

Titre:	Analyse et développement de radar à diversité spatiale: applications à l'évitement de collisions de véhicules et au positionnement local
Auteur:	Ramin Deban
Author:	
Date:	2010
Type:	Mémoire ou thèse / Dissertation or Thesis
Référence:	Deban, R. (2010). Analyse et développement de radar à diversité spatiale: applications à l'évitement de collisions de véhicules et au positionnement local [Ph.D. thesis, École Polytechnique de Montréal]. PolyPublie. https://publications.polymtl.ca/281/
Citation:	

Document en libre accès dans PolyPublie

Open Access document in PolyPublie

URL de PolyPublie: <https://publications.polymtl.ca/281/>
PolyPublie URL:

Directeurs de recherche: Ke Wu, & Jean Conan
Advisors:

Programme: génie électrique
Program:

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

ANALYSE ET DÉVELOPPEMENT DE RADAR À DIVERSITÉ SPATIALE:
APPLICATIONS À L'ÉVITEMENT DE COLLISIONS DE VÉHICULES
ET AU POSITIONNEMENT LOCAL

RAMIN DEBAN

DÉPARTEMENT DE GÉNIE ÉLECTRIQUE
ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

THÈSE PRÉSENTÉE EN VUE DE L'OBTENTION
DU DIPLÔME DE PHILOSOPHIÆ DOCTOR (Ph.D)
(GÉNIE ÉLECTRIQUE)

AVRIL 2010

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

Cette thèse intitulée :

ANALYSE ET DÉVELOPPEMENT DE RADAR À DIVERSITÉ SPATIALE:
APPLICATIONS À L'ÉVITEMENT DE COLLISIONS DE VÉHICULES
ET AU POSITIONNEMENT LOCAL

Présentée par : M. DEBAN Ramin

en vue de l'obtention du diplôme de : PHILOSOPHIAE DOCTOR

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

M. HACCOUN David, Ph.D., président

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

M. CONAN Jean, Ph.D., membre et co-directeur de recherche

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

M. KOUKI Ammar, Ph.D., membre externe

DEDICACE

À la mémoire de mon père,

*à Rozita pour son soutien sans faille et pour Mélina
notre étoile montante*

REMERCIEMENTS

Un rêve d'enfance vient de s'achever avec plus de deux décennies de retard et loin de ma terre natale. Ceci n'aurait pas été possible sans la contribution d'un certain nombre de personnes à qui je resterai redevable pour le restant de mes jours. Tout d'abord, je voudrais remercier le Professeur Ke Wu, mon directeur de recherche pour ses conseils, ses idées innovantes et ses encouragements. Un grand remerciement au Professeur Jean Conan, mon co-directeur de recherche, pour ses soutiens techniques et moraux.

Je voudrais également remercier les technologues du Poly-Grames à commencer par Jules Gauthier, Steve Dubé, René Archambault, Rock Brassard, Maxime Thibault, Jean-Sébastien Décarie et Traian Antonescu sans qui ce travail serait resté à ses balbutiements.

Je remercie Ginette Desparois pour son aide et sa gentillesse et son sourire qui vont toujours rester gravés dans ma mémoire.

Par ailleurs, je tiens à remercier tous mes amis à Poly-Grames qui m'ont encouragé et m'ont conseillé tout au long de mes études. Je pense particulièrement à Amirhossein Tehranchi et à Armin Parsa pour leurs amitiés sincères.

Je voudrais exprimer ma gratitude à mon épouse pour sa patience et son support inconditionnel. J'embrasse ma fille qui a été pour moi à la fois la plus grande source de motivation et une excellente conseillère linguistique.

Finalement, je remercie ma mère qui un jour a eu l'idée de m'envoyer vers mon destin et qui cherche à savoir où j'en suis rendu dans cette vie d'exil. Je me suis inspiré de la poésie du Hafez, le célèbre poète persan du 14^{ème} siècle pour répondre à cette question :

Ne me demande pas (*ke maporse*)

Ne me demande pas combien j'ai souffert de cet amour,
Ne me demande pas combien cet exil m'a été douloureux,

Je me suis tellement baladé dans ce monde,
Ne me demande pas à quel lieu je me suis rendu,

Et pour y arriver,

Ne me demande pas combien de larmes j'ai versées.

RÉSUMÉ

En tant que dispositif d'assistance à la conduite sécuritaire de la prochaine génération d'automobiles, les radars ont suscité beaucoup d'intérêt auprès des chercheurs du domaine au cours de la dernière décennie. Désormais appelés les radars à évitement/avertissement des collisions (*collision avoidance/warning*), ces radars ouvrent leurs chemins pour venir en aide aux conducteurs dans les conditions climatiques difficiles ou en perte de concentration. Une autre application récente des radars est dans les systèmes de positionnement local. Dans les milieux industriels et médicaux, nous avons besoin de localiser les équipements sollicités fréquemment dont les contraintes de coût et d'encombrement limitent le nombre d'exemplaires. Par ailleurs, avec le vieillissement de la population et les besoins croissants des personnes âgées en soins médicaux, la nécessité d'un système permettant l'évaluation à distance de la position (debout, couché, tombé, ...) des patients se fait sentir depuis un certain temps. Un autre exemple est la surveillance des enfants et des personnes à risque dans un endroit peuplé comme dans une foire ou sur une plage. La possibilité de pouvoir repérer les pompiers dans un immeuble en feu serait une autre application intéressante. Devant la multitude de ces applications potentielles et attrayantes dont les contextes évoluent, le système de positionnement local doit à son tour évoluer et s'adapter. Par ailleurs, il est bien connu que les radars, comme tous les systèmes de télécommunications sans fil, sont confrontés au problème d'évanouissement du signal. D'une manière générale, ce problème est dû aux propagations multi-chemins du signal. Autrement dit, les réflexions multiples du signal par les objets environnants mobiles et stationnaires se neutralisent de façon aléatoire au point d'arrivée où se trouve l'antenne réceptrice. Dans un contexte différent et pour des raisons à priori différentes, les radars subissent le même type de défaillances. Même dans un milieu dégagé et avec la visibilité directe (*line of sight*) sur la cible, les radars sont exposés au problème d'évanouissement du signal (*power fading*) dû aux changements de la surface équivalente radar (*radar cross section*) de la cible.

Une partie de cette thèse est consacrée à l'analyse et à la modélisation d'un radar permettant la compréhension du phénomène de scintillement ainsi que la proposition d'une solution pratique principalement utile dans le contexte des radars d'évitement des collisions. Cette technique, nommée « radar à diversité spatiale », s'inspire de la solution Multi-Input-Multi-Output (MIMO). Initialement inventée pour diminuer le taux d'erreur (*bit error rate*) des liaisons sans fil et pour

augmenter la capacité des canaux de télécommunication, la solution MIMO tente d'apporter une réponse à cette problématique par l'introduction d'une forme de redondance de l'information en exploitant l'orthogonalité des signaux émis dans le domaine spectral ou temporel. L'idée essentielle de cette solution est de mettre plusieurs antennes à l'émission et à la réception et d'employer un système de codage permettant la reconstitution du signal d'origine à partir de ses différentes répliques. Plusieurs types de diversités (spatiale, polarisation, diagramme de rayonnement et de fréquence) sont proposés et documentés dans la littérature. Dans ce contexte et lors d'un évanouissement, il est bien probable qu'au moins une des antennes réceptrices fournit la puissance au-delà du seuil du récepteur. Ce principe est également exploitable pour les radars où chaque antenne aperçoit un aspect de la cible différent des autres antennes. En d'autres termes, pour un système bien conçu, la probabilité d'évanouissement simultané des signaux reçus par toutes les antennes est suffisamment faible.

Dans la première partie de cette thèse nous avons modélisé le radar à diversité spatiale. Nous démontrons par le modèle mathématique l'intérêt de ce type de radar et les gains en termes de réduction de fluctuation du signal reçu. De la même manière que la largeur de faisceau d'une antenne, nous introduisons la notion de la portée angulaire d'un système de radar, ceci étant l'angle correspondant à la moitié de puissance reçue par rapport à la puissance maximale. Nous avons également illustré l'amélioration de la portée angulaire des radars à diversité spatiale.

Concernant le système de positionnement local, la méthode la plus couramment utilisée est de positionner trois stations de base et de calculer la position de la cible par triangulation. Dans la pratique, une quatrième station de base est également ajoutée pour améliorer la fiabilité du système et obtenir une meilleure synchronisation du temps. Dans certains exemples cités plus haut, comme la surveillance des plages ou les immeubles en feu, la mise en place de la troisième station est difficile, voire impossible. L'idée de la présente thèse est de mettre la troisième station de base en hauteur. Cette topologie donne une meilleure qualité et quantité d'information de la cible. Il s'agit d'un nouveau type de SPL que nous appelons système de positionnement local vertical (SPLV). Dans la deuxième partie de cette thèse, nous avons examiné les contraintes liées aux SPLV.

La dernière partie de cette thèse est consacrée à la réalisation d'une station de base de SPLV. Le front-end RF a été fabriqué en deux versions, ouverte et blindée. La version blindée assure une

meilleure étanchéité entre les différents compartiments du circuit. Une carte de traitement du signal est conçue afin de mesurer la fréquence du signal de battement par le calcul de la transformée de Fourier rapide qui servira pour déterminer la distance de la cible. La confection d'un deuxième front-end RF est entamée à la fin de cette thèse. Par manque de temps, la réalisation intégrale d'un système de positionnement vertical est laissée à des travaux futurs.

ABSTRACT

As a device enabling the safe driving of the next generation of vehicles, the radars have triggered much interest among the researchers of this field in the last decade. Recently called collision avoidance/warning radar, this type of radar can assist drivers in bad weather conditions and when driver's concentration and attention fails. In the other hand, the utilization context of systems has evolved and will go even further in the upcoming years. In the industrial locations and medical centers, we need to locate most requested equipments. With aging society and the growing needs of elder people for medical care, a system capable of remotely sensing the patients (standing, lying down or falling) has been studied since the beginning of the new century. Other interesting example would include the surveillance of children in crowded places (beaches or amusement parks) or locating fire fighters in a building. In a context of evolving applications, the vertical local positioning system should also evolve.

The most frequently used method in local positioning systems is to make use of three base stations at different places and to measure the range of the tag by each base station. Then the exact location of the tag is calculated by triangulation. In practice, a fourth base station is added for more reliability and time synchronization. In some situations like the surveillance of a beach or a building on fire, installing the third base station would be a difficult or time consuming task. Our idea is to elevate the third base station at a reasonable height. This will provide a better signal quality and more information about the target can be obtained. It is a new type of local positioning system that we call VLPS (Vertical Local Positioning System). We will examine the constraints of VLPS in the second part of this thesis.

Moreover, it is well known that the radars, as well as all wireless telecommunication systems, are confronted with the problem of fading signals. Generally, this problem is due to multi-path effects of signal propagations. In other words, the multiple signal reflections by the surrounding stationary and mobile objects are randomly neutralized at the arriving point of the receiving antenna. In a different context and for apparently unlike motives, the radars are subject to the same issue. Even when the target is in the line-up site of transmitting and receiving antennas (radars), they face the same type of scintillations due to the variation of the radar cross section (RCS) of a target. Indeed, the radar cross section of the majority of targets strongly depends on the aspect angles of the receiving and transmitting antennas. This phenomenon, commonly

known as RCS scintillation, becomes visible in case of a lateral motion or rotation of the target relative to the radar antenna.

A part of this thesis is dedicated to the analysis and the modeling of radar facilitating the comprehension of the scintillation phenomenon, as well as the proposition of a practical solution mainly useful in the context of avoidance/warning radar. This technique, named “spatial diversity radar”, is inspired from MIMO solution (Multi-Input-Multi-Output). Initially intended for the reduction of error rate and improvement of channel capacity in wireless communications, the MIMO technique aims at providing a solution to this problem by introducing a type of redundancy in the propagation of information using waveforms orthogonality in spectral or time domain. The essential idea of this solution is to locate multiple antennas at the emission and reception, then using a coding technique making possible the reconstruction of the original signal from its different replicas. Many types of diversity (spatial, polarization, pattern and frequency) can be found in the literature. In the context of a fading or scintillation, there is a good probability that at least one of the receiving antennas provides the power beyond the threshold level of the receiver.

In the first part of this thesis, we have modeled the spatial diversity radar. We then provide the mathematical model which allows calculating the scintillation mitigation of the received power. Similar to the definition of the antenna beamwidth, we introduce the notion of angular range of a radar system. This corresponds to half-power angular width with respect to the maximal received power. In this thesis, we also demonstrate the improvement of the angular range due to spatial diversity solution.

The last part of this thesis is about the implementation of a VLPS base station. The RF front-end has been fabricated in two versions: open and shielded. The shielded version has better isolation between the different parts of the circuit. At the end, we have designed a DSP board which provides the frequency of the beat signal and determines the distance of the tag by calculating the FFT (Fast Fourier Transform) of the signal. The integration of an entire VLPS is left as future work.

TABLE DES MATIÈRES

DEDICACE	III
REMERCIEMENTS	IV
RÉSUMÉ	V
ABSTRACT.....	VIII
TABLE DES MATIÈRES	X
LISTE DES TABLEAUX.....	XIV
LISTE DES SIGLES ET ABRÉVIATIONS.....	XXI
LISTE DES SYMBOLES ET NOTATIONS.....	XXV
INTRODUCTION.....	1
CHAPITRE 1 GÉNÉRALITÉ SUR LES RADARS ET DÉFINITION DU CONTEXTE DE L'ÉTUDE	17
1.1 BREF HISTORIQUE ET APERÇU DES RADARS	17
1.2 LES DIFFERENTES TOPOLOGIES DES RADARS.....	17
1.3 RADARS MONO-STATIQUES ET BI-STATIQUES	19
1.4 DIFFERENTS TYPES DE RADARS	19
1.4.1 <i>Radars à impulsion</i>	19
1.4.2 <i>Radar à ondes continues</i>	20
1.5 CARACTERISTIQUE DU CANAL RADIO ET LES DIVERSITES EN TELECOMMUNICATION	25
1.6 ÉVANOISSEMENT A GRANDE-ECHELLE ET PETITE-ECHELLE.....	26
1.7 LA DIVERSITE DANS LE SYSTEME DE TELECOMMUNICATION.....	27
1.8 LA SURFACE EQUIVALENTE RADAR	28
1.9 CHAMP PROCHE ET CHAMP LOINTAIN	30
1.10 LES SYSTEMES DE POSITIONNEMENT.....	35
1.10.1 <i>Le système de positionnement global (GPS)</i>	35
1.10.2 <i>Le système de positionnement local (LPS)</i>	36
1.10.3 <i>L'angle d'arrivée (AOA)</i>	37
1.10.4 <i>La puissance du signal reçu (RSS)</i>	38

1.10.5	<i>Le temps d'arrivée (TOA).....</i>	38
1.10.6	<i>La différence de temps d'arrivée (TDOA).....</i>	39
1.11	SYSTEME DE POSITIONNEMENT LOCAL VERTICAL (VLPS)	41
1.12	LES RADARS FMCW.....	42
1.12.1	<i>Génération des rampes de fréquence</i>	45
CHAPITRE 2 L'ANALYSE ET LA CONCEPTION DU MODÈLE DU RADAR À DIVERSITÉ SPATIALE		52
2.1	INTRODUCTION	52
2.2	LA FORMULE GENERALE DU RADAR.....	53
2.3	LA SURFACE EQUIVALENTE RADAR DU CHAMP LOINTAIN DE LA PLAQUE RECTANGULAIRE	54
2.4	LA SURFACE EQUIVALENTE RADAR DU CHAMP PROCHE DE LA PLAQUE RECTANGULAIRE	58
2.5	LES ANTENNES CORNET DU MODELE.....	62
2.6	MODELISATION DU RADAR A DIVERSITE SPATIALE	65
2.6.1	<i>Schématique ADS.....</i>	66
2.6.2	<i>Canal de propagation dans ADS.....</i>	67
2.6.3	<i>Panneau de contrôle.....</i>	68
2.7	ANALYSE NUMERIQUE	69
2.7.1	<i>Schéma du système.....</i>	70
2.7.2	<i>Les techniques de sélection et de combinaison</i>	70
2.7.3	<i>Les premières simulations avec la cible à 3m</i>	71
2.7.4	<i>La réduction de l'écart-type versus différents paramètres.....</i>	73
2.7.5	<i>La portée angulaire</i>	74
2.8	RESULTAT EXPERIMENTAUX.....	76
2.8.1	<i>Mesures de la plaque métallique.....</i>	77
2.8.2	<i>Mesures effectuées avec un véhicule</i>	79
CHAPITRE 3 L'ÉTUDE DE L'ARCHITECTURE DU SPLV.....		83
3.1	TYPE DE RADAR.....	84
3.2	LA FREQUENCE DU RADAR.....	84

3.3	LA LARGEUR DE BANDE DU RADAR.....	85
3.4	SPECTRE DES SIGNAUX	87
3.4.1	<i>Spectre du signal transmis</i>	87
3.4.2	<i>Spectre du signal de battement.....</i>	88
3.5	LES ANTENNES DU SYSTEME DE POSITIONNEMENT LOCAL	90
3.6	LES CONTRAINTES DU SYSTEME	91
3.6.1	<i>La puissance maximale autorisée.....</i>	91
3.6.2	<i>La zone d'ambiguïté acceptable.....</i>	92
3.6.3	<i>Collision et synchronisation des stations de base</i>	95
3.7	LE DISPOSITIF DE MESURE DE FREQUENCE DE BATTEMENT	97
CHAPITRE 4 IMPLÉMENTATION DU SYSTÈME DE POSITIONNEMENT LOCAL VERTICAL		99
4.1	FRONT-END DU RADAR FMCW	100
4.1.1	<i>Les circuits RF actifs.....</i>	100
4.2	LA TOPOLOGIE DU FRONT-END ET LE BILAN DE LA PUISSANCE.....	103
4.3	LE PREMIER PROTOTYPE DU FRONT-END.....	104
4.3.1	<i>Procédure de test.....</i>	105
4.3.2	<i>Spectre de puissance</i>	105
4.3.3	<i>Isolation entre les étages.....</i>	106
4.4	LES CORNETS PLAN H	107
4.5	TRAITEMENT DU SIGNAL.....	110
4.5.1	<i>Transformée de Fourier discrète.....</i>	111
4.5.2	<i>Calcul de DFT par matrice pré-calculée</i>	111
4.5.3	<i>Précision du radar FMCW.....</i>	112
4.5.4	<i>Résolution du radar FMCW.....</i>	113
4.5.5	<i>Architecture du circuit de traitement du signal.....</i>	113
4.6	CONCEPTION D'UN FRONT-END RF BLINDE	115
4.7	INTEGRATION DU SYSTEME.....	116
4.7.1	<i>Les réseaux d'antennes à microruban.....</i>	116

4.8 MESURE DE LA DISTANCE D'UNE PLAQUE METALLIQUE	119
CHAPITRE 5 CONCLUSION ET TRAVAUX FUTURS	122
RÉFÉRENCES.....	128
ANNEXE A LE COEFFICIENT DE RÉFLEXION ET LES DIAGRAMMES DE RAYONNEMENT DU CORNET 20 DB EN BANDE K.	135
ANNEXE B LE MODÈLE DU RADAR À DIVERSITÉ SPATIALE EN TENANT COMPTE DE L'EFFET DU SOL.....	137

LISTE DES TABLEAUX

Tableau 1 : Les bandes de fréquence radar et leurs applications [46].....	4
Tableau 2 : Les paramètres du radar PILOT Mk3 [23].....	22
Tableau 3 : Les paramètres du radar Honeywell.....	23
Tableau 4 : L'écart-type et la portée angulaire calculée pour les signaux reçus par Rx ₁ , Rx ₂ et les signaux combinatoires (SDC, EGC).	72
Tableau 5 : L'écart-type et la portée angulaire des signaux mesurés reçus par Rx ₁ , Rx ₂ et les signaux combinatoires (SDC, EGC).	79
Tableau 6 : L'écart-type des signaux mesurés reçus par Rx ₁ , Rx ₂ et les signaux combinatoires (SDC, EGC).	82
Tableau 7 : Les caractéristiques du système de positionnement local vertical, VLPS.	97

LISTE DES FIGURES

Figure 1-1 : Le schéma d'un radar classique simplifié	2
Figure 1-1 : Radar classique.....	18
Figure 1-2 : Synoptique du radar classique a) à base du circulateur b) avec deux antennes	18
Figure 1-3 : Radar de surveillance d'aéroport, ASR-9 opérant en bande S (2.7 à 2.9 GHz) avec un transmetteur Klystron ayant une puissance de crête de 1.3 MW. La largeur d'impulsion et de 1.0 μ sec. La largeur de faisceau de l'antenne est de 1.4° avec 34 dB de gain et tourne à la vitesse de 12.5 rpm. Il couvre la distance d'environ 50-60 nmi, équivalent de 90-110 km [65].	19
Figure 1-4 : Les signaux des radars à ondes continues : (a) Ondes continues (CW), (b) FMCW, (c) IFMCW et (d) Modulation de phase codée en binaire (CW)	21
Figure 1-5 : Le radar d'évitement d'obstacles de Honeywell à 35 GHz en ondes continues modulées en bi-phase [23].....	23
Figure 1-6 : Évanouissement grande et petite échelle [61]	27
Figure 1-7 : La surface équivalente radar d'une sphère et les différentes régions [65]	30
Figure 1-8 : Surface équivalente radar d'une plaque métallique de $1 \times 1 \text{ m}^2$ en fonction de la distance à 15 GHz [55]......	32
Figure 1-9 : Surface équivalente radar d'un avion [65]	33
Figure 1-10 : Surface équivalente radar d'une VW Golf en bande X [51]	33
Figure 1-11 : Le système de positionnement par zone Eureka [22].....	36
Figure 1-12 : Système de positionnement local 3D, Abatec Electronic AG [67]-[68]	37
Figure 1-13 : L'angle d'arrivée (AOA) [76]	37
Figure 1-14 : La puissance du signal reçu (RSS) [76]	38
Figure 1-15 : Le temps d'arrivée (TOA), le temps d'aller-retour (RTOF) [76].....	38
Figure 1-16 : Localisation par triangulation.....	39

Figure 1-17 : La différence de temps d'arrivée (TDOA) [76]	39
Figure 1-18 : Vue d'ensemble des Systèmes de Positionnement Local [76]	40
Figure 1-19 : Le contexte d'implantation d'un VLPS (a) Building en feu (b) surveillance de la plage	41
Figure 1-20 : Système de positionnement local vertical (VLPS).....	42
Figure 1-21 : Schéma d'un radar FMCW avec circulateur	44
Figure 1-22 : Les signaux transmis et reçus du radar FMCW	44
Figure 1-23 : Le générateur de rampe. Les signaux en entrée et en sortie du VCO.	45
Figure 1-24 : Linéarisation par la technique de pré-distorsion.	46
Figure 1-25 : Le schéma de la linéarisation numérique [82].....	47
Figure 1-26 : Synoptique d'une boucle à verrouillage de phase	48
Figure 1-27 : Synoptique d'une boucle à verrouillage de fréquence (FLL).....	49
Figure 1-28 : Architecture d'un DDS.....	50
Figure 2-1 : Schéma du radar à diversité spatiale	52
Figure 2-2 : L'angle d'observation d'une plaque rectangulaire de dimension $a \times b$	54
Figure 2-3 : Surface équivalente radar d'une plaque métallique de $60 \times 60\text{cm}^2$ selon PO à 24 GHz.	55
Figure 2-4 : Surface équivalente radar d'une plaque métallique de $60 \times 60\text{cm}^2$ selon TGD à 24 GHz.	57
Figure 2-5 : Surface équivalente radar d'une plaque métallique selon PO à 24 GHz. (a) de $120 \times 60\text{cm}^2$ (b) de $60 \times 120\text{cm}^2$	58
Figure 2-6 : Schématique de calcul de la SER du champ proche de la plaque rectangulaire. (a) angle de vue perpendiculaire (b) angle de vue oblique	60
Figure 2-7 : SER du champ proche de la plaque métallique carrée de $60 \times 60\text{cm}^2$ à 3, 5 et 10 m. .	61
Figure 2-8 : SER de la plaque métallique carrée de $60 \times 60\text{cm}^2$ en fonction de la distance entre le point d'observation et le centre de la plaque.....	62

Figure 2-9 : Cornet métallique ayant un gain de 15 dB. Les dimensions sont données pour l'intérieur du guide et du cornet.	63
Figure 2-10 : Le coefficient de réflexion du cornet bande K ayant 15 dB de gain.	64
Figure 2-11 : Les diagrammes de rayonnement co-polar et cross-polar plan E du cornet 15 dB. Le maximum du diagramme co-polar simulé est ajusté sur celui du diagramme cross-polar.	64
Figure 2-12 : Les diagrammes de rayonnement co-polar et cross-polar plan H du cornet 15 dB mesurés et simulés. Le maximum du diagramme co-polar simulé est ajusté sur celui du diagramme cross-polar.	65
Figure 2-13 : Schéma du radar à diversité spatiale dans ADS	67
Figure 2-14 : Le modèle du canal de propagation. (a) Élément hiérarchisé (b) la réalisation du modèle.	68
Figure 2-15 : Le panneau du contrôle du simulateur.	69
Figure 2-16 : Schéma du système.	70
Figure 2-17 : Les signaux reçus et combinés à 24 GHz par deux antennes réceptrices à 0,2 m de l'antenne émettrice et la cible à 3 m. Les puissance reçues (a) par Rx ₁ (b) par Rx ₂ (c) après SDC et (d) après EGC	71
Figure 2-18 : La réduction d'écart-type en fonction de la distance de la cible r_t et en utilisant les méthodes SDC et EGC. Les antennes réceptrices sont à 0,2 m de l'antenne émettrice.....	73
Figure 2-19 : La réduction d'écart-type versus distance r_t et la distance entre les antennes réceptrices. Seule la technique EGC est employée.	74
Figure 2-20 : L'augmentation de la portée angulaire pour deux distances entre les antennes réceptrice et l'antenne émettrice ($d=0,2$ m et 0,6 m).	75
Figure 2-21 : L'amélioration de la portée angulaire versus la position d entre les antennes réceptrice pour les distances $r_t = 3, 5$ et 10 m.	76
Figure 2-22 : La configuration de mesure dans la chambre anéchoïde, (a) les antennes réceptrices et émettrice (b) la plaque métallique 60×60cm ²	77

Figure 2-23 : La puissance normalisée calculée et mesurée à 24 GHz, les antennes réceptrices placées à $d=0,2$ m et $r_t=3$ m, (a) par Rx ₁ (b) Rx ₂	78
Figure 2-24 : Système de détection de puissance à 24 GHz. Une antenne émettrice et deux antennes réceptrices sont placées à 10 m du véhicule (Toyota Corolla).....	79
Figure 2-25 : Les puissances mesurées et combinées, (a) par Rx ₁ (b) par Rx ₂ (c) après SDC et (d) après EGC	81
Figure 3-1 : L'architecture d'un radar à une antenne ou à deux antennes séparées.....	83
Figure 3-2 : Radar FMCW a) les rampes transmise et reçue b) le signal de battement.....	85
Figure 3-3 : Spectre de la rampe de fréquence.....	88
Figure 3-4 : Signal de battement (a) le signal dans le domaine temporel (b) l'enveloppe du segment basse fréquence.....	89
Figure 3-5 : Spectre du signal de battement	90
Figure 3-6 : La zone d'ambiguïté avec deux stations de base.....	92
Figure 3-7 : Analyse géométrique de la précision. e_x en fonction de la distance entre les stations de base, cible à 10, 50 et 100m	93
Figure 3-8 : Analyse géométrique de la précision. e_y et e_z en fonction de la distance entre les stations de base, cible à 10, 50 et 100m	94
Figure 3-9 : Analyse géométrique de la précision. e_x en fonction de la précision δ	95
Figure 3-10 : La synchronisation entre les stations de base pour (a) un transpondeur (b) N transpondeurs	96
Figure 4-1 : Architecture du front-end du radar FMCW.....	99
Figure 4-2 : Topologie du front-end du radar FMCW.	104
Figure 4-3 : Front-end du radar FMCW.....	105
Figure 4-4 : Spectre de la puissance du front-end	106
Figure 4-5 : Spectre de la puissance à la sortie du mélangeur.	106

Figure 4-6 : Cornet métallique plan H. Les dimensions sont données pour l'intérieur du guide et du cornet.....	107
Figure 4-7 : Le coefficient de réflexion du cornet plan H. La largeur de bande est autour de 220 MHz.....	108
Figure 4-8 : Couplage entre les antennes cornets plan H. La distance entre les antennes est fixée à 15 cm.....	108
Figure 4-9 : Les diagrammes de rayonnement co-polar et cross-polar du plan E du cornet plan H. Le maximum du diagramme co-polar simulé est ajusté sur celui du diagramme cross-polar.	109
Figure 4-10 : Les diagrammes de rayonnement co-polar et cross-polar du plan H du cornet plan H. Le maximum du diagramme co-polar simulé est ajusté sur celui du diagramme cross-polar.	109
Figure 4-11 : Microcontrôleur dsPIC30F6015 de la compagnie Microchip	110
Figure 4-12 : Architecture du circuit de traitement du signal.	114
Figure 4-13 : Carte électronique de traitement du signal.	115
Figure 4-14 : Front-end blindé du radar FMCW, (a) avant assemblage des composantes (b) après assemblage des composantes	115
Figure 4-15 : Réseau d'antenne à fente avec un faisceau en éventail. (a) Topologie de l'antenne (b) Réalisation de l'antenne.....	116
Figure 4-16 : Paramètre S_{11} du réseau d'antennes à fente.....	117
Figure 4-17 : Les diagrammes de rayonnement mesurés et simulés du réseau d'antennes à fente : (a) Plan E, (b) Plan H.	118
Figure 4-18 : Mesures du couplage entre deux réseaux d'antennes à fente. (a) les antennes situées à la distance d l'une de l'autre, (b) le paramètre S_{21} pour $d=15$ cm.	119
Figure 4-19 : Cible constituée d'une plaque métallique carrée de 60×60 cm ²	119
Figure 4-20 : Setup de test du front-end.....	120
Figure 4-21 : Mesure de distances de la cible par le front-end.	120
Figure 5-1 : L'architecture d'une solution de dialogue entre les stations de base	126

Figure 5-2 : Le coefficient de réflexion du cornet bande K ayant 20 dB de gain.....	135
Figure 5-3 : Les diagrammes de rayonnement co-polar et cross-polar plan E du cornet 15 dB mesurés et simulés. Le maximum du diagramme co-polar simulé est ajusté sur celui du diagramme cross-polar.....	135
Figure 5-4 : Les diagrammes de rayonnement co-polar et cross-polar plan H du cornet 15 dB mesurés et simulés. Le maximum du diagramme co-polar simulé est ajusté sur celui du diagramme cross-polar.....	136
Figure 5-5 : Le modèle ADS en tenant compte de l'effet de sol.....	137
Figure 5-6 : Le modèle du canal en tenant compte de l'effet du sol	138

LISTE DES SIGLES ET ABRÉVIATIONS

ACAS FOT	Test opérationnel du Champ du système d'évitement des collisions de véhicules (Atomotive Collision Aviodance System Field Operational Test)
ACC	Contôle de vitesse adaptative (Adaptative Cruise Control)
ADC	Convertisseur analogique-numérique (Analog-to-Digital Converter)
ADS	Advanced Design System
AGC	Automatic Gain Control
AOA	Angle d'arrivée (Angle-Of-Arrival)
ASR	Radar de surveillance des aéroports (Airport Surveillance Radar)
ATR	Reconnaissance automatique de cibles (Automatic Target Recognition)
AWACS	Système aéroporté d'alerte et de contrôle (Airborne Warning And Control System)
CAS	Système de prévention des collisions (Collision Avoidance System)
CW	Onde continue (Continuous Wave)
DAC	Convertisseur numérique-analogique (Digital-to-Analog Converter)
DDS	Synthèse numérique direct (Direct Digital Synthesis)
DFT	Transformée de Fourier discrète (Discrete Fourier Transform)
DSP	Traitemet numérique du signal (Digital Signal Processing)
ESM	Mesures de surveillance électronique (Electronic Surveillance Measures)
ETSI	The European Telecommunications Standards Institute
FBA	Antenne à faisceau en éventail (Fan-Beam antenna)
FCC	The Federal Communications Commision
FCW	Avertissement des collisions d'avant (Forward Collision Warning)
FEM	Modèle d'analyse par éléments finis (Finite Element Method)
FFT	Transformée de Fourier rapide (Fast Fourier Transform)

FLL	Boucle à verrouillage de fréquence (Frequency Locked Loop)
FMCW	Radar à ondes continues modulées en fréquence (Frequency Modulated Continuous Wave)
GPS	Système de positionnement global (Global positioning system)
HB	Harmonic Balance
HBT	Transistor bipolaire à hétérojonction (Heterojunction Bipolar Transistor)
HPA	Amplificateur de puissance (High Power Amplifier)
IFMCW	Radar à ondes continues et interrompues modulées en fréquence (Interrupted Frequency Modulated Continuous Wave)
ISM	Industrial-Scientific-Medical.
LF	Filtre de boucle (Loop Filter)
LIDAR	Détection et télémétrie par la lumière (Light Detection And Ranging)
LNA	Low Noise Amplifier
LO	Local Oscillator
LOS	Visibilité directe (Line Of Sight)
LPI	Faible probabilité d'interception (Low Probability of Intercept)
LPS	Système de positionnement local (Local Positioning System)
LTCC	Céramique cofrittée à basse température (Low Temperature Co-fired Ceramic)
LUT	Table de correspondance (Look-Up Table)
MHMIC	Monolithic Hybrid Microwave Integrated Circuit
MMIC	Monolithic Microwave Integrated Circuit
MOM	Méthode des moments (Method Of Moments)
MSPS	Million d'échantillons par second (Million Samples Per Second)
MTI	Visualisation des cibles mobile (Moving Target Indicator)

NHTSA	Administration de la sécurité du trafic des autoroutes nationales (National Highway Trafic Safty Administration)
NRL	Naval Research Laboratory
OTH	Radar trans-horizon (Over-The-Horizon radar)
PAA	antenne réseau à commande de phase (Phased Array Antenna)
PAE	Rendement en puissance ajoutée (Power Added Efficiency)
PLL	Boucle à verrouillage de phase (Phase Locked Loop)
PPI	Vue panoramique à angle d'élévation constant (Plan Position Indicator)
PRF	La fréquence de répétition des impulsions radar (Pulse Repetition Frequency)
RADAR	RAdio Detection And Ranging
RF	Fréquence Radio (Radio Frequency)
RFID	Identification Radio Fréquence (Radio Frequency IDentification)
RPC	Supresseur de puissance réfléchie (Reflected Power Canceller)
RS	Télédétection (<i>Remote Sensing</i>)
RSS	La puissance du signal reçu (Received-Signal-Strength)
RT	Lancer de rayon (Ray Tracing)
RTOF	Temps aller-retour de vol (Roundtrip-Time-Of-Flight)
SAR	Radar à synthèse d'ouverture (Synthetic Aperture Radar)
SER	Surface efficace/équivalente radar (Radar Cross Section)
SMT	Composante montée en surface (Surface Mount Technology)
TBP	Produit temps-bande passante (Time Bandwidth Product)
TCAS	Système d'alerte de trafic et d'évitement des collisions (Traffic Collision Avoidance System)
TDOA	Différence de temps d'arrivée (Time-Difference-Of-Arrival)
TGD	Théorie Géométriques de Diffraction (Geometrical Theory of Diffraction)

TWT	Tube à ondes progressives (Travelling Wave Tube)
TOA	Temps d'arrivée (Time-Of-Arrival)
UART	Émetteur-récepteur asynchrone universel (Universal Asynchronous Receiver Transmitter)
USDOT	Département du transport américain (U.S. Department Of Transport)
VCO	Oscillateur contrôlé en tension (Voltage Control Oscillator)
VLPS	Système de positionnement local vertical (Vertical LPS)
WLPS	Système de positionnement local sans fil (Wireless Local Positioning System)
WR	Radar météorologique (Weather Radar)

LISTE DES SYMBOLES ET NOTATIONS

A_e	la surface effective de l'antenne émettrice
A_r	la surface effective de l'antenne réceptrice
c	la vitesse de la lumière
G_r	le gain de l'antenne réceptrice
G_t	le gain de l'antenne émettrice
f_b	la fréquence de battement (beat frequency)
f_p	la période de répétition de l'impulsion (<i>Pulse Repetition Frequency</i>)
f_D	la fréquence Doppler (<i>Doppler frequency</i>)
P_t	puissance transmise
P_r	puissance reçue
r_r	la distance entre l'antenne émettrice et la cible
r_t	la distance entre l'antenne réceptrice et la cible
S	la densité de puissance
T_p	la période de répétition d'impulsion (<i>Pulse repetition period</i>)
V_r	la vitesse radiale entre la cible et le radar
α	l'angle de rotation de la cible
β	la constante de propagation
θ	l'angle sur le plan vertical
ϕ	l'angle sur le plan horizontal
ϵ_r	la permittivité relative
η	coefficient d'efficacité de l'antenne (aperture efficiency)
μ	la perméabilité magnétique
μ_r	la perméabilité relative

λ_0	la longueur d'onde en espace libre
λ_g	la longueur d'onde guidée
σ	la surface équivalente radar (<i>radar cross section</i>)
τ	le temps de vol aller-retour (<i>Roundtrip time</i>)
ω	la fréquence angulaire

INTRODUCTION

Le radar (*RAdio Detection And Ranging*) est le dispositif conçu afin de détecter la présence des objets nommés communément les cibles. Initialement prévu pour les besoins militaires, les radars couvrent également une panoplie d'applications civiles. Le principe du fonctionnement des radars est très simple. Les équipements du radar émettent les ondes électromagnétiques et évaluent la distance de la cible par la mesure du temps d'aller-retour du signal. L'orientation de l'antenne indique la direction de la cible. Par conséquent, une antenne directive à faisceau fin (*pencil beam pattern*) est nécessaire afin de déterminer la direction de la cible avec suffisamment de précision. La vitesse des objets mobiles peut également être estimée par le décalage de fréquence du signal écho dû à l'effet Doppler. Ainsi, un radar intelligent peut tracer la trajectoire de la cible mobile et prévoir son trajet. Ce type de radar est également capable de distinguer les cibles mobiles et stationnaires. Dans un contexte militaire, les cibles mobiles telles que les aéronefs sont recherchées tandis que les cibles stationnaires telles que les collines et les mers sont à écarter. L'un des avantages majeurs du radar par rapport aux autres systèmes de détection comme LIDAR (*Light Detection And Ranging*) est qu'il est capable de détecter les cibles quelques soient les conditions climatiques.

Depuis la fin de la deuxième guerre mondiale, les radars ont évolué considérablement et de nouveaux types de radar ont été mis en place. Les radars météorologiques, les radars de contrôle de trafic terrestre et aérien, les radars d'évitement des collisions et les radars employés dans les systèmes de positionnement local (SPL) sont quelques exemples parmi tant d'autres. Par ailleurs, les progrès des circuits intégrés RF en semi-conducteurs (*solid-state RF components*) a donné des élan à l'étude et à la fabrication des radars à puissance faible. Il est désormais possible de fabriquer dans les laboratoires un radar à ondes continues modulées en fréquence (*FMCW: Frequency Modulated Continuous Wave*) d'une puissance de plusieurs watts avec les composantes fiables et robustes. Il est cependant important de respecter les normes de sécurité imposées par les autorités de réglementation afin d'éviter de mettre en danger la vie humaine par une exposition électromagnétique trop forte.

Les besoins en matière de sécurité ont également évolué au cours des dernières décennies. Le nombre croissant des voitures dans les villes et sur les routes exige l'augmentation du niveau de la sécurité. Les collisions des voitures sont souvent dues aux erreurs humaines et aux conditions

climatiques réduisant la visibilité et les performances des équipements de guidage et de freinage. Les carambolages sur les autoroutes suite aux intempéries arrivent fréquemment et causent des scénarios dramatiques. Voyager sur les routes dans les brouillards et les autres conditions climatiques difficiles est synonyme de prise de risques inacceptables. Dans ce contexte, il est bien raisonnable de penser à équiper les voitures d'un système d'assistance intelligent permettant d'avertir le conducteur avec un délai suffisamment long pour réagir à temps et éviter le danger [6], [7], [17], [36].

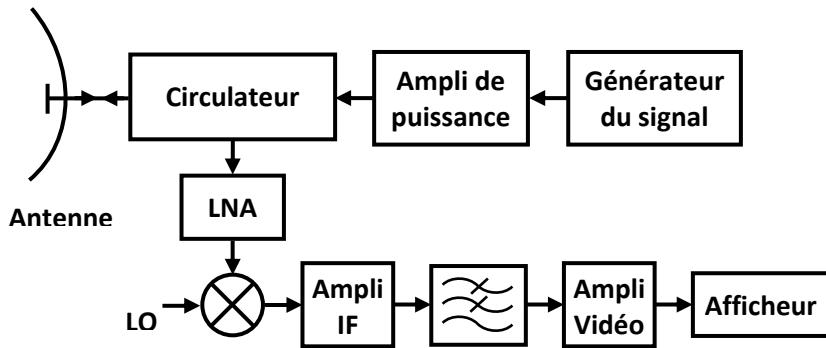


Figure 1-1 : Le schéma d'un radar classique simplifié.

Le schéma d'un radar classique est illustré à la Figure 1-1. Le générateur du signal produit un signal répétitif qui est transmis vers la cible après avoir traversé un amplificateur de puissance. La cible intercepte le signal du radar et renvoie une partie de l'énergie reçue proportionnellement à sa surface équivalente radar. Une partie de cette énergie arrive à l'antenne du radar et est amplifiée par un amplificateur faible bruit avant d'être mélangée avec le signal d'un oscillateur local dans un mélangeur dont le rôle est de réaliser une translation fréquentielle vers le bas. Le signal à la sortie du mélangeur est amplifié avant de passer le filtre adapté dont le but est de maximiser le rapport du signal/bruit de sortie. Finalement, un amplificateur vidéo met en forme le signal avant afficher le résultat sur un écran (souvent du type PPI : PlanPositionIndicateur). Le résultat d'un afficheur est généralement présenté à un opérateur qui prendra la décision de déclarer la présence ou l'absence de la cible. Un circulateur permet de partager la même antenne de façon temporelle entre l'émetteur et le récepteur. Nous allons passer rapidement en revue les paramètres importants des radars et nous nous concentrerons particulièrement sur ceux qui nous intéressent, c'est-à-dire les paramètres des radars à ondes continues modulées en fréquence. Plus

amples informations sur les autres types de radar peuvent être trouvées dans la littérature [63]-[65].

La portée du radar

La possibilité de mesurer la distance de la cible dans les conditions climatiques défavorables est un élément clé du radar qui le distingue des autres types de senseur. La portée du radar dépend de la visibilité directe (line of sight) sur la cible et la puissance du transmetteur. D'autres facteurs comme la fréquence et le gain de l'antenne peuvent également influencer la portée du radar. Les radars militaires sont capables de détecter les aéronefs à une distance de plusieurs centaines de kilomètres avec la précision de quelques dizaines de mètres.

La précision du radar

Les radars à ondes continues estiment la distance de la cible par la mesure du décalage de phase ou de fréquence. Il est possible d'améliorer la précision de ces types de radars par l'augmentation de la largeur spectrale du signal transmis. Plus de détails sur le sujet sont donnés dans le chapitre suivant.

Vitesse radiale

La vitesse radiale de la cible peut être mesurée de deux façons : le décalage dû à l'effet Doppler ou la mesure successive de la distance. Même si cela demande un temps de mesure relativement long pour avoir la précision adéquate, c'est la deuxième méthode qui est préférée la plupart du temps car sa réalisation est plus simple. Les radars à effet Doppler sont souvent employés par la police pour déterminer la vitesse des voitures. Aujourd'hui, la majorité de ces radars sont remplacés par les senseurs optiques du type Lidar. Un autre exemple d'application des radars à l'effet Doppler est la visualisation des cibles mobiles (moving target indicator).

Direction angulaire

La direction d'arrivée du signal est souvent déterminée par l'orientation de l'antenne du radar. Par conséquent, pour augmenter la précision de cette mesure, l'utilisation d'une antenne directive est inévitable. La dimension électrique de l'antenne est donc le facteur à prendre en considération dans cette approche. Il est néanmoins supposé que la direction de l'arrivée n'est pas altérée comme cela pourrait arriver par les couches atmosphériques. Une autre façon de mesurer la direction d'arrivée du signal est par la mesure de la différence de phase entre deux antennes de

réception séparées dans l'espace. Il faut cependant préciser que cette approche s'apparente à l'utilisation d'une antenne réseau à commande de phase (*phased array antenna*).

Les fréquences du radar

Un radar peut être considéré comme n'importe quel instrument qui localise un objet par la diffusion de l'énergie électromagnétique et la mesure de l'écho et ce, quelque soit la fréquence. Les radars peuvent avoir une fréquence allant de quelques mégahertz jusqu'à plusieurs térahertz. Pendant la deuxième guerre mondiale, et pour garder les secrets militaires, les lettres P, L, S, C, X et K ont été assignées à différentes plages de fréquence. À titre d'exemple, le radar de surveillance d'aéroport ASR-9 a été développé dans la bande S avec une largeur de bande de 200 MHz. Le radar PILOT de la surveillance maritime avec la technologie des ondes continues modulées en fréquence a été développé dans la bande X avec une largeur de bande de 400 MHz.

Bande	Plage de fréquence	Applications principales
HF	3-30 MHz	Radar trans-horizon
VHF	30-300 MHz	Détection de longue distance
UHF	300-1000 MHz	Surveillance de longue distance
L	1000-2000 MHz	Surveillance de longue distance
S	2000-4000 MHz	Surveillance, Météorologie, Contrôle du trafique aérien
C	4000-8000 MHz	Contrôle du feu, Localisation/traçage
X	8-12 GHz	Contrôle du feu, Missile air-air, Marine, Météorologie
Ku	12-18 GHz	Contrôle du feu de courte distance, Télédétection (RS), Guidage d'arme
K	18-27	Télédétection (RS), Guidage d'arme
Ka	27-40 GHz	Télédétection (RS), Guidage d'arme
V	40-75 GHz	Télédétection (RS), Guidage d'arme
W	75-110 GHz	Télédétection (RS), Guidage d'arme
mm	110-300 GHz	Mesure des profils atmosphériques

Tableau 1 : Les bandes de fréquence radar et leurs applications [46]

Le système de positionnement local de Siemens est un autre exemple étant un radar FMCW fonctionnant à la bande K. Le radar trans-horizon fonctionnant à la bande HF est un radar de longue portée qui profite des propriétés réflectives de la couche ionosphère pour augmenter sa portée.

Malgré la disparition du besoin original et pour les facilités qu'elles apportent dans la désignation des plages fréquentielles, ces lettres sont restées en usage et d'autres ont été rajoutées. Par ailleurs, la lettre P a été remplacée par UHF. Le Tableau 1 illustre les bandes de fréquence de radar entre HF et W et leurs applications. Dans la réalité, la frontière entre les bandes n'est pas aussi franche que dans la Tableau 1. Chaque bande de fréquence a ses particularités propres la rendant plus convenable à un type d'application qu'à un autre. Nous allons donner un bref aperçu de chacune de ces bandes.

