

**THÈSE**

Pour obtenir le grade de

**DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ DE  
GRENOBLE**

Spécialité : **Optique et radiofréquences**

Arrêté ministériel : 7 août 2006

Présentée par

**Evanaska Maria BARBOSA NOGUEIRA**

Thèse dirigée par **Fabien NDAGIJIMANA** et  
codirigée par **Tan Phu VUONG**

préparée au sein du **Laboratoire IMEP-LAHC**  
dans l'**École Doctorale Electronique, Electrotechnique,  
Automatique et Traitement du Signal**

**Conception d'un système  
d'antennes pour la localisation  
en temps réel avec réseau de  
capteurs sans fil**

Thèse soutenue publiquement le **13.12.2013**,  
devant le jury composé de :

**M. Robert STARAJ**

Professeur au LEAT – Université Nice Sophia Antipolis

**Mme Fouzia BOUKOUR**

Chargé de Recherche (CR1) à IFSTTAR, Villeneuve d'Ascq  
Rapporteur

**M. Ke WU**

Professeur à Ecole Polytechnique de Montréal, Rapporteur

**M. Mauricio DIAS**

Professeur à L'IME, Rio de Janeiro, Examineur

**M. Fabien NDAGIJIMANA**

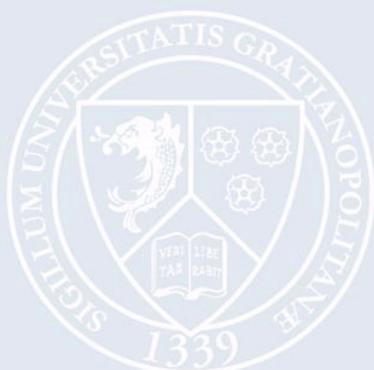
Professeur des universités, Grenoble, Directeur de thèse

**M. Tan Phu VUONG**

Professeur des universités, Grenoble, Co-directeur de thèse

**M. Mathieu HUCHARD**

Ingénieur, Torino, Co-encadrant





“Quando a gente acha que tem todas as respostas,  
vem a vida e muda todas as perguntas”

**Luis Fernando Veríssimo**



## Remerciements

Je tiens tout d'abord à remercier mon directeur de thèse le professeur Fabien NDAGLJIMANA d'avoir accepté de diriger mes recherches. Sa participation active, l'intérêt particulier qu'il a porté envers mon projet de thèse et la confiance qu'il m'a accordée ont été primordiales durant cette étude

Je tiens à remercier mon co-directeur de thèse Tan Phu VUONG, que je connais depuis 2007 et qui a fait toujours confiance à mon travail, pour son soutien continu, sa grande disponibilité et ses précieux conseils.

Je remercie également mon co-encadrant Mathieu HUCHARD et je tiens à souligner la qualité et la pertinence de ses observations, sa grande rigueur scientifique et son investissement dans cette étude.

Un grand merci à Nicolas Corrao et à Anthony Guiotto pour leur disponibilité et leurs compétences qui m'ont beaucoup aidé lors de mes manipulations, mes mesures RF et la construction de mon bloc en béton.

Je remercie tous mes amis qui m'ont encouragé au cours des mois de rédaction, en particulier Ariana et Gustavo qui m'ont aidé et soutenu pendant ma période de rédaction à São Paulo.

Je remercie également mes collègues de l'IMEP-LAHC : Vitor, Mauricio, Aline, Vincent, Flora, Marco, Marcus, Leonce, Karim, Pierre, Fatima... les permanents, post-doc, thésards et stagiaires pour la bonne ambiance de travail et les moments partagés.

Je remercie chaleureusement ma famille, tout particulièrement mes parents Nogueira et Elisabeth, mon frère Markus, ma sœur Aluska, mon neveu João Davi et mon beau-frère Graham, qui malgré la distance m'ont toujours fortement soutenu.

Pour terminer, je dédie ce manuscrit à mon amour Marcio. Il a su me soutenir et m'encourager dans les moments les plus difficiles et sait plus que quiconque les problèmes rencontrés pendant la thèse. Il a également su se montrer patient et compréhensif notamment pendant ces trois ans.



## Table de matière

Table de Figures .....	10
Table de Tableaux .....	13
Liste des acronymes .....	14
Introduction Générale.....	15
1. Etat de l'art des techniques et systèmes de localisation .....	19
1.1. Introduction .....	19
1.2. Principales méthodes de mesure de distance ou d'angles par ondes radios .....	22
1.2.1. Identifiant de cellule (CID).....	22
1.2.2. Angle d'arrivée (AoA) .....	22
1.2.3. Temps d'arrivée (ToA) .....	23
1.2.4. Différentiel d'arrivée (TDoA) .....	24
1.2.1. Technique basée sur les empreintes.....	25
1.2.2. Indicateur de puissance de signal reçu (RSSI) .....	25
1.2.3. Synthèse des techniques de radiolocalisation .....	27
1.3. Algorithmes de localisation.....	28
1.3.1. Trilatération et multilatération .....	28
1.3.2. Triangulation .....	29
1.4. Exemples de systèmes de radiolocalisation .....	30
1.4.1. Positionnement par satellites .....	30
1.4.2. RADAR .....	32
1.4.3. Localisation en temps réel (RTLS).....	33
1.4.4. Autres exemples de systèmes de localisation.....	33
1.5. Conclusion .....	36
2. Scénario de propagation radio basée sur le RSSI.....	39
2.1. Introduction .....	39
2.2. Environnement de propagation .....	40
2.2.1. L'affaiblissement .....	40
2.2.1. L'effet de masquage.....	41
2.2.2. L'atténuation rapide.....	41
2.2.3. Récapitulatif des effets de la propagation sur la localisation basée en RSSI .....	41
2.3. Cahier des charges pour une antenne optimisée au sens du scénario précédent. ....	42
2.4. Antennes pour les systèmes de localisation à 2.4GHz.....	43

