidelberg : Springer Berlin Heidelberg, 2008. [Online]. Available : <http://link.springer.com/10.1007/978-3-540-77508-9> 44
- [47] Mathworks, “Unconstrained Nonlinear Optimization Algorithms. The MathWorks website.” "<https://fr.mathworks.com/help/optim/ug/fminunc.html>", [Consulté le 02/02/2017]. 69
- [48] T. Guillemot, E. Pottier, J. Saillard, J.-R. Levrel, and E. Lebreton, “Transformation champ proche champ lointain bidimensionnelle et monodimensionnelle appliquée À des mesures de SER,” in *Annales des télécommunications*, vol. 52. Springer, pp. 81–93. [Online]. Available : <http://link.springer.com/article/10.1007/BF03001054> 91

Table des figures

1.1	Constellation des satellites GPS	7
1.2	Fonctionnement du DGPS	9
1.3	Différents scénarios possibles qu'affrontent les systèmes de vision	11
1.4	Exemple d'un LIDAR multicouches pour la détection des lignes blanches .	12
1.5	Système magnétique développé au LPEM dans le cadre du projet ARCOS.	14
1.6	Principe du système développé dans [28].	14
2.1	Schéma d'installation du système sur la route.	19
2.2	Schéma fonctionnel du système de positionnement latéral.	23
2.3	Défaut d'utilisation d'un circulateur.	24
2.4	Distance latérale et distance effective.	25
3.1	Antenne planaire rectangulaire.	28
3.2	Alimentation d'une antenne planaire par une sonde coaxiale.	31
3.3	(a) Adaptation de la ligne d'alimentation par retrait d'une partie de l'élément rayonnant. (b) Impédance normalisée de l'axe de symétrie de l'antenne.	32
3.4	Coefficients de réflexion des antennes de réception réalisées	34
3.5	Antenne planaire dans l'espace tridimensionnel	35
3.6	Gains (dBi) des antennes de réception dans les plans E et H	35
3.7	Réseau de N antennes isotropes.	37

3.8	Facteur de réseau pour 2, 4 et 8 éléments linéaires espacés de 0.5λ et alimentés en phase (échelle d'amplitude linéaire).	39
3.9	Antenne d'émission à 868.3 MHz.	40
3.10	Coefficients de réflexion des antennes d'émission réalisées	40
3.11	Gains (dBi) des antennes d'émission dans les plans E et H	41
3.12	(a) Résonateur 1 port. (b) Résonateur 2 ports.	43
3.13	Circuit équivalent du résonateur SAW.	44
3.14	Modèle du résonateur commercial EPCOS.	45
3.15	Coefficient de réflexion S_{11} des résonateurs	46
3.16	(a) Transpondeur dipôle demi-onde imprimé sur substrat FR4. (b) Diagramme de rayonnement : plan E et plan H.	47
3.17	Principe d'image.	48
3.18	Configuration de l'antenne planaire du transpondeur	49
3.19	(a) Transpondeur planaire à 868.3 MHz réalisé sur un substrat Verre-Téflon. (b) Gains (dBi) dans les plans E et H.	50
3.20	Schéma de la chaîne RF avec indications des niveaux de puissance (Schéma représentant l'émission et la réception pour une seule gamme des fréquences).	51
3.21	Carte d'évaluation du synthétiseur de fréquence	52
3.22	Filtre passe bande actif d'ordre 3	52
3.23	Réponse fréquentielle du filtre actif	53
4.1	(a) Signaux de couplage mesurés dans une chambre anéchoïque. (b) Application du modèle de signal de couplage aux signaux mesurés.	56
4.2	Circuit équivalent du résonateur SAW.	58
4.3	Simulation du S_{11} des résonateurs	59
4.4	Signature du résonateur dans les signaux mesurés	59