Bandé HF, 3-30 MHz

Les premiers radars ont été fabriqués dans cette bande par les Britanniques avant la Deuxième Guerre mondiale. L'un des inconvénients majeurs de cette bande est la nécessité d'une grande antenne pour avoir le diagramme de rayonnement et la largeur de faisceau adéquats. Un autre problème est la présence d'un niveau relativement élevé du bruit naturel ambiant dans cette bande. La largeur de cette bande est étroite et largement utilisée et sa longueur d'onde est grande. De ce fait, la plupart des cibles sont électriquement grandes et tombent dans la région de Rayleigh, leurs surfaces équivalentes radar étant faibles. A l'époque où la Grande-Bretagne l'a utilisée, c'était la fréquence la plus élevée avec autant de composantes fiables à haute puissance. Ce radar a rempli la tâche qu'on lui demandait et était capable de détecter les cibles hostiles jusqu'à une distance de 200 miles. Le seul avantage de cette bande est la réflexion des ondes électromagnétiques par l'ionosphère permettant la détection des cibles jusqu'à une distance de 2000 miles. Comme dit précédemment, les radars *trans-horizon* (*over-the-horizon*) sont réalisables dans cette bande.

Bandé VHF, 30-300 MHz

La majorité des radars des années 30 a été fabriquée dans cette bande. Semblablement à la bande HF, sa largeur de bande est étroite, surchargée et le niveau de bruit est trop élevé. Les avantages de la bande VHF sont les suivants : la taille des antennes est plus raisonnable, les composantes actives dans cette bande sont plus stables et elles sont également plus abordables. Un autre

bénéfice de cette bande est qu'avec la polarisation horizontale et une bonne surface réfléchissante comme la mer, l'interférence constructive entre l'onde directe et celle réfléchie peut contribuer à une augmentation substantielle de la portée du radar. Par ailleurs, ce même phénomène crée des zones d'ombre à certains angles d'élévation. Bref, il s'agit d'une bande avec un bon compromis entre la portée et le coût de fabrication. Malgré les qualités citées, il n'y a pas énormément d'applications réalisées dans cette bande car les inconvénients l'emportent souvent sur les avantages.

Bandes UHF, 300-1000 MHz

La bande UHF possède la plupart des caractéristiques de la bande VHF, mais son niveau du bruit naturel à cette bande est nettement moins élevé. De surcroît, les conditions climatiques ne sont plus une entrave et une antenne de taille raisonnable fait le travail convenablement, spécialement dans une surveillance de longue portée et pour une application extraterrestre ou de poursuite (*tracking*) de missiles balistiques. Les transmetteurs à base de composantes intégrées (*solid-state*) de cette bande sont capables de délivrer la puissance élevée tout en étant large-bande et faciles à entretenir.

Bandes L, 1-2 GHz

Il s'agit de la bande préférée pour fabriquer les radars terrestres de longue portée. Il est également possible de réaliser les radars à visualisation des objets mobiles (*moving target indicator*) dans cette bande. Le niveau du bruit naturel est bas et les antennes ayant une petite largeur de faisceau capables de véhiculer la puissance élevée sont facilement réalisables à ces fréquences. Les bandes L et S sont celles des radars militaires. Les radars de grande taille dédiés à détecter les cibles extraterrestres sont également fabriqués dans la bande L.

Bandes S, 2-4 GHz

Les radars de surveillance aérienne de longue portée peuvent être fabriqués pour la bande S mais plus difficilement qu'à des fréquences moins élevées. Par contre, les échos sous l'effet de la pluie peuvent considérablement dégrader la portée de ces radars dans cette bande. Cependant, la bande S est celle des radars météorologiques capables d'estimer l'intensité des pluies. Les radars de surveillance de moyenne portée pour les aéroports (ASR) sont également réalisés à la bande S. La largeur de faisceau étroite des antennes fonctionnant dans la bande S permet une meilleure résolution angulaire et en même temps rend difficile le bruitage du lobe principal par les

équipements hostiles. Les radars aéroportés du type AWACS destinés à la surveillance aérienne de longue portée sont fabriqués dans cette bande. Ces fréquences offrent le meilleur compromis pour assurer à la fois une surveillance aérienne et la poursuite de précision.

Bandé C, 4-8 GHz

La bande C située entre S et X ne facilite pas la réalisation des radars de surveillance aérienne de longue portée. Néanmoins, les radars de poursuite des missiles pour la longue distance ayant la précision élevée sont fabriqués dans cette bande. Elle est également utilisée pour les radars de moyenne portée et les radars météorologiques.

Bandé X, 8-12 GHz

Il s'agit de la bande populaire des applications militaires de poursuite de missiles ainsi que les applications civiles. Les radars de la bande X ont une taille raisonnable et conviennent aux applications exigeant la légèreté et la mobilité. La largeur de bande appropriée de cette bande permet la réalisation des impulsions de courte durée permettant une résolution élevée. Les antennes avec les largeurs de faisceau étroites sont un autre atout de cette bande. Les inconvénients sont la difficulté d'obtenir une portée longue et la dégradation de la qualité du signal sous la pluie.

Bandé K_u, K, K_a, 12-40 GHz

Les premiers radars de la Deuxième Guerre mondiale ont été fabriqués à 24 GHz. Le choix de la fréquence n'est pas bon car il est proche de la fréquence de résonnance de la vapeur d'eau (22.2 GHz), où l'absorption de l'énergie affecte directement la portée du radar. Plus tard, la bande K a été éclatée en deux parties. La partie inférieure a pris la désignation de K_u à 12-18 GHz et la partie supérieure celle de K_a à 27-40 GHz. Comme nous pouvons le deviner, les avantages de la bande sont sa largeur et la possibilité d'avoir des antennes à largeur de faisceau étroite. En revanche, la génération de la haute puissance est difficile à atteindre. Avec l'augmentation de la fréquence, les atténuations dues aux pluies sont croissantes dans cette bande, d'où la faiblesse des radars de la bande K dans les conditions climatiques difficiles. Néanmoins, la plupart des radars du contrôle du trafic terrestre pour les aéroports fonctionnent dans cette bande car leur résolution est élevée et que la portée nécessaire de ces applications est relativement courte.

Bande des ondes millimétriques, >40 GHz

L'atténuation de l'atmosphère est grande dans cette bande. Elle est exceptionnellement grande autour de 60 GHz. Ceci compromet la réalisation des applications autour de cette fréquence en particulier. La bande millimétrique a été sous divisée par les standards de IEEE et certaines applications ont été affectées à certaines d'entre elles. Toujours à cause des atténuations, les applications de longue portée n'ont pas leur place dans cette bande. Récemment, en plus de 24 GHz, la fréquence de 77 GHz a été autorisée pour les applications du transport routier (*Automotive applications*) [28]. L'inconvénient majeur de cette bande est donc l'absorption atmosphérique réduisant la portée du radar. C'est la raison pour laquelle la plupart des applications de cette bande sont dans l'espace. D'autres inconvénients de la bande millimétrique consistent en la difficulté de fabriquer des récepteurs sensibles et des lignes de transmission à faible perte.

Les fréquences Laser

Les puissances de magnitude raisonnable ainsi que les faisceaux étroits et directifs sont réalisables dans les régions infrarouge, optique et ultraviolet du spectre. La bonne précision de distance et d'angle rend la bande laser assez attrayante pour les applications d'imagerie et celles nécessitant la haute précision. Les lasers ne conviennent pas aux applications de surveillance surtout sur une zone vaste. Ils sont souvent utilisés depuis l'espace pour mesurer les profils atmosphériques tels que la température, la densité de vapeur d'eau, l'épaisseur de la couche ozone ainsi que la hauteur des nuages et les vents troposphériques. Le problème majeur des lasers est leur incapacité à performer en présence des nuages, sous la pluie et dans les brouillards.

De manière générale, un radar détermine la distance et l'angle de la cible mais, comme cité précédemment, il peut également fournir les informations sur la nature de la cible. Pour déterminer la distance avec suffisamment de précision, le radar a besoin d'une largeur de bande nécessaire tandis que la précision dans la mesure de la direction exige l'antenne électriquement grande. Nous verrons au premier chapitre les moyens les plus classiques pour augmenter la portée du radar par l'augmentation de la puissance transmise et l'emploi d'une antenne à haut gain. Autrement, le signal reçu est tellement faible qu'il tombe en deçà du seuil du récepteur. Nous verrons également que dans les applications civiles, ceci n'est toujours pas possible et que le respect des normes exige des limites à ne pas franchir.

Par conséquent, de nouvelles techniques sont nécessaires pour améliorer les performances des équipements existants et obtenir un signal au-dessus du seuil du récepteur. Même s'il n'est pas possible de satisfaire cette condition tout le temps, il est tout à fait envisageable d'en augmenter la probabilité. La fluctuation de la puissance reçue par l'antenne réceptrice du radar, connue sous le nom de « scintillement » est généralement due aux variations de la surface équivalente radar de la cible. Dans un milieu dégagé où la visibilité directe (*line of sight*) sur la cible existe, le scintillement paraît lorsque la cible change de position ou lors de sa rotation. L'antenne réceptrice est ainsi exposée à une facette de la cible qui change d'aspect. Cela suppose que les équipements du radar sont stationnaires. Dans le cas du radar à évitement des collisions, le scintillement peut être causé par le mouvement de la cible ou du véhicule le poursuivant. Dans un environnement encombré par des objets mobiles et stationnaires, le scintillement peut être occasionné par le déplacement des objets mobiles. Ainsi, la variation de phase des signaux reçus peut causer une annulation du signal résultant qui est une somme vectorielle des signaux en provenance de chaque réflecteur.

Par ailleurs, les collisions contre pare-chocs arrière d'un autre véhicule sont les accidents les plus fréquents. L'importance de garder une distance de sécurité avec la voiture de devant est primordiale, préoccupant les autorités chargées de la sécurité routière. L'administration américaine responsable de la sécurité du trafic des autoroutes nationales (*National Highway Trafic Safty Administration : NHTSA*), à l'appui du département du transport américain (*U.S. Departement Of Transport : USDOT*), a mis en place un programme concernant un système d'évitement des collisions (*Automotive Collision Avoidance System : ACAS*) [74]. Ce programme, mené par General Motors en collaboration avec la compagnie Delphi et l'université du Michigan, a deux volets :

- Un système de contrôle de vitesse adaptative (Adaptative Cruise Control : ACC)
- Un dispositif d'avertissement des collisions avant (Forward Collision Warning : FCW)

Dans son programme de test opérationnel du champ (Field Operational Test : ACAS FOT), 11 Buick équipées du système ACAS ont été mis en test pendant 12 mois avec un parcours naturel de 137000 miles. 96 participants du sud du Michigan ont utilisé chacun une voiture comme leur moyen de transport personnel durant plusieurs semaines. Les données incluant les échantillons vidéo de la scène avant et de la face du conducteur ont été rassemblées. Les résultats de ces tests

publiés dans le rapport final [74] confirment la réduction de petits intervalles (*short headways*) temporels (< 1sec) par les systèmes ACC et FCW. Les réductions dues à ACC se sont révélées plus subséquentes et robustes. Le questionnaire et les interviews ont démontré une plus large acceptation du système ACC par le groupe de test et une appréciation plus mitigée du système FCW. La réduction de fausse alarme des systèmes équipés de FCW s'avère indispensable afin d'améliorer son taux d'acceptation.

La solution proposée dans la première partie de cette thèse est de positionner plusieurs antennes de réception dans l'espace de façon à visionner différentes facettes de la cible par chacune d'entre elles. Ainsi, la probabilité d'avoir les signaux faibles par toutes les antennes sera bien réduite. De plus, par les techniques bien connues (système MIMO) dans le domaine de la télécommunication mobile, nous pourrions combiner ces signaux afin d'obtenir un signal de bien meilleure qualité que celle de chacun d'entre eux.

L'équation du radar

Nous allons calculer la puissance reçue du radar en considérant la topologie plus générale du radar bi-statique. Il est facile par la suite de considérer $G_t=G_r=G$, $r_t=r_r=r$ et de déduire directement l'équation du radar mono-statique. Pour la puissance d'émetteur P_t , une antenne omnidirectionnelle et une cible à la distance r_t du radar, la densité de la puissance au point de positionnement de la cible est

$$S_{omni} = \frac{P_t}{4\pi r_t^2} \quad (1)$$

L'équation (1) est valable pour une antenne isotrope. Rappelons qu'une antenne isotrope nécessite un point source et n'est pas réalisable matériellement. En revanche, une antenne omnidirectionnelle qui émet sur un plan de manière uniforme est facile à fabriquer. Un dipôle en est un exemple et possède un diagramme de rayonnement uniforme sur le plan d'azimut lors qu'il est posé verticalement. Son gain est de $1.64=2.15$ dB. En cas d'émission avec une antenne directive de gain G_t , la densité de la puissance sera

$$S_{directive} = \frac{P_t G_t(\phi_t, \theta_t)}{4\pi r_t^2} \quad (2)$$

Il est à noter que le diagramme de rayonnement de l'antenne dépend des angles θ et φ . Pour différencier les antennes d'émission et de réception, ces angles seront indexés par r et t . La cible est confrontée aux champs électromagnétiques et réfléchit une partie de l'énergie vers le radar, proportionnellement à sa surface équivalente radar σ . Ce paramètre est une caractéristique de la cible et s'exprime en m^2 . Nous allons donner plus de détail sur la surface équivalente radar à la section 1.9. Tel que nous l'avons mentionné précédemment, la SER d'une cible dépend de l'angle de vue du radar. Dans le cas du radar bi-statique, les angles de cible par rapport à l'émetteur et le récepteur sont θ_t , φ_t , θ_r , φ_r . La puissance réfléchie par la cible envers les équipements du radar peut être écrit

$$P_{\text{réfléchie}} = \frac{P_t G_t(\varphi_t, \theta_t)}{4\pi r_t^2} \sigma(\varphi_t, \theta_t, \varphi_r, \theta_r) \quad (3)$$

Par conséquent, la densité de la puissance réfléchie au point de positionnement de l'antenne réceptrice est

$$S_r = \frac{P_t G_t(\varphi_t, \theta_t)}{4\pi r_t^2} \sigma(\varphi_t, \theta_t, \varphi_r, \theta_r) \frac{1}{4\pi r_r^2} \quad (4)$$

L'antenne réceptrice du radar ayant une surface effective A_e , la puissance reçue est

$$P_r = \frac{P_t G_t(\varphi_t, \theta_t)}{4\pi r_t^2} \sigma(\varphi_t, \theta_t, \varphi_r, \theta_r) \frac{1}{4\pi r_r^2} A_e \quad (5)$$

Selon la théorie des antennes [72], la surface effective de l'antenne et son gain sont liés selon

$$G_r = \frac{4\pi A_r}{\lambda^2} \quad (6)$$

La puissance reçue peut être réécrite

$$P_r = \frac{P_t G_t(\varphi_t, \theta_t)}{4\pi r_t^2} \sigma(\varphi_t, \theta_t, \varphi_r, \theta_r) \frac{1}{4\pi r_r^2} \frac{G_r(\varphi_r, \theta_r) \lambda^2}{4\pi} \quad (7)$$

Dans une forme plus générique, la puissance reçue est

$$P_r = \underbrace{\frac{P_t G_t(\varphi_t, \theta_t)}{L_t}}_{\text{Système de transmission}} \underbrace{\frac{1}{4\pi r_t^2 L_{mt}}}_{\text{Média de propagation}} \underbrace{\overbrace{\sigma(\varphi_t, \theta_t, \varphi_r, \theta_r)}^{\text{Cible}}}_{\text{Média de propagation}} \underbrace{\frac{1}{4\pi r_r^2 L_{mr}}}_{\text{Média de propagation}} \underbrace{\frac{G_r(\varphi_r, \theta_r) \lambda_\circ^2}{4\pi L_r}}_{\text{Système de réception}} \underbrace{\frac{1}{L_p}}_{\text{Effet de polarisation}} \quad (8)$$

Les paramètres de cette équation peuvent être décrits comme suivant :

P_t = puissance de transmetteur en watts

G_t = gain de l'antenne émettrice

L_t = perte de système de transmission

L_r = perte de système de réception

r_t = distance entre la cible et l'antenne émettrice

σ = surface équivalente radar de la cible

L_{mt} , = perte de média de propagation

L_{mr} = perte de média de propagation

r_r = distance entre la cible et l'antenne réceptrice

G_r = gain de l'antenne réceptrice

λ_\circ = longueur d'onde dans espace libre

L_p = perte due à l'effet de polarisation

La couverture maximale du radar R_{max} est la distance au-delà de laquelle la cible ne peut être détectée. Si la puissance reçue est inférieure à la puissance minimum détectable par l'équipement de récepteur, la cible sera noyée dans le bruit. Pour un radar mono-statique et à l'aide de (8), on peut écrire [64]

$$R_{max} = \left[\frac{P_t G^2 \lambda_\circ^2 \sigma}{(4\pi)^3 S_{min}} \right]^{1/4} \quad (9)$$

L'équation (9) est connue sous le nom de « l'équation du radar ». Elle décrit la relation entre les différents paramètres du radar et sa portée. Par exemple, elle démontre qu'il faut multiplier par 16 la puissance d'émetteur du radar pour seulement doubler sa portée. Par ailleurs, l'utilisation d'une antenne plus directive en augmentant son gain de 6 dB donne le même résultat.

Comme nous l'avons souligné précédemment, les radars possèdent plusieurs applications. Une de ces applications est le système de positionnement local (LPS). Par ailleurs, nous avons vu qu'avec la montée en fréquence, la portée du radar diminue et sa précision et sa résolution augmentent. Autrement dit, les fréquences plus élevées conviennent parfaitement aux systèmes LPS, où la portée nécessaire dépasse rarement quelques centaines de mètres. Les systèmes de positionnement local apparus dans les années 90 combinent la lacune des systèmes de positionnement global (GPS), qui ont le défaut de ne pas pouvoir pénétrer dans les espaces clos. Les applications liées aux LPS sont florissantes, permettant l'émergence de nouveaux concepts de la transmission de données sans fil et nouveaux types de transpondeur sur le marché. Il s'agit du domaine le plus excitant de la télécommunication sans fil des années à venir, attirant un nombre important de chercheurs avec les subventions des gouvernements et la participation des industriels.

Le principe de fonctionnement des LPS est simple. Dans son implémentation la plus courante, trois radars sont mis en place à trois endroits différents. Ces radars, nommés stations de base (BS), déterminent la distance entre la cible et leur emplacement. Les coordonnées exactes de la cible sont ensuite trouvées par triangulation. Contrairement aux contextes militaires, les cibles qui font l'objet des systèmes LPS sont dites coopératives; elles sont nommées « tag » en anglais ou transpondeur en français. Plusieurs types des systèmes de positionnement local ont déjà été mis en place depuis la première moitié des années 90, Nous allons donner plus de détails à ce sujet au premier chapitre de cette thèse.

Dans la deuxième partie de cette thèse, nous allons aborder un système de positionnement local basé sur un nouveau concept que nous nommons système de positionnement local vertical (SPLV). Le front-end du système SPLV a été fabriqué au cours des travaux de cette thèse. Par manque de temps, le montage d'un système au complet a été laissé pour les travaux futurs.

Le premier chapitre de cette thèse présente la « théorie » des radars et des notions de positionnement local. Nous donnerons en premier un bref historique suivi des différentes

topologies des radars. Par la suite, nous décrirons la notion des radars bi-statiques et mono-statiques. Nous détaillerons deux types de radar : le radar à impulsion et le radar à ondes continues avant de présenter le calcul de l'équation du radar. Afin de préparer le terrain à la notion de la diversité spatiale, nous aborderons la caractéristique du canal radio et les diversités en télécommunication. Nous parlerons également d'évanouissement à grande-échelle et à petite-échelle, de la surface équivalente radar et des champs proche et lointain. À la section suivante, nous présenterons les systèmes de positionnement en commençant par le système de positionnement global (*global positioning system*) avant d'expliquer les systèmes de positionnement local. Nous dévoilerons les différents systèmes de positionnement local basés sur : l'angle d'arrivée (*angle of arrival*), la puissance du signal reçu (*received signal strength*), le temps d'arrivée (*time of arrival*) et la différence de temps d'arrivée. À la fin de ce chapitre, nous présenterons le système de positionnement local vertical (SPLV). Nous justifierons le besoin de ce système et décrirons ses contraintes dans les chapitres suivants. Nous tracerons également les courbes concernant les zones d'ambiguïté. Nous finirons le chapitre par la théorie des radars à ondes continues modulées en fréquence et calculerons la densité spectrale des rampes de fréquence.

Dans le deuxième chapitre, nous analyserons et élaborerons la conception du modèle du radar à diversité spatiale en commençant par l'introduction du schéma du radar à diversité spatiale. Nous présenterons la surface équivalente radar du champ lointain de la plaque métallique rectangulaire avant aborder le bloc essentiel de notre modèle du radar à diversité spatiale. Il s'agit de la surface équivalente radar du champ proche de la plaque métallique à l'aide de la technique d'intégration Physique Optique (*PO-Integration*). Nous montrerons les antennes cornets conçues à l'aide du logiciel HFSS de la compagnie Ansoft utilisant la méthode d'analyse par éléments finis (*finite element method*) et réalisées dans notre centre de recherche à Poly-Grames. Nous détaillerons, par la suite, le modèle du radar à diversité spatiale à l'aide du logiciel ADS de la compagnie Agilent. Nous illustrerons le synoptique du système avant de parler des différentes techniques combinatoires des signaux. Nous présenterons les techniques telles que la diversité de sélection (SD : *selection diversity*) et la technique combinatoire à gains égaux (EGC : *equal gain combining*) empruntées à la télécommunication sans fil. Suite à ces modélisations théoriques, nous manipulerons une cible constituée d'une plaque métallique carrée de $60 \times 60 \text{ cm}^2$ et montrerons les résultats des premières simulations. Afin de quantifier les progrès de la qualité du

signal dus à la diversité spatiale, nous calculerons l'écart-type du signal à l'issue des techniques SD et EGC. Nous démontrerons que ces techniques réduisent substantiellement les écarts-types. Nous introduirons également la notion de la portée angulaire et démontrerons que la diversité spatiale contribue à l'améliorer. À la fin de ce chapitre, nous présenterons les résultats expérimentaux de la plaque métallique ainsi que les mesures effectuées sur un véhicule.

Le chapitre III est dédié à l'étude de l'architecture du SPLV. Dans ce chapitre, nous engagerons une discussion autour du type et de la fréquence du radar à utiliser dans le système SPLV. Nous calculerons le spectre du signal transmis ainsi que celui du signal de battement. Les antennes du système de positionnement local sont décrites dans ce chapitre. Nous aborderons également les notions telles que : la puissance maximale autorisée, la zone d'ambiguïté et la collision entre les stations de base. Nous terminerons ce chapitre par une petite discussion autour des dispositifs de mesure du signal de battement. Notre choix des cartes DSP sera justifié à la fin du chapitre.

L'implémentation du système de positionnement local vertical sera exposée au chapitre IV. Nous présenterons l'implémentation du radar FMCW en commençant par la justification des choix des circuits RF actifs. Nous dévoilerons la topologie du front-end ainsi que son bilan de puissance. Le cornet plan H sera montré par la suite. Nous illustrons l'adaptation de l'antenne par son paramètre S_{11} ainsi que les diagrammes de rayonnement co-polar plan E et H issus des mesures et des simulations. Les diagrammes de x-polar seront illustrés sur les mêmes graphiques. Nous donnerons un descriptif de la partie de traitement du signal. Une brève description de la transformée de Fourier discrète sera donnée avant de présenter la matrice pré-calculée servant à accélérer les performances de ces calculs. Nous discuterons brièvement de la précision et de la résolution du radar FMCW. L'architecture du circuit de traitement du signal sera illustrée dans la foulée. Dans la section suivante, nous présenterons la version blindée du front-end RF. À la fin du chapitre, l'intégration du système sera abordée. Nous avons conçu et réalisé une version planaire de l'antenne plan H à l'aide des réseaux d'antennes à microruban. Nous illustrons le paramètre S_{11} ainsi que les diagrammes de rayonnement de cette antenne à la fin du chapitre.

Le dernier chapitre de cette thèse décrira la conclusion et les travaux futurs. Nous soulignerons la contribution essentielle de la présente thèse ainsi que les différents résultats des simulations et des mesures. Les réalisations au cours des travaux de cette thèse seront résumées également.

Finalement, l'architecture d'une solution de dialogue entre les stations de base est décrite. Cette architecture servira à la poursuite du projet et de la réalisation du système SPLV au complet.

CHAPITRE 1

GÉNÉRALITÉ SUR LES RADARS ET DÉFINITION DU CONTEXTE DE L'ÉTUDE

1.1 Bref historique et aperçu des radars

Le radar est un instrument initialement conçu pour la détection et la localisation des aéronefs hostiles. Il détecte la position des objets en émettant des ondes électromagnétiques et en observant les échos reçus. Mis en œuvre pour la première fois en décembre 1934 par le laboratoire de recherche naval américain (NRL), les équipements du premier radar étaient seulement capables d'émettre des ondes continues à 60 MHz. Ce fut la raison d'une première tentative échouée dans le domaine car le récepteur du radar n'était pas adapté aux ondes continues. Après ce premier échec, les chercheurs de NRL ont réussi à recevoir les premiers échos à 200 MHz en juillet 1936 à base des signaux envoyés en impulsions. Malgré le succès de ce premier prototype, il a fallu attendre la Deuxième Guerre mondiale pour voir les véritables progrès en la matière. Ainsi, le développement du radar à impulsions était lié aux applications militaires. En 1936, presque au même moment que le radar à impulsions, un autre type de radar à ondes continues a vu le jour. Il était utilisé pour mesurer l'altitude des avions et n'était pas considéré en tant que radar à ses débuts. Son principe de fonctionnement était identique à celui que nous allons décrire plus loin au titre de radar FMCW [64].

Selon [64], le radar est quasiment la seule application qui utilise toutes les technologies de l'ingénierie électronique et des micro-ondes. La conception et la mise en forme du signal, dispersion électromagnétique, antennes, propagation d'ondes dans les milieux différents, conception d'émetteurs et de récepteurs, extraction d'information et le traitement de signal sont tous au cœur de l'application du radar.

1.2 Les différentes topologies des radars

La Figure 1-1 montre un radar classique avec la puissance P_t transmise par son équipement vers la cible et l'écho P_r reçu par son récepteur. La portée du radar est la distance maximale à laquelle il est capable de détecter ses cibles. Cette distance dépend de plusieurs facteurs tels que : la puissance d'émission, les gains des antennes, le gain et le facteur de bruit du récepteur, la taille

des cibles, la possibilité d'avoir la visibilité directe (LOS) et l'environnement de propagation. Ainsi, les radars sont destinés à détecter une ou plusieurs catégories de cibles. Les radars classiques détectent la distance de cible R à l'aide de la mesure du temps d'aller-retour τ d'un signal de courte-durée nommé impulsion qui voyage à la vitesse de lumière $c=3\times10^8$ m/s.

$$R = \frac{c\tau}{2} \quad (1-1)$$

Les impulsions sont modulées en fréquence afin de s'adapter aux exigences techniques et aux caractéristiques du milieu de propagation : génération et amplification des signaux, taille des antennes, la perte d'espace libre, atténuation de l'atmosphère, etc.

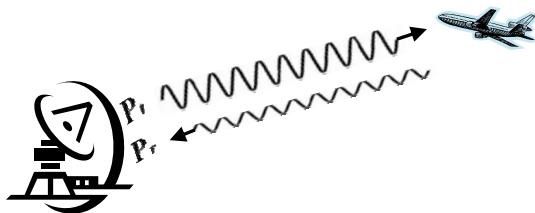


Figure 1-1 : Radar classique

Différents types de radars sont conçus pour différents types de cibles et de milieux de propagation distincts. Le synoptique du radar classique est illustré à la Figure 1-2. L'utilisation d'un circulateur permet de combiner les antennes émettrice et réceptrice, ceci afin de gagner de l'espace surtout pour les radars de longue portée où la taille de l'antenne à gain élevé est imposante. Par ailleurs, le coût d'un circulateur qui supporte la puissance élevée et son niveau d'isolation doivent être supportables dans la première topologie.

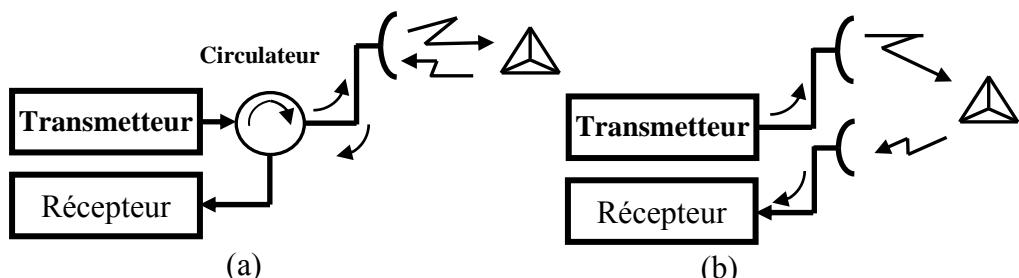


Figure 1-2 : Synoptique du radar classique a) à base du circulateur b) avec deux antennes

1.3 Radars mono-statiques et bi-statiques

Il est intéressant de noter qu'à part les objets sphériques, la puissance réfléchie de la cible dépend de l'angle de vue du radar. La distance entre l'antenne d'émission et de réception définit la catégorie du radar. Ainsi, le radar est dit mono-statique lorsqu'il est équipé d'une seule antenne d'émission/réception, tel que montré sur la Figure 1-2 (a). Dans le cas de la Figure 1-2 (b), nous avons un radar bi-statique. L'angle bi-statique est constitué de l'antenne émettrice, de la cible et de l'antenne réceptrice. Un radar bi-statique dont les antennes sont relativement proches par rapport à sa portée est nommé quasi-mono-statique.

1.4 Différents types de radars

1.4.1 Radars à impulsion

Initialement conçu pour les applications militaires, ce type de radar est le premier à voir le jour et son développement est essentiellement dû au contexte de la Deuxième Guerre mondiale. Les équipements (Klystron ou tube à ondes progressives en tant qu'amplificateur, antenne parabolique à servomoteur et duplexer haute puissance) nécessaires à la réalisation de ce type de radar sont lourds et coûteux. Le radar de surveillance d'aéroport ASR-9 illustré à la Figure 1-3 en est un exemple.



Figure 1-3 : Radar de surveillance d'aéroport, ASR-9 opérant en bande S (2.7 à 2.9 GHz) avec un transmetteur Klystron ayant une puissance de crête de 1.3 MW. La largeur d'impulsion et de 1.0 μ sec. La largeur de faisceau de l'antenne est de 1.4° avec 34 dB de gain et tourne à la vitesse de 12.5 rpm. Il couvre la distance d'environ 50-60 nmi, équivalent de 90-110 km [65].

La portée des radars à impulsion est limitée par la contrainte d'accommoder la quantité importante d'énergie dans une impulsion de courte durée, assurant une résolution acceptable. Les techniques de compression de l'impulsion sont élaborées afin de pallier à ce problème. Ceci aboutit à la génération des signaux compressés ayant un produit bande-passante (TBP) sensiblement plus grand que l'unité. La vitesse de répétition des impulsions (PRF) est également un facteur qui se traduit par la définition d'une distance maximale non-ambigüe au-delà de laquelle les échos arrivent après l'émission des impulsions suivantes, d'où une estimation erronée de la distance de cible. La distance non-ambigüe maximale, R_{un} , est égale à [65]

$$R_{un} = \frac{cT_p}{2} = \frac{c}{2f_p} \quad (1-2)$$

où T_p est la période de répétition de l'impulsion = $1/f_p$, et f_p est la fréquence de répétition des impulsions.

Le mouvement de la cible cause la déviation de la fréquence de l'écho par

$$f_D = 2 \cdot V_r / \lambda_0 \quad (1-3)$$

où f_D est la fréquence Doppler, V_r est la vitesse radiale entre la cible et le radar. λ_0 est la longueur d'onde dans l'espace libre.

1.4.2 Radar à ondes continues

Les radars à ondes continues, comme leur nom l'indique, émettent des ondes électromagnétiques en permanence. Il y plusieurs types de radar à ondes continues, le plus simple étant le radar à ondes continues (CW) non-modulées. Sachant que l'émetteur transmet en même temps que les réflexions arrivent, ce radar n'est capable que de visualiser les cibles mobiles (MTI).

Les versions modulées de ces radars comprennent : le radar à ondes continues modulées en fréquence (FMCW), le radar à ondes continues et interrompues modulées en fréquence (IFMCW) et le radar à ondes continues modulées en phase. Les signaux des différents types de radar à ondes continues sont illustrés à la Figure 1-4. Ces radars déterminent la distance de la cible en mesurant la différence de fréquence ou de phase entre les signaux émis et reçus.

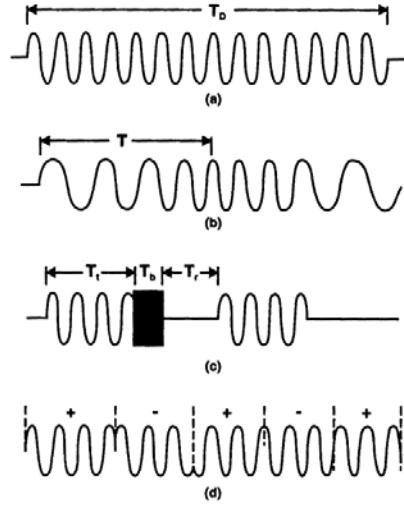


Figure 1-4 : Les signaux des radars à ondes continues : (a) Ondes continues (CW), (b) FMCW, (c) IFMCW et (d) Modulation de phase codée en binaire (CW)

Un des inconvénients des radars à ondes continues est la difficulté d'isoler le transmetteur et le récepteur. Dans les radars à impulsions, après l'émission d'une impulsion, le transmetteur demeure silencieux et le récepteur reste à l'écoute du signal réfléchi. Dans les radars à ondes continues, le transmetteur et le récepteur sont en marche continuellement. La fuite du signal du transmetteur vers le récepteur a plusieurs sources : les circulateurs, les fuites à travers les circuits, les fuites à travers les substrats et l'air. Pour éliminer la deuxième antenne, les circulateurs sont souvent utilisés et présentent une isolation d'environ 20 dB par étage. Selon la technologie et la bande de fréquence utilisées, les circulateurs ayant plus d'isolation sont extrêmement couteux et offrent rarement une isolation supérieure à 35 dB. Ce problème est souvent résolu à l'aide des antennes d'émission et de réception séparées tel que montré sur la Figure 1-2 (b). Les autres fuites doivent être contrôlées avec une conception adéquate.

Un avantage de ces radars est la faible probabilité d'interception (LPI) [69]. Sachant que l'énergie du signal est étalée sur la durée de transmission, la crête de puissance de ces radars est bien plus faible que celle des radars à impulsions. Par conséquent, dans un contexte militaire, les équipements du radar peuvent détecter le signal du radar à impulsions bien plus tôt que ce dernier est capable de les intercepter.

L'arrivée des circuits intégrés en semi-conducteur de plus en plus performants sur le marché est un autre bénéfice de ces radars. Il est désormais possible de réaliser un radar à ondes continues fiable, robuste et à coût raisonnable dans le contexte des laboratoires académiques.

Le radar FMCW est le plus populaire des radars à ondes continues [26], [70], [71]. Pour ses premières vocations, il a été utilisé dans les mesures d'altitude. Par la suite, il a été employé dans différentes applications dont certaines demandent des mesures très précises [66], [79]. Pour la première fois, en 1980, la compagnie Saab Bofors Dynamics a développé le radar PILOT destiné à la navigation et détection maritime [70].

Le Tableau 2 montre les paramètres du radar réalisé en bande X avec une largeur de bande de 400 MHz et la puissance de sortie maximale de 1 watt. Nous allons analyser ce type de radar en détail plus loin dans ce chapitre. Le radar IFMCW est un dérivé du radar FMCW. L'interruption du signal permet d'obtenir une bonne isolation entre le transmetteur et le récepteur. En effet, ce type de radar combine les avantages des radars à impulsions et à ondes continues.

	PILOT
Fréquence centrale	9.3 GHz, bande X(I)
Largeur de bande	400 MHz
Spécificités	Supresseur de puissance réfléchie(RPC)
Puissance de sortie	1, 10, 100 et 1000 mW
Facteur de bruit du récepteur	5 dB
Distance de détection	2.4, 6, 24 miles nautiques
Précision	2.4, 6, 24 m

Tableau 2 : Les paramètres du radar PILOT Mk3 [23]

Le radar en modulation de phase utilise le changement de phase comme point de repère pour déterminer le temps d'aller-retour τ du signal. Un exemple du radar en modulation de phase est le radar d'évitement d'obstacles illustré à la Figure 1-5 et décrit par Honeywell [23]. Ce radar détecte les tours de haute tension et les câbles, les petites tours de radio, les poteaux de téléphone, les bateaux, les arbres et bien d'autres objets susceptibles de faire obstruction au vol d'un hélicoptère. Les paramètres du radar Honeywell sont affichés au Tableau 3.



Figure 1-5 : Le radar d'évitement d'obstacles de Honeywell à 35 GHz en ondes continues modulées en bi-phase [23].

Fréquence centrale	35 GHz
Puissance de transmetteur	35 mW
Facteur de bruit du récepteur	6 dB
Gain d'antenne	34 dBi
Largeur de faisceau	3°
Lobes secondaires	25 dB
Champ de vue : azimut	±45°
Champ de vue : élévation	±10°
Code bi-phase	32 ns ou 16 pieds°
Codes transmis	1, 5, 7, 11 et 13 bit
Largeur de bande du récepteur	25 kHz
Distance non-ambigüe	900 m
Précision	4.8 m

Tableau 3 : Les paramètres du radar Honeywell.

Pour atteindre la précision de 4.8 m, ce radar utilise un modulateur de phase de 31.3 MHz, un convertisseur analogue-digital ADC, d'une capacité d'échantillonnage de 62.5 MHz et une mémoire de 62.5 MHz. L'augmentation de la précision est un défi qui demande une largeur de bande de modulateur plus élevée. Ceci à son tour exige la fréquence d'échantillonnage plus élevée et une mémoire adéquate.

Après la Deuxième Guerre mondiale, les chercheurs se sont concentrés sur les aspects suivants [65] :

- Perfectionnement des radars à visualisation des cibles mobiles (MTI)
- Amplificateurs de puissance stables
- Localisation d'angle d'arrivée plus précise
- Compression de l'impulsion permettant d'atteindre la résolution des impulsions courtes et comportant l'énergie élevée
- Imagerie de la Terre grâce aux radars à synthèse d'ouverture (SAR)
- Radar à l'effet Doppler améliorant les performances des radars à visualisation des cibles mobiles en leur permettant de détecter les aéronefs en présence des échos parasites terrestres
- Antenne de réseau à éléments en phase (PAA) qui a rendu possible un balayage électronique de son faisceau bien plus rapide que les équipements mécaniques munis de servomoteur
- Radar *trans-horizon* (OTH) HF permettant de multiplier par dix la portée du radar à l'environ 2000 nmi (3700 km)
- Radar à reconnaissance automatique de cibles (ATR) améliorant les fonctionnalités de radar au-delà d'un simple détecteur d'objet
- Radars météorologiques (WR) qui sont devenus l'outil indispensable pour la sécurité des voyages aériens, la prévision et l'avertissement des conditions météorologiques difficiles (mesure de quantité de précipitation et la vitesse du vent, etc.)
- Système d'alerte de trafic et d'évitement des collisions (TCAS) à bord des avions permettant d'éviter les collisions entre les aéronefs.
- Système de prévention des collisions (CAS) développé par Volvo s'activant au-delà de 30 km/h et permettant de garder une distance minimale entre votre véhicule et celui qui vous précède.
- La technologie digitale qui par le biais de carte DSP rapides et les algorithmes élaborés permet un volume important de traitement de données multipliant les capacités théoriques des radars.

Il faut ajouter que les radars de prévention des collisions nommés initialement radars anticollisions sont maintenant appelés les radars d'évitement des collisions pour souligner la responsabilité des conducteurs par rapport aux équipements électroniques.

1.5 Caractéristique du canal radio et les diversités en télécommunication

Dans le contexte de télécommunication sans fil, si le type du canal n'est pas précisé, nous supposons que la propagation d'onde se fait dans un espace libre. Le modèle d'espace libre présume que la région entre l'émetteur et le récepteur est exempte d'objets capables d'absorber ou de dévier l'onde RF. Dans ce modèle, l'atmosphère est parfaitement uniforme et sans particule pouvant causer la perte du signal. La seule perte d'un tel milieu est due à la dispersion du signal régie selon la loi du carré-inverse. Cette perte est nommée la « perte d'espace libre » selon

$$L_s(r) = \left(\frac{4\pi r}{\lambda_0} \right)^2 \quad (1-4)$$

Où r est la distance entre l'émetteur et le récepteur et λ_0 est la longueur d'onde.

Le canal de radiocommunication a fait l'objet d'innombrables études [8], [10], [44], [52], [54], [59], [61], [62], [80]. Le modèle de propagation basé sur la perte d'espace libre est connu sous le nom de « canal Gaussien » ou en visibilité directe (LOS) [42], [43]. La communication entre les bases terrestres et satellites est souvent citée dans la littérature comme l'exemple du canal gaussien. La télécommunication d'intérieur (Indoor) a également fait l'objet de multiples publications [12], [30], [30], [41]. Le modèle d'espace libre est loin d'être suffisant pour les autres cas de communication sans fil où la présence d'autres objets interférant est inévitable. Ainsi, le signal émis est réfléchi par les objets mobiles et stationnaires présents dans le milieu de propagation avant d'arriver au récepteur en parcourant les différents trajets. La conséquence directe de ce phénomène est la réception de répliques multiples du signal d'origine avec amplitudes et phases différentes. De plus, les directions d'arrivée des signaux varient avec le temps et selon l'emplacement des éléments tels que l'émetteur, le récepteur et les réflecteurs principaux. L'effet résultant de ce phénomène est la fluctuation de l'amplitude et la phase du signal reçu. La propagation multi-trajets (multipath propagation), l'évanouissement multi-trajet

(multipath fading) et le scintillement (*scintillation*) sont les terminologies courantes dans la littérature [19], [61] pour décrire cette problématique.

1.6 Évanouissement à grande-échelle et petite-échelle

L'évanouissement à grande-échelle est causé par les obstacles de grande taille tels que les forêts, les collines, les grands immeubles et les gratte-ciel. En conséquence, le récepteur reste à l'ombre des ces obstacles et est privé d'avoir la visibilité directe (LOS) sur l'émetteur. Ceci cause une variation du niveau de signal dont la distribution obéit à la loi log-normale. L'évanouissement à petite-échelle est, à son tour, causé par des petits changements de distance entre l'émetteur et le récepteur. Ces changements peuvent être aussi petits qu'une demi-longueur d'onde. En présence d'un évanouissement à grande-échelle et en prenant le niveau moyen du signal, nous pouvons effectuer un lissage du niveau du signal sur plusieurs longueurs d'onde. Le résultat d'un lissage donne également un évanouissement à grande-échelle [61]. Dans une communication de téléphonie sans fil, le changement de position du téléphone cellulaire par rapport à la station de base peut engendrer la dispersion temporelle plus ou moins rapide du niveau du signal ainsi qu'une variation des caractéristiques du canal de communication. La rapidité de changement des conditions de propagation explique la rapidité des évanouissements. L'évanouissement à petite-échelle est également appelé évanouissement de Rayleigh (*Rayleigh fading*) car, en cas d'absence des obstacles majeurs et de présence d'une multitude de petits réflecteurs, l'enveloppe du signal reçu est describable par une distribution de Rayleigh. En cas de présence d'une composante majeure due à une visibilité directe ou à toutes autres sources, la distribution est du type Rician. Selon la théorie de l'information, le signal reçu est le résultat de convolution du signal transmis $s(t)$ et la réponse impulsionale du canal

$$r(t) = s(t) * h(t) \quad (1-5)$$

Dans le contexte de la télécommunication radio mobile, le signal $r(t)$ est constitué de deux composantes

$$r(t) = m(t) \times r_0(t) \quad (1-6)$$

Où $m(t)$ et $r_0(t)$ sont respectivement les composantes grandes et petites échelles de l'évanouissement [61].

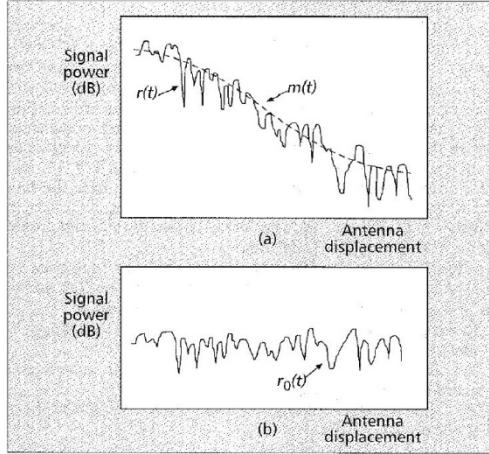


Figure 1-6 : Évanouissement grande et petite échelle [61]

La Figure 1-6 illustre la forme et la relation entre ces composantes en fonction du changement de position de l'antenne de l'unité mobile. Il est à noter que l'évanouissement Rayleigh $r_0(t)$ varie également avec le temps.

1.7 La diversité dans le système de télécommunication

Une des méthodes récentes pour atténuer l'effet d'évanouissement est l'introduction de la diversité dans le système. L'idée essentielle est de rajouter de la redondance à l'information pour mieux détecter et corriger les erreurs introduites par le canal. Plusieurs types de diversité ont été proposés et implémentés au cours de ces dernières années. La diversité spatiale, de polarisation et de diagramme de rayonnement (*pattern diversity*) sont parmi les plus populaires [14].

La diversité spatiale consiste à équiper l'émetteur ou le récepteur de plusieurs antennes. L'idée principale de ce type de diversité réside dans la corrélation faible entre les antennes. Les études ont démontré qu'une distance aussi faible que $\lambda/4$ est nécessaire pour parvenir à cette fin [14]. Dans un système à diversité spatiale et à cause des conditions différentes, les antennes de récepteur vont expérimenter les niveaux du signal différents les uns des autres. Par conséquent, il est bien probable qu'en cas d'évanouissement, au moins l'une d'entre elles reçoive le signal de qualité convenable. Les catégories différentes des systèmes ont été classifiées selon le nombre

des antennes à chaque bout du système. Nous trouvons les terminologies SIMO (*Single Input Multi Output*), MIMO (*Multi Input Multi Output*) pour se distinguer du système conventionnel SISO (*Single Input Single Output*). Dans le système à diversité spatiale avec plus d'une antenne du côté émetteur MIMO par exemple, chaque antenne du récepteur reçoit la somme des répliques provenant des antennes émettrices. Pour différencier ces signaux et retrouver le signal d'origine, les chercheurs ont proposé le codage spatio-temporel [72]-[73].

La diversité de polarisation consiste à équiper l'émetteur des antennes ayant différentes polarisations. Ainsi, l'antenne de l'unité mobile peut se trouver dans des positions différentes tout en captant le signal de qualité acceptable.

La diversité de diagramme (*pattern*) à base des antennes intelligentes est également étudiée et proposée dans la littérature [53]. Dans ce type de diversité, la station de base émet les ondes à chaque instant dans une seule direction et n'y revient qu'après le balayage complet de l'espace à couvrir.