## Table de matière

2.4.1.	Dipôle .....	43
2.4.2.	Antenne hélice .....	45
2.4.3.	Antenne à cavité céramique .....	45
2.4.4.	IFA et PIFA .....	47
2.4.1.	Antenne patch.....	48
2.5.	Conclusion .....	50
3.	Etude et caractérisation d'un système de localisation en temps réel (RTLS) basée sur RSSI 54	
3.1.	Introduction .....	54
3.2.	Cadre d'étude.....	55
3.3.	Simulation et caractérisation électromagnétique de la luciole avec antenne à cavité céramique .....	57
3.4.	Caractérisation en champs proche.....	61
3.4.1.	Plastique.....	61
3.4.2.	Verre.....	63
3.4.3.	Béton .....	65
3.4.4.	Métal .....	67
3.4.5.	Comparaison entre les supports .....	70
3.5.	Conclusion .....	72
4.	Solutions pour le cahier de charge : Plan réflecteur et multi-antennes. ....	74
4.1.	Introduction .....	74
4.2.	Plan réflecteur .....	75
4.2.1.	Distance « D » entre le plan métallique et le boîtier .....	77
4.2.2.	Dimension du plan métallique .....	78
4.2.3.	Luciole sur un plan réflecteur posé sur un coin en béton.....	82
4.3.	Solution multi-antennes.....	92
4.3.1.	Multi-antennes et les méthodes de post-traitement .....	92
4.3.2.	PIFAs .....	94
4.3.3.	IFA+Patch.....	98
4.4.	Conclusion .....	105
5.	Evaluation des systèmes proposés en différents scénarios.....	107
5.1.	Introduction .....	107
5.2.	Scénario pour la solution avec plan réflecteur .....	108
5.3.	Scénario pour la solution avec diversité d'antennes .....	111
5.3.1.	Scénarios en variant la distance $d$ entre les tags .....	116

## Table de matière

5.3.2.	Scénarios en variant les hauteurs des tags .....	119
5.4.	Conclusion .....	124
6.	Localisation dans un environnement réel .....	126
6.1.	Introduction .....	126
6.2.	Présentation du scénario de mesure .....	127
6.2.1.	Vue d'ensemble.....	127
6.2.2.	Déplacement du mobile .....	128
6.3.	Mesures.....	131
6.4.	Comparaison des tous les systèmes.....	135
6.5.	Conclusion .....	140
	Conclusion Générale et Perspectives.....	142
	Annexe A .....	144
A.1.	Protocole de mesure.....	144
A. 1.1.	Matériel.....	144
A. 1.2.	Automatisation .....	144
A.1.	Calibration du gain .....	145
A. 2.1.	Gain de l'antenne .....	145
A. 2.2.	Pertes dans le circuit d'alimentation .....	146
A.3.	Diagramme de rayonnement.....	147
A. 3.1.	Diagramme.....	147
A. 3.2.	Repère .....	147
A.4.	Mesures .....	148
A.4.1.	Coordonnées polaires .....	148
A.4.2.	Coordonnées cartésiens .....	149