4.5	Déplacement latéral pour le transpondeur.	60
4.6	Comparaison entre la mesure et la simulation du modèle du signal mesuré en fonction de la distance latérale	61
4.7	Schéma bloc d'émetteur-récepteur.	62
4.8	Signal échantillonné : (a) [867.5 MHz, 869.5 MHz], (b) [914 MHz, 916 MHz] : en rouge le signal de la voie directe de référence et en vert le signal reçu par l'antenne de réception.	63
4.9	Réponse en amplitude et en phase du filtre FIR	64
4.10	Signal échantillonné et filtré $S_{filtré}$ (pointillé) et son signal optimisé (continu)	66
4.11	Signaux reconstruits $S_{indirect/direct}$ après la première optimisation	68
4.12	Comparaison entre les signaux reconstruits $S_{indirect/direct}$ et les signaux optimisés	70
4.13	Déplacement latéral pour le transpondeur	72
4.14	Comparaison entre la distance latérale et la distance effective pour un trajet aller-retour	72
4.15	Signal $S_{indirect/direct}$ simulé en fonction de la distance latérale de 50 à 80 cm pour une position longitudinale fixe entre les antennes d'émission et de réception et le transpondeur.	73
4.16	Signal du transpondeur en fonction de la distance latérale de 50 à 80 cm pour une position longitudinale fixe entre les antennes d'émission-réception et le transpondeur	74
4.17	Amplitude du signal du transpondeur en fonction de la distance latérale.	75
4.18	Déplacement longitudinal pour un transpondeur	75
4.19	Variation de la distance effective en fonction du déplacement longitudinal des antennes pour différentes distances latérales.	76
4.20	Installation du système et des transpondeurs.	77
4.21	Manipulation pour le déplacement latéral.	78

4.22	Signaux reconstruits $S_{indirect/direct}$ pour une distance latérale de 50 à 68 cm	79
4.23	Signaux optimisés de quelques signaux reconstruits	79
4.24	Signal du transpondeur extrait	80
4.25	Comparaison entre le déphasage utile extrait des mesures et le déphasage effectif utile simulé en fonction de la distance latérale	80
4.26	(a) Erreur sur $\Delta\varphi$ la différence de déphasage mesuré et théorique aux fréquences 868.3 MHz et 915 MHz. (b) Nombre de longueurs d'onde inclus dans le trajet aller-retour calculé et théorique à la fréquence de 868.3 MHz.	81
4.27	(a) Comparaison entre la distance effective théorique et calculée en fonction de la distance latérale. (b) Erreur entre la distance effective calculée.	82
4.28	(a) Comparaison entre la distance latérale calculée et théorique. (b) Erreur sur la distance latérale calculée	83
4.29	Manipulation pour le déplacement longitudinal	84
4.30	Signaux reconstruits $S_{indirect/direct}$ en fonction de la position longitudinale pour une distance latérale de 63 cm	85
4.31	Signaux optimisés des signaux reconstruits pour un déplacement longitudinal à une distance latérale de 63 cm	85
4.32	Déphasage du signal utile en fonction de la position longitudinale pour une distance latérale à 63 cm	86
4.33	Distances effectives calculées en fonction du déplacement longitudinal	87
4.34	Distance effective mesurée avec suivi et distance effective théorique recherchée	87
4.35	Influence d'une fausse estimation des valeurs de x_t et y_t	89
4.36	Exemple de la recherche de la vraie distance effective pour un déplacement longitudinal	90
4.37	(a) Erreur sur la distance latérale estimée. (b) Évaluation de la fonction de coût (σ).	90
5.1	Manipulation pour le déplacement latéral utilisant un transpondeur planaire.	94

5.2	(a) Signaux reconstruits $S_{indirect/direct}$ pour une distance latérale de 50 à 80 cm autour de 868.3 MHz. (b) Signaux optimisés de quelques signaux reconstruits autour de 868.3 MHz.	95
5.3	Signal du transpondeur extrait autour de 868.3 MHz	95
5.4	(a) Comparaison entre la distance effective calculée et théorique en fonction de la distance latérale. (b) Erreur entre la distance effective calculée et la distance théorique.	96
5.5	(a) Comparaison entre la distance latérale calculée et théorique. (b) Erreur sur la distance latérale calculée.	97
5.6	Signaux mesurés durant un déplacement longitudinal à une distance latérale de 66 cm : (a) un transpondeur filaire. (b) transpondeur planaire.	98
5.7	(a) Distance latérale estimée en fonction de la distance latérale théorique pour différentes valeurs de x . (b) erreur sur la distance latérale estimée pour différentes valeurs de x	100
5.8	Comparaison entre les signaux simulés en 14 positions longitudinales à une distance latérale de 50 cm	100
5.9	Les deux cas d'émission-réception dans le système développé : (a) L'antenne d'émission TX comme source. (b) Le transpondeur comme source.	102
5.10	Décalage fréquentiel du signal reçu ($f_{émise} = 916$ MHz) en fonction du déplacement latéral pour différentes valeurs de la distance latérale avec une vitesse de déplacement de 144 km/h.	103
5.11	Comparaison entre un signal échantillonné à 10 kHz avec une vitesse nulle et un autre à la vitesse de 144 km/s	105
5.12	Distance latérale estimée à la vitesse de 144 km/h à partir des signaux échantillonnés simulés	105