Nous pourrons ajouter les diversités temporelle et fréquentielle à la panoplie des techniques proposées. La diversité temporelle requiert la répétition de l'information à l'échelle temporelle tandis que la diversité fréquentielle est une émission simultanée de l'information avec deux porteuses différentes. Le premier a l'inconvénient d'introduire trop de retard surtout dans le canal à variation lente. Le deuxième est surtout efficace pour les milieux de propagation sélectifs en fréquence mais son inconvénient majeur est l'augmentation de largeur de bande du système.

1.8 La surface équivalente radar

La surface équivalente radar d'un objet décrit sa surface de réflexion équivalente en présence du champ électromagnétique incident planaire. Elle dépend de sa forme et la matière qui le compose. La réflexion et la dispersion envers l'émetteur est connu sous le nom de rétrodiffusion (*backscattering*). De façon générale et pour un objet en 2 ou 3D, elle s'exprime en m^2 ou sous sa forme logarithmique en dB_{sm} . À l'instar des antennes, la surface équivalente radar d'un objet est également donnée pour une plage de fréquences sous forme d'un diagramme. En réalité, l'étude des réflexions et diffractions des ondes électromagnétiques date pratiquement de la même période que l'apparition des premiers prototypes de radar. Dès le milieu des années 30 et autour des années 40, un volume important d'investigation a été mené sur le sujet, dont les résultats n'ont

été révélés qu'après la fin de la Deuxième Guerre mondiale. Depuis, l'étude des surfaces équivalentes radar des objets spécifiques tels qu'un avion ou une voiture a attiré un nombre important des chercheurs et fait l'objet d'un volume important de publications. Le sujet est toujours d'actualité car pour beaucoup d'objets d'intérêt, il n'y pas d'expression analytique décrivant sa surface équivalente radar en fonction des différents paramètres tels que la fréquence, l'angle d'observation, etc. De plus, dans d'autres cas, l'absence des données expérimentales valides empêche la formulation des expressions empiriques. Néanmoins, certains objets tels que les sphères, les cylindres ainsi que les plaques métalliques ont été étudiés et leurs surfaces équivalentes radar ont été calculées de façon analytique [3]. L'étude de ces objets s'avère utile car en les combinant, des objets plus complexes peuvent être constitués. Par ailleurs, l'étude paramétrique de ces objets permet également de mieux comprendre les comportements des cibles complexes en fonction de leurs dimensions électriques. Il est souvent supposé que la surface équivalente radar d'une cible peut être estimée de façon approximative par un ensemble de M réflecteurs qui la composent. Les réflecteurs qui sont illuminés de façon directe sont nommés « centre simple » et ceux illuminés par des réflexions multiples sont appelés « centre de réflexion ».

Selon [58], après l'examen de (8), la définition de la surface équivalente radar d'un objet est

$$\sigma = \frac{\text{Puissance réfléchie vers la source / unité d'angle solide}}{\text{Densité de puissance incidente / } 4\pi} = 4\pi \lim_{r \rightarrow \infty} r^2 \frac{|E_r|^2}{|E_i|^2} \quad (1-7)$$

Pour les objets planaires, (1-7) s'exprime en m et s'écrit

$$\sigma^c = 2\pi \lim_{r \rightarrow \infty} r \frac{|E_r|^2}{|E_i|^2} \quad (1-8)$$

La surface équivalente radar des objets simples tels qu'une plaque ou un cylindre peut être calculée en résolvant les équations de Maxwell et en appliquant les conditions de frontières. Avec augmentation de la puissance des ordinateurs, les méthodes numériques sont de plus en plus employées pour les objets plus complexes. Les différentes techniques et méthodes numériques sont détaillées un peu plus loin dans ce chapitre.

La surface équivalente radar d'un objet dépend essentiellement de sa dimension électrique. Quand les dimensions électriques sont petites par rapport à la longueur d'onde, la dispersion se fait dans la région « Rayleigh ». La région de « résonance » arrive aux fréquences plus élevées où les objets ont des dimensions comparables à la longueur d'onde. Dans cette région, la surface équivalente radar de l'objet peut dépasser sa surface exposée aux ondes incidentes. Finalement, la région « optique » est caractérisée par la longueur d'onde beaucoup plus petite que la dimension de l'objet. Dans cette région, l'augmentation de la fréquence n'a pas d'impact sur la SER de l'objet tandis que la forme et surtout l'angle d'observation y ont une grande influence. Les variations de la surface équivalente radar de plus de 10 dB peuvent être constatées pour un changement aussi petit qu'une fraction de degré dans l'angle d'observation. Les aéronefs et les navires en tant que cibles des radars militaires se trouvent souvent dans la région optique. La Figure 1-7 montre la surface équivalente radar d'une sphère et les différentes régions. D'après cette figure, à certaines fréquences à l'intérieur de la région de résonance, la surface équivalente radar de la sphère peut dépasser le double de sa surface de projection.

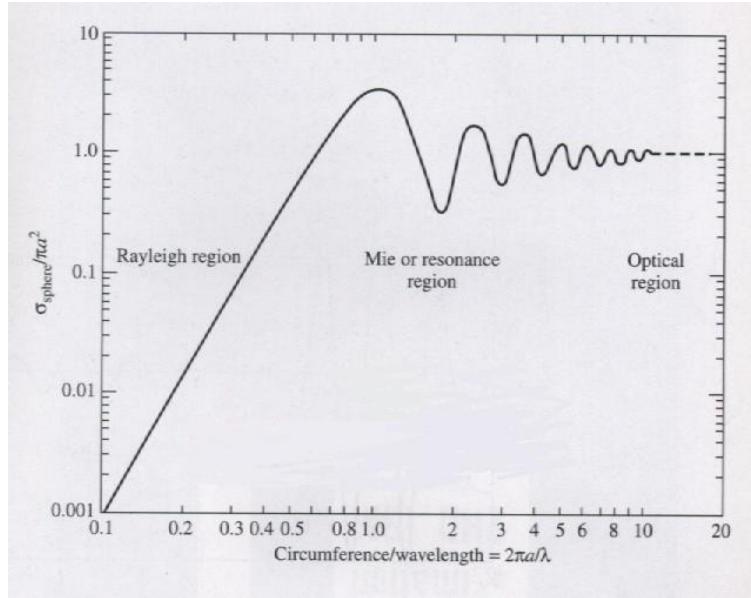


Figure 1-7 : La surface équivalente radar d'une sphère et les différentes régions [65]

1.9 Champ proche et champ lointain

Il est à noter que selon (1-7) et (1-8), la surface équivalente radar d'un objet est définie à une distance r très grande, afin qu'elle soit indépendante de la distance entre les équipements de

mesure et l'objet. Ainsi σ dépend seulement de la forme de l'objet, de l'angle d'observation, de sa composition matérielle et de la fréquence de travail. Cette définition convient aux premières applications en majorité militaires où les cibles se trouvent à une distance relativement grande. Il faut cependant préciser ce que signifie une distance grande. Un objet se trouve à une grande distance d'une source s'il est dans son champ lointain. La question qui se soulève de façon naturelle est : quelle est la limite entre le champ proche et le champ lointain d'une source ? Dans la littérature, les limites de D^2/λ [65] et $2D^2/\lambda$ [58] sont rapportées. Cette distance correspond à une erreur maximale de 1 dB dans le calcul de σ_{max} pour une cible non planaire dont les termes de deuxième et troisième ordre des champs réfléchis sur son ouverture ont, au maximum, les variations d'amplitude et phase de 1 dB et $\pi/8$ respectivement [58]. σ_{max} correspond à la réflexion mono-statique maximale de la cible. La plupart des publications [64],[3] adoptent l'une des formules mais définissent D comme étant la plus grande dimension de l'antenne. D'après [58], en présence d'une cible, ce paramètre est la dimension maximale entre l'antenne et la cible. Cette différence de définition s'avère plus importante si l'on remarque la puissance carrée de D dans la relation. À titre d'exemple, pour repérer un navire de 50 m de longueur avec un radar à impulsions ayant une porteuse de 10 GHz et une antenne parabolique de 1 m de diamètre, la limite de champ lointain sera de 67 m ou de 167 km selon que l'on utilise la dimension de l'antenne ou du navire pour le paramètre D . Cet exemple montre que contrairement à l'affirmation de [65 P547], les cibles ne sont pas souvent dans le champ lointain et que la définition de surface équivalente radar des objets mérite d'être revue. Ceci est davantage vrai lors que nous abordons les applications du radar dans les domaines d'évitement des collisions ou de LPS (*Local Positioning System*) à des fréquences de plus en plus élevées. Le choix de 77 GHz dans le cadre des radars d'évitement des collisions par le département du transport Américain en est un exemple [74]. Dans ce contexte, le calcul et la mesure de la surface équivalente radar en champ proche des objets tels qu'une voiture ou un avion trouve toute sa place. La Figure 1-8 illustre la surface équivalente radar mono-statique d'une plaque carrée de $1 \times 1 \text{ m}^2$ à 15 GHz en fonction de la distance. À cette fréquence, la relation $2D^2/\lambda$ indique que la limite de champ lointain est à 200 m. Dans le chapitre suivant, nous allons présenter la formule analytique de la SER d'une plaque métallique conductrice. Selon les calculs, la SER de la plaque est environ 45 dB_{sm}. D'après la Figure 1-8, à 30 m, la SER de la plaque est autour de 39 dB_{sm}, c'est-à-dire à $\frac{1}{4}$

de sa valeur nominale du champ lointain. Nous allons aborder ce sujet avec de plus amples détails dans le chapitre II.

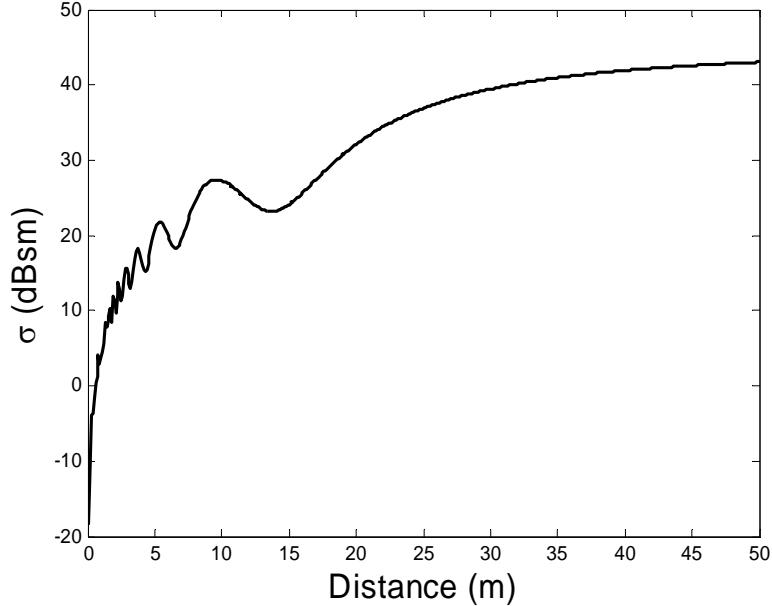


Figure 1-8 : Surface équivalente radar d'une plaque métallique de $1 \times 1 \text{ m}^2$ en fonction de la distance à 15 GHz [55].

Différentes techniques peuvent être employées pour calculer la surface équivalente radar d'un objet. Les techniques les plus connues sont : l'optique géométrique (GO), la physique optique (PO), la théorie géométrique de diffraction (GTD) [25] et la théorie physique de diffraction (PTD). Certaines de ces techniques sont plus adaptées que d'autres pour une géométrie en particulier. Par exemple, GO basée sur le lancer de rayon (RT) convient pour les structures planaires infinies [9], [45], [52]. La GTD est un dérivé de GO pour tenir compte des effets de bords et des réflexions des coins. La physique optique est une méthode basée sur l'intégration de courant et applicable pour les angles de vue restreints. Elle ne tient pas compte des réflexions des bords et des coins. Nous vous référons aux ouvrages classiques de l'électromagnétisme pour de plus amples informations [3]. Plusieurs méthodes numériques sont employées dans la littérature pour calculer la SER des objets 2D et 3D. La méthode des moments (MOM) [56] est parmi les plus utilisées mais son usage reste limité pour calculer la surface équivalente radar des objets électriquement petits. Ceci est limité par la capacité de l'ordinateur à inverser les matrices d'impédance de grande taille.

À ce stade, il est intéressant d'examiner la SER de quelques objets cibles du radar traditionnel. La Figure 1-9 illustre la surface équivalente radar d'un avion et la Figure 1-10 celle d'une VW Golf en fonction de son angle d'apparence.

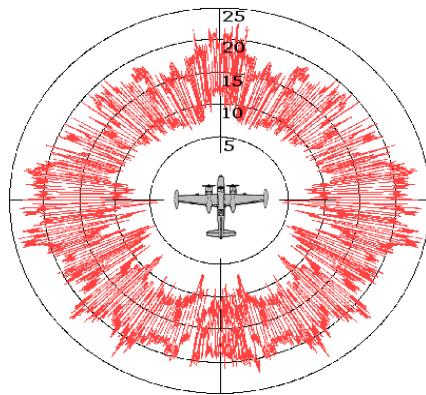


Figure 1-9 : Surface équivalente radar d'un avion [65]

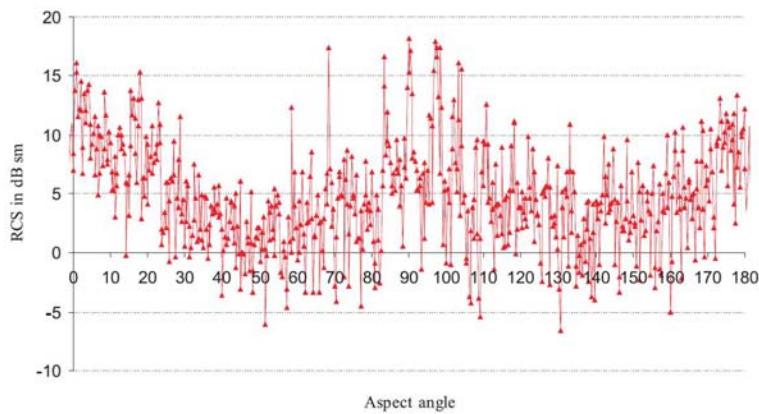


Figure 1-10 : Surface équivalente radar d'une VW Golf en bande X [51]

Comme nous pouvons le constater la surface équivalente radar de ces cibles varie de manière spectaculaire avec l'angle d'observation. Ce changement rapide de la surface apparente qui se reflète de manière directe dans le niveau de signal reçu par le récepteur est nommé le scintillement de la cible. Autrement dit, le changement de l'angle d'observation de la cible se traduit par une variation directe du niveau du signal susceptible de tomber en deçà du seuil du récepteur. Dans l'exemple du radar à évitement des collisions, cela peut être l'effet d'un virage

ou de changement de ligne des véhicules. Le radar à diversité spatiale que nous proposons au chapitre suivant apporte une solution à ce phénomène de scintillement.

Pour être capable de modéliser convenablement le système, il est important de pouvoir obtenir la surface équivalente radar de nos cibles à la fréquence de travail, ce qui est loin d'être acquis car ces informations, même si elles existent à la fréquence qui nous intéresse, sont gardées précieusement par les fabricants de véhicules et secrètement par les fabricants des engins militaires. C'est la raison qui nous motive à étudier davantage le comportement des objets simples tels que les sphères, les cylindres et les plaques métalliques. À l'aide de ces objets, nous pouvons trouver ou fabriquer un objet assez représentatif capable de mimer le scintillement des cibles réelles.

Une autre solution théorique peut être mise en avant par le calcul analytique de la surface équivalente radar des cibles en question. Il est approprié de mentionner que ces études doivent tenir compte des éléments tels que : les points spéculaires, les dispersions dues aux coins, bords et sommets, les ondes rampantes et progressives, la dispersion des régions concaves et les points de réflexions multiples. L'étude du sujet est suffisamment vaste et en dehors de l'objectif de la présente thèse. De plus amples informations peuvent être trouvées dans [58].

Dans le modèle que nous allons présenter au cours du chapitre suivant, les résultats de mesures ou issus d'analyse d'un objet simple seront utilisés pour mieux comprendre la problématique et y apporter une solution. Tout au long du projet, nous avons gardé à l'esprit que le modèle doit rester suffisamment souple vis-à-vis l'intégration future des données concernant d'autres cibles telles qu'une voiture.

Au chapitre suivant nous allons utiliser le modèle basé sur le calcul de la surface équivalente radar du champ proche d'une plaque métallique. Il est important de noter qu'un tel modèle est très précis. La solution de diversité spatiale proposée est vérifiée par une parfaite cohérence entre les calculs et les mesures. De plus, les résultats qui découlent de cette analyse permettent de mieux comprendre et prévoir le comportement des objets complexes. Dans la section suivante nous allons étudier les systèmes de positionnement local.

1.10 Les systèmes de positionnement

1.10.1 Le système de positionnement global (GPS)

Le système de positionnement par satellite (*Global Positioning System*) a été mis en place par le département de la défense des États Unis d'Amérique et est complètement opérationnel en espace libre depuis 1993. Il s'agit de déterminer le temps d'aller-retour d'un signal ainsi que sa direction pour localiser un objet. Le succès rapide du GPS à localiser les civils en excursion ou les navires au milieu des océans a suscité des intérêts similaires auprès des industriels. Ces derniers souhaitent désormais être capables de repérer rapidement certaines ressources importantes dans l'enceinte de leur entreprise. Suite aux premières expérimentations, il s'est avéré que les signaux émis par les satellites ne sont pas suffisamment forts pour pénétrer l'espace clos des bâtiments et les structures munies de bétons armés ainsi que les parois métalliques. Par conséquent, le développement d'un nouveau système de localisation de cibles a paru naturel et a fait son chemin au fur et à mesure des investigations. Il est important de noter que les cibles des systèmes de positionnement, appelées communément les tags, sont coopératives en contraste avec les cibles militaires qui tentent de se dissimuler.

Dans cette section, nous allons décrire brièvement le système de positionnement local (LPS) et son principe de fonctionnement ainsi que les solutions apportées à ce jour à la localisation des objets par l'Identification Radio Fréquence (RFID).

La recherche pour trouver une solution de localisation propre à l'espace fermé a donné naissance à une nouvelle génération du système de positionnement. Le Système de Positionnement Local (*Local Positioning System*) a ouvert de nouvelles applications dans le domaine des télécommunications sans fil au début de 21^{ème} siècle en attirant un nombre important de chercheurs sur le sujet. Depuis, l'idée a fait son chemin et a produit plusieurs techniques de mesure. La Figure 1-11 montre un système de positionnement par zone appelé Eureka [22] où le dispositif d'identification (RFID) est installé à proximité de chaque porte. La précision de ce système est limitée par les dimensions de la zone de couverture propre à chaque identificateur RF. D'autres systèmes utilisant les techniques différentes sont apparus au cours de la dernière décennie.

1.10.2 Le système de positionnement local (LPS)

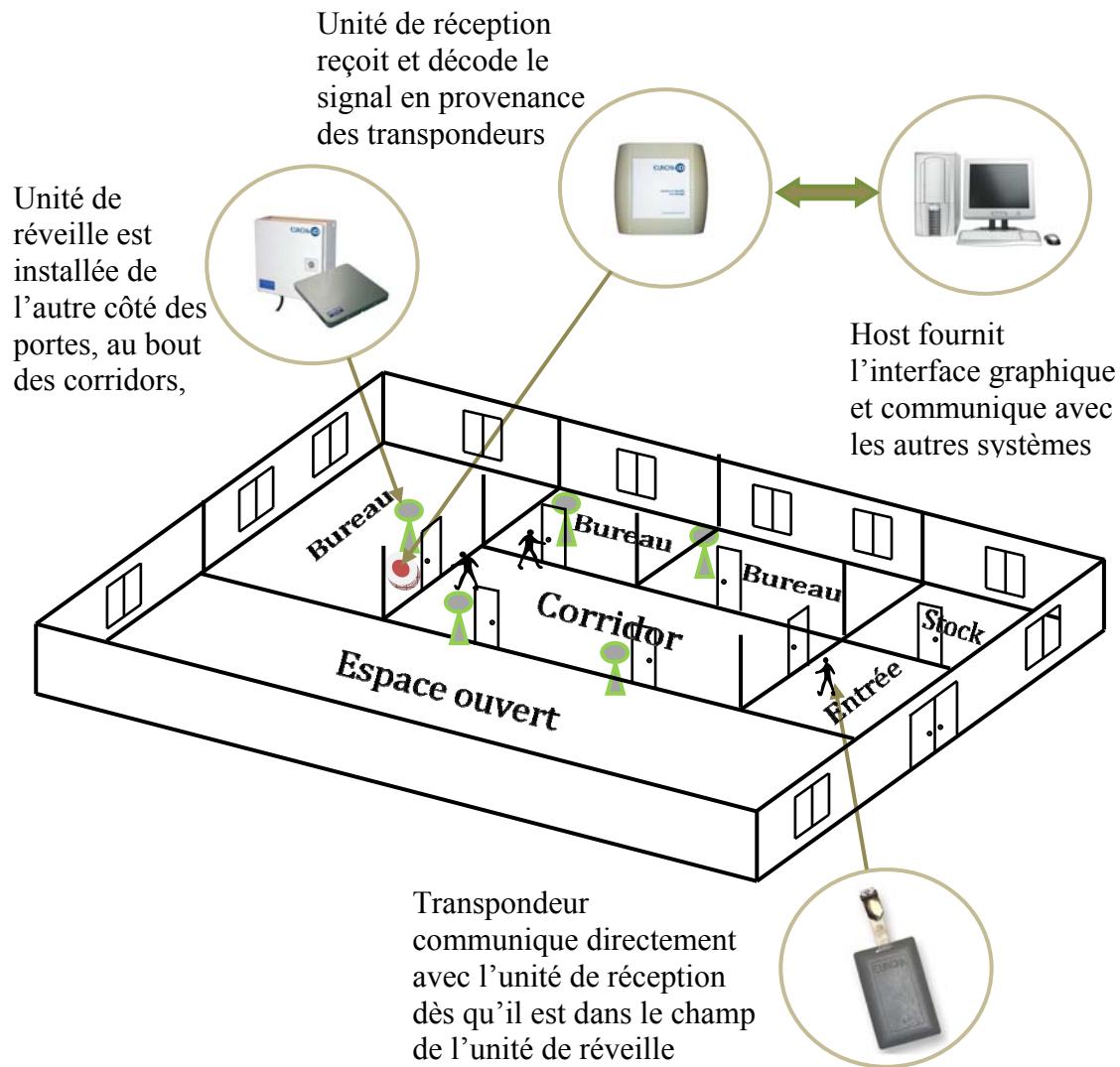


Figure 1-11 : Le système de positionnement par zone Eureka [22]

Un autre exemple est le système de positionnement 3D illustré en Figure 1-12. Développé par Abatec Electronic AG, il mesure avec précision la position du tag à l'aide de quatre stations de base et un tag de référence (RT). Celui-ci permet de synchroniser les stations de base entre elles et de mesurer le temps de vol aller-retour du signal entre les stations et le tag à localiser (MT). La réalisation du système de mesure a été effectuée avec un radar à ondes continues modulées en fréquence (FMCW)

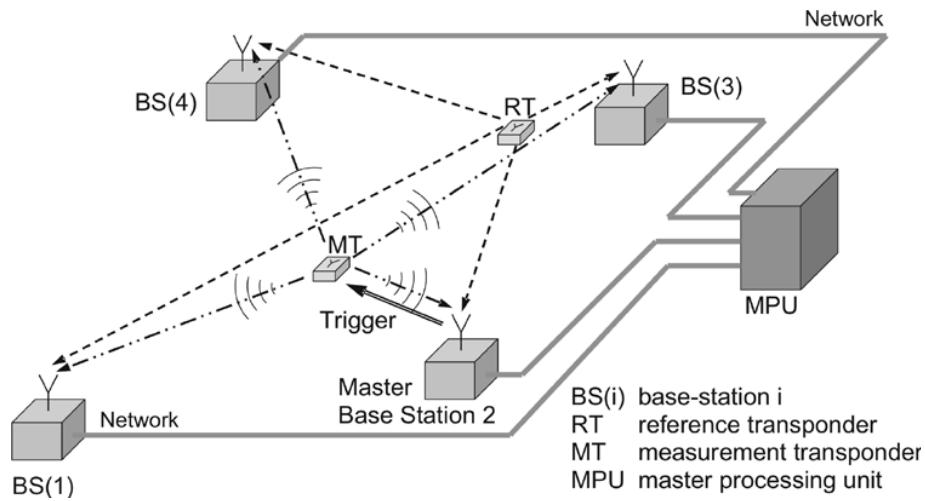


Figure 1-12 : Système de positionnement local 3D, Abatec Electronic AG [67]-[68]

Chaque technique a ses avantages et ses inconvénients [76]. En voici un aperçu rapide :

1.10.3 L'angle d'arrivée (AOA)

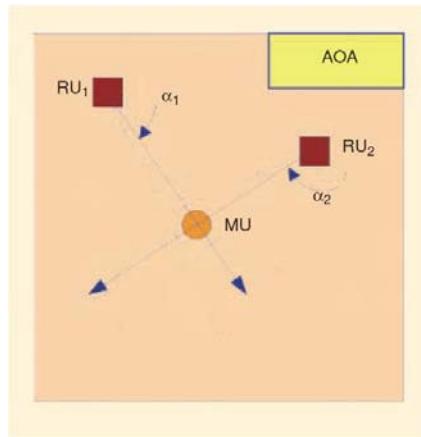


Figure 1-13 : L'angle d'arrivée (AOA) [76]

Présentée à la Figure 1-13, la technique AOA (*angle-of-arrival*) détermine l'angle d'arrivée du signal à l'aide des antennes directives ou des réseaux d'antennes. En théorie, elle n'a besoin que de deux mesures pour localiser la cible mais la précision de la mesure d'angle dépend de la directivité de l'antenne. La perte de visibilité directe (LOS) et la propagation multi-trajets sont également les maillons faibles de cette méthode.

1.10.4 La puissance du signal reçu (RSS)

La puissance du signal reçu RSS (*received-signal-strength*) est basée sur la formule de Friis [20] et la perte d'espace libre pour localiser la cible. Illustré à la Figure 1-14, la faiblesse de cette méthode réside dans le fait que le résultat de mesure peut être facilement changé par l'ombrage de cible et la propagation multi-chemins. Le recours aux algorithmes sophistiqués ou aux réseaux neuronaux est souvent nécessaire pour corriger les erreurs.

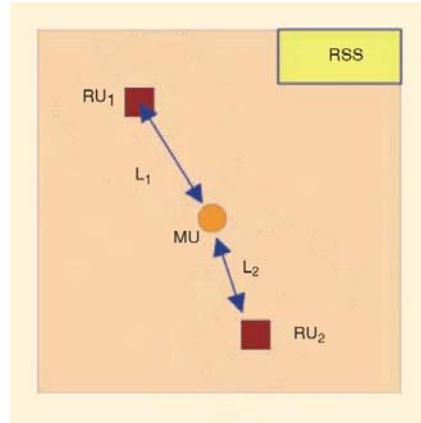


Figure 1-14 : La puissance du signal reçu (RSS) [76]

1.10.5 Le temps d'arrivée (TOA)

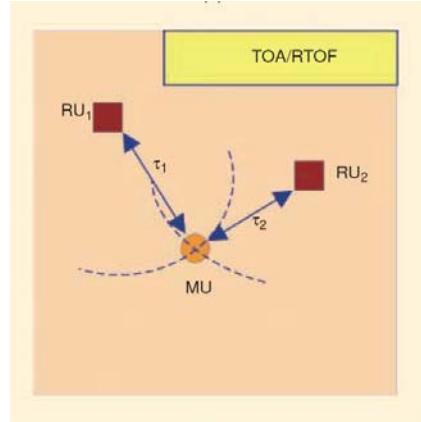


Figure 1-15 : Le temps d'arrivée (TOA), le temps d'aller-retour (RTOF) [76]

Présentée à La Figure 1-15, la mesure du temps d'arrivée, TOA (*time of arrival*) ou celle du temps d'aller retour, RTOF (*roundtrip-time-of-flight*) permet de tracer un cercle de rayon R sur

lequel la cible peut se trouver. Par conséquent, un minimum de trois cercles est nécessaire pour localiser la cible sans ambiguïté. Cette technique connue sous le nom de « triangulation » est illustrée sur la Figure 1-16. Elle est également employée par la technique TDOA (*time-difference-of-arrival*) avec utilisation d'un minimum de trois stations de base. La synchronisation du système TOA est directement proportionnelle à la précision des mesures. Étant donné la vitesse de propagation d'onde dans espace libre, une précision de 15 cm exige la synchronisation de l'ordre de 1 ns.

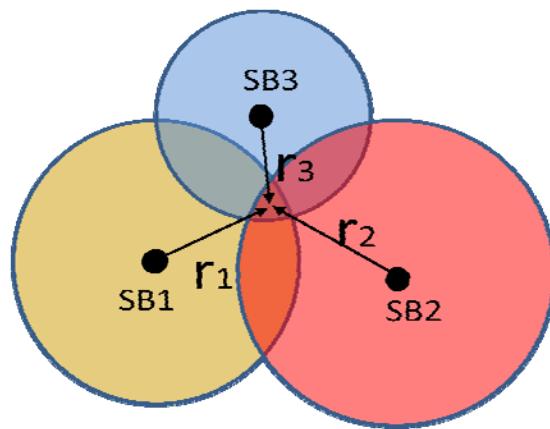


Figure 1-16 : Localisation par triangulation

1.10.6 La différence de temps d'arrivée (TDOA)

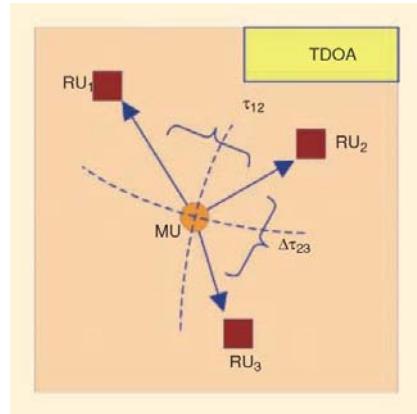


Figure 1-17 : La différence de temps d'arrivée (TDOA) [76]

Pour contourner la difficulté de la synchronisation rigoureuse de TOA, une modification y a été apportée. Présentée à la Figure 1-17, TDOA (*time-difference-of-arrival*) mesure la différence de temps d'arrivée entre les trois stations de base. Pour y arriver, il faut seulement synchroniser les stations entre elles. Ceci se fait à l'aide d'un réseau dorsal ou par l'intermédiaire d'une cible de référence placée à une position connue des stations de base. Finalement, la dernière technique de cette catégorie, RTOF (*round-trip time of flight*), mesure le temps de vol aller-retour du signal émis par chaque station de base et calcule la position avec triangulation. Il est bien évident que la synchronisation entre les stations de base n'est pas aussi critique que TOA or TDOA. Pour éviter une collision entre les signaux émis par les différentes stations de base, les plages de fréquence différentes peuvent être utilisées. Nous allons donner davantage de détails sur ce point plus loin dans ce chapitre.

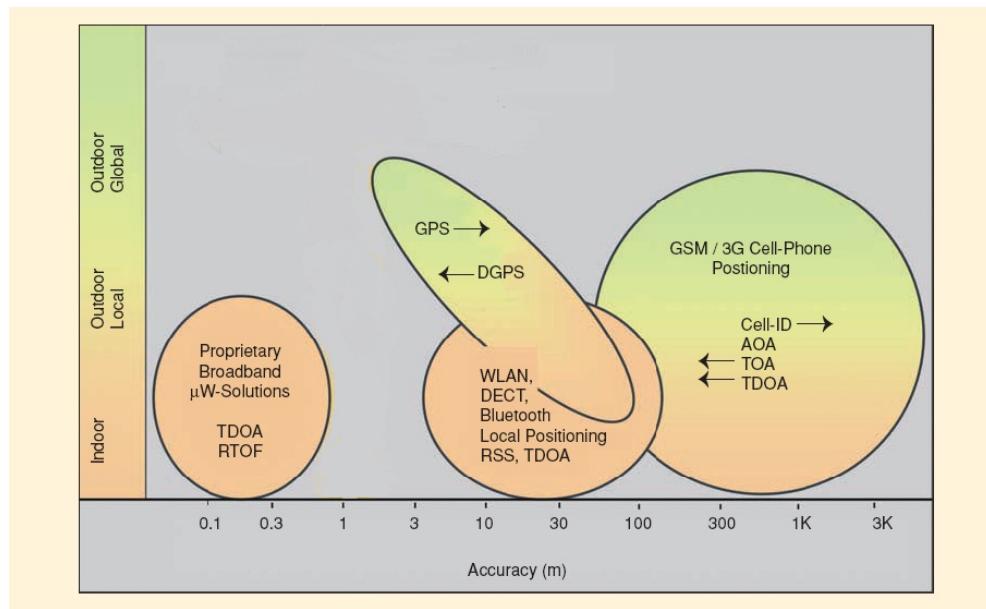


Figure 1-18 : Vue d'ensemble des Systèmes de Positionnement Local [76]

Les techniques basées sur les mesures de temps donnent des résultats plus précis et demandent des algorithmes moins sophistiqués par rapport aux AOA et RSS. La Figure 1-18 illustre une vue d'ensemble des SPL. Elle montre le domaine d'application et la précision de chaque système. D'après cette figure, parmi les techniques de localisation intérieures, la précision de RTOF dépasse largement celle des autres méthodes telles que TOA et AOA. TDOA pourrait détecter objet avec la précision de RTOF à condition d'utiliser la synchronisation adéquate entre les

stations de base. D'autres systèmes de localisation sont disponibles et mieux adaptés aux contextes différents [75]-[76].

1.11 Système de Positionnement Local Vertical (VLPS)

Le système de positionnement local avec trois stations de base est complètement planaire au point de vue horizontale. Il a besoin de place pour implanter ses stations et un algorithme relativement simple afin de déterminer l'emplacement des cibles. Dans certaines situations, l'installation de la troisième station n'est ni possible ni utile. La Figure 1-19 illustre un bâtiment en feu et une plage à surveiller. Il est bien évident qu'en cas de surveillance des enfants sur une plage l'emplacement de la troisième station est difficilement réalisable. Par ailleurs, si la zone à surveiller se trouve devant le poste de surveillance, deux mesures suffiront pour localiser la cible.

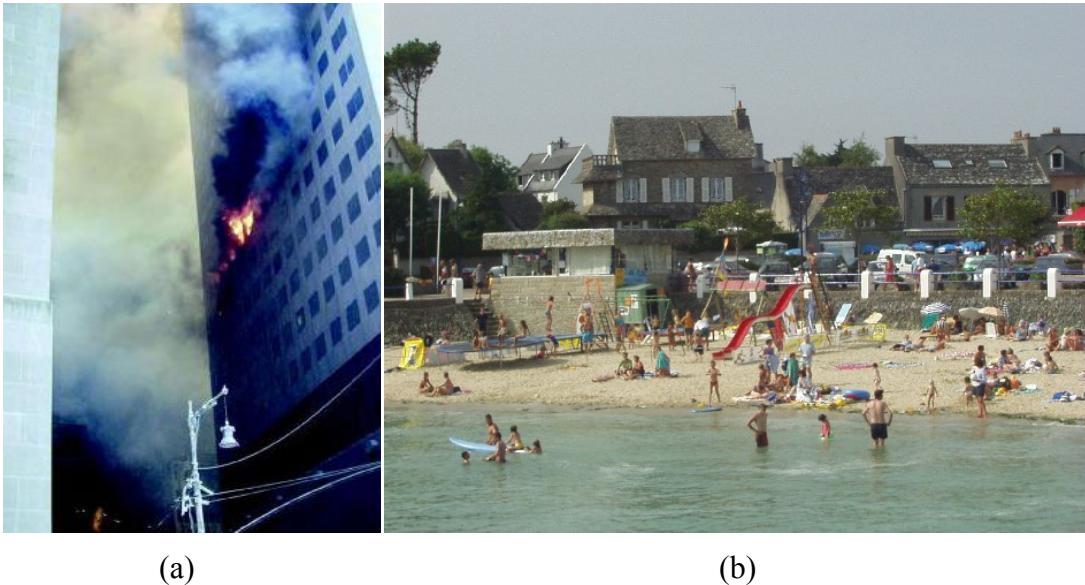


Figure 1-19 : Le contexte d'implantation d'un VLPS (a) Building en feu (b) surveillance de la plage

La situation est identique dans un système de localisation des pompiers à l'intérieur d'un bâtiment en feu. Par ailleurs, il est intéressant de pouvoir repérer les pompiers en hauteur et dire à quel étage ils se trouvent. De surcroît, un manque de visibilité pourrait diminuer l'efficacité de la surveillance des enfants sur la plage. Dans ces contextes, l'idée est de positionner la troisième station en hauteur pour recueillir les informations supplémentaires. Éventuellement, une quatrième station peut être ajoutée en hauteur pour donner les résultats combinés avec les autres

stations de base. La compilation de ces informations, avec celles des autres stations, pourrait enlever les ambiguïtés et diminuer le taux d'échec du système. Ceci est l'idée essentielle d'un système de positionnement vertical (VLPS) telle que montrée sur la Figure 1-20.

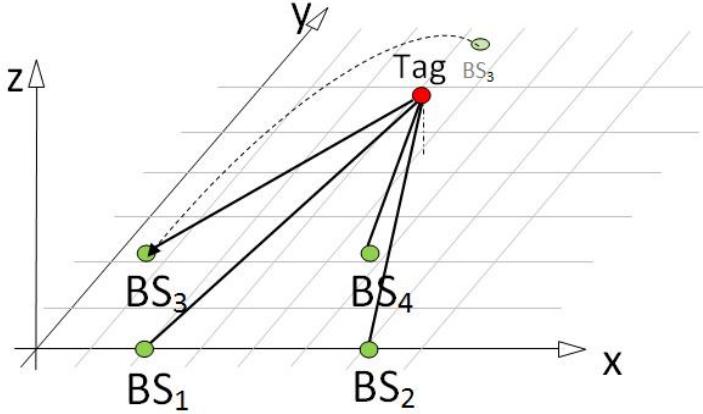


Figure 1-20 : Système de positionnement local vertical (VLPS)

Dans le chapitre 3, nous allons étudier plus en détail les spécificités et les contraintes des VLPS.

1.12 Les radars FMCW

Initialement employé dans les altimètres, les radars à ondes continues modulées en fréquence (*Frequency Modulated Continuous Wave*) ont une histoire aussi ancienne que les radars à impulsion. La modulation de fréquence peut prendre plusieurs formes. Les modulations sinusoïdale et linéaire sont parmi les plus employées. Pour la simplicité de traitement des signaux IF avec les processeurs numériques, la modulation linéaire est plus convenable. Les principes de fonctionnement des radars FMCW sont décrits dans de nombreux documents [26], [71], [69]. Les radars FMCW possèdent quelques avantages par rapport aux radars conventionnels à impulsion :

- Faible probabilité d'interception (LPI)
- Facilité de fabrication avec les composantes RF en semi-conducteur
- Facilité d'implémentation d'une transformée de Fourier rapide (FFT) à l'aide d'un processeur numérique

Ce qui distingue essentiellement les radars FMCW de leur rival conventionnel est la répartition de l'énergie sur une période de temps beaucoup plus large. De cette façon, les équipements de

détection qui sont équipés de filtres sélectifs ont beaucoup de difficulté à trouver leurs bandes de balayage, d'autant plus que le niveau de crête de puissance de ces radars est beaucoup plus faible [69]. Au cours des années 1980, un radar FMCW nommé PILOT, d'une puissance de 1 W pour la bande X, autour de 9.375 GHz et un temps de balayage de 1 msec, a été fabriqué par la compagnie Philips pour les applications navales.

En termes de performance, ce radar est l'équivalent d'un radar à impulsions de 20 KW de puissance maximum. PILOT peut détecter une cible d'une SER de $100m^2$ représentant un petit navire à une distance de 17 Km. Les équipements de mesure électronique peuvent seulement détecter PILOT à 2.5 Km. Autrement dit, PILOT détectera la plateforme qui essaye de le localiser bien avant et aura le temps de prendre les dispositions nécessaires.

Un autre avantage des radars à ondes continues modulées en fréquence est que les dispositifs de bruitage (*jammer*), souvent basés sur la détection de la fréquence centrale des impulsions, ont plus de difficulté à découvrir la bande de fréquence des radars FMCW et envoyer les bruits couvrant la totalité de sa largeur de bande fréquentielle. Par ailleurs, avec le progrès des composantes RF et les processeurs numériques (DSP), la fabrication d'un radar FMCW est faisable dans les laboratoires de recherche. En effet, les circuits en semi-conducteur, de par leurs limitations physiques, ne peuvent guère dépasser les puissances de pic au-delà de leurs tensions d'alimentation DC, ce qui réserve les klystrons et les magnétron en tant que candidats exclusifs à la fabrication des radars à impulsion.

Nous étudierons, dans cette partie, les caractéristiques du radar FMCW. L'analyse spectrale des signaux relatifs aux radars FMCW est reportée au chapitre 3 dans le but de mieux comprendre ses forces et ses faiblesses. La Figure 1-21 montre le schéma d'un radar FMCW. La source de fréquence en dents de scie est un oscillateur commandé en tension (VCO) qui alimente, à travers un circulateur, l'antenne directive dirigée vers la cible. Il est utile de préciser que le signal transmis a une amplitude constante et une fréquence qui augmente de façon linéaire avec le temps. Le signal réfléchi par la cible, nommé l'écho, est une réplique retardée de la rampe transmise. Il est acheminé par le même circulateur vers le circuit de récepteur et sera mélangé avec une partie du signal émis redirigé par un coupleur. Le résultat du mélange est un signal connu sous le nom de signal de battement dont la fréquence est directement proportionnelle à la distance de la cible.

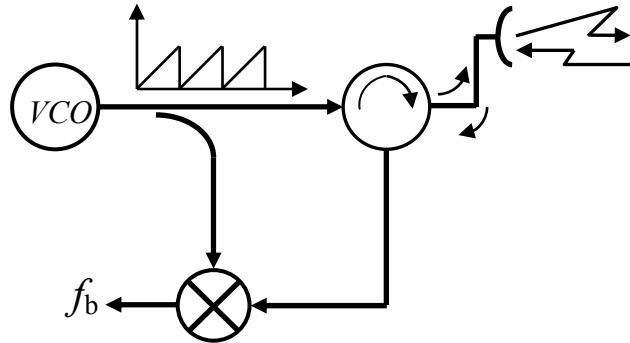


Figure 1-21 : Schéma d'un radar FMCW avec circulateur

Il est bien évident que le schéma est simplifié pour ne montrer que l'essentiel. Notamment, les amplificateurs faible bruit et de puissance y sont soustraits. Les signaux transmis et reçus ainsi que le signal de battement sont montrés à la Figure 1-22. À partir de cette figure, il est bien clair que l'une des propriétés de ce type de radar est la transmission et réception simultanées des rampes de fréquence. Cette caractéristique est la différence majeure entre le radar conventionnel à impulsion et celui à ondes continues modulées en fréquence. Autrement dit, la majorité des avantages et des inconvénients du radar FMCW découle directement de cette propriété. D'abord, la transmission du signal en continu permet un étalement d'énergie à l'échelle temporelle, ce qui permet d'utiliser des composantes à semi-conducteurs et de se passer des dispositifs lourds et onéreux tels que les klystrons et les amplificateurs de puissance à base des tubes à ondes progressives (*TWT amplifiers*).

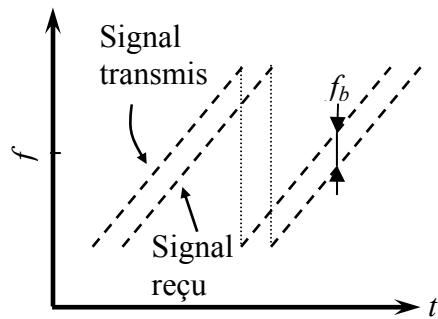


Figure 1-22 : Les signaux transmis et reçus du radar FMCW

Cette même propriété requiert un bon niveau d'isolation du circulateur afin de réduire la fuite du signal transmis directement vers le récepteur. Une antenne bien adaptée sur toute la largeur de

bande de travail est aussi nécessaire. Dans le cas contraire, la puissance réfléchie saura également trouver son chemin vers la porte d'entrée du récepteur et dégrader la sensibilité de ce dernier.

1.12.1 Génération des rampes de fréquence

Deux méthodes sont essentiellement employées par les générateurs de rampe :

- L'utilisation d'un oscillateur contrôlé en tension (VCO)
- La synthèse numérique directe (DDS)

Oscillateur contrôlé en tension (VCO)

Comme son nom l'indique, un oscillateur contrôlé en tension est une source dont la fréquence est dictée par une source de tension externe. Ainsi, en appliquant une source de tension sinusoïdale, nous obtenons, à la sortie de VCO, une modulation de fréquence (FM). Et en appliquant une source de tension en rampe, nous aurons une source de tension dont l'amplitude est constante et dont la fréquence varie avec le temps. La Figure 1-23 illustre le signal en sortie qui, ramené dans le domaine audible, ressemble à un gazouillement d'oiseau (*chirp* en anglais) lorsque celui-ci est alimenté avec une rampe V_{in} en entrée.

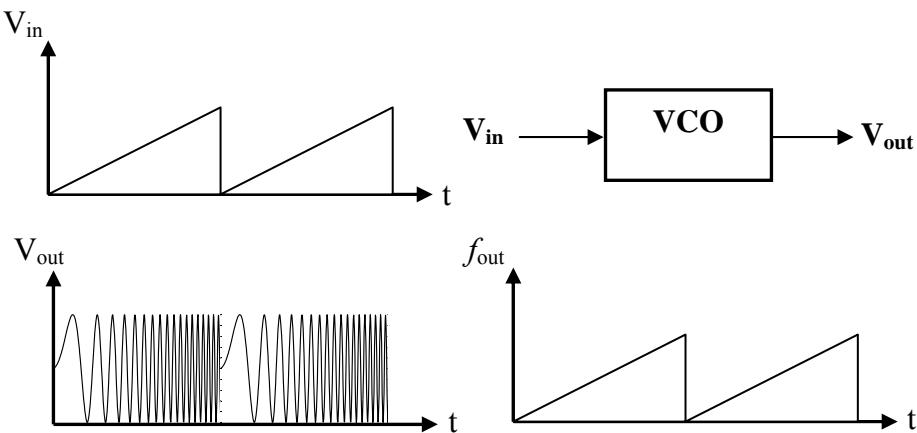


Figure 1-23 : Le générateur de rampe. Les signaux en entrée et en sortie du VCO.

Un des problèmes de ces générateurs est la non-linéarité des VCO qui affecte directement les performances du système. Plusieurs méthodes sont employées pour parer au problème. Dans les

sections suivantes, nous allons décrire succinctement trois méthodes de linéarisation. La littérature est riche d'informations en la matière [15], [16], [48].

Pré-distorsion

Afin de compenser la non-linéarité des VCO, un circuit de pré-distorsion peut être employé au niveau du signal en entrée. Dans ce cas, le circuit de la pré-distorsion doit avoir une fonction de transfert à l'inverse de celle du VCO pour qu'à la sortie de ce dernier, le signal soit parfaitement linéaire. La Figure 1-24 présente schématiquement le fonctionnement du circuit.