## Table de Figures

Figure 1 - Principe de la méthode Cell-ID	22
Figure 2 - Localisation exploitant les AoA	23
Figure 3 - Exemple d'un système ToA	23
Figure 4 - Localisation avec TDoA	24
Figure 5 – Localisation par trilatération à partir de trois mesures RSSI des références 1, 2 et 3.	26
Figure 6 - Echelle et résolution pour chaque méthode de radiolocalisation	28
Figure 7 - Principe de la trilatération	29
Figure 8 - Principe de la triangulation : (a) Localisation à distance (b) Auto-localisation	29
Figure 9 - Diagramme fonctionnel d'un radar	32
Figure 10 - Effets du canal de propagation	41
Figure 11 - Répartition du courant le long d'un dipôle	44
Figure 12 - Antenne monopôle	44
Figure 13 - Antenne Hélice	45
Figure 14 - Antenne à cavité céramique	45
Figure 15 - Exemple d'antennes à cavité céramique	46
Figure 16 - Structure de l'antenne IFA	47
Figure 17 - Antenne PIFA élémentaire	48
Figure 18 - Configuration d'antennes patch triangulaire avec fentes	49
Figure 19 - Solution Fireflies pour la localisation	56
Figure 20 - Simulation de l'antenne à cavité céramique + PCB + pile	58
Figure 21 - Boîtier en plastique de la luciole (a) réel (b) et (c) simulé	59
Figure 22 - Comparaison des diagrammes de rayonnement en simulation de la luciole	59
Figure 23 - Comparaison de diagrammes de rayonnement entre simulations et mesure	60
Figure 24 - $ S_{11} $ en dB de la luciole en simulation	60
Figure 25 - Luciole placée avec un support en plastique de 250mm x 250mm x 20mm	61
Figure 26 - $S_{11}$ en dB obtenu avec le support en Plastique	62
Figure 27 - Luciole avec un support en Verre de 250mm x 250mm x 20mm et ses caractéristiques	63
Figure 28 - $S_{11}$ en dB obtenu avec le support en Verre	64
Figure 29 - Luciole avec un support en béton de 250mm x 250mm x 20mm et ses caractéristiques	66
Figure 30 - $S_{11}$ en dB obtenu avec le support en béton	66
Figure 31 - Luciole avec un support en métal de 250mm x 250mm x 20mm et ses caractéristiques	68
Figure 32 - $S_{11}$ en dB obtenu avec le support en métal	68
Figure 33 - Conservation d'énergie dans une antenne	71
Figure 34 - Représentation de l'effet de la réflexion	75
Figure 35 - Représentation de l'effet de la diffraction	76
Figure 36 - Système avec plan métallique + luciole (a) vu supérieur avec paramètres (b) vu en perspective	76
Figure 37 - $S_{11}$ en dB avec la variation de la distance entre le boîtier et le plan métallique "D"	77
Figure 38 – Diagramme de rayonnement 2D avec la variation de la distance entre le boîtier et le plan métallique "D" : (a) Plan XoY (b) Plan XoZ	77
Figure 39 - Diagramme de rayonnement 2D avec la variation de la taille du plan métallique carré (a) Plan XoY (b) Plan XoZ	78
Figure 40 - Nouvelle position du boîtier par rapport au plan métallique pour optimisation de taille	79
Figure 41 - Diagramme de rayonnement 2D avec la variation optimale de la dimension "B" du plan métallique avec "A" = 120mm et "D" = 0 sur les (a) Plan XoY et (b) Plan XoZ	80
Figure 42 - Version finale du dimensionnement du plan métallique après optimisation	80

## Table de Figures

Figure 43 - Diagramme de rayonnement 3D de la version finale du dimensionnement du plan métallique	81
Figure 44 - Diagramme de rayonnement 2D sur les plans XoY et XoZ de la version finale du dimensionnement du plan métallique	81
Figure 45 - Luciole sur en plan métallique posé sur un coin de mur	82
Figure 46 - Diagramme de rayonnement en 2D en fonction de la distance entre la luciole et un coin de mur.	83
Figure 47 – Gain Maximale du système avec différentes distances "G" pour "A" =120mm et "B"=80mm	83
Figure 48 - Diagramme de rayonnement 2D du système complet	84
Figure 49 - Diagramme de rayonnement pour comparaison entre l'épaisseur du mur	84
Figure 50 - Position de la luciole par rapport au plan réflecteur	85
Figure 51 - Diagramme de rayonnement pour comparaison de la position de la luciole	85
Figure 52 - Scénario de la mesure de diagramme de rayonnement dans la chambre anéchoïde	86
Figure 53 - Gain de l'antenne cornet. La ligne verticale rose représente la fréquence de mesure de notre dispositif.	88
Figure 54 - Support en bois pour les mesures de diagramme de rayonnement	88
Figure 55 - Système de mesure en chambre anechoïde	89
Figure 56 - Analyse de l'influence du plan métallique sur le diagramme de rayonnement quand le système est posé sur un coin en béton	91
Figure 57 - Principe du post-traitement de sélection mis en œuvre pour traiter le niveau de puissance en réception par l'effet de la diversité d'antennes.	93
Figure 58 - Dimensions des antennes PIFAs (a) latérales et (b) supérieure	95
Figure 59 - Antennes PIFAs fixées sur le boîtier en plastique	95
Figure 60 - Vues du système 2 IFAs + Patch	98
Figure 61 - Dimensions de chaque antenne du système IFA + Patch	99
Figure 62 - Antennes IFA + Patch avant pliage (Conformation à plat)	99
Figure 63 - Mesure du paramètre S de chaque antenne du système plat	100
Figure 64 - Système IFAs + Patch. Conformation avec substrat plié.	100
Figure 65 - Mesure du paramètre S de chaque antenne du système plié sans boîtier	101
Figure 66 - Système d'antennes conformé et plié dans le boîtier	101
Figure 67 - Scénario trajet direct 2D	108
Figure 68 - Scénario trajet direct 3D	109
Figure 69 - Estimation de la distance référence-mobile lorsque le mobile se déplace sur la trajectoire.	110
Figure 70 - Configuration de scénario avec multi-trajets	111
Figure 71 - Composants des champs E avec les angles de projection des champs dus aux trajets réfléchis par rapport au champ E du trajet direct	112
Figure 72 - Loi de Snell pour le champ électrique polarisé perpendiculairement (a) et parallèlement (b) au plan d'incidence	114
Figure 73 - Scénario de mesure	127
Figure 74 - Photo panoramique du scénario de mesure (couloir de l'IMEP)	128
Figure 75 - Robot RP6 utilisé pour faire les déplacements des antennes tag	128
Figure 76 - Robot RP6 + support en carton + tags	130
Figure 77 - Programmation du déplacement du robot RP6 en langage C	131
Figure 78 - Tableau avec les valeurs de RSSI pour chaque mesure	132
Figure 79 - Tableau initial du post traitement des mesures	133
Figure 80 - Tableau final du post traitement des mesures	134
Figure 81 - Antennes PIFAs fixées au support en carton	136
Figure 82 - Antennes IFAs + Patch fixées au support en carton	138
Figure 83 - Schéma du bilan de liaison.	145
Figure 84 - Mesure de la puissance pour la calibration	146