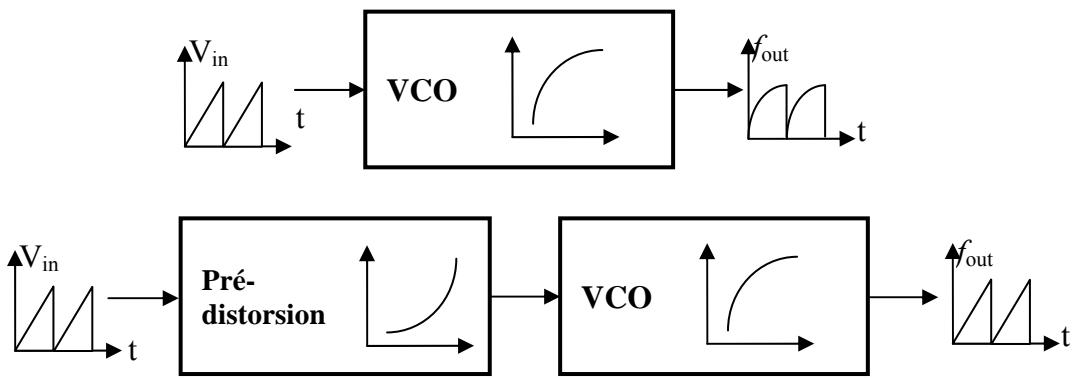


Figure 1-24 : Linéarisation par la technique de pré-distorsion.

Les circuits de pré-distorsion analogues destinés initialement à linéariser les amplis de puissance (HPA) et utilisant le principe de feedback sont les premiers à voir le jour. Il y a différentes techniques de linéarisation analogues : feedback linéaire, feed-forward et d'autres sont déjà documentées [13],[49],[81]. Il faut néanmoins préciser que malgré les progrès indéniables dans les techniques de linéarisation analogues, elles fonctionnent partiellement et le résultat dépend de la largeur de bande demandée.

Avec l'accessibilité et la montée de puissance des cartes DSP, les circuits de pré-distorsion numériques ont été réalisés avec de meilleures performances par rapport aux circuits analogues [82]. La Figure 1-25 présente le schéma de la linéarisation numérique. Dans ce schéma, le bloc d'ajustement de gain multiplie le signal d'entrée par les valeurs du tableau de correspondance (*Lookup table*) dont les coefficients représentent la fonction de pré-distorsion.

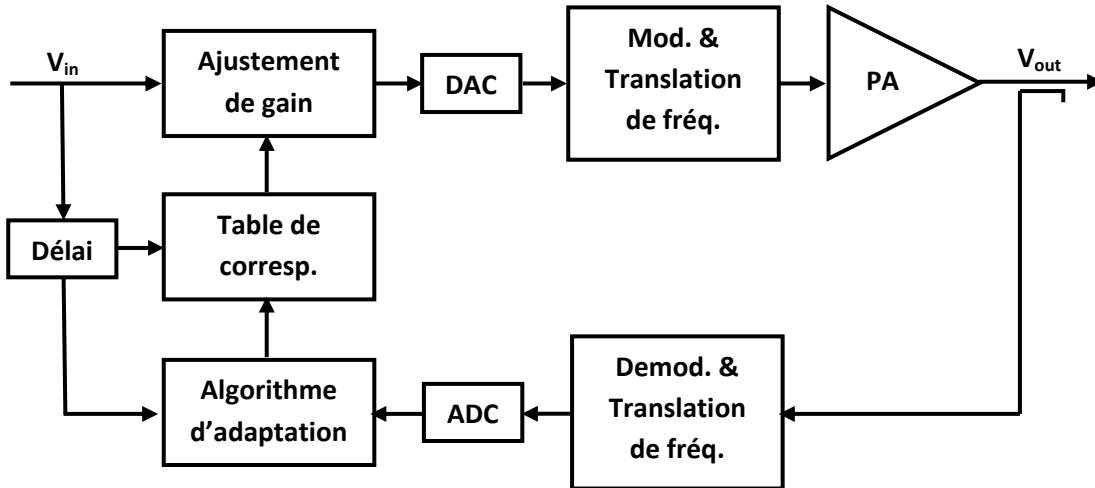


Figure 1-25 : Le schéma de la linéarisation numérique [82].

L'algorithme d'adaptation réajuste les coefficients du tableau de correspondance en comparant une portion du signal de sortie V_{out} avec une version retardée du signal en entrée V_{in} .

La technique de pré-distorsion numérique souffre aussi de quelques lacunes. La dérive, suite aux changements de température, nécessite une quantité de mémoire non-négligeable. La capacité du convertisseur analogique numérique (DAC) à couvrir toute la plage de tension non-linéaire peut également s'avérer insuffisante.

La boucle à verrouillage de phase

La boucle à verrouillage de phase fut inventée en 1932 par une équipe britannique, suite aux efforts d'amélioration des performances du récepteur « *homodyn* » qui souffrait de la dérive de son oscillateur après un certain temps d'utilisation. Presque en même temps ou un peu avant, un autre scientifique français, Henri de Bellescise, a publié un article sur les PLL. Les premiers PLL étant trop chers, il a fallu attendre les années 40 et l'arrivée des circuits intégrés monolithiques pour voir son essor.

La boucle à verrouillage de phase (PLL), comme son nom l'indique, fixe le rapport de phase entre les signaux à son entrée et à sa sortie. La Figure 1-26 montre le schéma fonctionnel du dispositif.

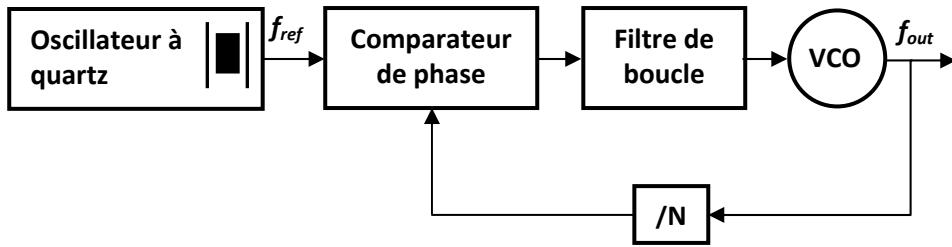


Figure 1-26 : Synoptique d'une boucle à verrouillage de phase

Le signal de référence est généré par une source à grande stabilité munie d'un quartz. La fréquence du signal en sortie est divisée par N et la phase du signal divisé est comparée avec le signal de référence. Le comparateur génère un signal d'erreur qui alimente un filtre passe-bas (LF) qui à son tour génère un signal DC à l'entrée du VCO. Au début, il y a une différence de phase, voire de fréquence, entre les deux entrées du comparateur. Une différence de fréquence génère un signal périodique à la sortie du comparateur et une différence de phase produit un signal DC. Ces signaux seront filtrés et amplifiés avant d'être appliqués à l'entrée du VCO corrigéant l'écart existant entre les entrées du comparateur. Dans ce schéma, le PLL est capable de produire une source stable dont la fréquence est le multiple N de la fréquence de référence, elle-même suffisamment stable grâce à la propriété piézo-électrique du quartz.

Dans sa réponse transitoire et pour atteindre la fréquence finale, un PLL croît la fréquence du VCO de façon bien linéaire. Cette propriété peut être exploitée convenablement. Ainsi, en appliquant une logique appropriée sur le diviseur de fréquence, il est possible de générer les rampes linéaires. [47]-[48].

La boucle à verrouillage de fréquence

Une autre méthode de linéarisation est le verrouillage à boucle de fréquence (FLL). Elle a été conçue pour la première fois en 1967 pour la réalisation d'un démodulateur [11]. Elle a été utilisée, par la suite, pour linéariser un VCO [29]. Le synoptique d'une FLL est présenté à la Figure 1-27.

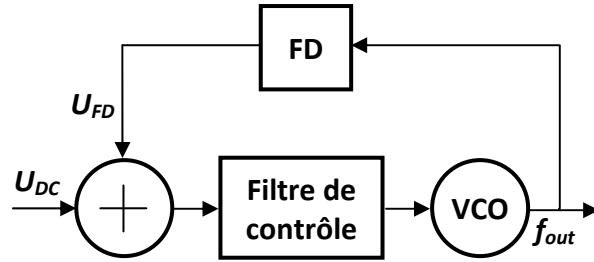


Figure 1-27 : Synoptique d'une boucle à verrouillage de fréquence (FLL)

Dans un schéma classique, le VCO serait verrouillé par rapport à une source de fréquence. Dans le schéma ci-dessus, cette source est éliminée et seuls, un VCO, un discriminateur de fréquence et un filtre de contrôle restent. Le discriminateur de fréquence compare la fréquence du VCO avec une référence. Dans le cas d'un discriminateur à ligne de retard, cette dernière fournit la fréquence de référence. Le résultat du discriminateur est une tension d'erreur U_{FD} qui ajuste l'écart créé par la tension de contrôle U_{DC} . Cette tension étant différente de nulle, elle modifie la fréquence du VCO dépendamment de la valeur de U_{DC} . Par conséquent, le nouveau circuit peut être considéré comme un nouveau VCO dont la tension de contrôle U_{DC} désigne sa fréquence de sortie f_{out} .

Synthétiseur numérique direct (DDS)

La synthèse numérique directe (DDS) est la façon numérique de générer les signaux de formes différentes (sinusoïdale ou rampe).

La Figure 1-28 illustre l'architecture d'un DDS. Nous y trouvons :

- Un accumulateur
- Un convertisseur phase-amplitude
- Un convertisseur numérique-analogique

L'accumulateur consiste en une boucle de rétroaction et en un additionneur équipé d'une mémoire contenant la forme sinusoïdale sur N-bits. Le convertisseur derrière l'accumulateur est un bloc numérique P-bits qui convertit la phase numérique en amplitude numérique et le convertisseur D-bits DAC comme son nom l'indique, génère le signal analogique à partir du

signal numérique. À partir du schéma précédent, nous pouvons deviner quelques avantages et inconvénients du système.

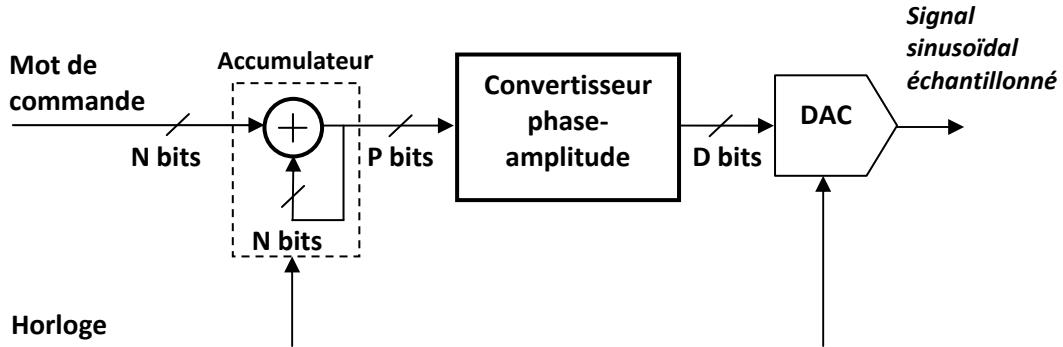


Figure 1-28 : Architecture d'un DDS

Les avantages :

- La fréquence est ajustable de façon numérique jusqu'à une fraction de Hertz.
- La phase est également ajustable numériquement moyennant une petite modification du système.
- Puisque la fréquence et la phase sont calculées numériquement, il n'y a pas de décalage suite aux vieillissements des composantes.
- Le registre de mot de commande de la plupart des DDS contient les données nécessaires pour générer une rampe ou une autre forme de signal.
- Différentes formes de rampe en dents de scie ou en triangle peuvent facilement être générées par les DDS [16], [60].

Les inconvénients :

- La fréquence de sortie ne peut théoriquement pas dépasser la moitié de celle de l'horloge. Dans la pratique, la barre est même déposée à 50%.
- L'amplitude du signal sinusoïdal est fixe. Ce problème peut être réglé par les circuits additionnels.

- Le signal sinusoïdal est généré numériquement et, de ce fait, est un signal échantillonné. Dans ce cas, il contient des raies parasites et il est normal qu'il ne soit pas un signal pur exempt de distorsion. [37]
- La génération des rampes de plus de 1 msec nécessite un nombre important d'étapes que seuls les DDS à coût élevé peuvent produire.

CHAPITRE 2

L'ANALYSE ET LA CONCEPTION DU MODÈLE DU RADAR À DIVERSITÉ SPATIALE

2.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous examinons la formule générale du radar à diversité spatiale ainsi que le comportement d'une plaque parfaitement conductrice en tant que cible. La conception du modèle de la diversité spatiale est également décrite dans ce chapitre. La Figure 2-1 montre le schéma du radar à diversité spatiale. Une antenne émettrice et plusieurs antennes réceptrices sont envisagées dans ce schéma.

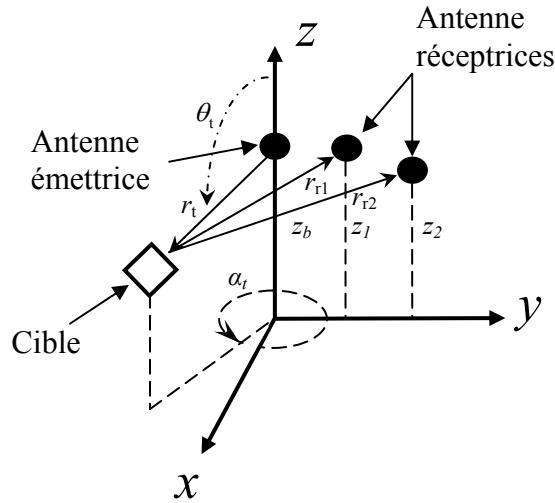


Figure 2-1 : Schéma du radar à diversité spatiale

Au cours des simulations et des mesures, nous considérons que toutes les antennes se trouvent sur le plan yz . Ainsi, $(0, y_b, z_b)$ sont les coordonnées de l'antenne émettrice, $(0, y_1, z_1)$ celles de l'antenne 1, $(0, y_2, z_2)$ celles de l'antenne 2, etc. La cible représentée par une plaque métallique se trouve au point (x_t, y_t, z_t) et son comportement est étudié de façon analytique ainsi que par simulations. Contrairement à ce qui pourrait paraître au départ, le modèle basé sur la plaque est loin d'être trivial et est suffisamment représentatif. En effet, la méthode analytique pour calculer la SER d'un objet complexe électriquement grand est la décomposition de l'objet en ses points de

dispersion (*scattering points*), chacun s'apparentant à une plaque métallique ou d'autres objets simples tels que des sphères, des cônes, etc. [58]. À la section 2.3, nous verrons que la nature des fluctuations de SER d'un véhicule ressemble à celle d'une plaque ayant les dimensions comparables à la surface visible du véhicule par les antennes du radar.

2.2 La formule générale du radar

Nous considérons un système équipé d'un émetteur de puissance P_t , une antenne émettrice de gain $G_t(\theta_t, \varphi_t)$ à une distance r_t de la cible possédant une surface équivalente radar de $\sigma(\theta_t, \varphi_t, \theta_r, \varphi_r)$. Les antennes réceptrices sont à la distance r_i , ayant toutes le même gain $G_r(\theta_r, \varphi_r)$. En négligeant les pertes des antennes, nous pouvons calculer la puissance reçue de l'antenne i .

$$P_{ri} = P_t \frac{G_t(\theta_t, \varphi_t)}{4\pi r_t^2} \sigma(\theta_t, \varphi_t, \theta_r, \varphi_r) \frac{G_r(\theta_r, \varphi_r)}{4\pi r_i^2} \frac{\lambda^2}{4\pi}. \quad (2-1)$$

Où λ est la longueur d'onde en espace libre.

L'équation (2-1) montre que le modèle doit tenir compte d'un certain nombre de paramètres. La puissance du signal transmis, les diagrammes de gain des antennes émettrices et réceptrices, la longueur d'onde et conséquemment la fréquence, la surface équivalente radar de la cible et les pertes d'espace libre du trajet aller-retour sont à prendre en compte. Nous avons utilisé des antennes de type cornet dans ce modèle. Deux cornets avec 15 dB et 20 dB de gain ont été conçus et analysés. Leurs diagrammes de gain ont été calculés, puis reformatés avant d'être incorporés au modèle ADS. Néanmoins, le modèle reste ouvert à d'autres types d'antennes. Autrement dit, ayant le diagramme de rayonnement de n'importe quelle antenne, il est possible de l'insérer dans le modèle.

Comme nous l'avons dit au début du chapitre, la cible du modèle est constituée d'une plaque métallique. De plus, pour les applications visées par la présente thèse, la cible se trouve quasiment à la même hauteur que les antennes d'émission et de réception. Elle peut seulement tourner autour de son axe vertical. Par conséquent, $\theta_t=\theta_r=90^\circ$ et σ dépend uniquement de sa géométrie ainsi que des angles d'observation des antennes d'émission φ_t et de réception φ_r .

N'oublions pas qu'un mouvement latéral de la cible peut être considéré comme une rotation. Il faut cependant tenir compte du changement de distance de la cible vis-à-vis du système de mesure. Dans la section suivante, nous allons aborder le calcul de la surface équivalente radar d'une plaque métallique avant de décrire les caractéristiques des antennes cornets.

2.3 La surface équivalente radar du champ lointain de la plaque rectangulaire

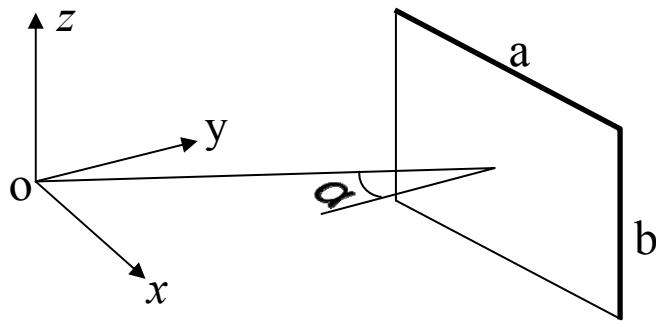


Figure 2-2 : L'angle d'observation d'une plaque rectangulaire de dimension $a \times b$

Si nous prenons l'exemple d'un radar d'évitement des collisions de véhicule, lors qu'une voiture s'engage dans un virage et tel que le montre la Figure 2-2 pour une plaque rectangulaire, le point d'observation de la cible varie seulement sur le plan d'azimut. Nous pouvons donc faire abstraction de l'angle θ qui correspond au changement du point d'observation du plan d'élévation.

De façon analytique, la surface équivalente de la plaque rectangulaire est calculée par la physique optique (PO) ou par la théorie géométrique de diffraction (GTD) [58]. Selon le principe de PO, la surface équivalente radar d'une plaque rectangulaire de dimension $a \times b$ parfaitement conductrice est

$$\sigma(\alpha \neq 0) = \frac{4\pi(ab)^2}{\lambda^2} \cos^2(\alpha) \left(\frac{\sin(ka \sin(\alpha))}{ka \sin(\alpha)} \right)^2 \quad (2-2)$$

$$\sigma(\alpha = 0) = \frac{4\pi(ab)^2}{\lambda^2} \quad (2-3)$$

Où k est la constante de propagation d'espace libre

et α est l'angle d'observation par rapport à la droite normale de la surface de la plaque. Pour un radar ayant $G(0,0)=G_r(0,0)=G_{max}=G$ visant une plaque métallique de dimension axb en pleine face, la puissance reçue sera calculée à l'aide des équations (2-1) et (2-3) et selon

$$P_r = \frac{P_t G^2 (ab)^2}{(4\pi)^2 r^4} \quad (2-4)$$

Nous utilisons l'équation (2-4) pour la mise au point du modèle du radar à diversité spatiale. La SER d'une plaque de $60 \times 60\text{cm}^2$ à 24 GHz est calculée d'après (2-2) et (2-3). Elle est illustrée sur la Figure 2-3.

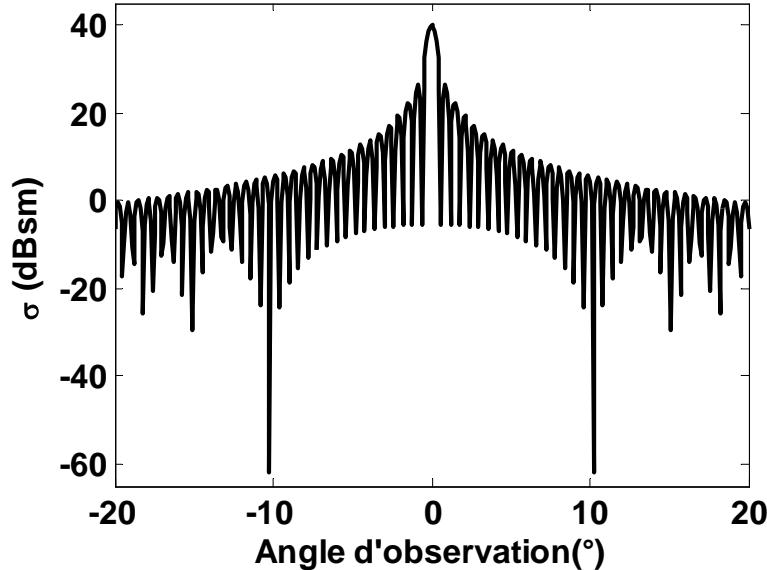


Figure 2-3 : Surface équivalente radar d'une plaque métallique de $60 \times 60\text{cm}^2$ selon PO à 24 GHz.

D'après la Figure 2-3, nous pouvons constater la fluctuation de l'ordre d'au moins 20 dB pour un changement d'angle d'observation de 1 degré. Pour tenir compte de la dispersion des coins et des bords de la plaque, la théorie géométrique de diffraction (TGD) est la méthode analytique la plus appropriée. De plus, la TGD tient compte de la polarisation d'onde incidente. La surface équivalente radar de la plaque rectangulaire en polarisation perpendiculaire est [58]

$$\begin{aligned}
\sigma_{\perp} = & \frac{b^2}{\pi} \left[\cos(k_0 a \sin \alpha) - \frac{i \sin(k_0 a \sin \alpha)}{\sin \alpha} \right] - \frac{\exp[i(k_0 a - \pi/4)]}{\sqrt{2\pi} (k_0 a)^{3/2}} \\
& \times \left[\frac{1}{\cos \alpha} + \frac{\exp[i(k_0 a - \pi/4)]}{4\sqrt{2\pi} (k_0 a)^{3/2}} \left(\frac{(1 + \sin \alpha) \exp[-ik_0 a \sin \alpha]}{(1 - \sin \alpha)^2} \right) \right. \\
& \left. + \frac{(1 - \sin \alpha) \exp[ik_0 a \sin \alpha]}{(1 + \sin \alpha)^2} \right] \left[1 - \frac{\exp[i(2k_0 a - \pi/2)]}{8\pi (k_0 a)^3} \right]^{-1} \Big|^2
\end{aligned} \tag{2-5}$$

Rappelons que la polarisation est perpendiculaire quand le champ électrique est perpendiculaire au plan d'incidence. Le plan d'incidence est constitué des rayons d'incidence et de réflexion. Dans le cas des radars d'évitement des collisions et des systèmes de positionnement local, la polarisation verticale est la plus utilisée car la réflexion du sol (terre pleine, asphalte ou béton) atténue davantage la polarisation horizontale. La Figure 2-4 montre la surface équivalente radar de la plaque rectangulaire de 60x60cm² calculée selon (2-5).

D'après la Figure 2-4, la TGD prévoit les mêmes types de fluctuations que ceux prévus par la PO. Néanmoins, il est à noter que la PO, contrairement à TGD, accentue les variations de la SER car elle ne prend pas en compte les réflexions venant des bords et des coins. Ces réflexions n'étant pas forcément en phase avec celles provenant des autres parties de la plaque, elles contribuent à arrondir les pics du signal reçu.

Comme nous l'avons mentionné plus tôt dans ce chapitre, la surface équivalente des cibles complexes peut être calculée de façon analytique par la décomposition en un nombre raisonnable d'objets simples tels que plaques, sphères, cylindres, cônes, etc.[58]. Chaque objet représente un point de dispersion de la cible réelle. La SER est naturellement calculée par la somme des signaux provenant de chacun des objets. Pour obtenir une estimation valide, l'objet doit avoir les dimensions équivalentes à plusieurs longueurs d'onde λ_0 et il faut tenir compte aussi bien de l'amplitude que de la phase des signaux réfléchis.

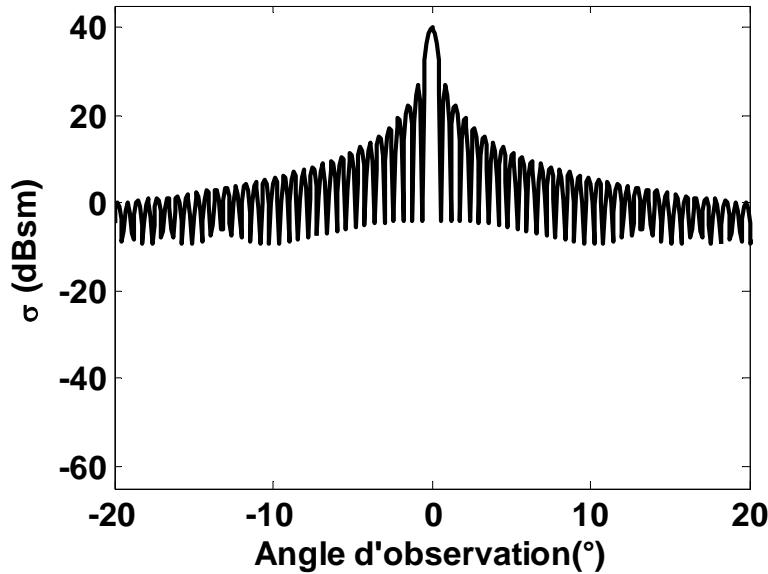


Figure 2-4 : Surface équivalente radar d'une plaque métallique de $60 \times 60\text{cm}^2$ selon TGD à 24 GHz.

Il est bien intéressant de noter qu'à des fréquences suffisamment élevée, la SER des objets aussi complexes tels qu'un avion ou une voiture et celle d'une plaque métallique se comportent de manière assez similaire vis-à-vis du changement de l'angle d'observation. De plus, leurs allures et périodes de fluctuation ressemblent à celles d'une plaque conductrice de taille comparable. Ceci justifie principalement l'utilisation de la SER d'une plaque métallique rectangulaire dans nos études à défaut d'avoir la SER d'un véhicule en particulier.

Il est intéressant de mentionner l'impact de la taille électrique de la plaque sur le niveau et la fréquence des fluctuations. La Figure 2-5 montre la surface équivalente radar d'une plaque métallique deux fois plus large et deux fois plus haut que celle précédemment utilisée selon PO à 24 GHz. D'après cette figure la largeur de la plaque joue un rôle important sur la rapidité des fluctuations mais reste sans effet sur leurs niveaux. La hauteur de la plaque reste quasiment sans effet car la plaque a été seulement tournée sur le plan d'azimut. Autrement dit, la hauteur de la plaque aurait le même effet que sa largeur si nous l'avions tourné sur le plan d'élevation.

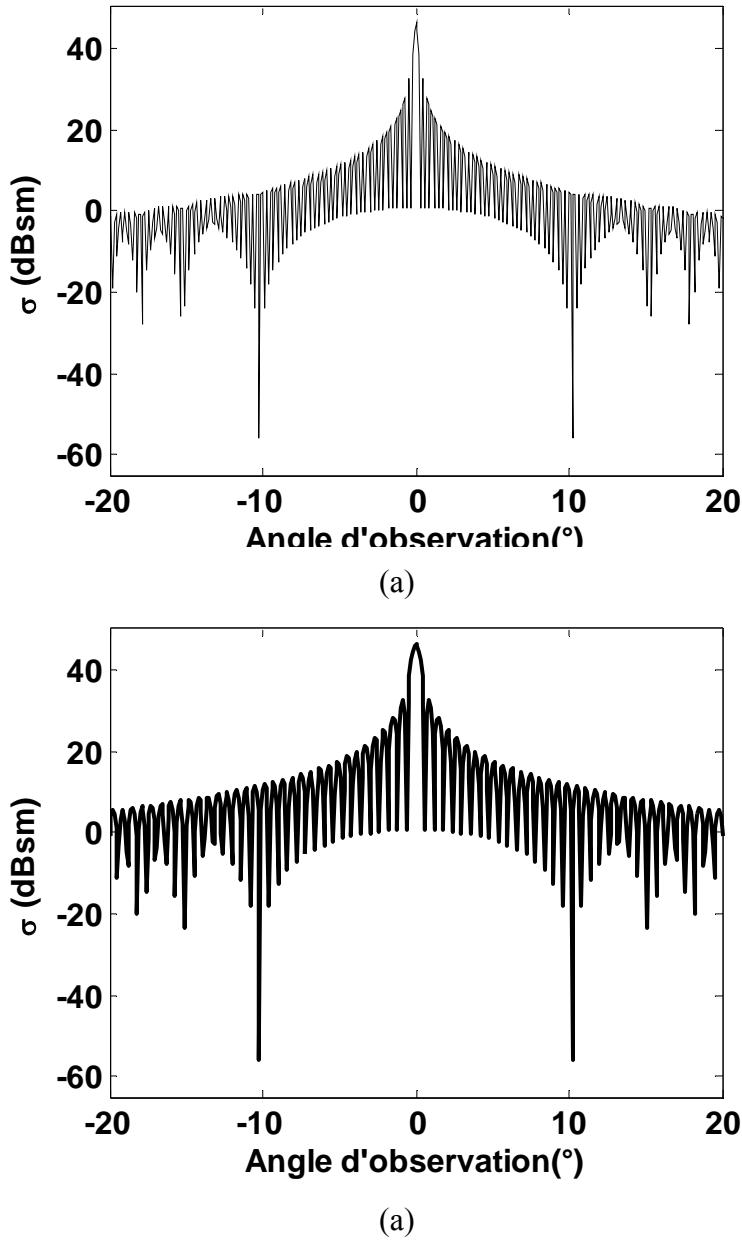


Figure 2-5 : Surface équivalente radar d'une plaque métallique selon PO à 24 GHz. (a) de $120 \times 60\text{cm}^2$ (b) de $60 \times 120\text{cm}^2$

2.4 La surface équivalente radar du champ proche de la plaque rectangulaire

Les équations (2-2) à (2-5) servent à calculer la surface équivalente radar de la plaque pour les distances appartenant au champ lointain. Tel que nous l'avons expliqué à la section 1.9, le champ lointain commence à $2D^2/\lambda$ où D est la plus grande dimension de l'antenne ou la cible. À 24 GHz, les antennes ayant un gain d'environ 10 à 20 dB ont une ouverture de l'ordre de 10 cm. Par

conséquent, la largeur de la plaque métallique sera employée pour le calcul de la limite du champ lointain. Pour une plaque de $60 \times 60 \text{ cm}^2$, la limite du champ lointain à 24 GHz se trouve à 58 m. Ceci nous amène à investiguer la SER de la plaque à l'intérieur du champ proche. Il faut cependant dire qu'avec une augmentation incessante de la fréquence de travail et avec l'arrivée sur scène des applications telles que les SPL, ce sujet sera de plus en plus d'actualité. Il attirera au cours de prochaines années les chercheurs du domaine afin de mieux comprendre le comportement des cibles concernées. À titre d'exemple, dans une application d'évitement des collisions les cibles à étudier sont une voiture, un camion ou un autocar. Comme nous l'avons dit au cours du chapitre précédent, le meilleur point de départ est l'étude des objets simples. Nous avons choisi la plaque métallique comme l'objet à étudier et nous verrons que ce choix est justifié.

Il est à noter que l'étude de la SER de la plaque métallique aux champs proches n'est pas tout à fait nouvelle. Pouliguen *et al.* [55] ont calculé par l'Intégration Physique Optique (*PO-Intégration*) la SER d'une plaque métallique à 15 GHz en fonction de la distance et ont obtenu le résultat de la Figure 1-8. Ils ont également calculé la SER d'autres objets tels que le disque et le cylindre en fonction de la distance et de la fréquence. D'autres auteurs [24]-[38] ont également reporté la SER du champ proche des objets par une Intégration-PO. Notre modèle du radar à diversité spatiale nécessite la SER de la plaque métallique en fonction de l'angle de vue sur le plan d'azimut tel que montré en Figure 2-2. Notons que la méthode de calcul basée sur Intégration-PO est un découpage de la plaque en cellules rectangulaires suffisamment petites pour que la formulation du champ lointain soit applicable à chacune d'entre elles.

La Figure 2-6 montre le schématique servant au calcul de la SER du champ proche de la plaque métallique. Le point d'observation est situé à $O(0,0,r_t)$ et le centre de la cellule i est désigné par P_i par rapport au système de coordonnées xyz .

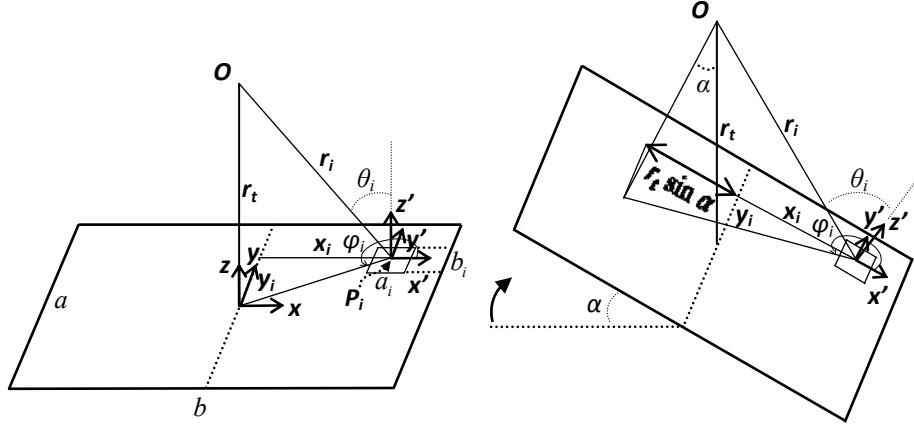


Figure 2-6 : Schématique de calcul de la SER du champ proche de la plaque rectangulaire. (a) angle de vue perpendiculaire (b) angle de vue oblique.

Selon Intégration-PO, la SER de la plaque rectangulaire de dimension $a \times b$ s'écrit.

$$\sigma(\alpha, r_t) = \left| \sum_{i=1}^N \sqrt{\sigma_i(\theta_i(\alpha, r_t), \varphi_i(\alpha, r_t))} e^{j2kr_i(\alpha, r_t)} \right|^2 \quad (2-6)$$

Où $\sigma_i(\theta_i, \varphi_i)$ désigne la SER de la cellule i à distance r_i du point d'observation O et le facteur de phase e^{j2kr_i} tient compte du trajet aller-retour entre le point O et le centre de la cellule i . L'équation (2-6) montre également que la surface équivalente radar de l'objet change car les différentes cellules contribuent avec des phases différentes au résultat final. $\sigma_i(\theta_i, \varphi_i)$ est calculé selon [58]

$$\sigma_i(\theta_i, \varphi_i) = \frac{4\pi(a_i b_i)^2}{\lambda^2} \cos^2(\theta_i) \times \left(\frac{\sin(ka_i \sin \theta_i \cos \varphi_i)}{ka_i \sin \theta_i \cos \varphi_i} \right)^2 \times \left(\frac{\sin(kb_i \sin \theta_i \sin \varphi_i)}{kb_i \sin \theta_i \sin \varphi_i} \right)^2 \quad (2-7)$$

Comme le montre la Figure 2-6 les angles θ_i et φ_i peuvent être exprimés respectivement

$$\varphi_i(\alpha, r_t) = \arctan\left(\frac{y_i}{x_i + r_t \sin \alpha}\right) \quad (2-8)$$

et

$$\theta_i(\alpha, r_t) = \arccos(\hat{n}(\alpha) \cdot \hat{r}_i(\alpha, r_t)) \quad (2-9)$$

où

$$\hat{n} = \begin{bmatrix} \sin \alpha \\ 0 \\ \cos \alpha \end{bmatrix} \quad (2-10)$$

et

$$\vec{r}_i(\alpha, r_t) = \overrightarrow{Op_i} = \begin{bmatrix} x_i \cos \alpha \\ y_i \\ -x_i \sin \alpha - r_t \end{bmatrix} \quad (2-11)$$

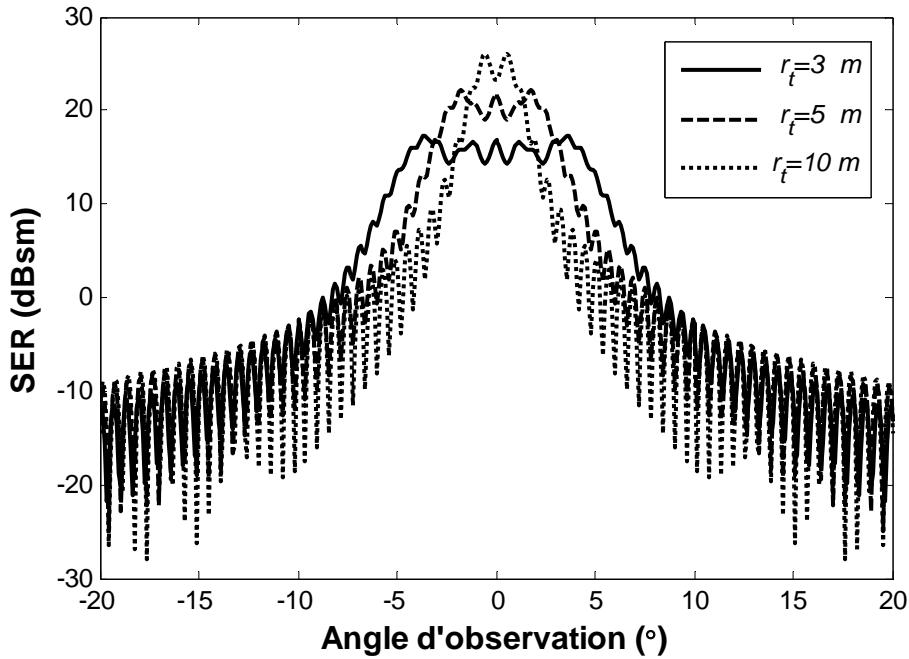


Figure 2-7 : SER du champ proche de la plaque métallique carrée de $60 \times 60 \text{cm}^2$ à 3, 5 et 10 m.

La surface équivalente radar du champ proche de la plaque métallique, évaluée à trois distances différentes, est illustrée à la Figure 2-7 en mètre carré à l'échelle logarithmique dB_{sm}. D'après cette figure et en comparaison avec la Figure 2-3, il est bien évident qu'aux environs de l'angle normal, la SER de la plaque est bien en-deçà de sa valeur du champ lointain. Ailleurs, les mêmes types de fluctuation sont observés.

Par ailleurs, la Figure 2-8 montre la SER de la plaque métallique en fonction de la distance du point O et du centre de la plaque. Cette figure peut être comparée avec la Figure 1-8 reportée par

Pouliquen *et al* [55]. Nous constatons également qu'en augmentant la distance, la valeur de SER tend vers sa valeur du champ lointain observée sur la Figure 2-3 à l'angle 0 degré.

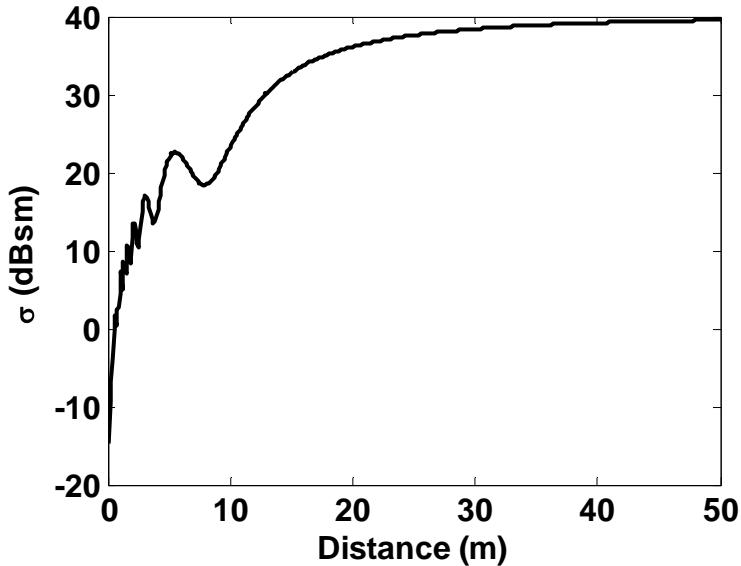


Figure 2-8 : SER de la plaque métallique carrée de $60 \times 60\text{cm}^2$ en fonction de la distance entre le point d'observation et le centre de la plaque.

Nous allons utiliser les résultats de ces calculs dans notre modèle du radar à diversité spatiale.

2.5 Les antennes cornet du modèle

Deux cornets de bande K ayant un gain de 15 dB et de 20 dB ont été conçus selon les règles de conception trouvées dans la littérature [4], [72] et réalisés. L'antenne isotrope avec un gain de 0 dB a également été générée pour les fins de test et de comparaison. Les diagrammes de rayonnement plan E et H sont générés par simulations avec un pas de 1 degré. Autrement dit, les fichiers du diagramme de rayonnement contiennent chacun $181 \times 181 = 32\,761$ valeurs couvrant le demi-espace 3D d'un système de coordonnées sphérique. Ces fichiers sont reformatés puis importés dans les fichiers DAC (*Data Access Component*) du modèle. Pour les valeurs intermédiaires de ϕ et de θ , le logiciel fait l'extrapolation entre les valeurs avoisinantes.

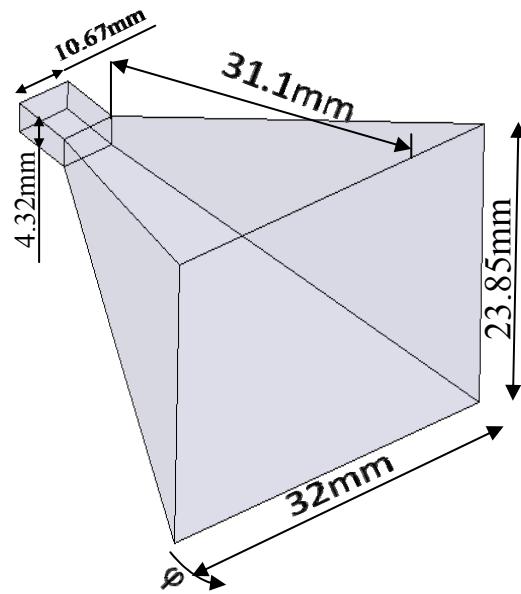


Figure 2-9 : Cornet métallique ayant un gain de 15 dB. Les dimensions sont données pour l'intérieur du guide et du cornet.

Les cornets ont été fabriqués et leurs diagrammes de rayonnement ont été mesurés dans la chambre anéchoïde au sein du centre de recherche Poly-Grames. Pour vérifier la cohérence entre les diagrammes simulés par le logiciel HFSS de la compagnie Ansoft et ceux mesurés en chambre anéchoïde, les diagrammes des plans E et H sont considérés. Les coefficients de réflexion des cornets ont été également calculés et mesurés sur un analyseur de réseau Anritsu 37397. La Figure 2-9 illustre le dessin du cornet 15 dB. Les coefficients de réflexion mesuré et simulé par le logiciel HFSS sont affichés à la Figure 2-10. Malgré l'écart entre le coefficient de réflexion mesuré et simulé, le cornet reste très bien adapté sur toute la largeur de bande K.

La Figure 2-11 illustre les diagrammes co-polar et cross-polar du plan E et la Figure 2-12 montre ceux du plan H. Les diagrammes co-polar simulés sont ajustés aux maximums mesurés et affichés dans les mêmes figures. D'après ces figures, les diagrammes de rayonnement mesurés et simulés sont presque identiques entre 20° et 150° . Nous avons reporté aux annexes les informations concernant le cornet 20 dB.

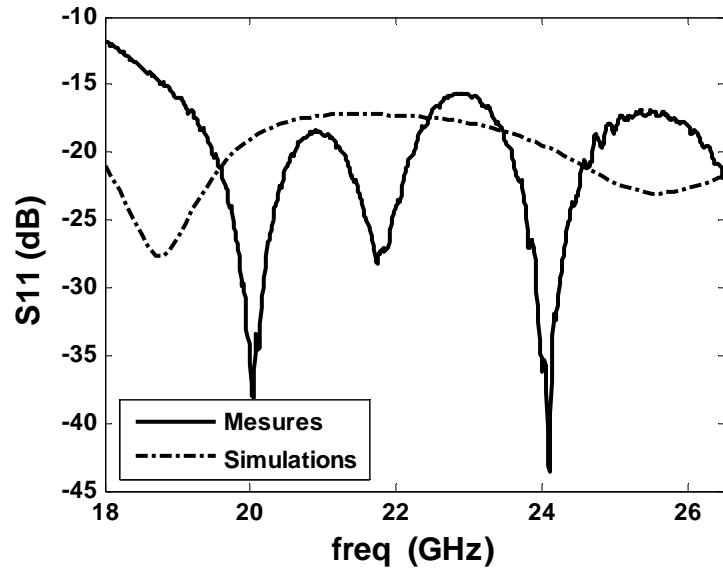


Figure 2-10 : Le coefficient de réflexion du cornet bande K ayant 15 dB de gain.

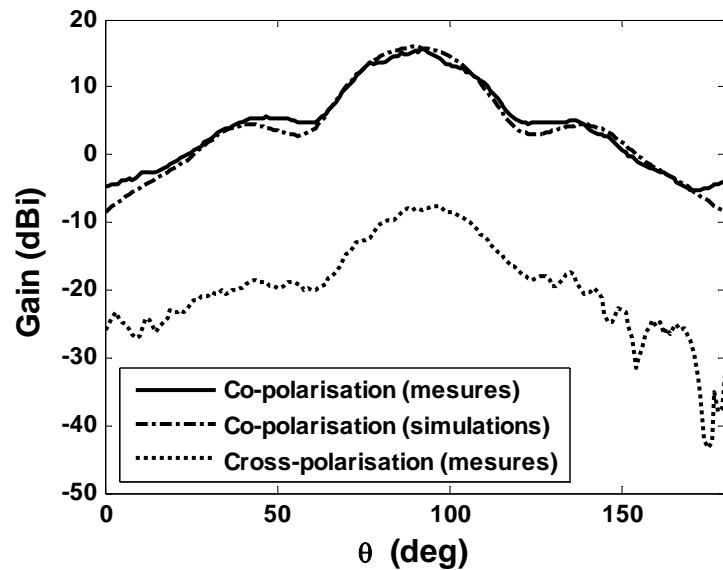


Figure 2-11 : Les diagrammes de rayonnement co-polar et cross-polar plan E du cornet 15 dB. Le maximum du diagramme co-polar simulé est ajusté sur celui du diagramme cross-polar.

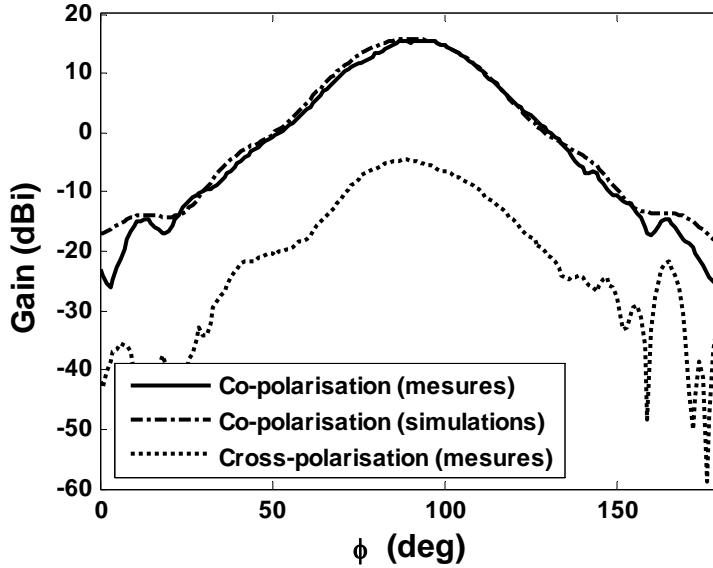


Figure 2-12 : Les diagrammes de rayonnement co-polar et cross-polar plan H du cornet 15 dB mesurés et simulés. Le maximum du diagramme co-polar simulé est ajusté sur celui du diagramme cross-polar.

2.6 Modélisation du radar à diversité spatiale

Le radar à diversité spatiale est modélisé à l'aide du logiciel ADS de la compagnie Agilent. Ce modèle calcule la puissance du signal réfléchi par une plaque métallique rectangulaire en tenant compte de la puissance transmise, de diagrammes de rayonnement des antennes, de pertes d'espace libre, de dimensions de la plaque ainsi que d'angles d'illumination de la plaque par l'antenne émettrice et l'angle d'observation des antennes réceptrices.

D'après la théorie d'équivalence de SER et pour les angles d'observation inférieurs à π radian, la surface équivalente radar bi-statique d'un objet est calculable à partir de sa SER mono-statique [58]. Selon cette théorie, la SER bi-statique d'un objet parfaitement conducteur est égale à sa SER mono-statique au bissecteur de l'angle bi-statique α composé des droites entre la cible et les antennes émettrice et réceptrice. Pour les angles bi-statiques grands, le terme correctif de $\sec(\alpha/2)$ est applicable afin d'obtenir des résultats plus précis [58]. Il en résulte une erreur de l'ordre de 1.5% pour les angles bi-statiques ne dépassant pas 20° . Pour les angles supérieurs à $\pi/2$ radian, les centres de réflexion peuvent disparaître ou de nouveaux centres peuvent apparaître. Il est à noter que les applications visées par la présente thèse ne prévoient pas d'angle bi-statique supérieur à 20° . Par conséquent, nous n'avons pas besoin appliquer le terme correctif.

2.6.1 Schématique ADS

La Figure 2-13 montre le schéma du modèle du radar à diversité spatiale réalisé à l'aide du logiciel ADS de la compagnie Agilent. Le modèle mis en place est composé d'une antenne émettrice et quatre antennes réceptrices. L'antenne émettrice est alimentée par une source monotone à 24 GHz et la puissance 1W. Toutes les antennes peuvent être orientées sur les plans d'azimut. Pour les éventuels travaux futurs, la possibilité d'orienter les antennes sur le plan d'élévation a été également prévue dans le modèle. Les antennes, le canal, les variables et la cible du modèle sont les éléments hiérarchisés créés dans l'ADS. La possibilité d'orienter les antennes sur le plan d'élévation a été ajoutée pour apporter plus de souplesse au modèle et pour les travaux futurs.

Comme nous l'avons précisé dans la section précédente, les antennes du modèle peuvent être conçues à l'aide d'un logiciel tel que CST ou HFSS dont les diagrammes de rayonnement sont exportés, reformatés puis importés dans le fichier DAC (*Data Access Component*) d'ADS. Il est également possible de mesurer le diagramme d'une antenne dans la chambre anéchoïde et d'importer le résultat de mesure dans le fichier DAC. Cette dernière méthode donnerait des résultats plus réalistes car les simulations pourraient donner des résultats décalés par rapport aux mesures. Cependant, en ce qui concerne les cornets fabriqués dans notre laboratoire, conformément à la Figure 2-11, les diagrammes de rayonnement mesurés et simulés sont très proches pour les angles entre 20° et 150°.

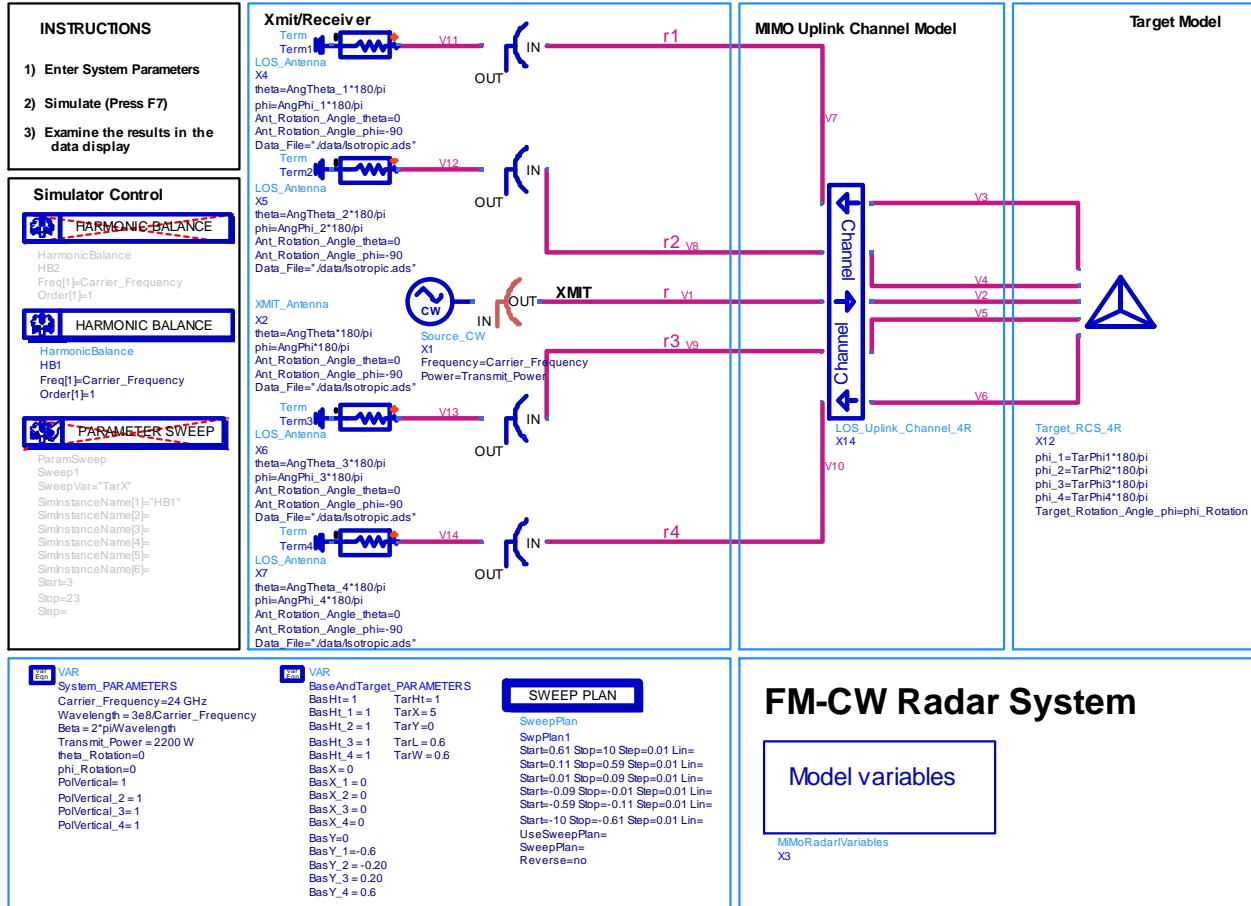


Figure 2-13 : Schéma du radar à diversité spatiale dans ADS

2.6.2 Canal de propagation dans ADS

Le canal de propagation est simulé par l'implémentation de la formule de Friis et en utilisant une série d'amplificateurs. La Figure 2-14 montre l'élément hiérarchisé et son implémentation en tenant compte du module et de la phase. La prise en compte de la phase laisse la possibilité d'adapter facilement le modèle et de voir l'effet combinatoire en cas de besoin. La cible du champ lointain est également réalisée à l'aide des relations (2-2) à (2-5) et à l'aide des amplificateurs et de diviseurs de puissance. La cible du champ proche n'étant pas réalisable de façon analytique, elle a été implantée en tant que tableaux dans les fichiers DAC. Deux versions de cible du champ lointain, une avec PO et l'autre à l'aide de TGD, ont été mises en place.

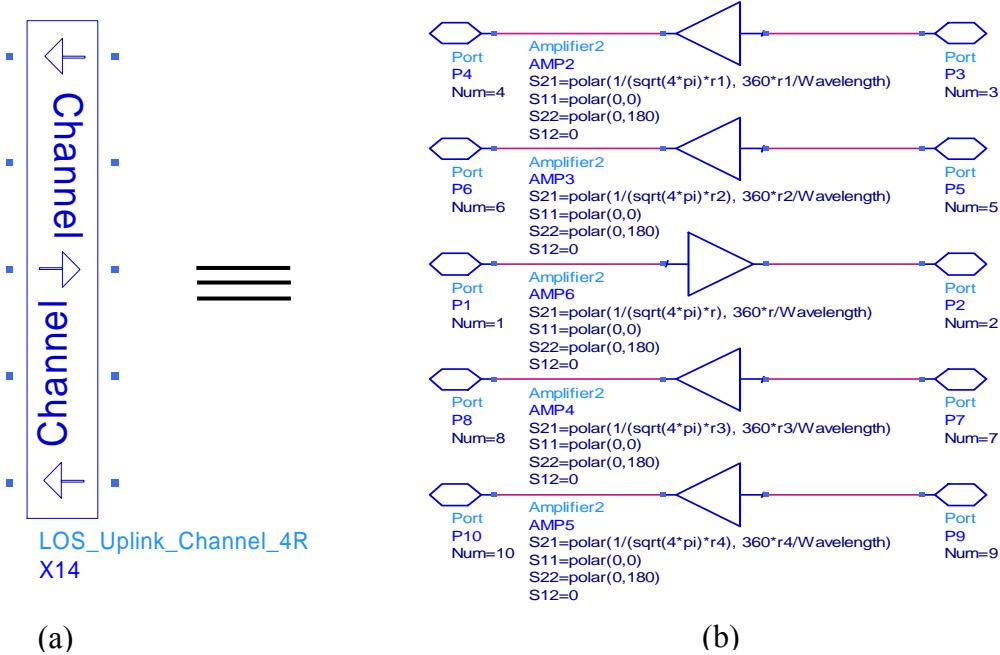


Figure 2-14 : Le modèle du canal de propagation. (a) Élément hiérarchisé (b) la réalisation du modèle.

2.6.3 Panneau de contrôle

Le panneau de contrôle du simulateur est illustré sur la Figure 2-15. Il permet de choisir, entre autres, la fréquence et la puissance de l'émetteur ainsi que l'emplacement des antennes et la cible. Les éléments de contrôle permettent le balayage des paramètres tels que la position et l'orientation de la cible ainsi que celles des antennes. À titre d'exemple, nous pouvons calculer la puissance reçue de chacune des antennes en balayant l'orientation de la cible entre -20 et +20 degrés. La visualisation et la combinaison des signaux reçus par chaque antenne se fait à l'intérieur de la fenêtre d'affichage.

Le modèle du radar à diversité spatiale a été mis au point à l'aide de l'équation (2-4). Autrement dit, pour une plaque métallique de $60 \times 60\text{cm}^2$, les puissances reçues par les antennes de réception sont dépendantes des différents paramètres tels que : la fréquence de travail, la distance de la cible, la puissance de l'émetteur et les caractéristiques des antennes. Les résultats du champ lointain obtenus par simulations ont été validés par comparaison avec ceux obtenus selon (2-4).

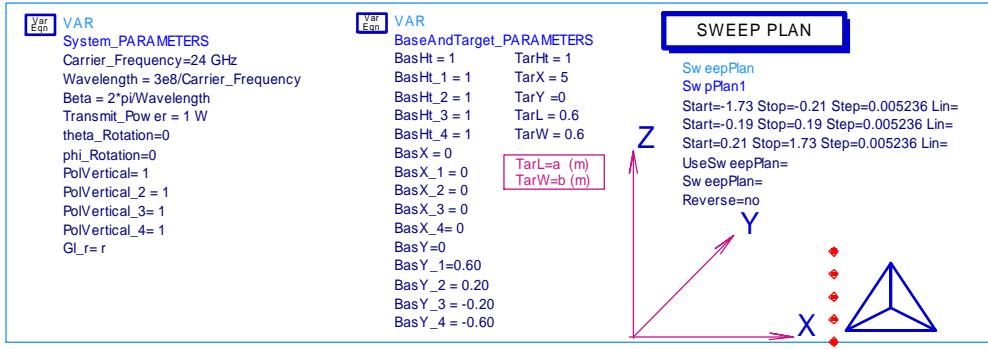


Figure 2-15 : Le panneau du contrôle du simulateur.

Par ailleurs, aussi bien pour le champ lointain que le champ proche, la puissance reçue en fonction de l'angle d'observation doit mimer la surface équivalente radar de la plaque métallique. Afin de tester la validité du simulateur, les premiers résultats ont été comparés à ceux calculés analytiquement. Après avoir franchi cette étape, nous étions plus confiants de pouvoir procéder à la simulation du radar à diversité spatiale dans les configurations de 1×2 ou de 1×4 à l'aide de notre modèle.

Il est également à noter qu'un modèle plus complet qui tient compte de l'effet du sol a été commencé au début de ces travaux. Par manque du temps, nous n'avons pas pu finaliser ce modèle et son implémentation complète a été laissée pour les travaux futurs. Plus d'information sur ce sujet a été donnée à l'annexe B.

2.7 Analyse numérique

Dans cette section, nous effectuons notre première analyse du radar à diversité spatiale composé d'une antenne d'émission et de deux antennes de réception (1×2). La configuration de la Figure 2-1 est utilisée pour localiser les antennes et la cible dans le système de coordonnées xyz. Toutes les antennes sont des cornets pyramidaux ayant 15 dB de gain décrit dans la section 2.5. La cible est constituée de la plaque métallique de dimension $60 \times 60 \text{cm}^2$ située entre 3 et 40 m de l'antenne émettrice, elle-même placée au point (0, 0, 1 m). Les deux autres antennes réceptrices sont aux points (0, 0,2 m, 1 m) et (0, -0,2 m, 1 m).

2.7.1 Schéma du système

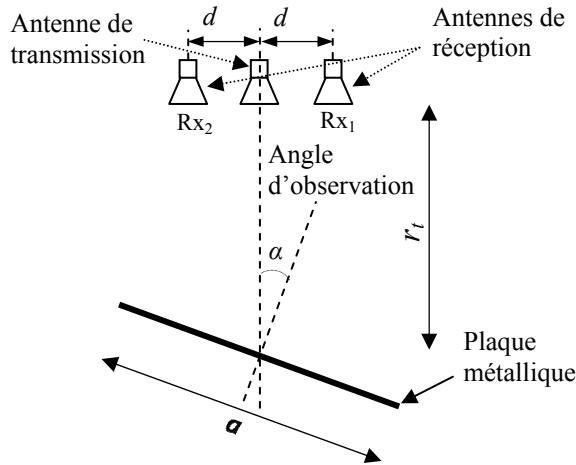


Figure 2-16 : Schéma du système.

Le schéma du système de simulations et de mesures est illustré à la Figure 2-16. En regardant derrière les antennes, nous appelons P_1/P_2 les puissances reçues des antennes réceptrices de gauche/droite (Rx_1/Rx_2). Il est utile de préciser que le HPBW d'un cornet ayant 15 dB de gain est autour de 36° . À 3 m, cela correspond à un segment d'environ 2 m. Étant donné la largeur de la plaque (60cm), nous considérons qu'elle est illuminée de façon quasi-uniforme par l'antenne émettrice.

2.7.2 Les techniques de sélection et de combinaison

De la même manière qu'en télécommunication, différentes techniques utilisant les évanouissements non-corrélos des antennes réceptrices dans une configuration à diversité spatiale peuvent être considérées. La diversité de sélection (SDC : *Selection Diversity Combining*) est probablement la méthode la plus simple. Il s'agit d'évaluer périodiquement les puissances P_1/P_2 et de se connecter sur le signal ayant le meilleur rapport du signal sur bruit (*SNR*).

Une autre technique nommée *Maximal Ratio Combining* (MRC) proposée par Kahn [34] additionne les signaux après avoir affecté à chacun d'entre eux un poids selon leurs ratio puissance/bruit. L'une des difficultés d'implémentation de cette méthode est que les signaux ne sont pas forcément en phase et par conséquent, ils doivent subir une correction de phase avant d'être additionnés. Autrement dit, le calcul des poids complexes est une tâche difficile à réaliser.

Un autre problème lié à cette méthode est le calcul et la génération des poids variables propres à chaque signal en temps réel. Une version simplifiée de cette technique appelée *Equal Gain Combining* (EGC) consiste à choisir tous les poids identiques. Dans la présente thèse, nous nous limitons à employer les techniques SDC et EGC sur les signaux reçus par les antennes réceptrices.

2.7.3 Les premières simulations avec la cible à 3m

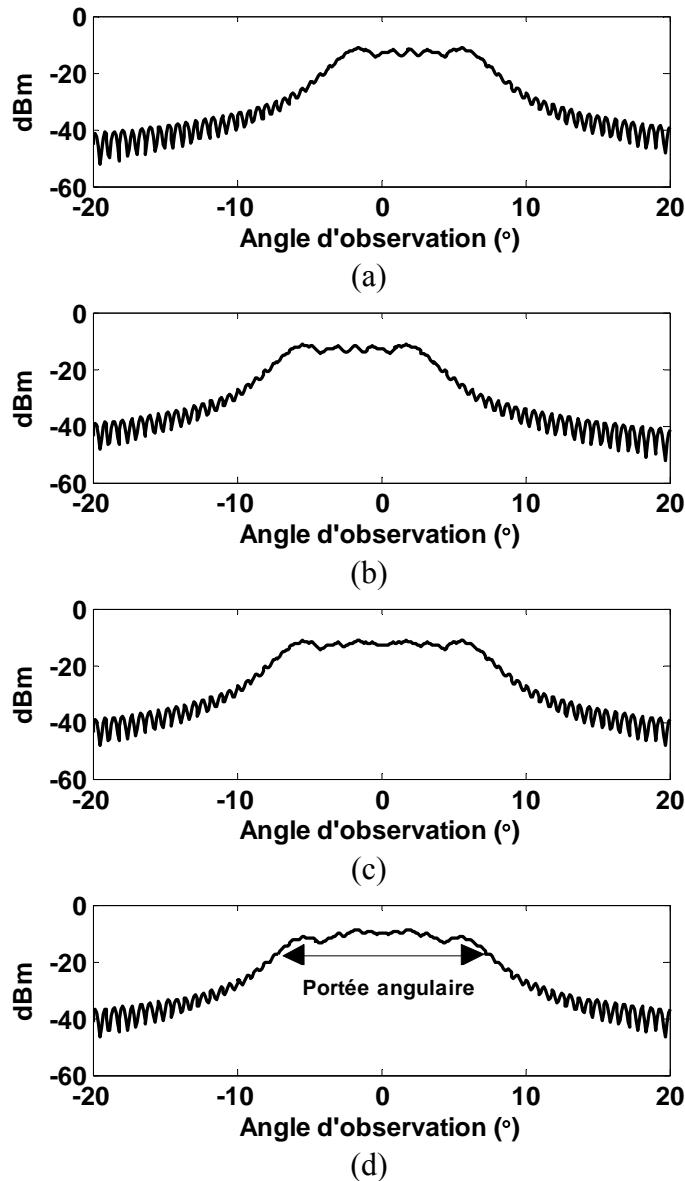


Figure 2-17 : Les signaux reçus et combinés à 24 GHz par deux antennes réceptrices à 0,2 m de l'antenne émettrice et la cible à 3 m. Les puissances reçues (a) par Rx₁ (b) par Rx₂ (c) après SDC et (d) après EGC

Avec la cible à 3 m et pour les angles d'observation de -20° à 20° , les signaux calculés par Rx_1 et Rx_2 sont illustrés à la Figure 2-17 (a) et (b) respectivement. Les signaux combinatoires SDC et EGC sont montrés à la Figure 2-17 (c) et (d).

À partir de ces figures et de manière qualitative, nous constatons une diminution de fluctuation des signaux combinatoires par rapport à ceux reçus par Rx_1 et Rx_2 . De plus, il est bien évident qu'à cette distance, la portée angulaire du système augmente de façon considérable en profitant de l'une ou de l'autre des techniques combinatoires. Afin de quantifier ces améliorations de performance, nous calculons l'écart-type des ces signaux pour les angles d'observation de 0° à 10° . Cette plage convient à la plupart des applications d'évitement des collisions surtout dans les autoroutes.

	P_1	P_2	SDC	EGC
Écart Type (dB) [0° - 10°]	8.8	4.9	5.0	5.5
Portée Angulaire ($^\circ$)	9.4	9.4	13.2	13.2

Tableau 4 : L'écart-type et la portée angulaire calculée pour les signaux reçus par Rx_1 , Rx_2 et les signaux combinatoires (SDC, EGC).

Pour calculer la réduction de l'écart-type, nous choisissons l'écart-type le plus grand entre celui de P_1 et P_2 car la cible peut tourner dans les sens positif et négatif. D'après les valeurs présentées au Tableau 4, en utilisant la technique SDC ou EGC, l'écart-type du signal reçu peut être réduit de 3.8 dB et sa portée peut augmenter de 3.8° .

Il est également intéressant d'étudier l'impact des techniques SDC et EGC sur le scintillement et voir à quel point elles sont capables de modérer la fluctuation du signal en fonction des paramètres tels que la distance de la cible r_t et les positions des antennes réceptrices. La Figure 2-18 présente la réduction d'écart-type versus r_t en utilisant les deux méthodes SDC et EGC. Les antennes réceptrices sont positionnées de part et d'autre de l'antenne émettrice et de 0,2 m de cette dernière.

2.7.4 La réduction de l'écart-type versus différents paramètres

Il est à noter que pour les distances inférieures à 4m, la réduction de l'écart-type est plus de 2 dB, plus de 1 dB de 12 à 15 m et d'environ 2.5 dB autour de 30 m. Par ailleurs, on peut constater que dans cette configuration, les techniques SDC et EGC donnent des résultats semblables. Il est bien évident que dans ce cas la technique SDC est avantageuse par sa simplicité d'implémentation.

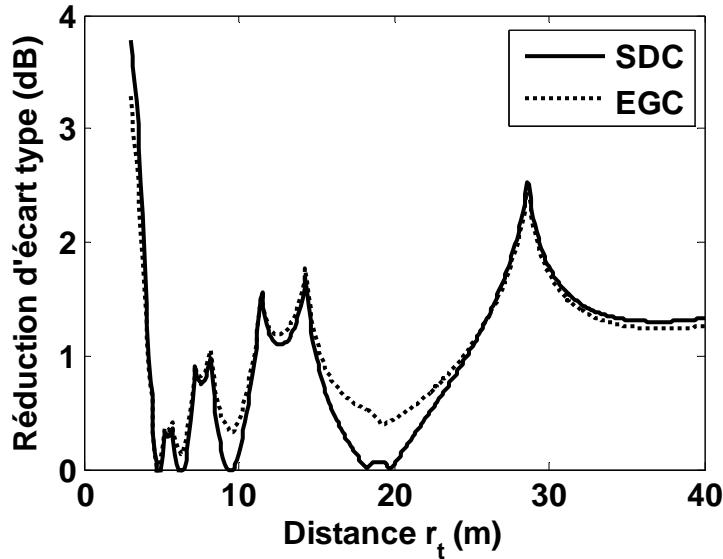


Figure 2-18 : La réduction d'écart-type en fonction de la distance de la cible r_t et en utilisant les méthodes SDC et EGC. Les antennes réceptrices sont à 0,2 m de l'antenne émettrice

Nous avons également calculé la réduction de l'écart-type en utilisant la méthode EGC versus la distance entre les antennes réceptrices et la distance r_t de la cible. Le résultat est illustré à la Figure 2-19. Les distances de cible [$r_t = 3-40$ m] et les distances entre les antennes réceptrices et l'antenne émettrice [0,2-0,6 m] sont prises en compte dans les calculs.

Pour la cible située à une distance particulière, les zones de couleur foncée montrent la réduction d'au moins 2 dB atteignable en positionnant les antennes de façon appropriée. De plus, à partir de cette figure, il est bien clair que pour les distances $r_t=3-4$ m, la réduction d'au moins 2 dB est facilement atteignable quelque soit la position des antennes. En revanche, pour les autres distances r_t et malgré la possibilité multiple, la position des antennes doit être choisie selon les résultats des calculs.

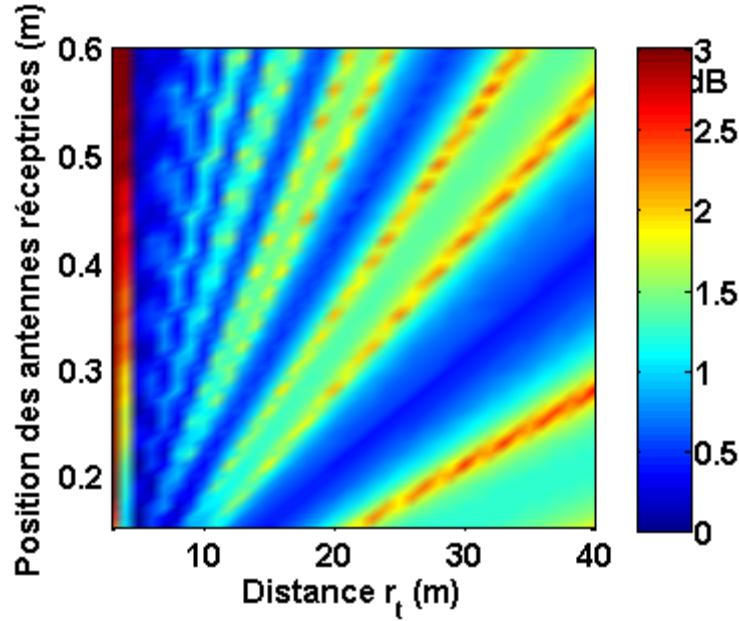


Figure 2-19 : La réduction d'écart-type versus distance r_t et la distance entre les antennes réceptrices. Seule la technique EGC est employée.

2.7.5 La portée angulaire

Afin de mesurer l'augmentation de la portée angulaire du système, nous l'avons calculée et présentée à la Figure 2-20. La distance $r_t=3$ m ainsi que les positions $d=0,2$ m et $0,6$ m ont été envisagées. Sur la même figure et afin de montrer l'amélioration de la portée angulaire du système, la puissance reçue par une antenne positionnée au centre ($d=0$) est calculée et illustrée.

À partir de la Figure 2-20, nous constatons l'augmentation de la portée angulaire de 4° pour une distance $d=0,2$ m. Il est également évident qu'en éloignant les antennes réceptrices, la portée angulaire augmente mais que la puissance reçue au centre diminue. Autrement dit, l'augmentation de la portée angulaire est faite aux dépens du niveau de puissance reçue des cibles en angle d'observation droit. Dans la pratique, deux solutions sont envisageables pour pallier à ce problème. L'augmentation du nombre d'antennes réceptrices est la première solution. Ainsi, nous passons d'un système de 1×2 à un système de 1×4 . Une autre solution serait d'équiper le système d'une paire d'antennes réceptrices mobiles.

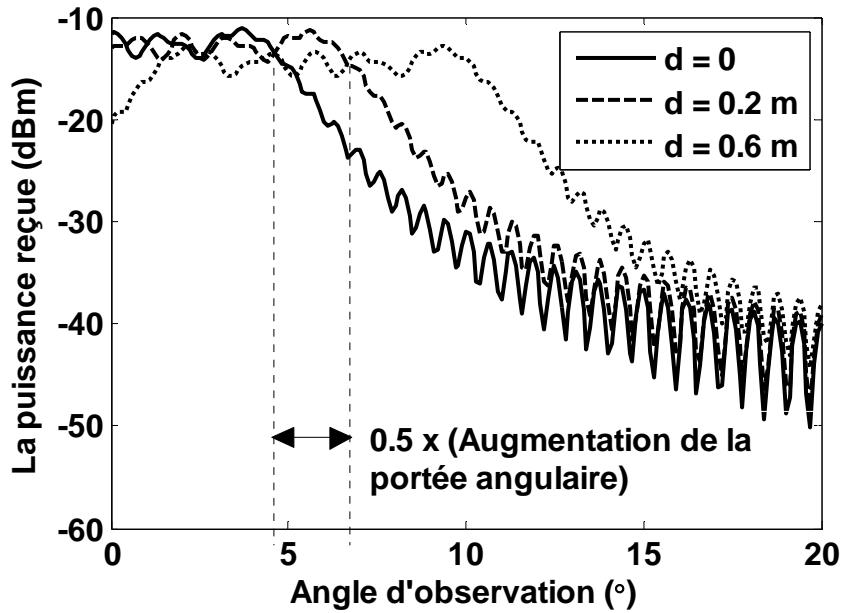


Figure 2-20 : L’augmentation de la portée angulaire pour deux distances entre les antennes réceptrice et l’antenne émettrice ($d=0,2 \text{ m}$ et $0,6 \text{ m}$).

Finalement, en utilisant la technique SDC, l’augmentation de la portée angulaire versus la position des antennes réceptrices d est calculée et illustrée à la Figure 2-21. Les distances de cible r_t à 3, 5 et 10 m ont été examinées. À partir de ces résultats, nous avons constaté une amélioration de la portée angulaire en augmentant la distance d entre les antennes réceptrices. Ces résultats sont en accord avec les commentaires donnés précédemment sur la Figure 2-20. Il est également à noter que la portée angulaire est plus importante à $r_t=3 \text{ m}$. La pente de droite est aussi plus prononcée à cette distance.

Autrement dit, l’amélioration de la portée angulaire s’amuise avec l’éloignement de la cible. Pour y remédier, la seule solution est d’écartier davantage les antennes réceptrices, mais comme nous l’avons cité auparavant, cette solution est au détriment de la puissance reçue à l’angle d’observation droit. C’est pour cette raison que les droites correspondant à $r_t = 5$ et 10 m ont été limitées en abscisse sur la Figure 2-21.

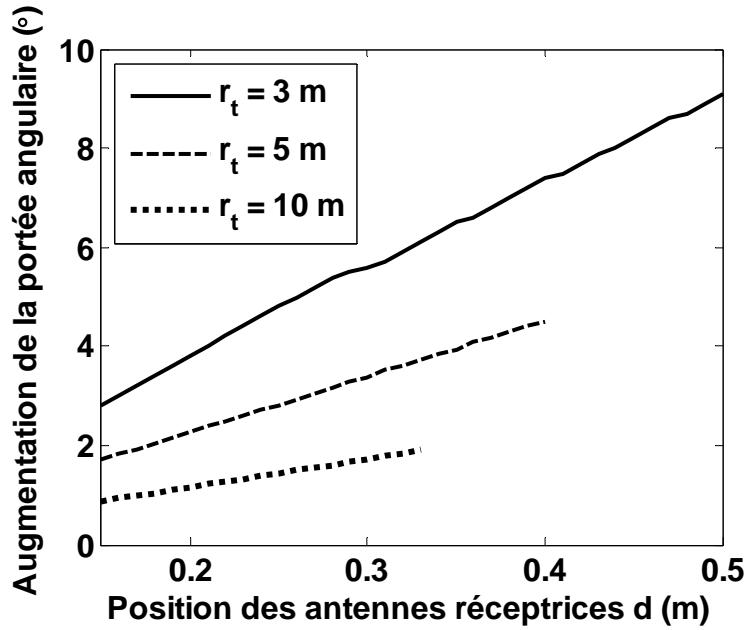


Figure 2-21 : L'amélioration de la portée angulaire versus la position d entre les antennes réceptrice pour les distances $r_t = 3, 5$ et 10 m .

Pour conclure cette partie, il faudra noter que la position des antennes doit être choisie adéquatement afin de modérer l'effet de scintillement et d'améliorer la portée angulaire. D'après les simulations, de meilleurs résultats sont obtenus quand la cible est placée à une distance de moins de 4 m avec n'importe quelle position des antennes réceptrices. À des distances supérieures à 4 m, l'amélioration de la portée angulaire n'est pas spectaculaire et demande l'écartement significatif des antennes réceptrices mais une réduction notable de l'écart-type du signal reçu est atteignable. Dans la section suivante, nous allons valider ces résultats de façon expérimentale.

2.8 Résultat expérimentaux

Afin de valider nos calculs et les analyses proposées, nous avons effectué les mesures de la plaque métallique à 24 GHz à l'intérieur de la chambre anéchoïde de notre centre de recherche à Poly-Grames. Les mesures à l'extérieur ont été également menées, avec un véhicule, à la même fréquence.

2.8.1 Mesures de la plaque métallique

La configuration de la Figure 2-22 a été mise en place dans la chambre anéchoïde de type « *compact range* » de notre centre de recherche. Trois cornets pyramidaux avec 15 dB de gain chacun ont été installés, un pour l'émission et deux autres afin de recevoir les réflexions de la cible. La distance entre les antennes réceptrices et le cornet d'émission a été ajustée à 0,2 m. La plaque métallique de $60 \times 60\text{cm}^2$ a été fixée sur le piédestal rotatif à 3 m de l'antenne émettrice. À l'aide d'un niveau laser, le centre de la plaque et les antennes ont été mis à la même hauteur.

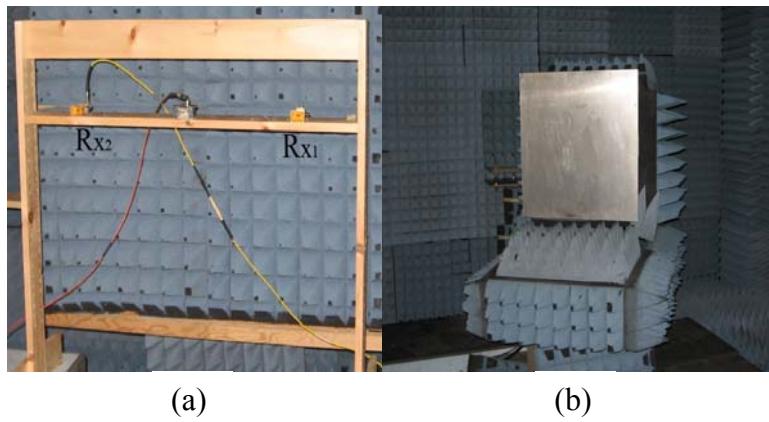


Figure 2-22 : La configuration de mesure dans la chambre anéchoïde, (a) les antennes réceptrices et émettrice (b) la plaque métallique $60 \times 60\text{cm}^2$.

Il est utile de mentionner que seules les puissances relatives peuvent être mesurées dans une chambre anéchoïde. Par conséquent, toutes les puissances mesurées ont été normalisées et exprimées en dB. La rotation de la plaque métallique a été effectuée entre 0° et 20° à un pas de $0,1^\circ$ pendant toutes les mesures.

Les puissances normalisées simulées et mesurées versus l'angle d'observation sont présentées à la Figure 2-23. D'après ces résultats et malgré un petit décalage (moins de $0,5^\circ$), un très bon accord entre les simulations et les mesures peut être constaté jusqu'à 10° . Ceci valide nos calculs basés sur la SER du champ proche.

Nous avons également effectué les mesures de la puissance reçue après avoir remplacé la plaque métallique par les absorbants. D'après nos mesures, le plancher du bruit de la chambre se trouve autour de -25 dB par rapport à la crête du signal. Ceci explique essentiellement la différence entre les mesures et les simulations au-delà de 10° .

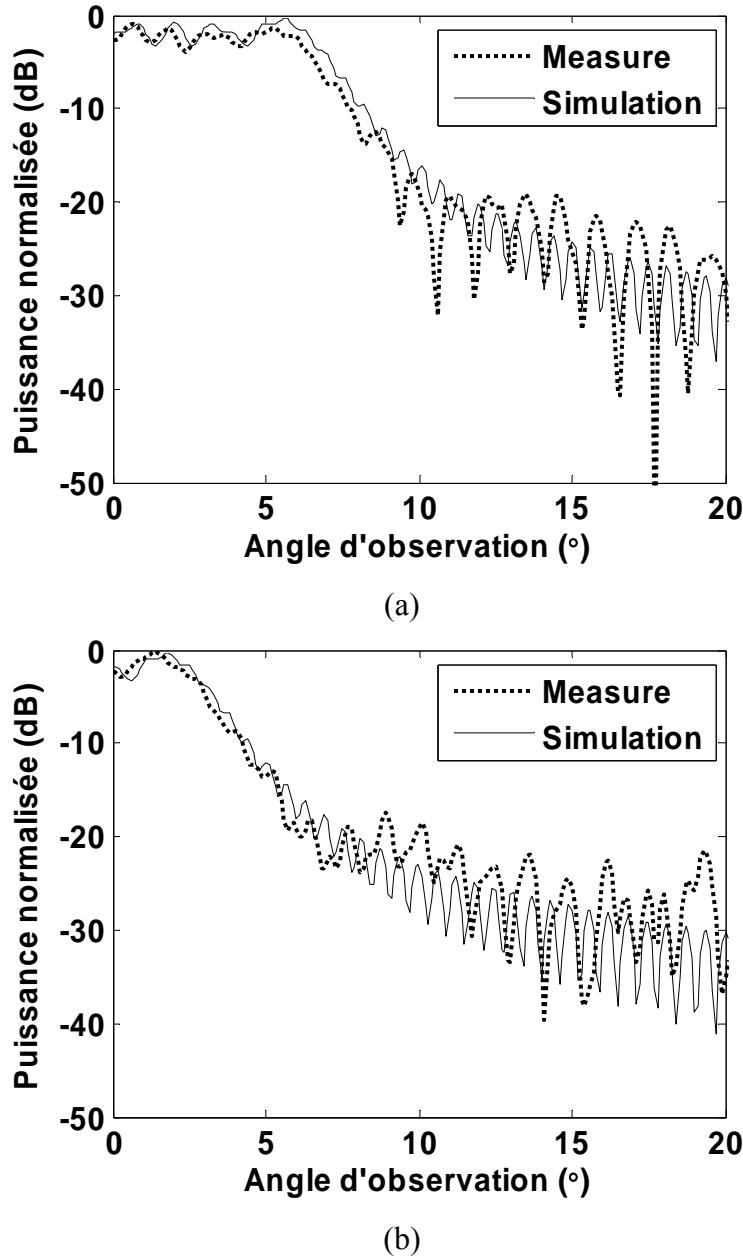


Figure 2-23 : La puissance normalisée calculée et mesurée à 24 GHz, les antennes réceptrices placées à $d=0,2$ m et $r_t=3$ m, (a) par Rx₁ (b) Rx₂.

De la même façon qu'à la section 2.7.3, nous avons effectué l'analyse des écarts types et des portées angulaires en utilisant les puissances reçues et les puissances combinées entre 0° et 10° . Ces résultats sont présentés au Tableau 5. Conformément aux résultats du Tableau 4, ils montrent que l'écart-type peut être réduit de 3.3 dB et la portée angulaire améliorée d'environ 4° .

	P_1	P_2	SDC	EGC
Ecart Type (dB) [0°-10°]	8.4	5.0	5.1	5.4
Angular range (°)	9.4	9.4	13.2	13.2

Tableau 5 : L'écart-type et la portée angulaire des signaux mesurés reçus par Rx_1 , Rx_2 et les signaux combinatoires (SDC, EGC).

Dans la section suivante, nous allons présenter les mesures à l'extérieur impliquant un véhicule en tant que cible.

2.8.2 Mesures effectuées avec un véhicule

Afin de relier notre analyse de la diversité spatiale impliquant une cible constituée d'une plaque métallique à l'application d'évitement des collisions, nous avons réalisé les mesures à 24 GHz avec une vraie voiture. La Figure 2-24 montre le système de détection de puissance installé dans le parking de l'École Polytechnique de Montréal. Une voiture populaire en Amérique du nord (Toyota Corolla) a été utilisée en tant que cible.

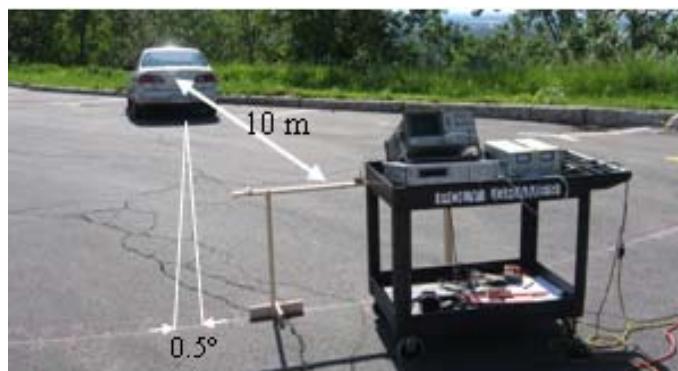


Figure 2-24 : Système de détection de puissance à 24 GHz. Une antenne émettrice et deux antennes réceptrices sont placées à 10 m du véhicule (Toyota Corolla).

Identiquement aux mesures dans la chambre anéchoïde, trois cornets pyramidaux à 15 dB de gain ont été utilisés, un pour l'émission et deux pour la réception des signaux. La distance entre les antennes réceptrices et l'antenne émettrice a été fixée à 0,6 m. Cette distance a été choisie car il est possible d'accueillir le dispositif dans le pare-chocs de la plupart des véhicules populaires.

La cible a été placée à 10 m de l'antenne émettrice. Cette distance est un compromis entre les sensibilités du système de mesure et le minimum acceptable pour un freinage à temps dans le milieu urbain. La source fournit 30 dBm de puissance à 24 GHz. Pour mesurer la puissance à des angles d'observation différents, le système de détection de puissance a été déplacé avec un pas de 8,7 cm sur le périmètre du cercle à rayon de 10 m correspondant à un pas angulaire de 0,5° entre 0° et 20°.

Dans cette expérience, nous avons mesuré le plancher du bruit à 20 dB en-dessous du maximum de la puissance mesurée. Les puissances mesurées et combinées sont présentées à la Figure 2-25. Comme nous l'avons déjà mentionné lors de la présentation des résultats simulés, il est difficile d'évaluer l'amélioration de la portée angulaire à cette distance (10 m). En revanche, d'après les résultats de la Figure 2-25, les puissances combinées montrent moins de fluctuation que les puissances reçues par Rx₁ et Rx₂. Le Tableau 6 montre les résultats statistiques liés aux valeurs mesurées et combinées pour la plage de 0° à 10°. D'après les écarts-types calculés, la méthode EGC possède des performances meilleures que la technique SDC. Elle est capable de réduire l'écart-type de 2.2 dB pour l'intervalle de [0°-10°]. Il est intéressant de souligner l'importance de cette réduction en la comparant avec les écarts types des signaux reçus par Rx₁ et Rx₂ (4.9 dB et 4.3 dB respectivement).

À titre de conclusion, notre étude démontre qu'avec la technique de diversité spatiale la portée angulaire du radar peut être améliorée de façon considérable à courtes distances. De façon générale et pour les longues distances, la diversité spatiale permet de réduire le scintillement de la surface équivalente radar de la cible. Notre étude montre également la relation entre les gains escomptés et les variables telles que la distance entre les antennes ainsi que la distance de la cible. Finalement, à travers de cette étude nous pourrions déduire qu'un système intelligent et adaptable sera nécessaire pour garantir l'amélioration de la portée angulaire et la réduction du scintillement dans toutes les situations.

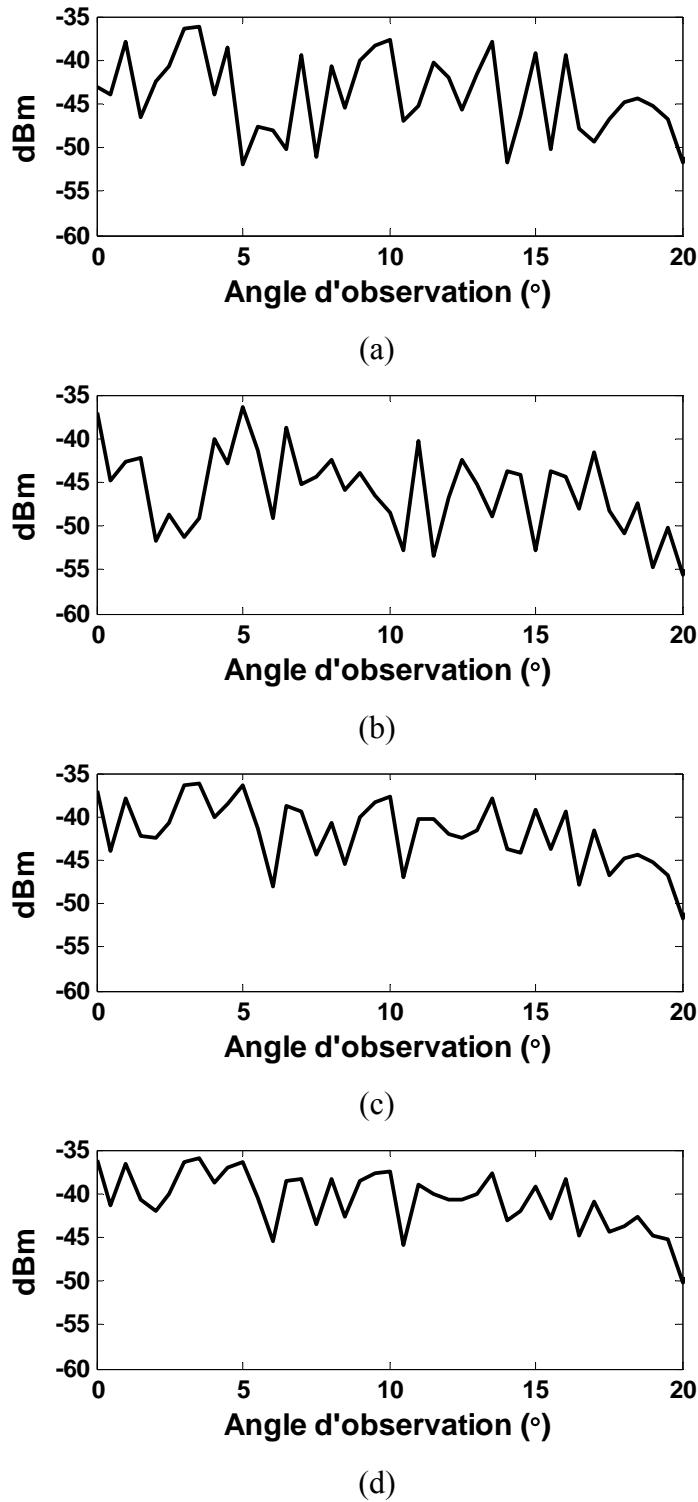


Figure 2-25 : Les puissances mesurées et combinées, (a) par Rx₁ (b) par Rx₂ (c) après SDC et (d) après EGC.

	P_1	P_2	SDC	EGC
Ecart Type (dB) [0°-10°]	4.9	4.3	3.9	2.7

Tableau 6 : L'écart-type des signaux mesurés reçus par Rx_1 , Rx_2 et les signaux combinatoires (SDC, EGC).