## Table de Figures

<i>Figure 85 - Convention de repère utilisé pour l'orientation des lucioles</i>	<u>147</u>
<i>Figure 86 - Convention de repère utilisé pour l'orientation des lucioles boitier</i>	<u>148</u>

## Table de Tableaux

Tableau 1 - Récapitulatif des techniques de radiolocalisation	27
Tableau 2 – Principaux systèmes GNSS et leurs satellites	31
Tableau 3 – Autres exemples de systèmes de localisation	34
Tableau 4 - Systèmes actuelles de positionnement indoor	35
Tableau 5 - Caractéristiques de l'antenne Würth	57
Tableau 6 - Dimensions de l'antenne à cavité céramique Würth et de l'antenne simulé	57
Tableau 7 - Diagramme de rayonnement obtenu avec le support en plastique	63
Tableau 8 - Diagrammes de rayonnement obtenus avec le support en verre	65
Tableau 9 - Diagramme de Rayonnement obtenus avec le support en béton	67
Tableau 10 - Diagramme de Rayonnement avec le support en métal	69
Tableau 11 - Diagramme 2D (XoY) des différents supports	70
Tableau 12 - Caractéristiques de rayonnement pour différents supports	71
Tableau 13 - Comparaison entre le Gain et F/B ratio des différents tailles de plan métallique carré	79
Tableau 14 - Comparaison entre le Gain et F/B ratio des différents tailles de plan métallique optimisé	80
Tableau 15 - Caractéristiques plus détaillés des câbles et de l'antenne cornet	87
Tableau 16 - Résultat de simulations et mesures	90
Tableau 17 - Coefficients de réflexion des antennes PIFAs avec le boîtier	96
Tableau 18 - Diagramme de rayonnement des antennes PIFAs	97
Tableau 19 - Coefficients de réflexion et transmission du système IFAs + Patch plié dans le boîtier	102
Tableau 20 - Diagramme de rayonnement des antennes IFAs et Patch pour la conformation repliée dans le boîtier.	104
Tableau 21 - Simulation d'un scénario de localisation avec $d=3m$	116
Tableau 22 - Erreur quadratique moyenne de la localisation pour $d=3m$	117
Tableau 23 - Simulation d'un scénario de localisation avec $d=5m$	117
Tableau 24 - Erreur quadratique moyenne de la localisation pour $d=5m$	118
Tableau 25 - Simulation d'un scénario de localisation avec $d=15m$	118
Tableau 26 - Erreur quadratique moyenne de la localisation pour $d=15m$	119
Tableau 27 - Synthèse des EQM pour $hr=2m$ et $hm=1m$	119
Tableau 28 - Simulation d'un scénario de localisation avec $d=5m$ , $hr=hm=2m$	120
Tableau 29 - Simulation d'un scénario de localisation avec $d=15m$ , $hr=2m$ et $hm=1,5m$	121
Tableau 30 - Simulation d'un scénario de localisation avec $d=15m$ , $hr=2,5m$ et $hm=1,5m$	122
Tableau 31 - Simulation d'un scénario de localisation avec $d=15m$ , $hr=2,5m$ et $hm=1m$	123
Tableau 32 - Synthèse des EQM pour $d=5m$	124
Tableau 33 - Caractéristiques du robot RP6	129
Tableau 34 - Correspondances de chaque colonne de la Figure 79	133
Tableau 35 - Correspondances de chaque colonne de la Figure 80	135
Tableau 36 - Localisation de la luciole avec antenne à cavité céramique	136
Tableau 37 - Localisation des tags avec les antennes PIFAs	137
Tableau 38 - Localisation des tags avec les antennes IFAS + Patch	138
Tableau 39 - Erreur moyenne quadratique de chaque système d'antennes	139

## Liste des acronymes

CID	Identifiant de cellule
AoA	Angle d'arrivée
ToA	Temps d'arrivée
TDoA	Différentiel d'arrivé
RSSI	Indicateur de puissance de signal reçu
PLF	<i>Polarization Loss Factor</i>
GPS	<i>Global Positioning System</i>
Egnos	<i>European Geostationary Navigation Overlay Service</i>
UWB	<i>Ultra wideband</i>
RTLS	Système de localisation en temps réel
IFA	<i>Inverted-F Antenna</i>
PIFA	<i>Planar Inverted-F Antenna</i>
EQM	Erreur quadratique moyenne

## **Introduction Générale**

L'utilisation des ondes radiofréquences pour la localisation des navires ou des avions est apparue au début du XXe siècle et n'a cessé de se sophistiquer au cours du siècle, améliorant couverture, précision, fiabilité et coût. Plus récemment, avec la révolution de l'électronique nomade grand public. Nous avons vu les applications de radiolocalisation apparaître dans notre quotidien. Par exemple le GPS pour la voiture pour guider le conducteur, ou dans de nombreux processus industriels, par exemple pour le transport et stockage de marchandises.

Les applications de la radiolocalisation sont très nombreuses. Elles se développent par exemple dans le domaine des soins à la personne, à l'hôpital ou pour le maintien de personnes dépendant à domicile, ou pour la garde des enfants, dans le domaine de la logistique pour automatiser la production, le stockage et le transport de biens industriels ou encore dans le domaine de la sécurité publique et de la défense.

L'objectif de la radiolocalisation est de connaître la position aussi précisément que possible d'un mobile (une personne ou un objet) dans un périmètre donné. Cet environnement peut être vaste comme dans les milieux ruraux ou limité comme dans les bâtiments [1].

Parmi les différents principes de radiolocalisation, la technique du RSSI [2][3] est utilisée dans différentes applications en raison de sa simplicité et son faible coût, mais sa précision peut être dégradée par les effets du canal de propagation. Dans un bâtiment par exemple, les ondes radios sont diffractées, réfléchies, réfractées par les murs, les meubles, ou encore les personnes que s'y déplacent. Ces effets provoquent des trajets multiples qui interfèrent entre eux et perturbent le niveau de signal. Un autre facteur qui dégrade la précision de la localisation est l'antenne. Les deux caractéristiques de l'antenne les plus importantes pour la localisation basée sur le RSSI sont le diagramme de rayonnement et sa polarisation [4]. La non-isotropie du diagramme de rayonnement et le non-alignement des polarisations entre les antennes communicantes peuvent induire des erreurs significatives pendant le calcul de la position de l'objet que l'on souhaite localiser.

Dans ce contexte, l'objectif de cette étude est de rechercher des solutions au niveau de l'antenne du dispositif afin de minimiser les effets des phénomènes qui dégradent la précision de la localisation. Ces phénomènes peuvent être dus à l'antenne ou à l'environnement. En ce qui concerne l'antenne, nous avons l'influence de non-isotropie du diagramme de rayonnement et le non-alignement de la polarisation des

## Introduction Générale

antennes communicantes. Et par rapport à l'environnement, les atténuations rapides dues aux multi-trajets sont aussi des facteurs qui dégradent la précision de la localisation.

Nous montrons que pour répondre au besoin de notre application, l'antenne idéale doit présenter les caractéristiques suivantes :

- Un diagramme de rayonnement isotrope.
- S'intégrer au mieux au dispositif en termes de miniaturisation et de facteur de forme.

De plus, nous verrons que la mise en œuvre d'une configuration multi-antenne à diversité peut permettre de minimiser l'impact des atténuations rapides dues aux multi-trajets.

La conception d'une antenne présentant l'ensemble de ces caractéristiques n'est pas physiquement réalisable, notre approche consiste donc à proposer des solutions s'en approchant au mieux puis à les évaluer en simulation et expérimentalement dans le contexte de notre application de localisation.

Cette étude a été réalisée dans le cadre d'un partenariat avec la société Fireflies qui développe un système de localisation RSSI, ainsi cette étude s'appuie essentiellement sur ce système spécifique, que ce soit pour les solutions d'antennes proposées ou pour leurs évaluations. Cependant la plupart des conclusions peuvent se généraliser et les propositions d'antennes peuvent être transposées à d'autres dispositifs.

Ce mémoire reprend les points ci-dessus et s'articule autour des six chapitres suivants.

Au cours du premier chapitre après une brève introduction de la radiolocalisation et ses applications, nous donnons un aperçu des principales méthodes de mesure de distance ou d'angles pour les ondes radio ainsi que les algorithmes de localisation triangulation et trilatération. Pour conclure, nous donnons des exemples de systèmes de localisation qui sont utilisés actuellement.

Dans le chapitre deux, nous étudions les effets de la propagation des ondes électromagnétiques sur la localisation en utilisant la technique RSSI (méthode qui utilise la puissance reçue associée à un modèle de propagation dans l'environnement) : l'affaiblissement, l'effet de masquage et l'atténuation rapide. Ensuite, nous posons un cahier de charges afin de concevoir une antenne optimisée pour ce type de localisation. Et enfin, quelques structures d'antennes existant dans la littérature pour cette application sont abordées.