CHAPITRE 3

L'ÉTUDE DE L'ARCHITECTURE DU SPLV

Dans ce chapitre, nous allons étudier l'architecture du système de positionnement local vertical (VLPS), à savoir : son type, sa fréquence de travail, la technique de mesure de distance, le ou les types d'antennes et leurs diagrammes de rayonnement ainsi que le type de tag pouvant être repéré par le système. Les contraintes liées au SPL vertical seront également abordées dans ce chapitre. Nous allons brièvement regarder le type de protocole de communication convenable à établir le dialogue entre les stations de base.

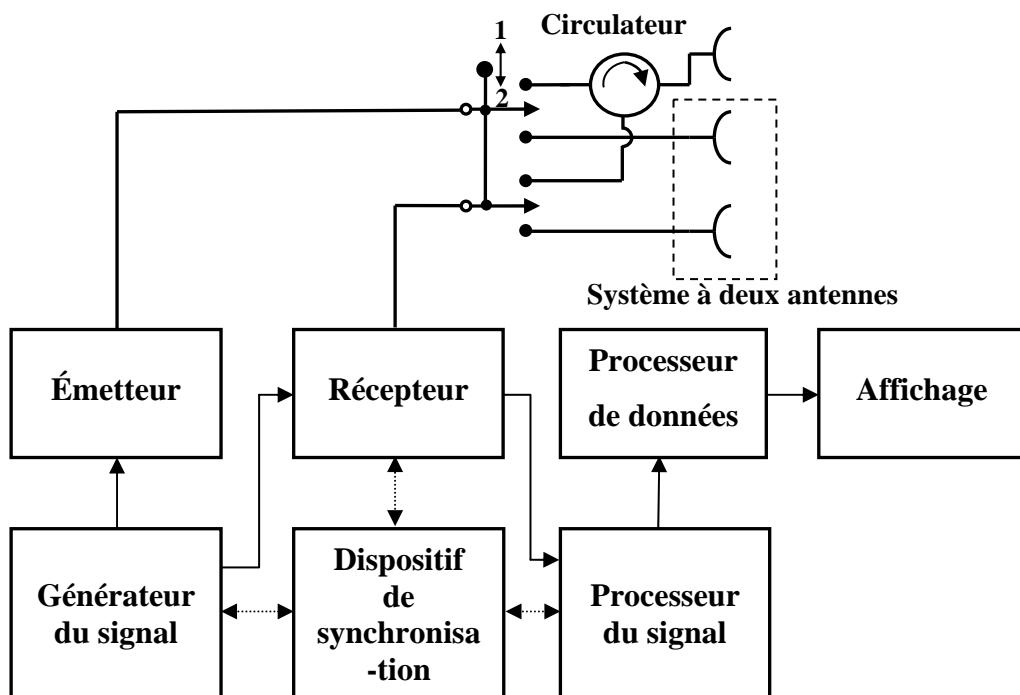


Figure 3-1 : L'architecture d'un radar à une antenne ou à deux antennes séparées

La Figure 3-1 présente l'architecture du radar à base d'une ou de deux antennes. Un générateur fournit le signal dans la forme appropriée (impulsions ou CW). L'émetteur amplifie le signal avant de le diriger vers l'antenne émettrice. Le système à base d'une seule antenne nécessite un circulateur pour séparer les signaux transmis et ceux reçus. Comme nous l'avons précisé au chapitre 1, le système à base du circulateur offre moins d'isolation que celui à deux antennes séparées. Le récepteur contient souvent un amplificateur faible bruit à l'entrée suivi d'un

mélangeur pour la conversion de fréquence et génération du signal IF. Le signal IF est traité par le processeur du traitement de signal (DSP) avant de fournir le résultat au processeur de données, qui est responsable de l'interprétation et de l'affichage. Dans certains cas, le rôle de ce dernier peut être assumé par le processeur DSP. Un dispositif de synchronisation est prévu afin de coordonner le travail du générateur et celui du processeur du signal. Il est possible que le signal du départ soit envoyé par le DSP vers le générateur.

3.1 Type de radar

À la lumière des explications du chapitre 1, il est bien évident que le radar à impulsions n'est pas celui qui convient à notre projet. Parmi les radars à ondes continues, celui à modulation de phase demande une capacité d'échantillonnage trop élevée et une mémoire rapide. Ainsi, notre choix s'est porté sur un radar à ondes continues modulées en fréquence, FMCW. Nous allons analyser plus en détail la forme du signal et son spectre dans la section suivante.

3.2 La fréquence du radar

Le Tableau 1 de l'introduction de cette thèse illustre les bandes de fréquence et les applications propres à chacune d'entre elles. Il faut cependant dire que le choix de la fréquence du radar est un compromis entre plusieurs facteurs. Les éléments techniques tels que : la possibilité de générer le signal à transmettre avec la puissance requise, la taille et le diagramme de rayonnement des antennes, la facilité de fabriquer ou de trouver les amplificateurs de puissance, faible bruit et les mélangeurs ainsi que la perte d'espace libre sont à prendre en compte.

À titre d'exemple et pour avoir une idée sur la taille des cornets, nous pouvons utiliser la relation $G=4\pi A_e/\lambda^2$. Autrement dit, pour avoir une antenne à 10 dB de gain nous avons besoin d'une surface effective de $A_e \approx 0.8 \times \lambda^2$. D'après cette équation, à 5.8 GHz, la surface effective de l'antenne doit être supérieure à 21 cm². Par conséquent, pour une antenne avec un faisceau en éventail (FBA), l'ouverture du cornet sur le plan d'azimut sera de l'ordre de 10 à 15 cm. Ceci met des contraintes sur la borne inférieure de la fréquence de travail car les dimensions d'une station de base doivent restées raisonnables. La borne supérieure est dictée par la difficulté et le coût de fabrication des circuits RF. Néanmoins, la largeur de bande et son impact sur la précision forcent la fabrication des circuits travaillant à des fréquences de plus en plus élevées.

Par ailleurs, certaines fréquences sont plus ou moins adaptées pour certaines applications. À titre d'exemple, la fréquence de résonance de la vapeur d'eau étant 22,2 GHz, la bande K a été scindée en deux, Ku=12-18 GHz et Ka=27-40 GHz [63].

En tenant compte des éléments cités précédemment, nous avons opté pour la bande ISM de 5,8 GHz. Cette bande, étant autorisée en Amérique du Nord et en Europe, est un bon compromis entre la taille des antennes, la faisabilité et le coût des circuits.

3.3 La largeur de bande du radar

La largeur de bande du radar FMCW a un impact direct sur sa précision. À ce stade et pour mieux comprendre son mode de fonctionnement, nous allons analyser plus en détail le radar FMCW. Au chapitre 1, nous avons présenté brièvement le fonctionnement du radar FMCW, ses avantages et ses inconvénients.

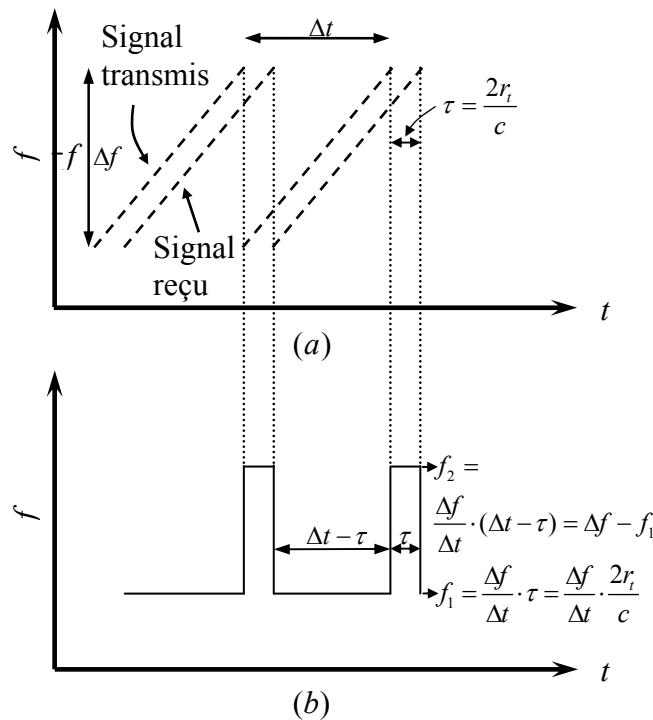


Figure 3-2 : Radar FMCW a) les rampes transmises et reçues b) le signal de battement

La Figure 1-2(b) montre le synoptique simplifié du radar avec deux antennes séparées et la Figure 3-2, ses signaux transmis et reçu. Comme le montre cette dernière, une rampe de fréquence est émise et renvoyée par la cible après un temps aller-retour $\tau = 2r_t/c$, où r_t est la distance entre le

radar et la cible. La vitesse de propagation dans l'espace libre est $c=3\times10^8$ m/s. Le coupleur sépare une petite partie du signal transmis et le mélange avec le signal reçu. Le résultat est illustré à la Figure 3-2 (b). D'après cette figure, le signal de battement contient deux composantes f_1 et f_2 qui sont

$$f_1 = \frac{\Delta f}{\Delta t} \cdot \tau = \frac{\Delta f}{\Delta t} \cdot \frac{2r_t}{c} \quad (3-1)$$

$$f_2 = \frac{\Delta f}{\Delta t} \cdot (\Delta t - \tau) = \Delta f - f_1 \quad (3-2)$$

Notons que la composante f_1 détient l'information de la distance de la cible. Autrement dit, par la mesure de la fréquence à la sortie du mélangeur, nous pouvons localiser la cible. Ceci pourrait se faire à l'aide d'un circuit de mesure de fréquence ou une carte DSP qui applique une FFT du signal de battement. Dans le contexte d'un laboratoire, nous pouvons employer un fréquencemètre ou un analyseur de spectre.

Par ailleurs, la période des rampes Δt est choisie de sorte que le temps aller-retour $\tau \ll \Delta t$ pour la portée maximale du radar. Dans ce cas la majorité de l'énergie du signal est dans la composante f_1 . Sachant que $f_2 \gg f_1$, la composante f_2 peut être filtrée facilement à la sortie du mélangeur. Notons aussi que la pente des rampes intervient directement dans le calcul. Cela veut dire que la précision de mesure est directement dépendante de cette pente. Regardons toutes ces informations à travers un exemple.

Un radar FMCW travaillant à 5,8 GHz émet des rampes en dents de scie de 1 ms et une largeur de bande 15 MHz. Ce radar aura une fréquence de battement de 100 Hz pour chaque mètre de distance de cible car

$$f_1 = \frac{\Delta f}{\Delta t} \cdot \tau = \frac{\Delta f}{\Delta t} \cdot \frac{2r_t}{c} = \frac{15 \times 10^6 \text{ Hz}}{1 \times 10^{-3} \text{ s}} \cdot \frac{2 \times 1 \text{ m}}{3 \times 10^8 \text{ m/s}} = 10^2 \text{ Hz}$$

En d'autres mots, une cible à 10 m engendre une composante de 1 kHz sur l'analyseur de spectre. Il est intéressant de noter que la fréquence du travail à 5.8 GHz n'intervient pas directement dans le calcul de la précision. Néanmoins, l'impact de ce choix sur la faisabilité des circuits, la taille des antennes et la largeur de bande atteignable est d'une importance capitale. Dans la pratique, une carte DSP est employée pour mesurer cette fréquence. Sachant que la précision de mesure des cartes DSP dépend du nombre d'échantillons et de la vitesse de leurs processeurs ainsi que de

la quantité et la vitesse de leurs mémoires, une précision au-delà de 1 kHz est difficilement atteignable et demande plus de ressources matérielles sans compter l'expertise technique. Dans ce cas, la précision du système ci-haut est de 10 m.

Une solution pour augmenter la précision du système est d'augmenter la pente des rampes. Ainsi, un radar FMCW avec des rampes de 150MHz/1ms a des fréquences de battement de 1 kHz/m. Ceci étant dix fois supérieur à notre premier exemple, la même carte DSP est capable de détecter la cible avec la précision de 1m. Il faut cependant faire attention à ne pas pécher par excès car nous ne pouvons pas augmenter la pente de la rampe sans limite. De surcroît, d'autres facteurs sont à prendre en compte. La conception des amplificateurs et des antennes larges bandes est aussi un défi à relever. Les circuits générateurs de rampes qui sont souvent les oscillateurs contrôlés en tension (VCO) ont des limites, sans parler de leurs linéarités qui affectent directement la précision de mesure. La linéarité des VCO et les différentes méthodes de linéarisation ont été abordées au chapitre 1 de la présente thèse. Dans la section suivante, nous analysons de plus près le signal émis, le signal de battement et leurs spectres.

3.4 Spectre des signaux

3.4.1 Spectre du signal transmis

Si le temps de vol aller-retour est négligeable par rapport au temps de balayage Δt , comme c'est souvent le cas, la composante à f_1 aura beaucoup plus d'énergie que celle à f_2 . Dans ce cas, le signal transmis complexe sera

$$S(t) = \text{rect}\left(\frac{t}{\Delta t}\right) e^{j2\pi\left(f_0 t + \frac{\mu}{2} t^2\right)} \quad (3-3)$$

Où $\text{rect}(t/\Delta t)$ est l'impulsion de largeur Δt , f_0 et μ sont la fréquence centrale et la pente de la rampe. La transformée Fourier du signal complexe peut être écrite [35]

$$S(f) = \frac{1}{\sqrt{2\mu}} e^{-j\frac{\pi}{2}(f_0 - f)^2} [z(u_2) - z(u_1)] \quad (3-4)$$

Où

$$u_1 = -\sqrt{2\Delta t \Delta f} \left(\frac{f - f_0}{\Delta f} \right) + \sqrt{\frac{\Delta t \Delta f}{2}} \quad (3-5)$$

$$u_2 = -\sqrt{2\Delta t \Delta f} \left(\frac{f - f_0}{\Delta f} \right) - \sqrt{\frac{\Delta t \Delta f}{2}} \quad (3-6)$$

et $Z(u)$ est l'intégral complexe de Fresnel définie selon [1]

$$Z(u) = \int_0^u e^{\frac{j\pi}{2}\alpha^2} d\alpha = C(u) + jS(u) \quad (3-7)$$

La forme normalisée de (3-4) constitue le contenu fréquentiel de la rampe et elle peut être calculée par MATLAB. La Figure 3-3 montre l'amplitude normalisée du spectre pour les produits $P = \text{temps} \times \text{largeur de bande}$ différents. D'après cette figure, seul pour les produits très élevés, le spectre de la rampe reste confiné à la largeur de bande Δf .

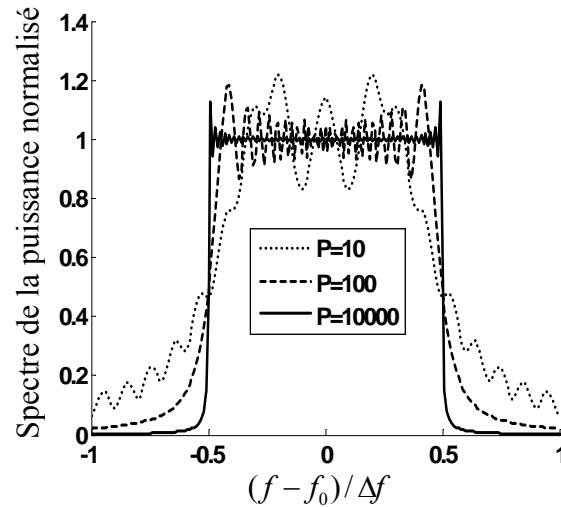


Figure 3-3 : Spectre de la rampe de fréquence

3.4.2 Spectre du signal de battement

Pour calculer la transformée de Fourier du signal de battement et son contenu fréquentiel, nous l'examinerons plus en détail. Le signal de battement en fonction de temps et l'enveloppe du segment à la fréquence f_1 sont illustrés à la Figure 3-4. Le segment basse fréquence du signal

montré en (a) peut être considéré comme une modulation de l'enveloppe (b) dont les coefficients de série de Fourier peuvent être calculés avec [50]

$$S_l(\omega) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \frac{2 \sin[k\omega_0(\Delta t - \tau)/2]}{k} \delta(\omega - k\omega_0) \quad (3-8)$$

Où $\omega_0 = 2\pi/\Delta t$.

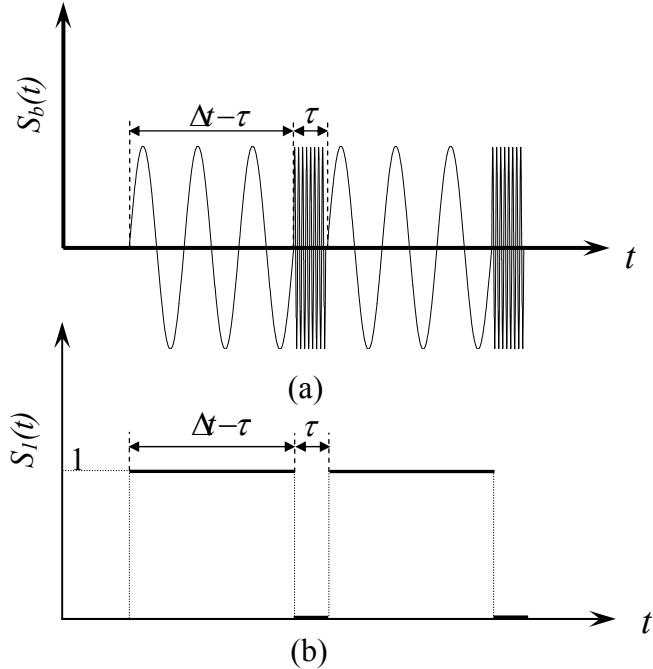


Figure 3-4 : Signal de battement (a) le signal dans le domaine temporel (b) l'enveloppe du segment basse fréquence.

La modulation de (3-8) par f_1 dans le domaine temporel produit un décalage du spectre du signal dans le domaine fréquentiel

$$R_l(\omega) = \frac{1}{2} [S_l(\omega + \omega_l) + S_l(\omega - \omega_l)] \quad (3-9)$$

Finalement, le signal de battement peut être considéré comme la superposition des segments relatifs aux fréquences f_1 et f_2 . Par conséquent, sa transformée de Fourier est

$$\begin{aligned}
S_b(\omega) &= R_1(\omega) + R_2(\omega) \\
&= \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \frac{2 \operatorname{Sin}[k \omega_0 (\Delta t - \tau)/2]}{k} \delta(\omega - k \omega_0 - \omega_b) + \\
&\quad \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \frac{2 \operatorname{Sin}[k \omega_0 (\Delta t - \tau)/2]}{k} \delta(\omega - k \omega_0 + \omega_b) + \\
&\quad \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \frac{2 \operatorname{Sin}[k \omega_0 (\Delta t - \tau)/2]}{k} e^{j \Delta t / 2} \delta(\omega - k \omega_0 - \omega_2) + \\
&\quad \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \frac{2 \operatorname{Sin}[k \omega_0 (\Delta t - \tau)/2]}{k} e^{j \Delta t / 2} \delta(\omega - k \omega_0 + \omega_2)
\end{aligned} \tag{3-10}$$

Notez bien que indice 1 a été remplacé par b désignant le la fréquence de battement. Aussi, un facteur de $e^{j \Delta t / 2}$ a été rajouté pour tenir compte du décalage temporel du segment haute fréquence. La Figure 3-5 présente le spectre du signal de battement. Sur cette figure, on remarque la distance de $1/\Delta t$ entre les coefficients de transformée de Fourier. Notez également que le segment de battement à f_1 possède plus d'énergie que le segment à f_2 .

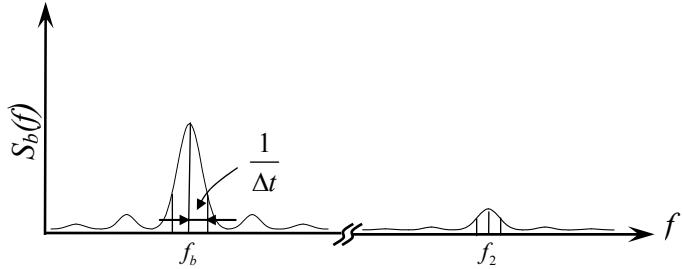


Figure 3-5 : Spectre du signal de battement

3.5 Les antennes du système de positionnement local

Le choix d'antenne est primordial dans le succès du système de positionnement. Les critères les plus importants sont : la zone de couverture, le gain, le couplage entre les antennes, le niveau des lobes secondaires et la largeur de bande. La géométrie de l'antenne doit également être prise en compte, afin de permettre l'intégration de l'antenne aux autres parties du système.

Il est souhaitable de couvrir le maximum d'espace devant l'antenne et de minimiser, en même temps, le couplage entre les antennes de réception. Les antennes à faisceau en éventail (FBA) avec le niveau de lobes secondaires suffisamment bas conviendraient mieux à cette fin. Nous

nous fixons l'objectif d'obtenir un gain d'environ 10 dB et un couplage de -40 dB. La largeur de bande de l'antenne doit couvrir la largeur de bande du signal transmis. Pour les raisons expliquées plus loin dans ce chapitre, la largeur de bande de l'antenne doit être au minimum deux fois plus grande que la largeur de bande des rampes transmises.

Nous avons commencé par concevoir et réaliser deux cornets FBA. Par la suite, nous avons fait une étude pour un modèle plus planaires ayant les mêmes caractéristiques. Suite à cette étude un réseau d'antenne à fente a été réalisé.

3.6 Les contraintes du système

Nous avons déjà abordé quelques contraintes du système. Le problème de l'adaptation des antennes et les fuites des circulateurs nous contraignent à choisir une architecture à deux antennes séparées ayant des caractéristiques adéquates. La fréquence de travail autorisée et convenable à notre projet est un autre exemple. En voici quelques autres :

- Puissance maximale autorisée
- Zone d'ambiguïté acceptable
- Collision entre les stations de base

3.6.1 La puissance maximale autorisée

Selon le tableau d'allocation de fréquences de FCC [18], la bande de $5,85 \pm 0,075$ GHz est allouée à l'ISM. La partie 15 de recommandations FCC stipule que pour les applications utilisant la modulation digitale, la puissance maximale ne doit pas dépasser 1 Watt avec une antenne ayant un gain de 6 dBi. Pour chaque dB supplémentaire de gain, il faudra baisser la puissance de l'émetteur d'autant. Ceci impose des règles à respecter influençant directement l'architecture du système dans le choix du nombre d'étages d'amplificateurs et le gain maximal de l'antenne émettrice. Dans le chapitre suivant, nous allons dresser le bilan de puissance du système en fonction de ces données.

3.6.2 La zone d'ambiguïté acceptable

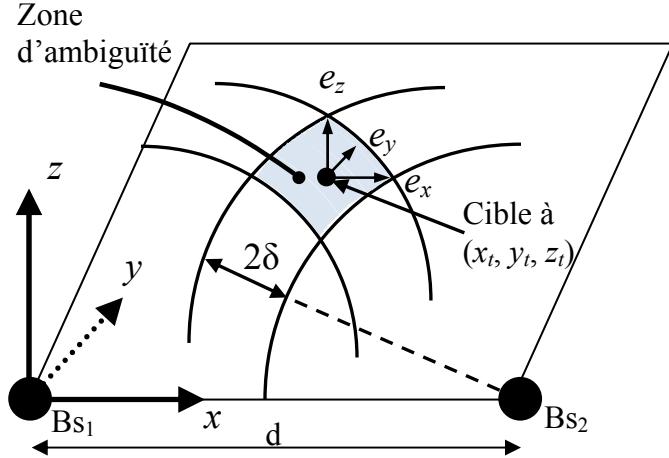


Figure 3-6 : La zone d'ambiguïté avec deux stations de base

Dans cette section, nous allons étudier le système de positionnement par triangulation illustré schématiquement sur la Figure 1-16. La Figure 3-6 présente une cible située dans l'espace à (x_t, y_t, z_t) localisée avec deux stations de base Bs_1 et Bs_2 , chacune avec une précision de $\pm \delta$.

Sachant que la zone d'ambiguïté de la Figure 3-6 se trouve sur le plan incliné formé des stations de base d'une part et de l'autre de la cible, nous pouvons assimiler cette zone à un losange quand $y_t \gg d$. Dans ce cas, les diagonales du losange d'ambiguïté peuvent servir pour donner une estimation de sa grandeur. À partir de la Figure 3-6, il est évident que la diagonale parallèle à l'axe x génère directement la composante e_x et celle perpendiculaire à e_x aura deux composantes e_y et e_z . Il est possible de calculer ces composantes en fonction de la position de la cible (x_t, y_t, z_t) , de la distance entre les stations d et de la précision δ de mesure. Néanmoins, nous allons simplifier les calculs en nous basant sur le pire scénario où la coordonnée x de la cible est entre les stations. Autrement dit, $x_t = d/2$. Dans ce cas, et d'après les calculs géométriques nous pouvons écrire

$$e_x = \frac{\delta}{d} \sqrt{4(y_t^2 + z_t^2) + d^2} \quad (3-11)$$

$$e_y = \frac{\delta y_t \sqrt{(y_t^2 + z_t^2) + d^2 / 4}}{(y_t^2 + z_t^2)} \quad (3-12)$$

$$e_z = \frac{\delta z_t \sqrt{(y_t^2 + z_t^2) + d^2 / 4}}{(y_t^2 + z_t^2)} \quad (3-13)$$

À partir de la Figure 3-6, nous pouvions imaginer que la forme de la zone de l'ambiguïté dépend de la position de la cible et de la distance entre les stations. La Figure 3-7 illustre sous forme de graphique et de tableau le paramètre e_x en fonction de la distance entre les stations de base pour une cible positionnée à 10 m de hauteur et pour trois distances différentes de la cible : 10, 50 et 100 m. Les stations de base sont capables de détecter la cible avec la précision de $\pm 0,5$ m.

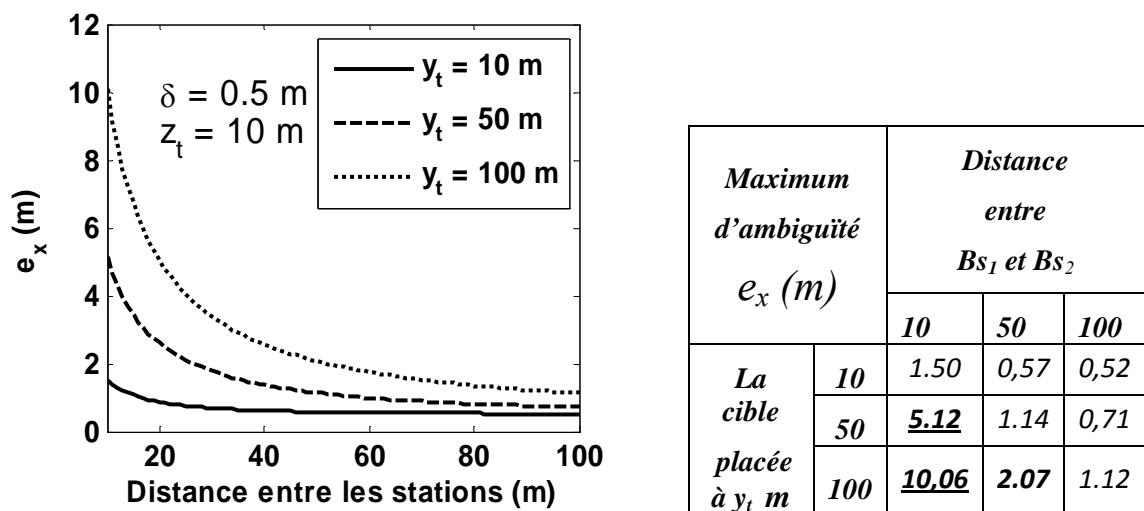


Figure 3-7 : Analyse géométrique de la précision. e_x en fonction de la distance entre les stations de base, cible à 10, 50 et 100m

À partir de cette figure, nous constatons que pour une meilleure précision dans le sens de l'axe x , il faut écarter suffisamment les stations de base. De plus, pour une distance fixe entre les stations de base, en éloignant la cible, la précision se dégrade. Avec les stations placées à 10 m l'une de l'autre et la cible située à 100 m, il est impossible de la localiser avec plus de précision de ± 10 m selon l'axe x .

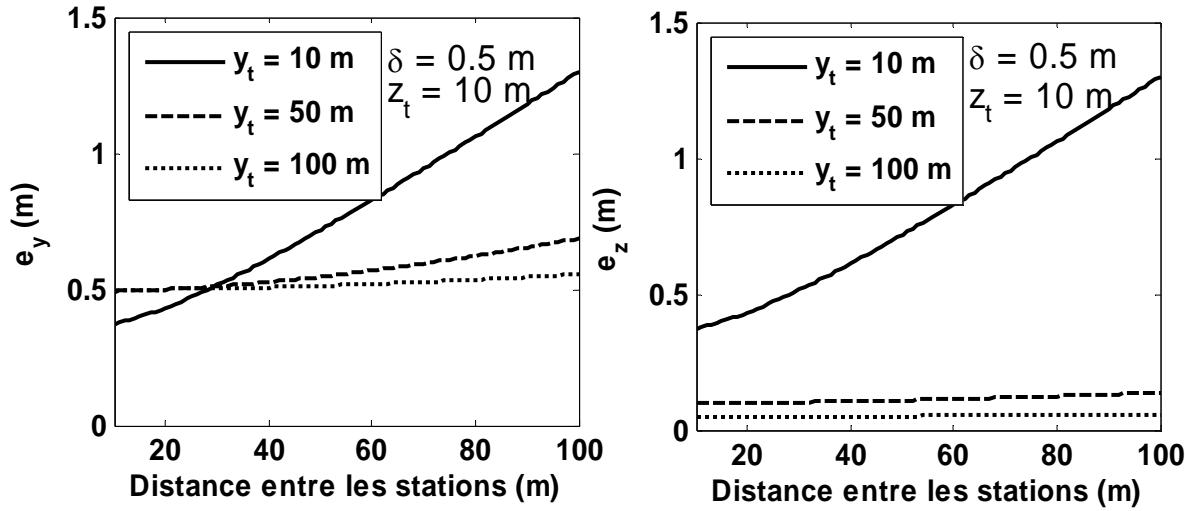


Figure 3-8 : Analyse géométrique de la précision. e_y et e_z en fonction de la distance entre les stations de base, cible à 10, 50 et 100m

Les graphiques concernant e_y et e_z sont illustrés à la Figure 3-8. Malgré l'augmentation de l'erreur en s'éloignant des stations de base et ce, surtout pour les cibles proches, les valeurs sont acceptables. Si l'on positionne les stations à moins de 80 m l'une de l'autre, les erreurs selon les axes y et z vont rester inférieures à 1 m quelque soit la distance de la cible. Finalement, e_x , en fonction de la précision δ , est présenté à la Figure 3-9. Ce graphique pourrait être utile pour calculer la précision de mesure des stations de base nécessaire à assurer la limite maximale de la zone d'ambiguïté.

Ces graphiques donnent une idée sur l'étendue de la zone d'ambiguïté qui ressemble à un sphéroïde ou un ballon de rugby en espace 3D. Il faut cependant tenir compte du fait que ces graphiques sont valables pour les stations positionnées sur le sol. Dans le cas du SPLV, lors qu'il s'agit de calculer la zone d'ambiguïté associée à une station au sol et l'autre en hauteur, les mêmes graphiques peuvent être utilisés après une permutation des axes.

Ce faisant, le graphique et le tableau de la Figure 3-7, peuvent être utilisés pour e_z au lieu de e_x . Si nous tenons compte du fait qu'il n'est pas aussi facile d'écartier les stations de base en hauteur que celles placées sur le sol, la seule façon de réduire la taille de la zone d'ambiguïté sera d'avoir le paramètre δ plus petit. Autrement dit, notre seul recours consiste en des mesures plus précises au niveau de chaque station de base.

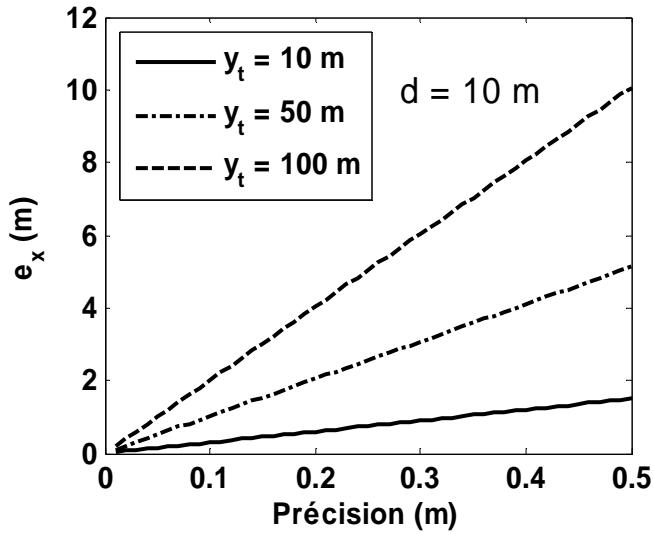


Figure 3-9 : Analyse géométrique de la précision. e_x en fonction de la précision δ .

3.6.3 Collision et synchronisation des stations de base

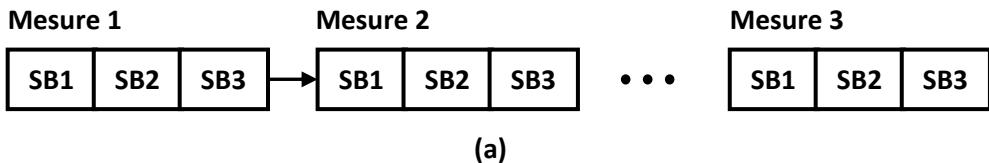
La collision entre les stations de base arrive lorsque la rampe émise par une station est captée par une autre et interprétée comme son propre signal. Cette situation est, bien sûr, indésirable car elle aboutit à donner des mesures erronées.

Plusieurs solutions peuvent être imaginées, du moins sur le plan théorique. Une solution serait de faire faire parler une station à la fois. Cette solution nécessite la synchronisation entre les stations. Sachant que la durée des rampes est de l'ordre de 1 ms, cette synchronisation n'a pas besoin d'être très rigoureuse. Nous verrons que de toute façon, un système de dialogue entre les stations est indispensable afin de rassembler les informations sur la position de la cible de chacune d'entre elles et de déduire la position de la cible. Ce même système pourrait donner les tops de départ aux stations et jouer le rôle de chef d'orchestre. La Figure 3-10 montre le système de synchronisation pour un ou plusieurs transpondeurs. Avec la présence d'un seul transpondeur, le système peut interroger les stations de base l'une après l'autre et obtenir les mesures successives sur l'emplacement du transpondeur. Après chaque mesure, il peut corriger les erreurs éventuelles et augmenter la précision avec les techniques statistiques ou algorithmiques.

En présence de N transpondeurs, le système a plusieurs possibilités : interroger plusieurs fois l'état du même transpondeur avant de passer au suivant ou faire une mesure sur un transpondeur

avant de passer au suivant. Nous pensons que le système illustre en Figure 3-10 (b) convient bien car, après chaque série de mesure, il peut estimer la position de N transpondeurs, même si le résultat n'est pas assez précis. Dans les itérations suivantes, il peut peaufiner les mesures et augmenter la précision ou écarter les erreurs.

Un transpondeur



N transpondeurs

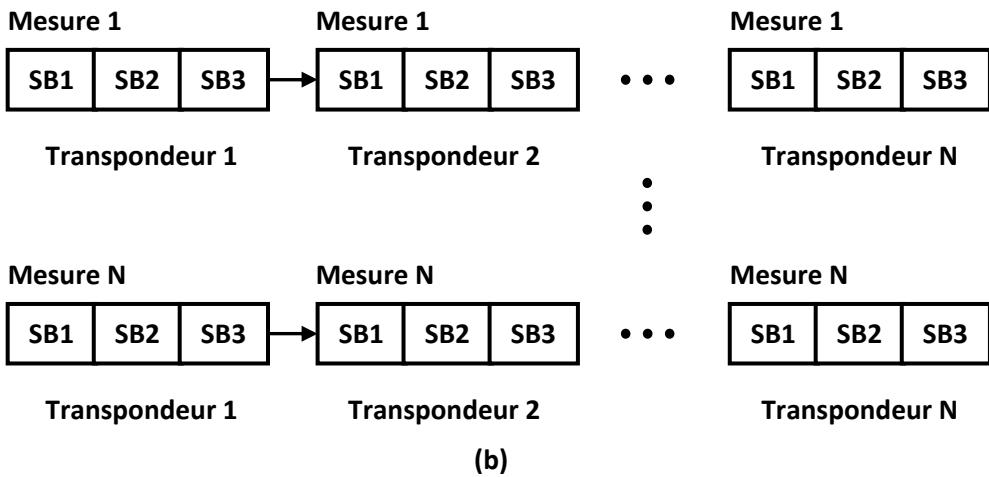


Figure 3-10 : La synchronisation entre les stations de base pour (a) un transpondeur (b) N transpondeurs

Une autre solution est de suffisamment décaler la fréquence de chaque station de base pour que la fréquence du signal de battement résultant du mélange de la rampe émise et celle reçue d'une autre station soit assez élevée. Cette technique génère les cibles fictives lointaines qui peuvent être facilement filtrées. L'élimination peut se faire à l'aide d'un filtre passe-bas juste en sortie du mélangeur. Cette solution a l'avantage de ne pas solliciter le mécanisme de synchronisation. En revanche, elle a plusieurs petits inconvénients dont la fabrication d'un filtre passe-bas. Le besoin d'avoir les antennes à large-bande est un deuxième inconvénient. Autrement, nous aurions besoin des antennes séparées avec les largeurs de bande adaptées à chaque station. Cette solution est

envisageable sur le plan théorique, mais difficilement réalisable car, dans la réalité, il est rare de fabriquer les antennes qui donnent des résultats de mesures et de simulations tout à fait conformes.

Compte tenu des contraintes temporelles du projet et des parties qui vont rester en suspens pour les travaux futurs, notre choix s'est porté sur la deuxième solution avec les antennes à large-bande. À ce stade, nous pensons qu'un décalage de 5 MHz entre les rampes doit être largement suffisant pour remplir les exigences du cahier des charges. En prenant l'exemple de la section 3.3 avec le signal de battement de 1 kHz/m, 5 MHz correspond à une cible à 5 km, ce qui est en dehors du champ des LPS souvent limité à une centaine de mètres.

3.7 Le dispositif de mesure de fréquence de battement

Comme nous l'avons expliqué précédemment, la mesure de la fréquence de battement donne de façon directe la distance. Ici encore, il y a plusieurs manières de réaliser le dispositif à mettre en place. Une façon simple serait de déclencher un compteur sur les fronts montants du signal de battement. Le résultat serait la mesure d'une demi-période du signal proportionnel à la distance de la cible.

Paramètre	Valeurs	Commentaire
Type du radar	FMCW	
Puissance en sortie	1 Watt Max.	
Bande de fréquence	$5,8 \pm 0,075$ GHz	ISM
Largeur de bande	150 MHz	
Période des rampes	1 ms	
Antennes	Cornets et antennes à fente	FBA à 10 dB de gain et -40 dB de couplage entre les antennes réceptrices
Nb de station	4	Deux au sol et deux en hauteur

Tableau 7 : Les caractéristiques du système de positionnement local vertical, VLPS.

Une autre solution est d'employer un DSP effectuant la FFT du signal pour déterminer sa fréquence. Cette technique a plusieurs avantages sur la première. Premièrement, elle est plus souple et intelligente. En d'autres termes, un certain nombre de décisions peut être pris pour

écartez les échos indésirables et les mesures erronées. Par exemple, le système pourrait garder en mémoire les traces de la cible, déduire sa vitesse et écartez les mesures qui impliquent un changement de vitesse ou de direction invraisemblable. Deuxièmement, elle peut intégrer le dialogue entre les stations de base et calculer la position finale de la cible en espace 3D. Le Tableau 7 présente les principales caractéristiques du système. Pour notre projet, nous avons choisi d'implémenter un dispositif de mesure de fréquence de cette nature.

Dans le chapitre suivant nous allons expliquer toutes les étapes menant à l'implémentation d'une station de base qui est l'élément de base à la réalisation d'un système de positionnement local en passant par la topologie du système, le bilan de puissance, les descriptions des composantes et les antennes, etc. Deux versions de front-end ouvert et blindé ont étaient développées. Deux types d'antenne : cornet et avec le réseau de fentes ont étaient conçus et fabriqués.

CHAPITRE 4

IMPLÉMENTATION DU SYSTÈME DE POSITIONNEMENT LOCAL VERTICAL

Nous avons commencé l'implémentation du projet par la réalisation du front-end du radar FMCW. Dans un premier temps et à partir des données du chapitre précédent, le bilan de puissance des différentes parties du radar a été dressé avant d'entamer la recherche des composantes. La Figure 4-1 illustre l'architecture d'étage d'entrée du radar FMCW.

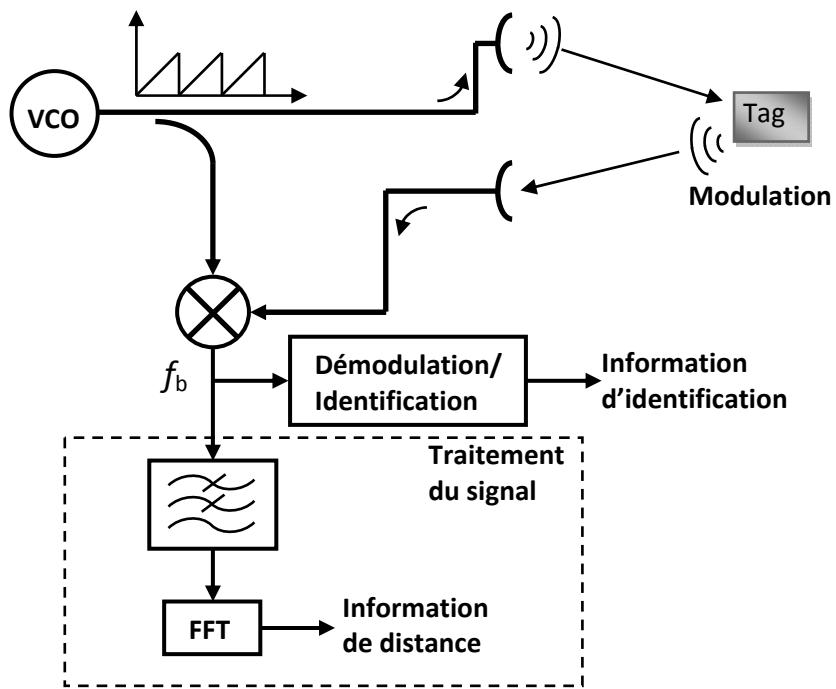


Figure 4-1 : Architecture du front-end du radar FMCW.

Le fonctionnement du module RF est déjà décrit au chapitre 1. Le tag reçoit la rampe de fréquence et ajoute sa signature sur le signal réfléchi sous forme d'une modulation d'amplitude. Le signal de battement contenant à la fois l'information de distance et celle d'identification du tag est dirigé vers les modules du traitement du signal et de l'identification. Dans ce chapitre, nous allons décrire l'implémentation du module RF ainsi que celui du traitement du signal. Le module d'identification est en dehors des objectifs de la présente thèse et peut être réalisé aux cours de travaux futurs.

Il est à noter qu'à la bande ISM et autour de 5,8 GHz, les compagnies proposant des composantes aux prix abordables ne sont pas nombreuses. Au cours du travail et d'après les informations rassemblées sur Internet et auprès des collègues, deux compagnies, Hittite et Mini-Circuit ont retenu notre attention en particulier.

4.1 Front-end du radar FMCW

4.1.1 Les circuits RF actifs

Selon le schéma de la Figure 1-2 , le bon point de départ est la génération de la rampe. Ceci peut s'effectuer à l'aide d'un VCO. Nous avons choisi la composante HMC358MS8G de la compagnie Hittite qui est un transistor bipolaire à hétérojonction (HBT) fabriqué sur un substrat en GaAs InGaP en technologie MMIC. Il intègre d'autres éléments tels que les diodes varactors, les résonateurs et les amplificateurs bufférissés. Le VCO possède une puissance de sortie de 10 dBm à l'alimentation 3V et un bruit de phase stable de -110 dBc/Hz à 100 kHz.

Compte tenu de la puissance maximale autorisée de 1 W ou 30 dBm et le gain typique des amplificateurs sur le marché autour de 15 dB, nous avons besoin de deux étages d'amplification de puissance. La composante HMC407MS8G de la compagnie Hittite convient parfaitement à accomplir cette tâche. Il est utile de noter que nous avons besoin d'au moins un diviseur de puissance pour diriger une partie du signal émis vers l'étage du mélangeur. Afin d'avoir un gain entre 20 et 25 dB deux étages d'amplification ont été prévus pour la réception du signal. Il faut cependant préciser que la fabrication d'un amplificateur stable à plus de deux étages est un grand défi car les risques d'oscillation augmentent considérablement. Nous avons choisi un amplificateur faible bruit HMC320 MS8G de la même compagnie que celle des VCO. Pour avoir plus de robustesse et une meilleure facilité de montage, nous l'avons changé par une composante équivalente, Gali-39, de la compagnie Mini-Circuits. La composante MCA1-60LH+ de la même compagnie a été choisie en tant que mélangeur. Voici quelques caractéristiques de ces composantes.

VCO

Réf. : HMC358MS8G

Compagnie : Hittite

Plage de fréquence : 5,8 - 6.8 GHz

Pout: +11 dBm

Bruit de phase : -110 dBc/Hz @100 kHz

Résonateur externe n'est pas nécessaire

Alimentation unique : 3V @ 100 mA

L'emballage SMT de 15 mm² MSOP8G

L'amplificateur de puissance

Réf. : HMC407MS8G

Compagnie : Hittite

Gain : 15 dB

Puissance de saturation: +29 dBm

Rendement en puissance ajoutée (PAE) : 28%

Alimentation : +5V

Possibilité de coupure de puissance (*Power down capability*)

Circuit d'adaptation n'est pas nécessaire

L'amplificateur faible bruit

Réf. : HMC320MS8G

Compagnie : Hittite

L'emballage MSOP à 8 pins, 14.8×14.8×1 mm

Plage de fréquence : 5-6 GHz

Gain : 10-13 dB selon point de travail

P_{1dB} : -1 à 12 dBm

Figure de bruit : 2.5 dB

Alimentation : 3 à 5 V

Puissance de sortie : 10,5 dBm

Perte de réflexion en entrée : 10 dB

Perte de réflexion en sortie : 13-20 dB

Courant I_{dd} : 7 à 40 mA

Réf. : Gali-39

Compagnie : mini-Circuits

L'emballage miniaturisé SOT-89

Plage de fréquence : DC à 7 GHz

Gain à 5-7 GHz : 16 à 17 dB

P_{1dB} : 10,5 dBm

Figure de bruit : 2.4 dB

Alimentation : 3.5 V

Puissance de sortie : 10,5 dBm

L'emballage avec exposition de la surface inférieure métallisée pour dissipation de chaleur

Mixer large-bande

Réf. : MCA1-60LH+

Compagnie : Mini-Circuit

Technologie : mélangeur double-balancé en Céramique cofrittée à basse température (LTCC)

Largeur de bande : 1.700 à 6 GHz

Utilisable jusqu'à 8 GHz

Puissance LO : +10 dBm

Perte de conversion : 6.2 dB

Fréquence IF : DC to 2 GHz

Isolation typique LO-RF pour la plage de f_l-f_u (4.4-6 GHz) : 27 dB

Isolation typique LO-IF pour la plage de f_l-f_u (4.4-6 GHz) : 21 dB

4.2 La Topologie du front-end et le bilan de la puissance

La topologie du front-end du radar FMCW est illustrée à la Figure 4-2. Les parties émettrice et réceptrice du circuit sont distinguées sur cette figure. L'étage du mélangeur est entre les deux. Le bilan de puissance de la partie émettrice y figure également. Afin de pouvoir cerner facilement les pannes éventuelles, différents points du circuit peuvent être sondés à l'aide des diviseurs Wilkinson et un coupleur. L'oscillateur contrôlé en tension fournit les rampes de fréquence avec une puissance maximale de 10 dBm. L'entrée Vtune du VCO est alimentée par générateur de rampes dont la période est de 1 msec (Voir la Figure 1-23). Le décalage et la tension maximale de Vtune sont ajustés selon le cahier de spécifications (*datasheet*) du VCO de manière à produire la rampe avec $f_{min} = 5,8$ GHz et $f_{max}=5.95$ GHz. Un premier diviseur de puissance permet de examiner la sortie de VCO et en même temps de diminuer la puissance de sortie de 3 dB. Un premier étage d'amplificateur de puissance permet de relever la puissance du signal de 15 dB. La sortie de l'amplificateur est divisée à son tour par deux étages de diviseurs pour fournir une puissance de 16 dBm nécessaire au mélangeur ainsi que la sortie faible puissance de l'émetteur. Un dernier étage d'amplification est prévu afin de pourvoir la sortie haute puissance d'environ 1 Watt, le maximum autorisé par les réglementations. Il est à noter que la puissance calculée du deuxième étage est 2 dB au-delà de la puissance de saturation de l'amplificateur de puissance. Dans la pratique les gains et les puissances obtenus sont environ 3 dB inférieurs à ceux annoncés par les fabricants des circuits. La puissance de saturation ne sera donc pas atteinte dans la réalité.