## Introduction Générale

Le chapitre trois présente l'étude et la caractérisation d'un système de localisation en temps réel basé sur le RSSI, ce système est notre cas d'étude et son antenne à cavité céramique sera caractérisée. Ensuite, une analyse sera faite par rapport à l'influence du champ proche du support où le dispositif sera fixé : plastique, verre, béton et métal.

Le chapitre quatre, nous décrivons différentes solutions pour la problématique de localisation RTLS basé sur le signal RSSI. D'abord, nous avons proposé l'utilisation d'un plan réflecteur pour obtenir un diagramme de rayonnement plus uniforme et pour minimiser l'influence du support de fixation du dispositif, ce plan réflecteur a été simulé, optimisé, et mesuré. Ensuite, deux systèmes multi-antennes ont été conçus, simulés et réalisés. Le premier est composé de trois antennes PIFAs (*planar inverted-F antenna*) et l'autre est composé de deux antennes IFAs (*inverted F-antenna*) et une antenne patch triangulaire avec des fentes). Ces antennes sont susceptibles de conduire à des systèmes à diversité. Leurs caractéristiques simulées ou mesurées sont détaillées.

Dans le chapitre cinq nous donnons des exemples de scénarios en simulation pour évaluer les systèmes développés. D'abord, nous utilisons un scénario en espace libre pour évaluer le plan réflecteur. Et ensuite, nous avons simulé un scénario qui prend en compte les multi-trajets dus au sol et au plafond afin de vérifier l'amélioration apportée par les systèmes multi-antennes pour la localisation.

Dans le sixième et dernier chapitre nous décrivons une mesure expérimentale de la localisation du dispositif dans un contexte réaliste. Nous avons utilisé un robot semi-automatique pour automatiser le déplacement du dispositif afin de pouvoir calculer sa position dans un couloir. Cette mesure a été faite pour comparer les trois systèmes, le dispositif original, les PIFAs et enfin les IFAs avec l'antenne patch et une évaluation de l'amélioration apportée de chaque dispositif a été réalisé.

**Bibliographie – Introduction Générale**

- [1] H. Hashemi. The indoor radio propagation channel. Proceedings of the IEEE, Volume: 8, Issue: 7, Pages: 943 - 968, July 1993.
- [2] Rong-Hou Wu ; Yang-Han Lee ; Hsien-Wei Tseng ; Yih-Guang Jan ; Ming-Hsueh Chuang, “Study of characteristics of RSSI signal”, IEEE International Conference on Industrial Technology, 2008. ICIT 2008. Page(s): 1- 3
- [3] Zhen Fang ; Zhan Zhao ; Geng, Daoqu ; Yundong Xuan ; Du, Lidong ; Xunxue Cui, “RSSI variability characterization and calibration method in wireless sensor network”, IEEE International Conference on Information and Automation (ICIA), 2010, Page(s): 1532 - 1537
- [4] Xu Huang ; Barralet, M. ; Sharma, D. “Behaviors of Antenna Polarization for RSSI Location Identification”, International Conference on Networks Security, Wireless Communications and Trusted Computing, 2009. NSWCTC '09. Volume: 1, Page(s): 151 - 154

# 1. Etat de l’art des techniques et systèmes de localisation

## 1.1. Introduction

Un système de localisation implique sur une infrastructure contenant un ensemble des capteurs permettant d’obtenir les informations nécessaires. Ces informations sont transmises à une partie intelligente permettant de traiter les données acquises et d’extraire l’information nécessaire pour déterminer la position. Les capteurs peuvent être classés en deux types : Les capteurs de référence, ce sont de capteurs fixes. Leurs positions sont connues. Les capteurs mobiles, ce sont des capteurs fixés sur les objets que nous souhaitons localiser.

Le traitement des données peut être effectué à un emplacement dédié du réseau ou au niveau de l’objet mobile à localiser. Dans le premier cas le procédé est appelé localisation tandis que dans le deuxième il est connu sous le nom de positionnement [1].

Nous nous intéressons à la radiolocalisation [2][3][4] qui est une technique permettant de connaître la position d’un mobile (une personne ou un objet) dans un environnement donné.

Les systèmes de radiolocalisation sont ainsi utilisés dans plusieurs domaines pour différentes applications. Les applications sont par exemple :

### 1. Domaine médical

On utilise les systèmes de radiolocalisation sur des personnes qui souffrent de pertes de mémoire ou plus généralement sur les personnes qui présentent un risque de ne pas retrouver leur chemin au cas où elles se perdraient, à cause de par exemple de la maladie d’Alzheimer.

### 2. Surveillance des enfants

On peut aussi utiliser ces systèmes pour la surveillance des enfants de manière à les retrouver plus facilement en cas de problème.

### 3. Le domaine aérien

Les radars de contrôles aériens sont des instruments utilisés pour repérer, suivre et guider les avions dans l’espace de vol autour d’un aéroport ou dans des régions plus vastes.

### 4. Sécurité publique

Le service 911 en Amérique du nord utilise ces systèmes pour identifier plus rapidement l’endroit où se trouvent les personnes munies d’un téléphone cellulaire,

prises dans un accident et qui ne connaissent pas toujours leur position. Plusieurs automobiles sont aujourd’hui équipées de récepteurs GPS et sont donc retrouvées plus facilement par la police en cas de vol.

#### 5. Logistique

Par exemple, dans les entreprises, avec un système de stockage complexe, il est important de trouver rapidement les marchandises cherchées. Aussi sur la gestion de conteneurs, de marchandise en vrac ou d’un colis à l’aéroport, dans les ports, etc.

#### 6. Domaine militaire

Ils servent essentiellement à l’espionnage ou au suivi de missions militaires.

Deux méthodes sont généralement utilisées pour faire de la radiolocalisation : la triangulation et la trilatération. La méthode de triangulation consiste à calculer la position d’un mobile par l’intersection de trois cercles et la méthode de trilatération à la place des distances, elle utilise les angles. Les principales techniques basées sur ces méthodes sont expliquées dans la section suivante. Toutes ces techniques reposent sur un même principe mais peuvent être implantées en suivant deux approches différentes : l’approche ascendante et l’approche descendante. Dans l’approche ascendante, le mobile est l’émetteur et sa localisation est effectuée au niveau d’un serveur central fixe. La majorité des techniques basées sur la triangulation utilise généralement cette approche. Par contre, dans l’approche descendante, le mobile est le récepteur et sa localisation se fait à son propre niveau. Le GPS, par exemple, utilise cette approche. Les techniques utilisant les empreintes peuvent utiliser l’une ou l’autre des deux approches.

À la réception du ou des signaux RF, on mesure les paramètres qui vont servir à la localisation. Ces paramètres peuvent être, selon la technique utilisée, la puissance des signaux, l’angle d’arrivée des signaux, le temps d’arrivée des signaux ou encore les différences des temps d’arrivée des signaux. Ces paramètres constituent les entrées de l’algorithme de localisation qui donnera la position estimée du mobile. L’algorithme dépend de la technique de localisation utilisée. Ces techniques seront étudiées sur la section 1.2.

La précision de la position estimée du mobile peut être influencée par différents facteurs, nous pouvons citer par exemple :

- L’estimation des paramètres de localisation, due à l’imprécision des appareils de mesures, les bruits, etc.
- L’algorithme de localisation utilisé, surtout en milieu interne avec plusieurs obstacles, le signal est souvent soumis à les phénomènes de

réflexion, de diffusion et de réfraction que résultent sur des différentes versions du signal original que peuvent s’additionner de façon constructives ou destructives que résultent sur les multi trajets.

Nous allons dans la suite de ce chapitre montrer les différentes techniques de radiolocalisation et les principaux systèmes de localisation actuelle qui sont utilisées pour différents échelles, comme l’échelle globale de la planète, ou dans un bâtiment, ou au milieu rural par exemple.

## 1.2. Principales méthodes de mesure de distance ou d'angles par ondes radios

Les techniques plus utilisés pour la localisation sont : Identifiant de cellule (*Cell ID - CID*), l'angle d'arrivée (*Angle of Arrival - AoA*), intensité du signal reçu (*Received Signal Strength - RSS*), le temps d'arrivée (*Time of Arrival - ToA*) et la différence de temps d'arrivée (*Time difference of Arrival - TDoA*). Dans cette section, ces méthodes seront présentées avec ses avantages et ses inconvénients.

### 1.2.1. Identifiant de cellule (CID)

Identifiant de cellule aussi appelé de Cell ID et CID est le système de localisation le plus simple et aucun calcul n'est utilisé pour déterminer la position, mais la précision dépend de la taille des cellules, et peut être très faible dans de nombreux cas (le diamètre de la cellule GSM est compris entre 2km et 20km).

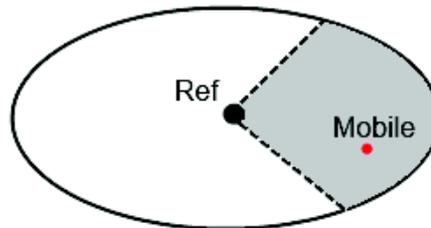


Figure 1 - Principe de la méthode Cell-ID

Cette méthode consiste à identifier au niveau du réseau la cellule dans laquelle l'objet mobile se trouve et lui transmettre la position connue dans la station de base qui dessert la cellule, comme sur la Figure 1, où *M* est le récepteur à localiser et *Ref* est la référence émettrice.