Le bloc de réception est composé de deux amplificateurs faible bruit. La sortie de deuxième amplificateur est dirigée vers le mélangeur. Un coupleur permet de vérifier l'état de fonctionnement des amplis de réception.

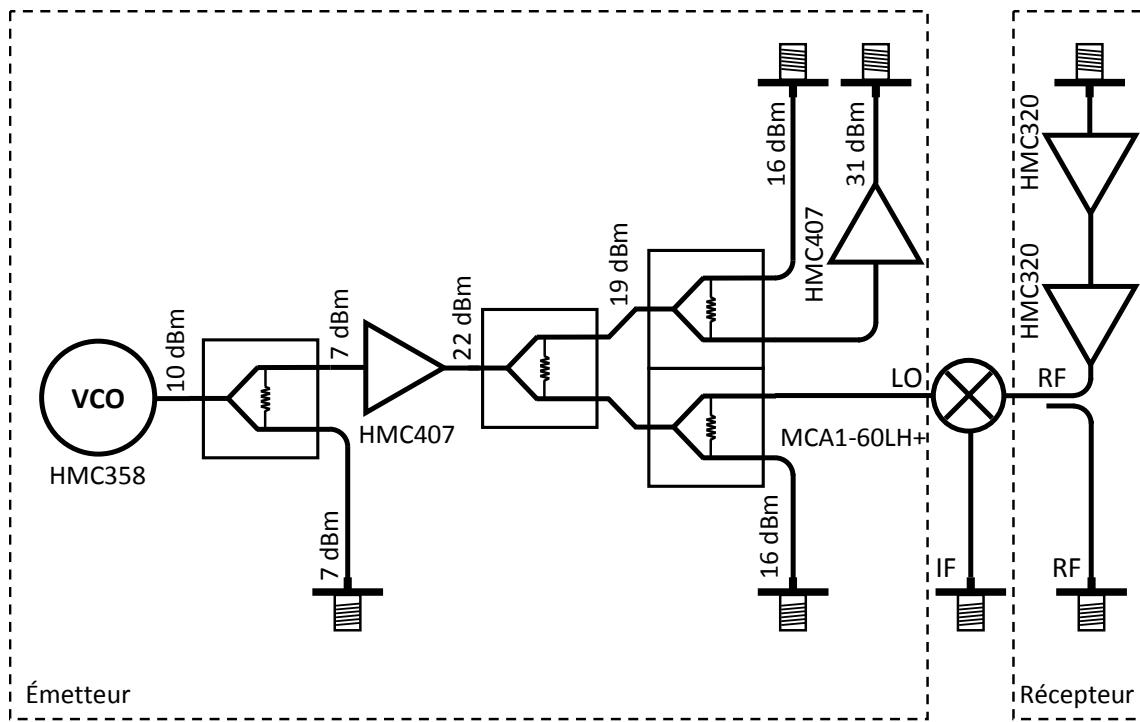


Figure 4-2 : Topologie du front-end du radar FMCW.

4.3 Le premier prototype du front-end

Le choix du substrat a été fait pour avoir la largeur des lignes 50Ω comparable aux empreintes des circuits intégrés, tailles des coupleurs et diviseurs de puissance de l'ordre de grandeur des composantes, faible perte du substrat, etc. Nous avons réalisé un premier prototype du circuit sur un substrat Rogers ayant les caractéristiques principales suivantes :

Réf. : RT/Duroid 6010LM

Compagnie : Rogers Corporation

Constante diélectrique (ϵ_r) : $10,8 \pm 0,25$

Perte de diélectrique ($\tan \delta$) : 0,0023

Épaisseur du substrat : 25 mil (0,635 mm)

Épaisseur de couche de cuivre : 17 μm

La Figure 4-3 illustre le front-end du radar FMCW réalisé au sein de notre centre de recherche Poly-Grames. Nous y distinguons les différentes parties du circuit RF : le VCO, les deux amplificateurs de puissance, les amplificateurs de réception et le mélangeur.

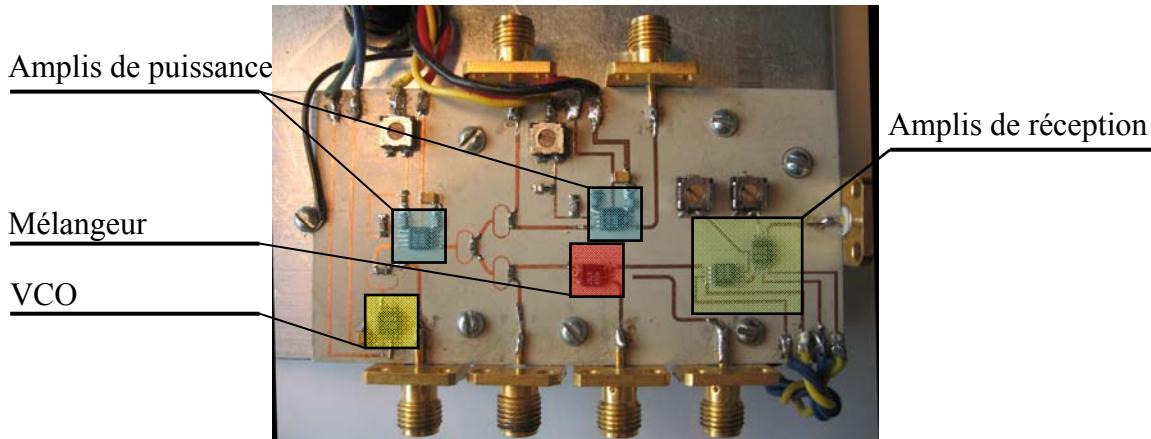


Figure 4-3 : Front-end du radar FMCW.

4.3.1 Procédure de test

Nous avons mesuré les puissances de sortie ainsi que l'isolation entre l'émetteur et la sortie du mélangeur. Pour effectuer ces mesures, nous avons connecté un générateur de rampe à l'entrée de l'oscillateur contrôlé en tension (VCO) et avons réglé son amplitude et son décalage (*offset*) selon les indications de la fiche technique du VCO pour obtenir des rampes de fréquence autour de 5.8 GHz ayant une largeur de bande de 150 MHz. Par la suite, à l'aide d'un analyseur de spectre nous avons mesuré les puissances de sortie des amplificateurs ainsi que la sortie du mélangeur. Les entrées et les sorties non-utilisées ont été connectées par des charges adaptées de 50Ω .

4.3.2 Spectre de puissance

La Figure 4-4 montre le spectre de la puissance du front-end RF. Il est à noter que la puissance maximum à la sortie du premier étage est autour de 11.6 dBm entre 5.9 et 6.05 GHz. Cette valeur est environ 4 dB moins que la valeur théorique car, dans la réalité, la puissance du VCO et le gain des amplificateurs de haute puissance sont inférieurs à leurs valeurs nominales. Dans ce montage, la valeur de puissance de sortie du deuxième étage a été mesurée à 26 dBm.

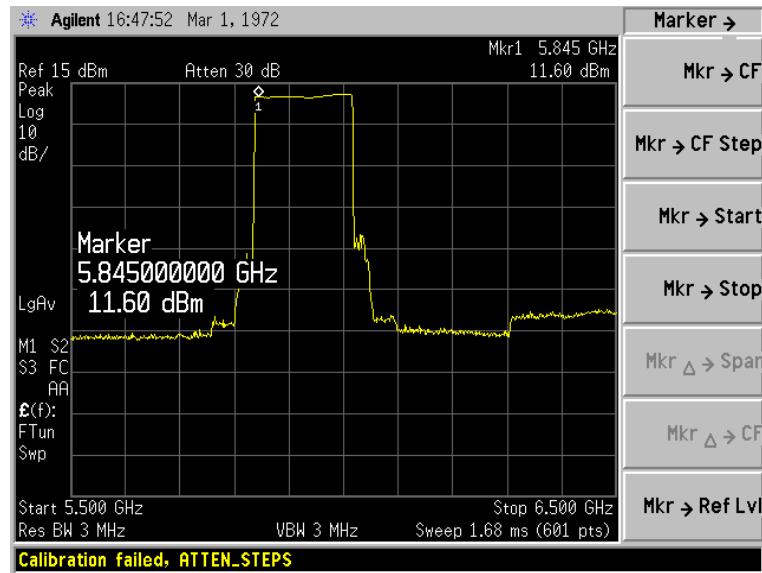


Figure 4-4 : Spectre de la puissance du front-end

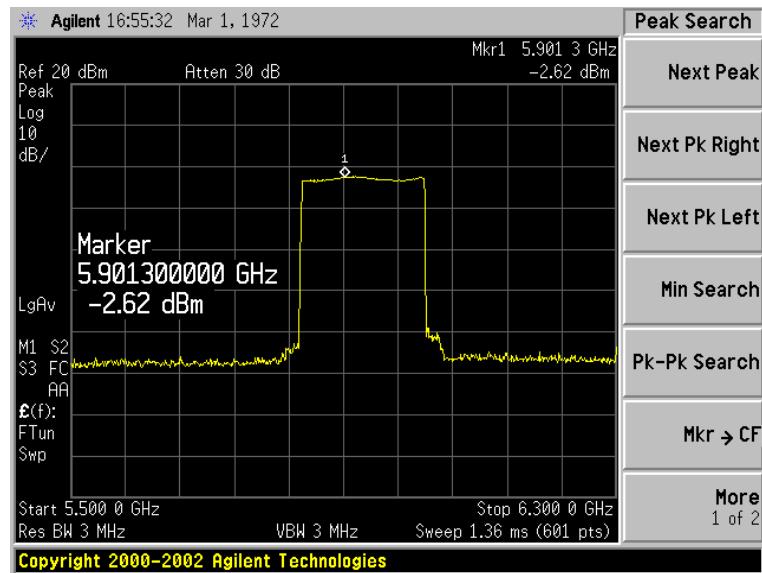


Figure 4-5 : Spectre de la puissance à la sortie du mélangeur.

4.3.3 Isolation entre les étages

Les fuites entre les étages sont les sources principales de saturation et baisse des performances des circuits. La Figure 4-5 montre le spectre de la puissance du signal à la sortie du mélangeur. Il est à noter que l'isolation est la différence entre la puissance à la sortie de l'amplificateur de

puissance et la fuite à la sortie du mélangeur. À partir de cette figure, nous constatons une isolation de l'ordre de 14 dB entre l'étage de transmission et celui de mélangeur. Il est également utile de mentionner que l'allumage du deuxième amplificateur ne change pas l'isolation mesurée car les deux mesures précédentes augmentent chacune d'une quantité équivalente au gain de l'amplificateur.

4.4 Les cornets plan H

La zone de couverture de l'antenne façonne son diagramme de rayonnement. Une antenne cornet pourrait convenir aux besoins d'un système de positionnement local. Néanmoins, pour un SPLV il est préférable de couvrir de façon maximale la zone de surveillance en hauteur. Les antennes à faisceau en éventail (FBA) conviennent donc mieux à cette fin. Les antennes cornets plan E et H peuvent satisfaire cette exigence. Les antennes en réseau sont d'autres candidats potentiels que nous allons aborder plus loin dans ce chapitre.

Dans un premier temps, deux antennes cornets plan H ont été conçues et réalisées à l'aide du logiciel HFSS de la compagnie Ansoft. La Figure 4-6 montre le cornet et ses dimensions intérieures.

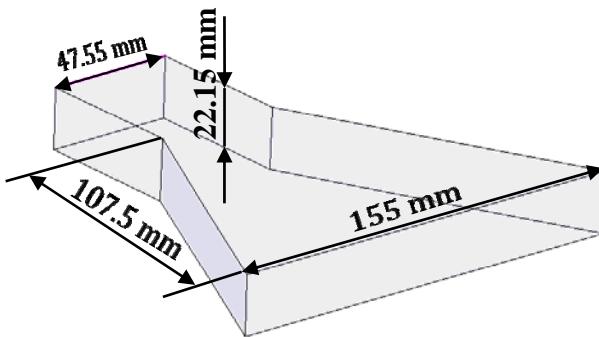


Figure 4-6 : Cornet métallique plan H. Les dimensions sont données pour l'intérieur du guide et du cornet.

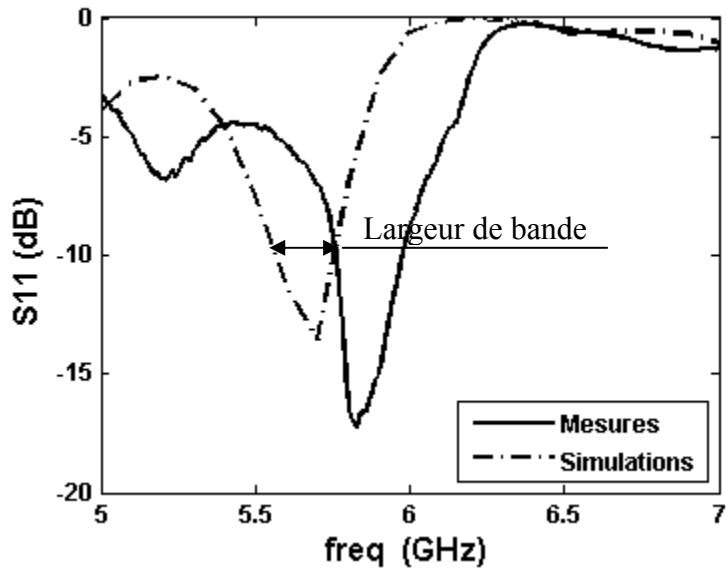


Figure 4-7 : Le coefficient de réflexion du cornet plan H. La largeur de bande est autour de 220 MHz.

Les paramètres S11 mesuré et simulé du cornet sont illustrés à la Figure 4-7. Autour de 5,8 GHz, l'adaptation est meilleure que 15 dB et sa largeur de bande est environ 220 MHz. Le couplage entre deux cornets placés à 15 cm l'un de l'autre est également mesuré et montré à la Figure 4-8 à l'aide du paramètre S21 mesuré sur l'analyseur de réseaux 37397 de la compagnie Anritsu. D'après ces mesures, l'isolation entre les antennes est de plus de 40 dB sur toute sa largeur de bande.

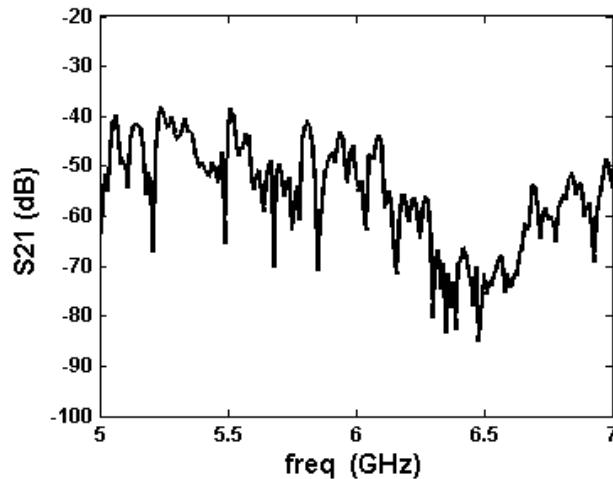
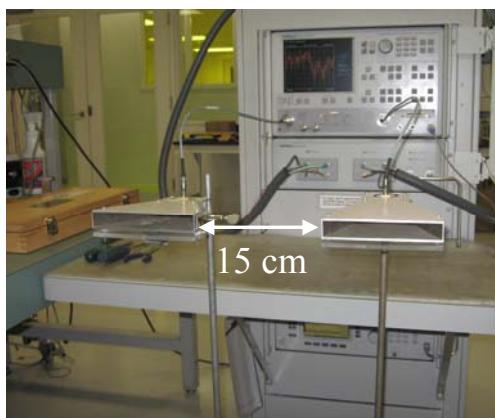


Figure 4-8 : Couplage entre les antennes cornets plan H. La distance entre les antennes est fixée à 15 cm.

Dans la section suivante, nous allons décrire le bloc du traitement du signal.

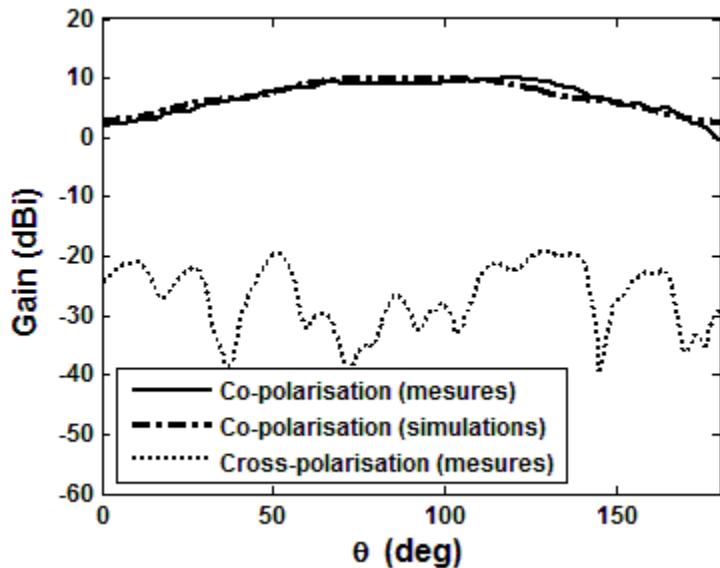


Figure 4-9 : Les diagrammes de rayonnement co-polar et cross-polar du plan E du cornet plan H. Le maximum du diagramme co-polar simulé est ajusté sur celui du diagramme cross-polar.

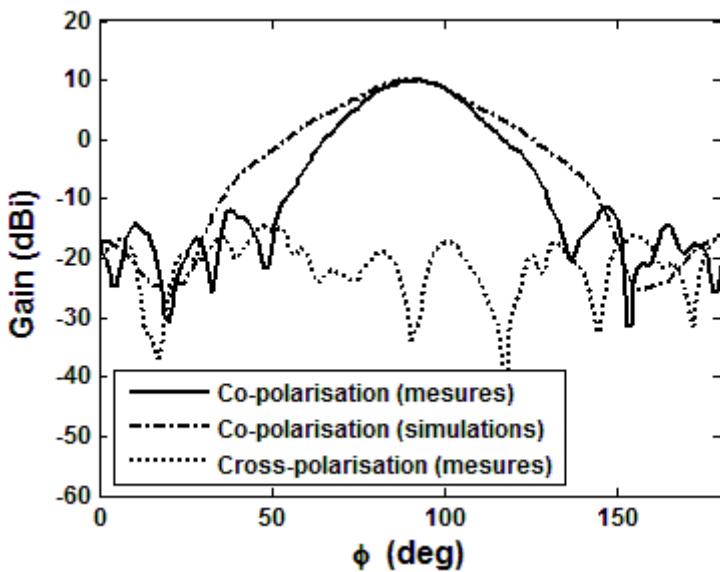


Figure 4-10 : Les diagrammes de rayonnement co-polar et cross-polar du plan H du cornet plan H. Le maximum du diagramme co-polar simulé est ajusté sur celui du diagramme cross-polar.

La Figure 4-9 illustre les diagrammes co-polar et cross-polar du plan E et la Figure 4-10 montre ceux du plan H du cornet. Les diagrammes co-polar simulés sont ajustés aux maximums mesurés

et affichés dans les mêmes figures. D'après ces figures, les diagrammes de rayonnement mesuré et simulé du plan E concordent tandis que ceux du plan H diffèrent. Le gain de l'antenne est légèrement supérieur à 10 dB.

4.5 Traitement du signal

Le module du traitement du signal a pour but principal de calculer la transformée de Fourier rapide (FFT) du signal de battement en temps réel. Selon la Figure 4-1, le signal de battement transite un filtre passe-bas avant d'être acheminé vers le module FFT qui dispose de la durée d'une rampe pour effectuer les calculs. Ce filtre peut être incorporé dans les amplificateurs opérationnels qui se trouvent à l'entrée du module. Afin de mieux synchroniser le début des calculs avec celui des rampes et d'éviter de traverser les sauts de phases présents sur la Figure 3-4(a), la tâche de génération des rampes a été intégrée au module de traitement du signal.

Le choix du processeur du traitement du signal s'est porté sur un microcontrôleur de la compagnie Microchip à noyau DSP appelé dsPIC. Il s'agit du microcontrôleur dsPIC30F6015 (16 bits) illustré à la Figure 4-11, muni d'un jeu d'instructions DSP câblées (addition, multiplication, ...) facilitant l'implémentation d'une FFT. Dans sa catégorie, il est équipé de la plus grande capacité de mémoire RAM et EEPROM.



Figure 4-11 : Microcontrôleur dsPIC30F6015 de la compagnie Microchip

Le dsPIC30F6015 permet une fréquence d'échantillonnage de 512 kHz. Nous pourrions énumérer les avantages et les inconvénients de notre choix comme suit :

Avantages

- Prix très réduit du microcontrôleur

- Souplesse et simplicité de programmation (environnement dédié)
- Grande facilité d'intégration (très peu de composants externes)
- Beaucoup de périphériques intégrés

Inconvénients

- Limité en puissance et en mémoire
- Évolutivité limitée

Les composantes intégrées du dsPIC sont les suivantes :

- 2 UART (liaison série)
- 1 Convertisseur Analogique Numérique de 10bits haute vitesse (1Msps)
- 2 Modules SPI (Serial Peripheral Interface)
- 1 liaison ICSP (In Circuit Serial Programming)
- 1 CPU fonctionnant à 30MIPS
- 52 entrées/sorties

4.5.1 Transformée de Fourier discrète

Sous le logiciel MATLAB, la transformée de Fourier discrète (DFT) se calcule selon la formule suivante.

$$X_f(k) = \sum_{n=0}^{N-1} S(n) \cdot e^{\left(\frac{2\pi j kn}{N}\right)} \quad (4-1)$$

Où n est l'indice de signal d'entrée, N est le nombre de points du vecteur d'entrée et k est l'indice du vecteur de spectre de sortie. Ainsi $S(n)$ est un signal de N échantillons en entrée et $X_f(k)$ est le spectre de k échantillons en sortie.

4.5.2 Calcul de DFT par matrice pré-calculée

Il est possible d'accélérer le temps de calcul par la matrice pré-calculée. Nous pourrions écrire :

$$\begin{bmatrix} X(0) \\ X(1) \\ \vdots \\ X(k) \\ \vdots \\ X(N-1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & \cdots & 1 & \cdots & 1 \\ 1 & W_N^{-1} & & & & W_N^{-(N-1)} \\ \vdots & \vdots & & & & \vdots \\ \vdots & \vdots & & W_N^{-nk} & & W_N^{-k(N-1)} \\ 1 & W_N^{-k} & & & & \vdots \\ \vdots & \vdots & & W_N^{-k(N-1)} & & \vdots \\ \vdots & \vdots & & & & S(N-1) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S(0) \\ S(1) \\ \vdots \\ S(k) \\ \vdots \\ S(N-1) \end{bmatrix} \quad (4-2)$$

où

$$W_N^{-nk} = e^{\left(\frac{-2\pi jkn}{N}\right)} \quad (4-3)$$

Ou

$$X(k) = W_n * S(n) \quad (4-4)$$

Le spectre du vecteur du signal en sortie est calculé du $F=0$ à $F=F_e$, F_e étant la fréquence d'échantillonnage du signal en entrée avec un pas discret de F_e/N .

Selon la théorie de Nyquist-Shannon, la fréquence d'échantillonnage doit être au moins deux fois plus élevée que la fréquence maximale du spectre. Il en résulte que la partie du spectre qui nous intéresse se situe entre 0 et $F_e/2$. Par conséquent, il est possible de diviser la taille de la matrice par 2 et d'arriver à la taille $N \times N/2$.

L'avantage de procéder par la matrice pré-calculée est de pouvoir la stocker en mémoire et ainsi de réduire le calcul de DFT par une série d'additions et de multiplications. Malgré le fait que les valeurs sont complexes, le gain de temps par cette méthode est considérable.

4.5.3Précision du radar FMCW

Avec un échantillonnage de 512 points pendant 1 msec équivalent à 512 kHz, nous obtenons un pas de quantification de 1 kHz correspondant à une erreur de ± 500 Hz. D'après les calculs présentés à la section 3.3, nous avons une fréquence de battement de 1 kHz/m. La précision de notre système est donc de $\pm 0,5$ m. Il est à noter que cette précision est insuffisante dans certaines

applications comme le repérage des pompiers dans un immeuble en feu. Dans ce cas, l'utilisation d'un DSP plus puissant avec la possibilité d'échantillonnage de plus de 512 points s'avère un choix judicieux. L'autre solution est d'augmenter la largeur de bande du signal transmis. Ce choix est plus difficilement réalisable avec l'oscillateur contrôlé en tension (VCO) de notre circuit à 5.8 GHz. Dans ce cas, la montée en fréquence est une option à considérer sérieusement.

4.5.4 Résolution du radar FMCW

Pour deux fréquences dont la distance est inférieure à $F_e/3$ ou $F_e/4$, la détection des fréquences est une tâche ardue. Il est néanmoins possible de concevoir les filtres passe-bandes sélectifs permettant de regarder à la fois une composante de fréquence et d'en comparer la puissance. Ainsi, nous pourrions distinguer deux cibles proches et augmenter la résolution du radar.

4.5.5 Architecture du circuit de traitement du signal

Le but est de créer une station de base complètement indépendante, capable de par des travaux futurs, de dialoguer avec les autres stations de base ou un ordinateur central. Ce dernier jouerait le rôle de chef d'orchestre et calculerait la position du tag après avoir obtenu les distances estimatives rapportées par les stations de base. Par conséquent, la carte du traitement de signal doit s'adapter au front-end RF et de ce fait, fournir les tensions de rampe nécessaires au fonctionnement du VCO du front-end RF. Elle doit également être équipée d'un afficheur afin de visualiser les résultats de calculs en temps réel. La Figure 4-12 montre l'architecture du circuit de traitement du signal. La sortie RF dirige le signal de battement vers le bloc de mise en forme analogique qui alimente à son tour un convertisseur analogique-numérique.

Les données à l'issue de ce dernier sont acheminées vers le dsPIC, qui calcule la transformée Fourier rapide du signal et en détermine la fréquence centrale pour ensuite le montrer sur un afficheur à cristaux liquides. La connexion RS232 permet le dialogue de la carte avec l'ordinateur lors de la mise au point du programme et du débogage. Un contrôleur et une sortie Ethernet sont prévus afin de permettre le dialogue de la carte avec l'ordinateur hôte chargé de calculer la position du tag.

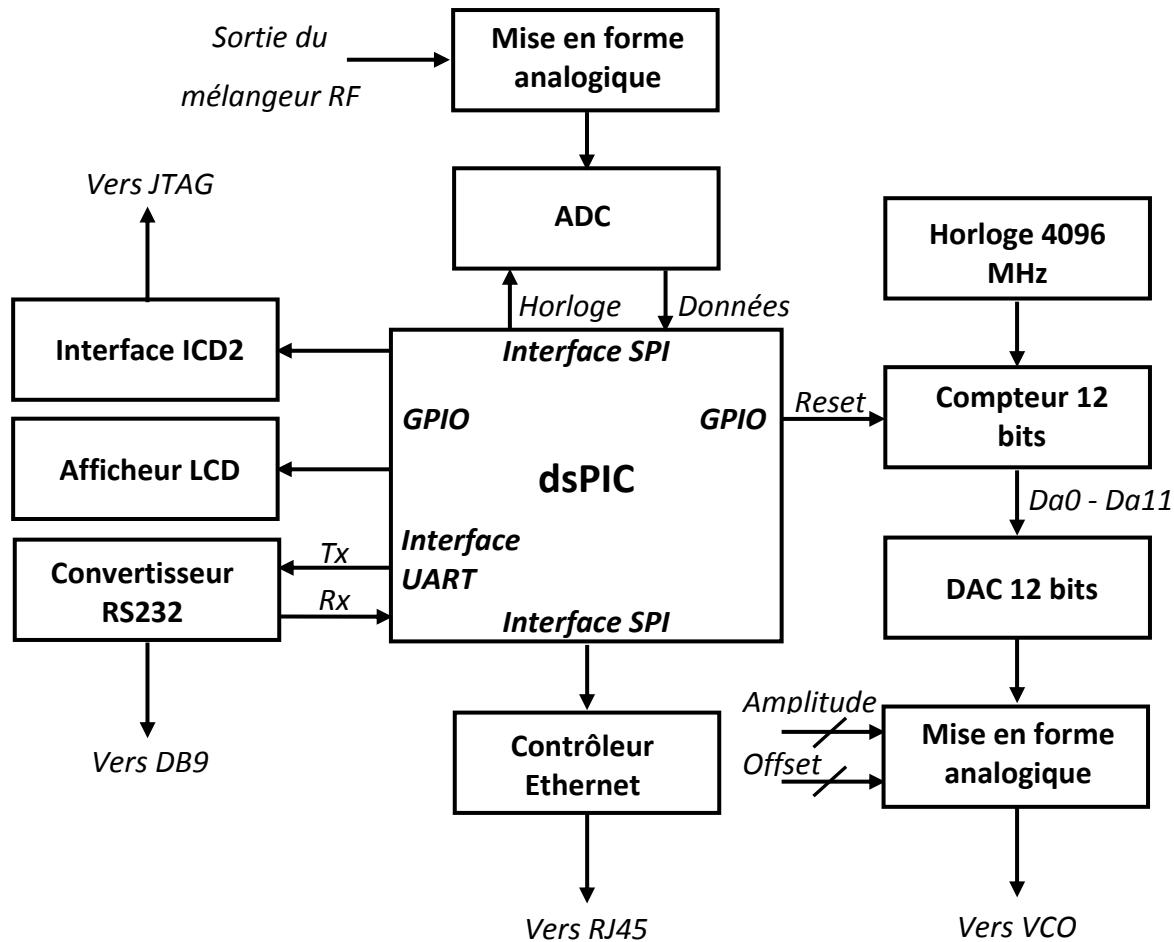


Figure 4-12 : Architecture du circuit de traitement du signal.

Parallèlement aux dispositifs précédents, le circuit de traitement du signal a été équipé d'un générateur de rampe composé d'une horloge à 4.096 MHz, un compteur 12 bits, un convertisseur numérique-analogique et un circuit de mise en forme analogique. Le dsPIC joue le rôle du chef d'orchestre en émettant le signal de départ au compteur 12 bit toutes les 1 msec avant de commencer les calculs de FFT.

La Figure 4-13 présente la photo de la carte électronique de traitement du signal conçue et réalisée. Nous y distinguons les unités de calcul et de commande VCO ainsi que les différentes liaisons périphériques. L'afficheur est un modèle retro-éclairé permettant l'affichage de deux lignes de 16 caractères. La sortie RS232 a été rajoutée sur un port émetteur-récepteur asynchrone universel (UART) du dsPIC. Cette sortie permet l'affichage des résultats sur un ordinateur

externe. Elle peut également être servie pour la programmation du dsPIC. La sortie JTAG à travers de l'interface ICD2 est dédiée uniquement à la programmation du dsPIC.

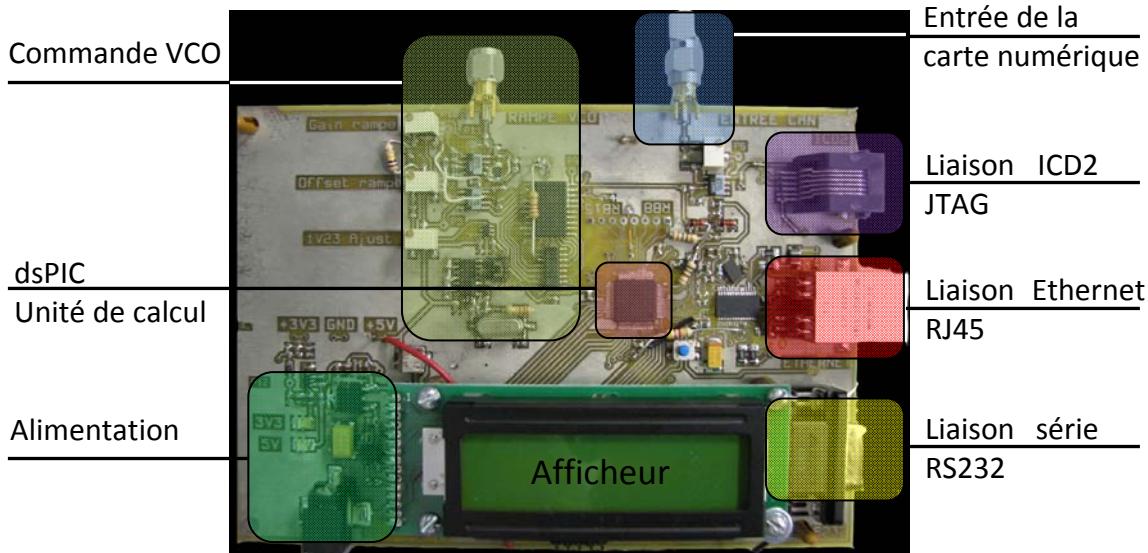


Figure 4-13 : Carte électronique de traitement du signal.

4.6 Conception d'un front-end RF blindé

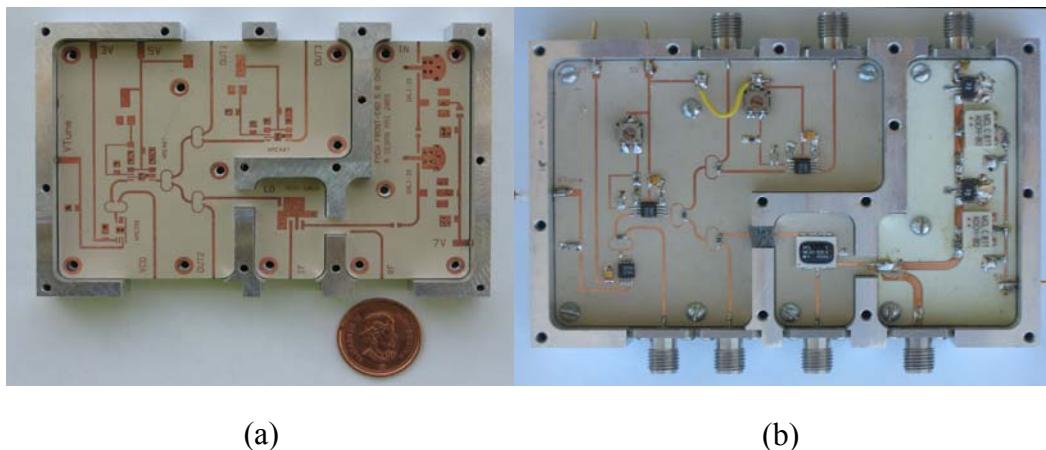


Figure 4-14 : Front-end blindé du radar FMCW, (a) avant assemblage des composantes (b) après assemblage des composantes.

La Figure 4-14 expose la version blindée du front-end RF avant et après assemblage des composantes. Cette version améliore l'isolation entre les étages d'environ 10 dB.

4.7 Intégration du système

Cette phase du projet consiste à rassembler les différents éléments du circuit sur le même plan et réaliser un circuit compact. Nous avons commencé cette étape par l'étude et le test d'un circulateur permettant l'utilisation d'une seule antenne à l'instar de la Figure 1-2(a). Il s'est avéré très rapidement que l'isolation des circulateurs aux prix abordables reste autour de 20 dB. Compte tenu la perte d'espace libre et la surface équivalente radar du tag, cette valeur n'est pas suffisante et un minimum de 40 dB d'isolation est nécessaire pour le bon fonctionnement du système. Nous avons donc repris la configuration à deux antennes et décidé de concevoir les antennes planaires qui s'intègrent mieux avec les autres éléments du système.

4.7.1 Les réseaux d'antennes à microruban

Comme candidats potentiels, nous avons pensé aux réseaux d'antennes à microruban et à fente. Les méthodes d'analyse décrites dans [33] ont été employées. Une première série de simulations a vite démontré qu'une meilleure largeur de bande est réalisable avec le réseau d'antennes à fente. Par conséquent, nous avons commencé la conception d'une antenne à fente avec un faisceau en éventail (FBA). Dans un premier temps, une antenne à un seul élément a été réalisée à l'aide de [21].

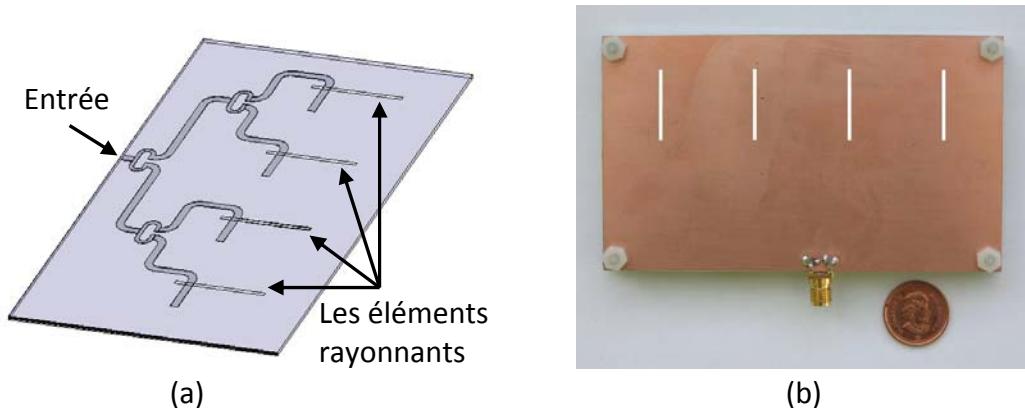


Figure 4-15 : Réseau d'antenne à fente avec un faisceau en éventail. (a) Topologie de l'antenne (b) Réalisation de l'antenne.

Une antenne à quatre éléments a été conçue et optimisée à l'aide des données et des expériences précédentes. Nous avons utilisé les logiciels HFSS de la compagnie Ansoft qui emploie l'analyse

par les éléments finis (FEM) et MOMENTUM de la compagnie Agilent avec la méthode des moments (MOM). La Figure 4-15 présente la topologie ainsi qu'une photo de l'antenne réalisée.

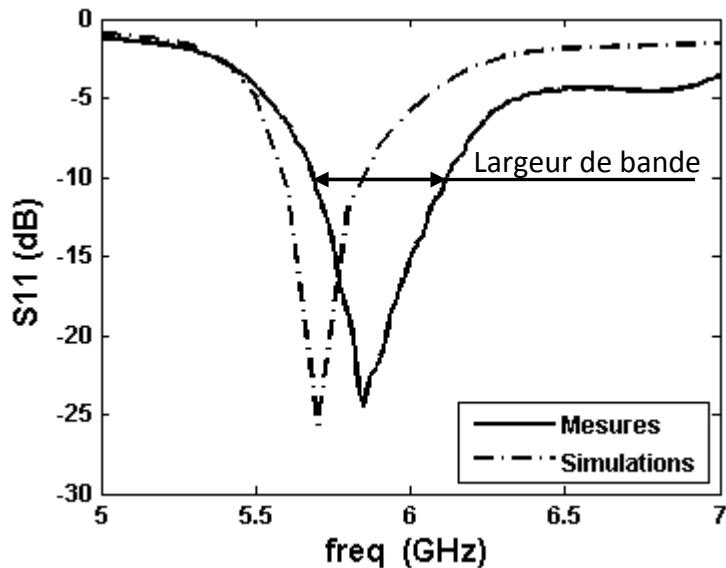
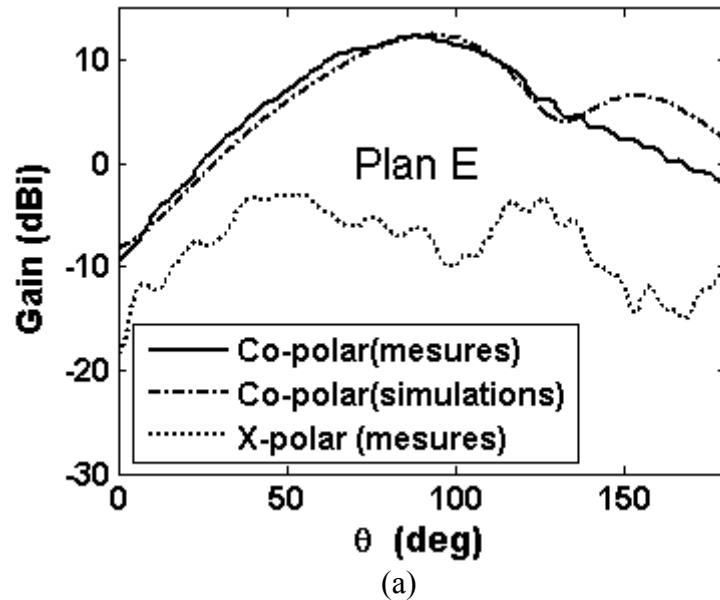


Figure 4-16 : Paramètre S_{11} du réseau d'antennes à fente.

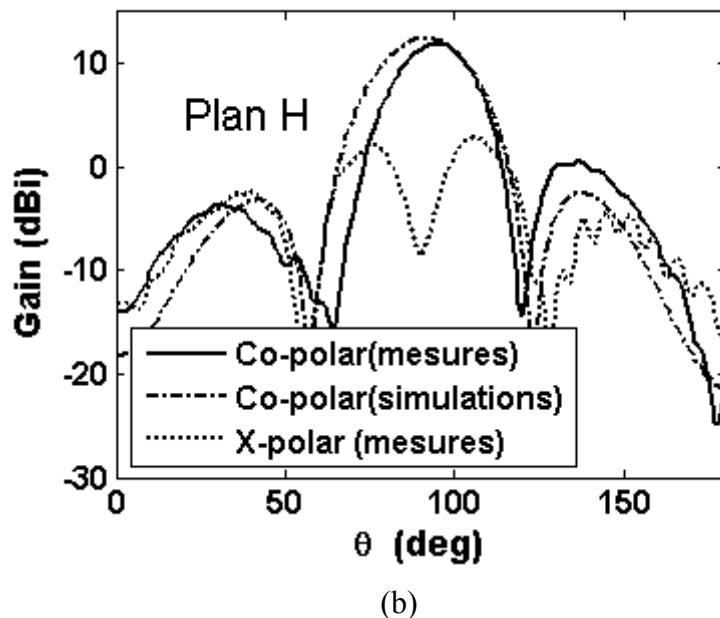
La Figure 4-16 illustre le paramètre S_{11} mesuré et simulé de l'antenne. D'après cette figure et malgré le décalage entre les mesures et les simulations, la largeur de bande mesurée de l'antenne est environ 400 MHz.

Les diagrammes de rayonnement mesurés et simulés plan E et plan H sont montrés sur la Figure 4-17. En ce qui concerne le diagramme co-polar, les mesures et les simulations donnent des résultats avoisinants. Le diagramme cross-polar plan E est entre 10 et 20 dB en dessous du diagramme co-polar. Ceci n'est pas le cas du plan H. Nous pensons que ce phénomène est dû aux propagations des modes d'ordre supérieur.

Finalement, nous avons mesuré le couplage entre deux antennes situées à 15 cm l'une de l'autre. Le résultat des mesures illustré à la Figure 4-18 montre l'isolation d'au moins 45 dB sur toute la largeur de bande de l'antenne.



(a)



(b)

Figure 4-17 : Les diagrammes de rayonnement mesurés et simulés du réseau d'antennes à fente :
(a) Plan E, (b) Plan H.

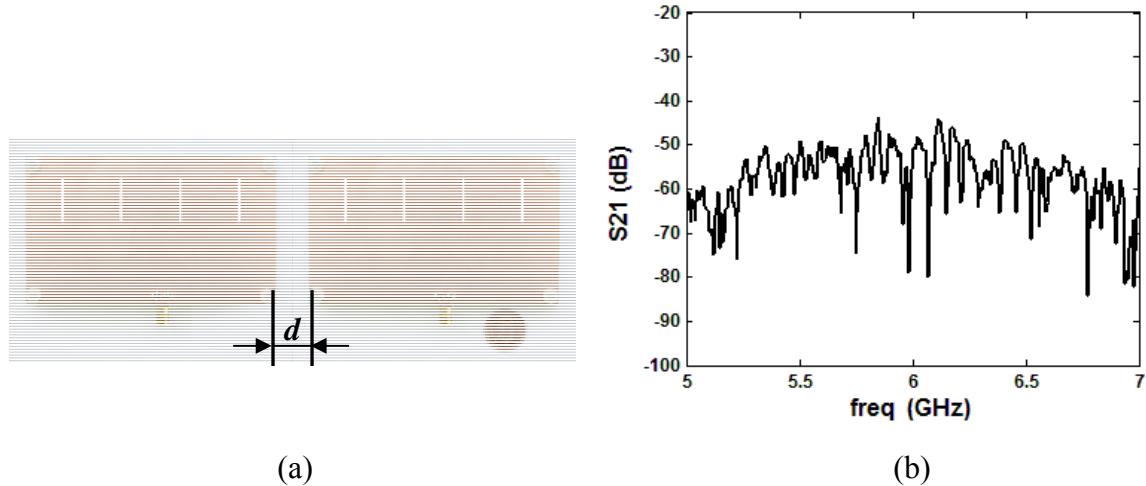


Figure 4-18 : Mesures du couplage entre deux réseaux d'antennes à fente. (a) les antennes situées à la distance d l'une de l'autre, (b) le paramètre $S21$ pour $d=15$ cm.

4.8 Mesure de la distance d'une plaque métallique

Afin de tester notre front-end, nous avons utilisé la plaque métallique carrée de la Figure 4-19 en tant que la cible.

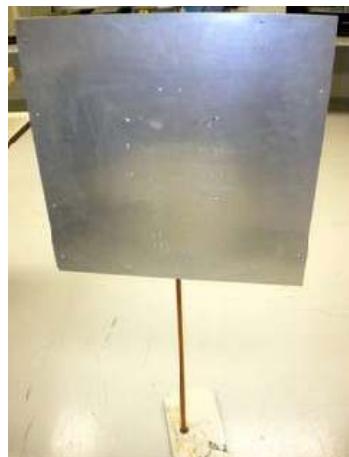


Figure 4-19 : Cible constituée d'une plaque métallique carrée de 60×60 cm².

La Figure 4-20 présente notre setup du test du front-end. Il est composé du front-end RF, du circuit DSP de mesure de fréquences, de deux cornets (FBA) plan H et de la plaque métallique ci-haut.

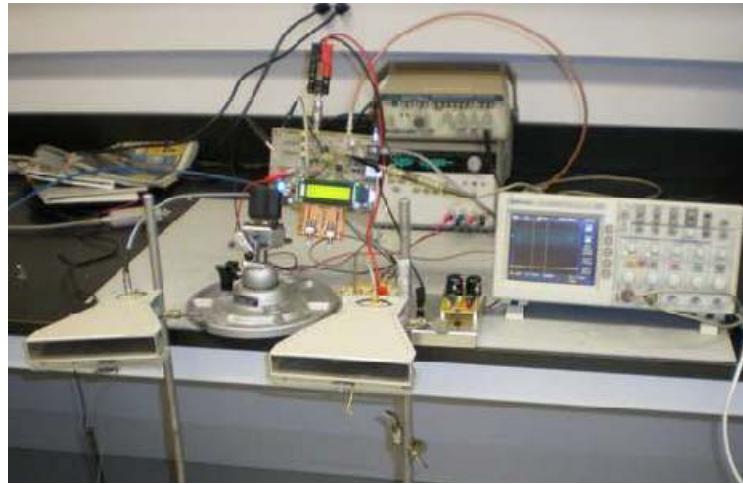


Figure 4-20 : Setup de test du front-end.

Nous avons effectué trois passages de mesures entre 2 et 6 mètres avec un pas de 10 cm. Étant donné la précision de notre station de base qui est de l'ordre de 1 mètre, nous attendions à trouver les résultats par palier tels que montrés à la Figure 4-21.

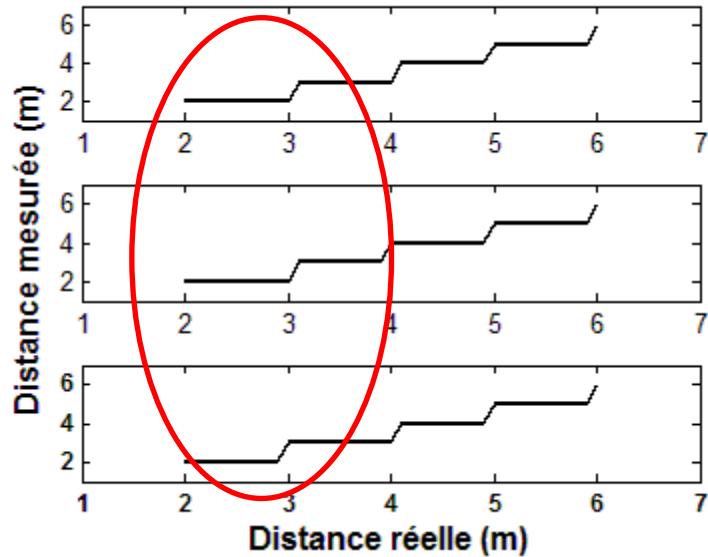


Figure 4-21 : Mesure de distances de la cible par le front-end.

Il est à noter que les erreurs résiduelles se trouvent dans la zone rouge. Autrement dit, les distances de 2 à 3 mètres sont plus susceptibles de générer des erreurs que les distances plus

longues. Nous pensons que la calibration du système influence plus facilement les mesures de courtes distances.

À titre de conclusion du chapitre, nous avons proposé un nouveau système de positionnement local (SPLV). Son architecture, ses contraintes et ses zones d'ambiguïté ont été étudiées dans ce chapitre. Nous avons également conçu et réalisé le prototype d'une station de base en passant par la conception et réalisation du front-end RF et le circuit de traitement du signal. Les performances du front-end RF ont été mesurées. Un cornet et un réseau d'antennes à fente avec le faisceau en éventail (FBA) ont été conçus et fabriqués. Leurs diagrammes de rayonnement ont été mesurés et comparés avec ceux obtenus par les simulations.

Finalement un setup de mesure des performances de la station de base a été préparé et les mesures de distance d'une cible constituée d'une plaque métallique ont été effectuées. Par manque de temps, la réalisation du système au complet fera l'objet de travaux futurs.

CHAPITRE 5

CONCLUSION ET TRAVAUX FUTURS

Avec l'arrivée de nouvelles applications, les radars ont trouvé un nouveau souffle et prennent une nouvelle place dans les systèmes de télécommunication sans fil. Le radar transitionnel a le défaut de ne pas avoir de portée suffisamment longue et de plus en plus d'atténuation aux fréquences élevées. Les applications telles que les radars d'évitement des collisions et les systèmes de positionnement local ont trouvé leur place dans les fréquences supérieures à la bande k. Ces applications ont besoin de courtes portées et demandent souvent plus de précision. Les bandes supérieures à la bande k offrent ces possibilités en disposant plus de largeur de bande. L'arrivée des composantes intégrées dans ces bandes facilite la fabrication des circuits dans les laboratoires et les centres de recherche. Néanmoins, des défis demeurent. La fiabilité des systèmes mis à l'épreuve par la qualité des signaux et par leurs fluctuations quasi-aléatoires rend nécessaire l'invention de nouvelles techniques capables d'apporter des solutions et d'augmenter la robustesse des systèmes.

Dans la première partie de cette thèse, nous avons introduit la notion de la diversité dans les radars. Pour la première fois, nous avons présenté le modèle déterministe de la diversité spatiale et avons démontré le gain en termes de réduction de scintillement et d'augmentation de la portée angulaire. La limite entre les champs proche et lointain se rapproche davantage aux fréquences élevées. Le modèle tient en compte la surface équivalente radar du champ proche d'une plaque métallique à l'aide de la méthode d'Intégration Physique Optique (*PO-Integration*). Les diagrammes de rayonnement, les pertes d'espace libre et les autres paramètres ont été intégrés au modèle à l'aide des logiciels HFSS de la compagnie Ansoft et ADS de la compagnie Agilent. Le modèle prévoit une antenne d'émission de quatre antennes de réception. Les résultats de simulations avec une antenne émettrice et deux antennes réceptrices ont été présentés au chapitre II. Les mesures avec une plaque métallique ont été effectuées dans une chambre anéchoïde. Ces mesures valident parfaitement le modèle mathématique basé sur les calculs du champ proche de la surface équivalente radar de la plaque métallique. Par ailleurs, nous avons vu qu'en matière de surface équivalente radar, les objets complexes et simples se comportent de façon similaire. En réalité, un objet complexe tel qu'une voiture ou un navire peut être décomposé en un certain nombre d'objets simples tels que : plaques, sphères, cylindres, etc. chacun représentant un centre

spéculaire de l'objet complexe. La superposition des réponses des objets simples en tenant compte de l'amplitude et de la phase donne la réponse bien similaire à celle de l'objet en question. Par conséquent, les avantages liés à la diversité spatiale ne se limitent pas aux objets simples. Dans cette optique, nous avons mesuré la puissance réfléchie par un véhicule et avons confirmé le rôle de la diversité spatiale dans la réduction des scintillements du signal reçu. Nous avons également effectué les études paramétriques démontrant les améliorations de la portée angulaire et la réduction des scintillements grâce à la diversité spatiale.

Dans la deuxième partie de cette thèse, nous nous sommes intéressés aux systèmes de positionnement local et avons proposé une nouvelle plateforme du système que nous avons nommé « Système de Positionnement Local Vertical ». Ce système a la particularité de pouvoir localiser les transpondeurs sur les plans horizontal et vertical. Dans certaines conditions, le rajout d'une quatrième station en hauteur peut apporter une meilleure visibilité de la zone à couvrir. Après la justification de la fréquence du système, nous avons calculé le spectre du signal transmis ainsi que celui du signal de battement. La précision du système et les limites des équipements de mesure nous ont conduits à opter pour la largeur de bande de 150 MHz. Afin de procéder à un premier test d'une station de base, une antenne cornet à faisceau en éventail a été conçue et réalisée en deux exemplaires. Dans l'étape suivante, nous avons étudié les contraintes du SPLV. Les zones d'ambiguïté ont également été évaluées sur les plans horizontal et vertical. Nous avons vu qu'en pratique, il est difficile d'installer une station à plus de 10 mètres de hauteur. Ceci nous met une contrainte quant à la précision des stations de base sur le plan vertical. Elle doit être plus élevée afin de compenser la limite de hauteur des stations. Selon les recommandations de FCC, la puissance maximale autorisée est limitée à 1 watt ou 30 dBm avec l'emploi d'une antenne directive ne dépassant pas 6 dBi. Pour chaque dB supplémentaire de gain d'antenne, la puissance de sortie doit être abaissée d'autant. Nous avons utilisé une antenne à environ 10 dBi de gain. Cette antenne limite la puissance de sortie à 26 dBm. En théorie, nous avions prévu 3 dB de plus car la puissance réellement tirée des circuits actif est souvent moins que la puissance nominale. La collision entre les stations de base est un autre sujet à prendre en considération dans l'implémentation du système au complet. Notre proposition est de décaler la fréquence de travail de chaque station de base de quelques dizaines de MHz. Ainsi, les cibles détectées par les collisions entre stations se retrouvant à une distance invraisemblable, elles peuvent être rejetées facilement par l'implémentation d'un filtre passe-bas. Nous avons étudié le dispositif capable de

mesurer la fréquence de battement indiquant la position du transpondeur et nous en avons tiré deux solutions. Nous avons retenu la solution à base d'une carte DSP car elle est plus souple et intelligente. À titre d'exemple, les mesures erronées peuvent être écartées avec l'implémentation d'une logique telle que l'incohérence avec les mesures précédentes. Finalement, elle peut intégrer le dialogue entre les stations de base et calculer la position finale de la cible en espace 3D.

Le dernier chapitre de la thèse a été consacré à la réalisation du système de positionnement local. Le choix du type de radar parmi les radars à impulsion ou à ondes continues n'est pas difficile à faire. En réalité, les radars à impulsion nécessitent des équipements lourds tels que les Klystrons, les tubes à ondes progressives et les amplificateurs de puissance. Ils sont réservés aux applications militaires avec les budgets qui ne se comparent pas avec ceux accordés aux institutions académiques. Dans ce contexte et avec l'arrivée massive des composantes intégrées fabriquées par les compagnies comme Hittite, Mini-Circuits, Avago Technologie, Agilent, Analog Devices et bien d'autres, le choix de la technologie du radar s'est vite dirigé vers les radars à ondes continues. Le plus populaire de ces radars, le radar à ondes continues modulées en fréquence, a été choisi pour le prototype d'une station de base. Néanmoins, le choix des composantes dans la panoplie des composantes de chaque fabricant et le choix parmi les composantes équivalentes des fabricants différents est un véritable travail qui demande du temps et la patience. Souvent un choix ne s'avère pas mieux que l'autre ; ce n'est qu'après avoir essayé et avoir vu les avantages et les faiblesses de chacun que l'on peut se décider. La conception d'un amplificateur faible bruit en plusieurs étages en est un bon exemple. Dans la première partie du chapitre IV, nous avons montré l'architecture de la station de base ainsi que les composantes choisies pour les différents étages du circuit RF. Nous avons réfléchi à la topologie du front-end tout en pensant au bilan de la puissance des différentes parties respectant les normes en vigueur ainsi que les exigences de puissance des circuits comme mélangeur et autres. Nous avons fabriqué un premier prototype ouvert du front-end RF. Les cornets plan H ont été fabriqués, leurs diagrammes de rayonnement mesurés et comparés avec ceux issus de simulations. Finalement, nous avons dessiné l'architecture de la carte de traitement du signal, avant de la fabriquer. Nous avons mis en place la procédure du calcul de la transformée de Fourier discrète (DFT) par la matrice pré-calculée. Afin d'augmenter l'isolation entre les compartiments, nous avons réalisé une version blindée du front end qui améliore l'isolation de 15 dB. Nous avons également conçu

deux antennes à fente ayant un faisceau en éventail afin de pouvoir les intégrer sur la même plateforme que le circuit du front-end.

Les contributions scientifiques de cette thèse sont les suivantes.

- Pour la première fois, la notion du radar à diversité spatiale à base de la surface équivalente radar du champ proche a été abordé.
- Le modèle mathématique du radar à diversité spatiale à base d'une plaque métallique rectangulaire a été implémenté. Les gains en termes de réduction des fluctuations et augmentation de la portée angulaire ont été quantifiés.
- Un setup de mesure a été mis en place à l'aide des cornets conçus et fabriqués au sein du centre de recherche Poly-Grames de l'École Polytechnique de Montréal. Les mesures dans la chambre anéchoïde et à l'extérieur ont été effectuées. Ces mesures concordent avec les résultats des simulations et confirment les gains escomptés en termes de réduction des scintillements et l'augmentation de la portée angulaire.
- Pour la première fois, le système de positionnement local vertical a été proposé.
- Les contraintes du SPLV ont été étudiées.

Les travaux futurs

À l'heure de l'écriture de cette thèse, un deuxième front-end est sur le point d'être assemblé. Le système au complet nécessite au moins trois stations de base. Malheureusement, par manque de temps, ce travail, ainsi que l'établissement du dialogue entre les stations de base, sont laissés aux travaux futurs. La Figure 5-1 illustre l'architecture d'une solution de dialogue entre les stations de base.

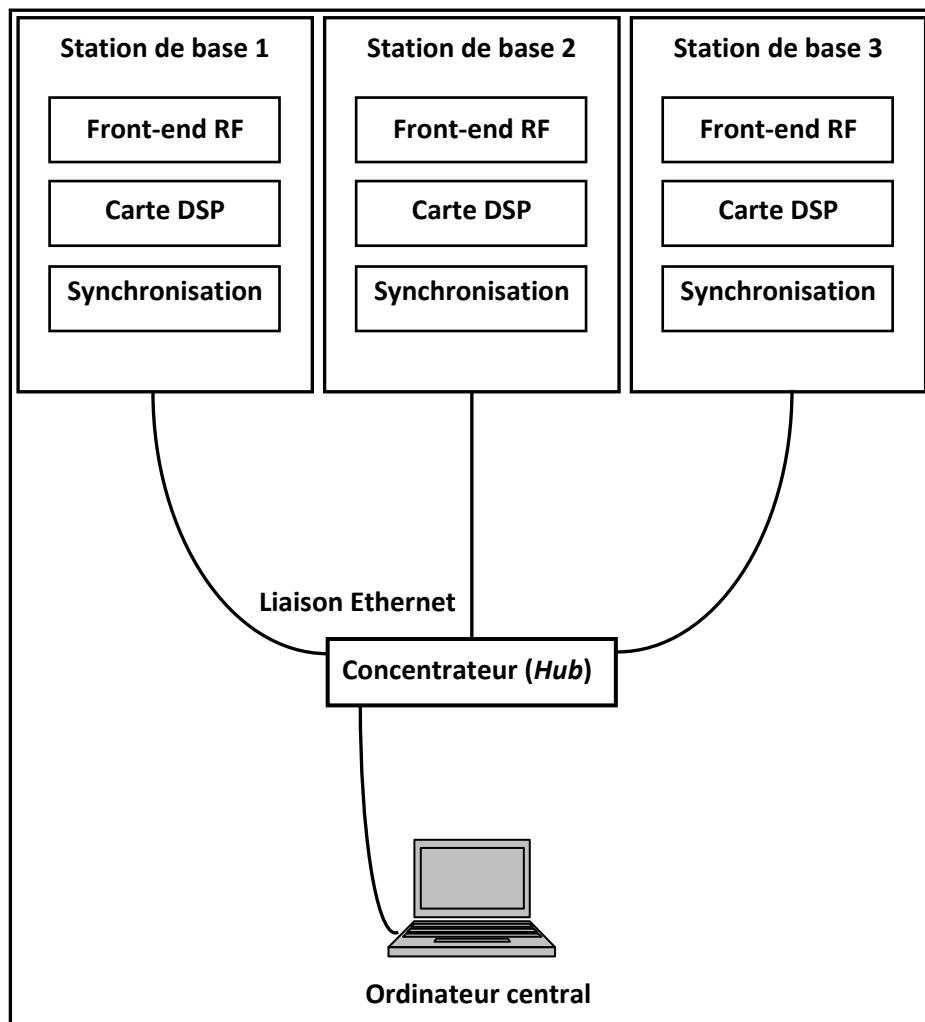


Figure 5-1 : L'architecture d'une solution de dialogue entre les stations de base

Le dialogue est établi par un ordinateur central à travers un concentrateur sur des liaisons Ethernet. Les sorties RJ45 assurant les liaisons Ethernet sont prévues sur la carte de traitement du signal présentée à la Figure 4-13.

Nous pourrions ajouter les tâches suivantes à la liste de travaux futurs :

- Le module d'identification du SPLV.
- Augmenter la portée du SPLV par la réalisation des tags actifs.
- Mise en place d'un module de traitement du signal ayant plus de précision.
- La réalisation d'un SPLV à d'autres fréquences (24 GHz ou plus élevée) avec plus de largeur de bande.
- L'implémentation d'un radar à diversité spatiale avec l'unité de décision /combinaison automatique et éventuellement des antennes mobiles.
- Implémentation du modèle ADS en tenant compte de l'effet du sol.

La dernière tâche a été commencée mais son implémentation complète reste à finaliser. Les schémas du modèle et le canal ont été montrés dans l'annexe B.

RÉFÉRENCES

- [1] Abramowitz, M., Stegun, I.A., “*Handbook of Mathematical Functions with Formulas, Graphs, and Mathematical Tables*”, New York: Dover, 1972, 1046 p.
- [2] Alamouti, S.M., “A simple transmit diversity technique for wireless communications”, *Selected Areas in Communications, IEEE Journal on*, Vol. 16, No. 8, pp. 1451-1458, oct. 1998.
- [3] Balanis, C.A., “*Advanced Engineering Electromagnetics*”, N.J.: John Wiley & Sons, 1989, 981 p.
- [4] Balanis, C.A., “*Antenna Theory: Analysis and Design, 3rd Edition*”, New York: Wiley-Interscience, 2005, 1136 p.
- [5] Barrett, M., Reits, B.J., Stove A.G., “An X-band FMCW Navigation radar”, *IEE Proceeding RADAR-87, Conf London*, Publication 281, pp 448-452, oct 1987.
- [6] Bechler, M.; Ritter, H.; Schiller, J.H.; “Quality of service in mobile and wireless networks: the need for proactive and adaptive applications”, *System Sciences, 2000. Proceedings of the 33rd Annual Hawaii International Conference on*, 4-7 jan 2000, 10 p.
- [7] Bechler, M., Wolf, L., “Mobility management for vehicular ad hoc networks”, *Vehicular Technology Conference, 2005. VTC 2005-Spring. 2005 IEEE 61st*, Vol. 4, pp. 2294-2298, 30 mai-1 juin 2005.
- [8] Bertoni, H.L., Honcharenko, W., Macel, L.R., Xia, H.H., “UHF propagation prediction for wireless personal communications”, *Proceedings of the IEEE*, Vol. 82, No. 9, pp. 1333-1359, sept. 1994.
- [9] Chamberlin, K.; Bhosle, S.; “A robust solution for preprocessing terrain profiles for use with ray-tracing propagation models”, *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, Vol. 52, No. 10, pp. 2730-2734, oct. 2004.
- [10] Chamberlin, K., Luebbers, R., “An evaluation of Longley-Rice and GTD propagation models”, *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, Vol. 30, No. 6, pp. 1093-1098, nov. 1982.
- [11] Clarke, K., Hess, D., “Frequency Locked Loop FM Demodulator”, *Communication Technology, IEEE Transactions on*, vol. 15, No. 4, pp.:518-524, août 1967.
- [12] Dabin, J.A., Nan Ni, Haimovich, A.M., Niver, E., Grebel, H., “The effects of antenna directivity on path loss and multipath propagation in UWB indoor wireless channels”, *Ultra Wideband Systems and Technologies, 2003 IEEE Conference on*, pp. 305-309, 16-19 nov. 2003.
- [13] Dalwadi, G., Shah, B.I., Verma, V.M., Kurkure, G., Sharma, R., Bhatnagar, P., “Efficient Doherty Feed-forward Linear Power Amplifier for CDMA 2000 Base-Station Applications”

Signal Processing, Communications and Networking, 2008. ICSCN '08. International Conference on, pp. 35-40, 4-6 janvier 2008.

- [14] Dietrich, C.B. Jr., Dietze, K., Nealy, J.R., Stutzman, W.L., "Spatial, polarization, and pattern diversity for wireless handheld terminals", *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, Vol. 49, No 9, pp. 1271-1281, sept. 2001.
- [15] Djerafi, T., 2005. *Générateur de rampe de fréquence ultra linéaire pour un système de positionnement local basé sur le principe de radar à ondes continues modulée en fréquence*, 184 p., Mémoire de maîtrise, École Polytechnique de Montréal, Département du génie électrique.
- [16] Durbridge, L.J., Warne, G.M., "A frequency ramp generator for an HF skywave radar implemented with direct digital synthesis techniques" *HF Radio Systems and Techniques, 1991., Fifth International Conference on* pp. 321-326, 22-25 juillet 1991.
- [17] Eidehall, A., Pohl, J., Gustafsson, F., Ekmark, J., "Toward Autonomous Collision Avoidance by Steering", *Intelligent Transportation Systems, IEEE Transactions on*, Vol. 8, No. 1, pp. 84-94, mars 2007.
- [18] FCC OFFICE OF ENGINEERING AND TECHNOLOGY POLICY AND RULES DIVISION, "FCC Online table of frequency allocations", 164 p., 47 C.F.R. § 2.106, 25 mars 2009.
- [19] Fishler, E., Haimovich, A., Blum, R.S., Cimini, L.J., Jr., Chizhik, D., Valenzuela, R.A., "Spatial diversity in radars-models and detection performance", *Signal Processing, IEEE Transactions on [see also Acoustics, Speech, and Signal Processing, IEEE Transactions on]*, Vol. 54, No. 3, pp. 823-838, mars 2006.
- [20] Friis, H.T., "A Note on a Simple Transmission Formula", *Proceedings of the IRE*, Vol. 34, No. 5, pp. 254-256, mai 1946.
- [21] Garg, R., Bhartia, P., Bahl, I., Ittipiboon, A., "Microstrip Antenna Design Handbook", Artech House, London, 2001, 875 p.
- [22] Ghiotto, A., 2008. *Etude et Conception d'un Prototype de Transpondeur RF pour des Applications de Localisation Local 3D à 5,8 GHz*, 66 p., Rapport de projet de fin d'études INPG-ESISAR 2004/2005.
- [23] Golio, M., "RF and Microwave applications and systems", CRC Press, Taylor & Francis Group, 2008, 696 p.
- [24] Gordon, W.B., "Near field calculations with far field formulas", *IEEE Antennas Propag. Symp. Dig.*, Vol. 2, pp. 950-953, juillet 1996.
- [25] Graeme, L. James, "Geometrical theory of diffraction for electromagnetic waves", London and New York, The Institution of Electrical Engineers, 2nd Edition, February 1980, 253p.

- [26] Griffiths, H.D., "New ideas in FM radar", *Electronics & Communication Engineering Journal*, vol. 2, no. 5, oct 1990.
- [27] Griffiths, H.D., "The effect of phase and amplitude errors in FM radar", *High Time-Bandwidth Product Waveforms in Radar and Sonar, IEE Colloquium on*, pp. ,9/1-9/5, mai 1991.
- [28] Groll, H.P., Detlefsen, J., "History of automotive anticollision radars and final experimental results of a MM-Wave car radar developed by the Technical University of Munich", *Aerospace and Electronic Systems Magazine, IEEE*, Vol. 12, No. 8, pp. 15-19, août 1997.
- [29] Gustrau, J., Fiechtner, F., Hoffmann, M., "VCO linearisation by frequency feedback", *Radio Frequency Integrated Circuits (RFIC) Symposium, 1998 IEEE*, pp. 135-138, 7-9 juin 1998.
- [30] Hoppe, R., Hager, T., Heyn, T., Heuberger, A., Widmer, H., "Simulation and measurement of the satellite to indoor propagation channel at L- and S-band", *Antennas and Propagation, 2006. EuCAP 2006. First European Conference on*, pp. 1-6, 6-10 nov. 2006.
- [31] Iskander, M.F., Zhengqing Yun, "Propagation prediction models for wireless communication systems", *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, Vol. 50, No.3, mars 2002.
- [32] Jakes, W. C. Jr., "Microwave mobile communications", New York: John Wiley & Sons, mai 1974. 642 p.
- [33] James, J.R., Hall P.S., "Handbook of MICROSTRIP ANTENNAS", London, Peter Peregrinus Ltd, 1989, Vol. 1 & Vol. 2, 1312 p.
- [34] Kahn, L. R., "Ratio squarer", in *Proc. IRE*, Vol. 42, pp. 1704, nov. 1954.
- [35] Klauder, J. R., Price, A.C., Darlington, S. , et Albersheim, W.J., "The theory and design of chirp radars", *Bell Syst. Tech. J.*, 39,(4), pp. 745-809, 1960.
- [36] Kosch, T., Kulp, I., Bechler, M., Strassberger, M., Weyl, B., Lasowski, R., "Communication architecture for cooperative systems in europe - [Automotive networking series]", *Communications Magazine, IEEE*, Vol. 47, No. 5, pp. 116-125, mai 2009.
- [37] Kroupa, V.F., Cizek, V., Stursa, J., Svandova, H., "Spurious signals in direct digital frequency synthesizers due to the phase truncation" *Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control, IEEE Transactions on*, vol. 47, No 5, pp. 1166-1172, sept. 2000.
- [38] Legault, S.R. "Refining physical optics for near-field computations", *Electronics Letters*, Vol. 40, No. 1, pp. 71-72, jan. 2004.
- [39] Lampard, G., Vu-Dinh, T., "The effect of terrain on radio propagation in urban microcells", *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, Vol. 42, No. 3, pp. 314-317, août. 1993.
- [40] Lin, K., Messerian, R.H., Yuanxun Wang, "A Digital Leakage Cancellation Scheme for Monostatic FMCW Radar", *Microwave Symposium Digest, 2004 IEEE MTT-S International*, vol. 2, pp 747-750, juin 2004.

- [41] Manabe, T.; Miura, Y.; Ihara, T.; "Effects of antenna directivity and polarization on indoor multipath propagation characteristics at 60 GHz", *Selected Areas in Communications, IEEE Journal on*, Vol. 14, No. 3, pp. 441-448, avril 1996.
- [42] Masui, H., Ishii, M., Sakawa, K., Shimizu, H., Kobayashi, T., Akaike, M., "Microwave path-loss characteristics in urban LOS and NLOS environments", *Vehicular Technology Conference, 2001. VTC 2001 Spring. IEEE VTS 53rd*, Vol. 1, pp. 395-398, 6-9 mai 2001.
- [43] Masui, H., Ishii, M., Takahashi, S., Shimizu, H., Kobayashi, T., "Difference of break-point characteristics due to mobile antenna heights in microwave urban LOS propagation", *Broadband Communications, 2000, Proceedings. 2000 International Zurich Seminar on*, pp. 223-228, 15-17 fev. 2000.
- [44] Masui, H., Kobayashi, T., Akaike, M., "Microwave path-loss modeling in urban line-of-sight environments", *Selected Areas in Communications, IEEE Journal on*, Vol. 20, No. 6, pp. 1151-1155, août 2002.
- [45] McKown, J.W., Hamilton, R.L., Jr., "Ray tracing as a design tool for radio networks", *Network, IEEE*, Vo. 5, No. 6, pp. 27-30, nov. 1991.
- [46] Moldovan, E., 2006. *Nouveau senseur radar anticollision à 94 ghz en technologie six-port*, 242 p., Thèse de doctorat, École Polytechnique de Montréal, Département du génie électrique.
- [47] Musch, T., Schiek, B., "A High Precision Analog Frequency-Ramp Generator Using a Phase-Locked-Loop Structure" *European Microwave Conference, 1997. 27th*, vol. 1, pp. 62-68, oct. 1997
- [48] Musch, T., Rolfes, N., et Schiek, B., "A highly linear frequency ramp generator based on a fractional divider phase-locked-loop", *Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on*, vol. 48, no. 2, pp. 634–637, avril 1999.
- [49] Ogawa, T., Iwasaki, T., Maruyama, H., Horiguchi, K., Nakayama, M., Ikeda, Y., Kurebayashi, H., "High efficiency feed-forward amplifier using RF predistortion linearizer and the modified Doherty amplifier", *Microwave Symposium Digest, 2004 IEEE MTT-S International*, Vol. 2, pp. 537-540, 6-11 juin 2004.
- [50] Oppenheim, A.V., et Willsky, A.S., "Signals and Systems," Printice Hall 1983.
- [51] Palubinskas, G., Runge, H., "Radar Signatures of a Passenger Car", *Geoscience and Remote Sensing Letters, IEEE*, Vol. 4, No. 4, pp. 644-648, oct. 2007.
- [52] Papadakis, N., Kanatas, A., Constantinou, P., "Radio propagation measurements and modelling using ray tracing techniques", *Vehicular Technology Conference, 1994 IEEE 44th*, pp. 1767-1770, 8-10 juin 1994.
- [53] Perini, J., "Improvement of Pattern Circularity of Panel Antennas Mounted on Large Towers", *Broadcasting, IEEE Transactions on*, Vol. BC-14, No. 1, pp. 33-40, mars 1968.

- [54] Piazz, L., Bertoni, H.L., "Achievable accuracy of site-specific path-loss predictions in residential environments", *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, Vol. 48, No. 3, pp. 922-930, mai 1999.
- [55] Pouliquen, P., Damiens, J.F., Hemon et Saillard, R. J., *RCS computation in near field*, Days on Diffraction, Proceedings of the International Conference, pp. 252-265, mai-juin 2006.
- [56] Rao, S.M., Wilton, D.R., Glisson, A.W. 1982, "Electromagnetic Scattering by Surfaces of Arbitrary Shape", *IEEE Transaction on Antennas and Propagation*, vol. ap-30, no. 3, pp. 409-418, mai 1982.
- [57] Roehr, S., Gulden, P., Vossiek, M., "Precise Distance and Velocity Measurement for Real Time Locating in Multipath Environments Using a Frequency-Modulated Continuous-Wave Secondary Radar Approach", *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, Vol. 56, No. 10, pp. 2329 - 2339, oct. 2008.
- [58] Ruck, G.T., Barrick, D.E., Stuart, W. D., Krichbaum, C. K., "Radar Cross Section Handbook", London, Pleunum Press, 1970, 948p.
- [59] Sakawa, K., Masui, H., Ishii, M., Shimizu, H., Kobayashi, T., "Microwave path-loss characteristics in an urban area with base station antenna on top of a tall building", *Broadband Communications, 2002. Access, Transmission, Networking. 2002 International Zurich Seminar on*, pp. 31-1 – 31-4, 19-21 fev. 2002.
- [60] Salous, S., Pantzaris, P., Green, P., "FMCW waveforms for UHF/SHF wideband channel sounders" *High Bit Rate UHF/SHF Channel Sounders - Technology and Measurement, IEE Colloquium on*, pp. 2/1-2/5, 3 déc. 1993.
- [61] Sklar, B., "Rayleigh fading channels in mobile digital communication systems. Part I: Characterization", *Communications Magazine, IEEE*, Vol. 35, No 9, pp. 136-146, sept. 1997.
- [62] Sklar, B., "Rayleigh fading channels in mobile digital communication systems. Part II: Mitigation", *Communications Magazine, IEEE*, Vol. 35, No 9, pp. 148-155, sept. 1997.
- [63] Skolnik, M.I. 1990, Second Edition, "Radar handbook", United States : Mc Graw Hill.
- [64] Skolnik, M.I. 1962. *Introduction to Radar Systems*, United States : Mc Graw Hill. 648 p.
- [65] Skolnik, M.I. 2001. Third edition, *Introduction to Radar Systems*, New York : Mc Graw Hill. 772 p.
- [66] Stelzer, A., Diskus, C.G., Lubke, K., Thim, H.W., "A microwave position sensor with submillimeter accuracy", *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, Vol. 47, No. 12, pp. 2621-2624, déc. 1999.
- [67] Stelzer, A., Fischer, A., Vossiek, M., "A new technology for precise local position measurement – LPM", *Microwave Symposium Digest, 2004 IEEE MTT-S International*, Vol. 2, pp. 655-658, 6-11 juin 2004.

- [68] Stelzer, A., Pourvoyeur, K., Fischer, A., "Concept and application of LPM - a novel 3-D local position measurement system", *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, Vol. 52, No. 12, pp. 2664-2669, déc. 2004.
- [69] Stove, A.G., Hume, A.L., Baker C.J., "Low probability of intercept radar strategies, Radar, Sonar and Navigation", *IEE Proceedings*, Vol. 151, No. 5, pp 249-260, oct. 2004.
- [70] Stove, A.G., "Linear FMCW radar techniques", *Radar and Signal Processing, IEE Proceedings F*, Vol. 139, No. 5, pp. 343-350, oct. 1992.
- [71] Stove, A.G., "Modern FMCW radar - techniques and applications", *Radar Conference, 2004. EURAD. First European*, pp. 149-152, 2004.
- [72] Stutzman, W. L. et Thiele, G.A. 1998. Second edition, *Antenna Theory and Design*, New York : John Wiley & Sons. 648 p.
- [73] Tarokh, V., Seshadri, N., Calderbank, A.R., "Space-time codes for high data rate wireless communication: performance criterion and code construction" *Information Theory, IEEE Transactions on*, Vol. 44, No. 2, pp. 744-765, mars 1998.
- [74] U.S. Department of Transportation, National Highway Traffic Safety Administration (NHTSA), *Development of Performance Specifications for Collision Avoidance Systems for Lane Change, Merging, and Backing*, 190p., avril 1996.
- [75] Vossiek, M., Roskosch, R., Heide, P., "Precise 3-D Object Position Tracking using FMCW Radar", *European Microwave Conference, 1999. 29th*, Vol. 1, pp. 234-237, oct. 1999.
- [76] Vossiek, M., Wiebking, L., Gulden, P., Wieghardt, J., Hoffmann, C., Heide, P., "Wireless local positioning", *Microwave Magazine, IEEE*, Vol. 4, No. 4, pp. 77-86, déc. 2003.
- [77] Wiebking, L., Glanzer, M., Mastela, D., Christmann, M., Vossiek, M., "Remote local positioning radar", *Radio and Wireless Conference, 2004 IEEE*, pp. 191-194, 19-22 sept. 2004.
- [78] Williams, D.A. (1988 Février). "Highly linearised mm-wave voltage controlled oscillator for FMCW radar applications", Solid State Components for Radar, IEE Colloquium, 601 – 615, fév. 1988.
- [79] Woods, G.S., Maskell, D.L., Mahoney, M.V., "A high accuracy microwave ranging system for industrial applications", *Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on*, Vol. 42, No. 4, pp. 812-816, août 1993.
- [80] Xia, H.H., Bertoni, H.L., Maciel, L.R., Lindsay-Stewart, A., Rowe, R., Grindstaff, L., "Radio propagation measurements and modelling for line-of-sight microcellular systems", *Vehicular Technology Conference, 1992 IEEE 42nd*, pp. 349-354, 10-13 mai 1992.
- [81] Zheng Qing, Yan bo, "A Highly Efficient Feed-Forward Doherty Amplifier with Improved Group-delay performance", *Microwave Conference, 2008 China-Japan Joint*, pp. 544-546, 10-12 sept. 2008.

- [82] Zhi-yong, H., Jian-hua, G., Shu-jian, G., Gang, W., “An improved look-up table predistortion technique for HPA with memory effects in OFDM systems”, *Broadcasting, IEEE Transactions on*, Vol. 52, No. 1, pp.87-91, mars 2006.

Annexe A

Le coefficient de réflexion et les diagrammes de rayonnement du cornet 20 dB en bande K.

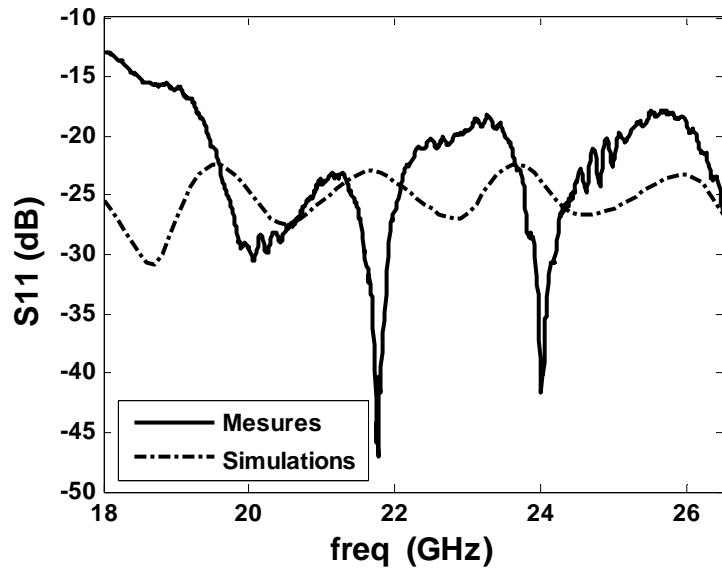


Figure 5-2 : Le coefficient de réflexion du cornet bande K ayant 20 dB de gain.

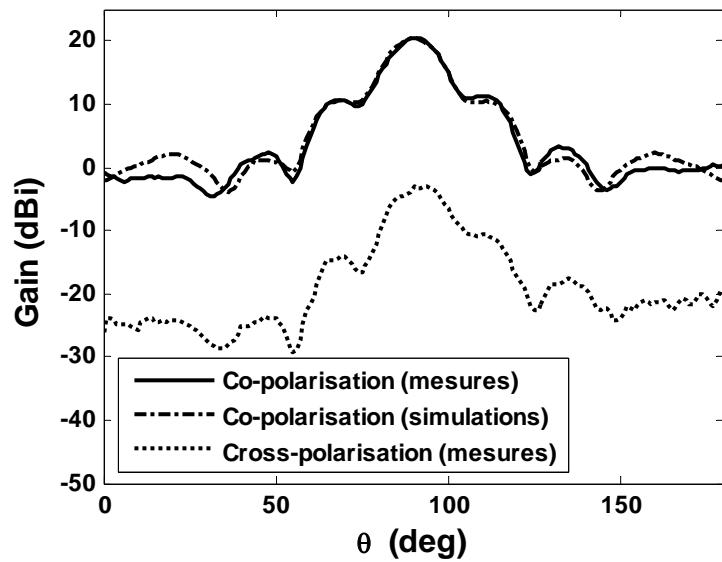


Figure 5-3 : Les diagrammes de rayonnement co-polar et cross-polar plan E du cornet 15 dB mesurés et simulés. Le maximum du diagramme co-polar simulé est ajusté sur celui du diagramme cross-polar.

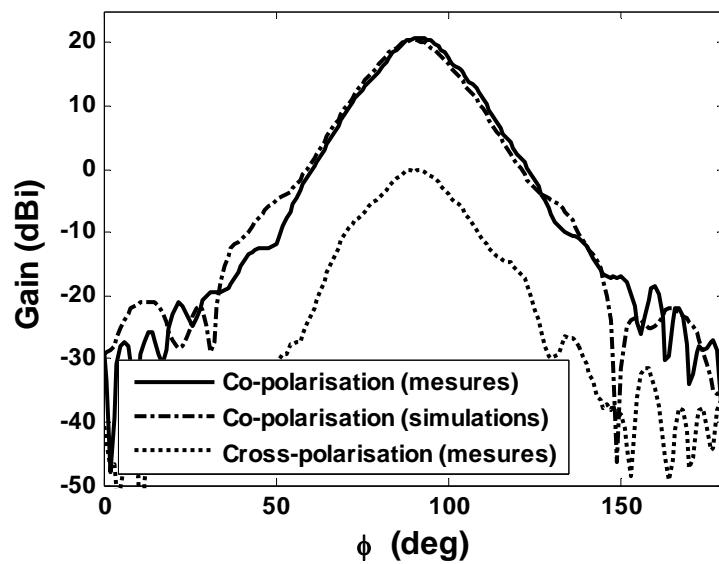


Figure 5-4 : Les diagrammes de rayonnement co-polar et cross-polar plan H du cornet 15 dB mesurés et simulés. Le maximum du diagramme co-polar simulé est ajusté sur celui du diagramme cross-polar.

Annexe B

Le modèle du radar à diversité spatiale en tenant compte de l'effet du sol

Un autre modèle de l'ADS pour tenir compte de l'effet du sol a été commencé dans le cadre de cette thèse. Par manque du temps ce modèle n'a pas été fini et fera l'objet de la liste de travaux futurs.

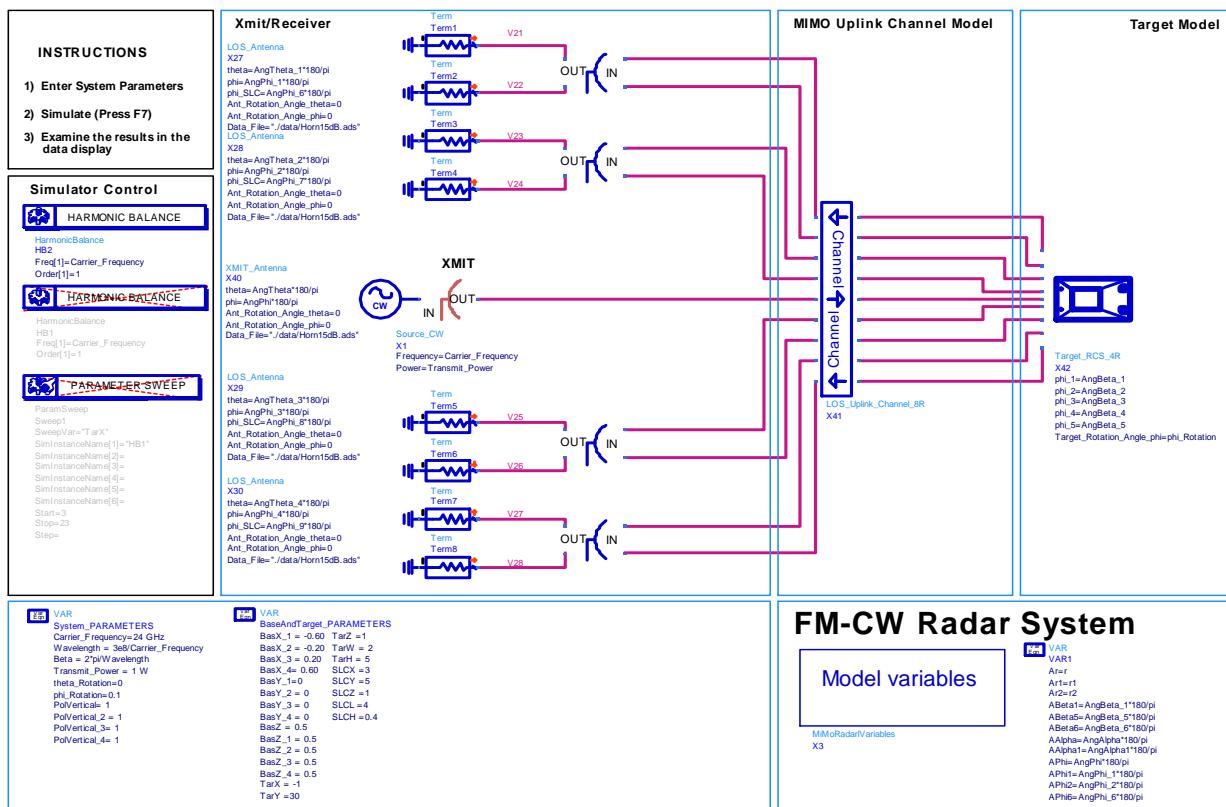


Figure 5-5 : Le modèle ADS en tenant compte de l'effet de sol.

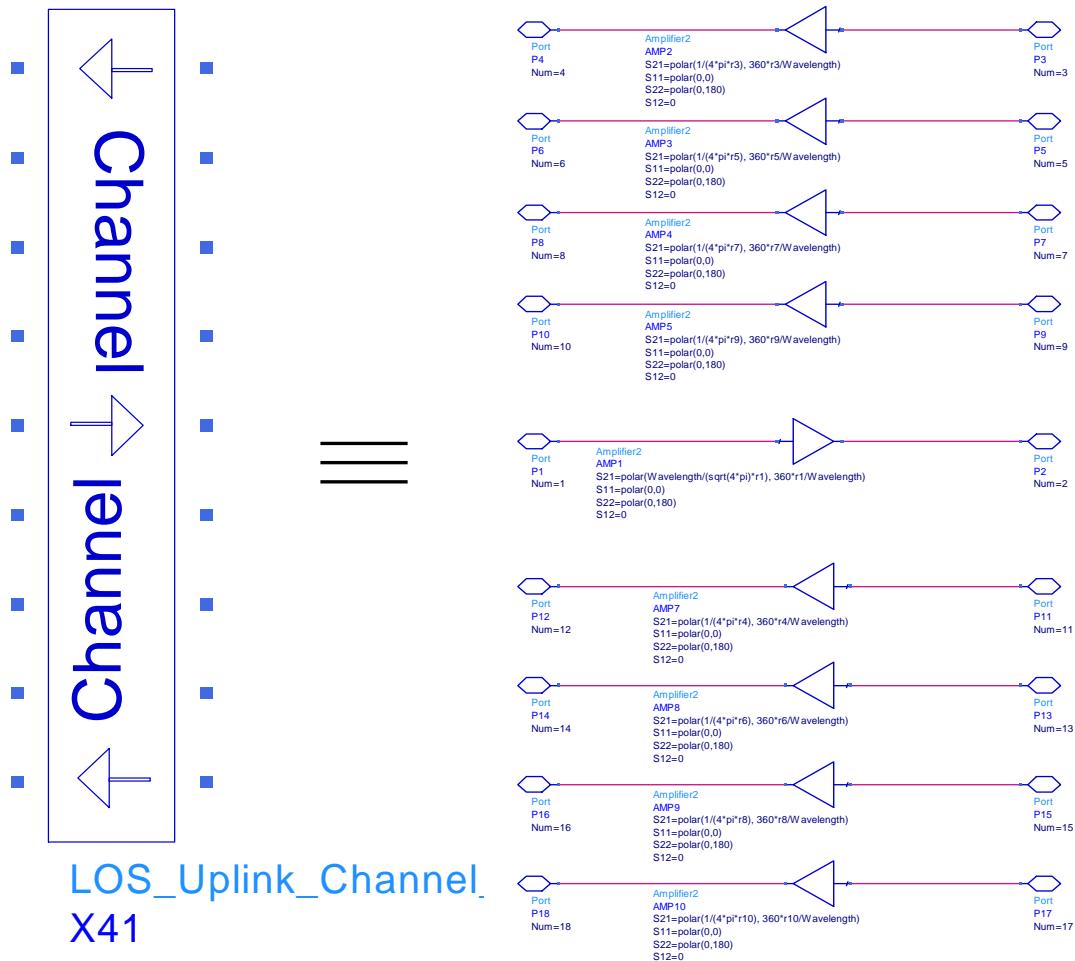


Figure 5-6 : Le modèle du canal en tenant compte de l'effet du sol.