### 1.2.2. Angle d'arrivée (AoA)

La technique de l'angle d'arrivée (*angle of arrival - AoA* en anglais) est basée sur l'exploitation des angles des signaux émis par le tag mobile à au moins deux tags de référence. La position du mobile est donnée par l'intersection des droites passant par chaque référence et d'angle les AoA calculés par rapport à une référence arbitraire. La dimension de chaque faisceau augmente avec la distance par rapport à l'émetteur, ce que résulte à des erreurs plus importantes. Et si l'émetteur se trouve sur la même ligne des deux récepteurs, l'estimation de la position n'est plus possible et un autre récepteur supplémentaire est nécessaire pour réaliser la localisation. [5]

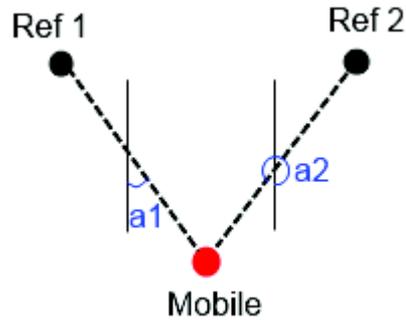


Figure 2 - Localisation exploitant les AoA

Le principal inconvénient de la technique AoA est la nécessité de disposer de réseaux d’antennes qui augmentent la taille et les coûts des équipements [1][6]. L’autre point négatif est la forte influence des trajets multiples sur la précision de l’estimation [7].

### 1.2.3. Temps d’arrivée (ToA)

La technique de temps d’arrivée (*time of arrival – ToA en anglais*) est basée sur le principe que les ondes électromagnétiques se propagent à une vitesse  $c$  constante en espace libre (célérité de la lumière). A partir du temps  $t$  mis pour que le signal direct arrive de l’émetteur au récepteur et en sachant la vitesse de propagation, la distance  $d$  que sépare les capteurs est obtenue directement par l’équation ( 1 ) [8] :

$$d = c \cdot t \quad ( 1 )$$

Il existe deux classes de techniques : « l’aller simple » et « l’aller-retour ». La première catégorie exige une parfaite synchronisation entre l’émetteur et le récepteur et est utilisée dans le cas des réseaux cellulaires et des communications satellitaires. Elle consiste en envoyer dans le signal transmis l’instant de l’émission et la position du pont de référence de l’émetteur. Tandis que la seconde ne nécessite pas de synchronisation et le signal envoyé par le point de référence est renvoyé par l’objet désirant se localiser avec le temps qui a été utilisé pour traiter et retransmettre l’information.

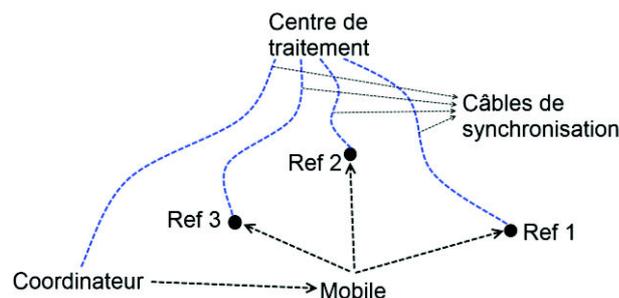


Figure 3 - Exemple d’un système ToA

L’inconvénient majeur de cette technique est la nécessité d’une synchronisation temporelle efficace entre les points de référence et le récepteur. Un défaut de synchronisation résulte à des erreurs dans le calcul du temps pris par le signal et en conséquence conduit à des erreurs de localisation.

#### 1.2.4. Différentiel d’arrivée (TDoA)

Contrairement à la technique ToA, la technique *TDoA* (*time difference of arrival* en anglais) n’a pas besoin de synchronisation entre l’émetteur et le récepteur, mais il y a synchronisation entre plusieurs récepteurs avec des positions connues. Ces systèmes sont basés sur l’exploitation de la différence du temps d’arrivée entre les éléments de deux ou plusieurs paires de récepteurs. La TDoA entre les éléments d’un couple de récepteurs  $ij$  est exprimé sous la forme de la formule ( 2 ). Une façon d’accéder à la *TDoA* est de mesurer le retard des signaux arrivant au niveau de chaque récepteur et effectuer leur différence [9].

$$TDoA_{ij} = \tau_i - \tau_j = \frac{d_i - d_j}{c} = \frac{d_{ij}}{c} \quad (2)$$

Avec  $c$  la vitesse de propagation des ondes dans le milieu considéré et  $d$  la distance de chaque trajet.

Pour chaque mesure *TDoA*, l’émetteur doit se trouver sur une hyperbole avec une différence de distance constante entre les deux unités de mesure [10]. Une localisation 2-D peut être estimée à partir des deux intersections de deux ou plusieurs mesures *TDoA*, comme indiqué dans la Figure 4. Deux hyperboles sont formées à partir de mesures de temps d’arrivée à partir des récepteurs A, B et C afin d’avoir le point d’intersection P.

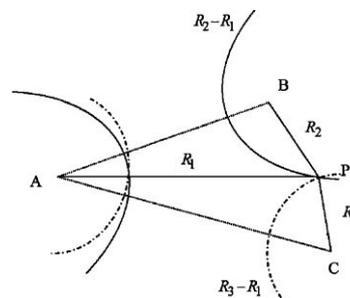


Figure 4 - Localisation avec *TDoA*

Comme généralement dans le cas des systèmes utilisant cette technique, les récepteurs ne sont pas synchronisés avec l’émetteur (comme la technique ToA) mais uniquement entre eux, la *TDoA* mesurée ainsi va inclure un offset qui sera en revanche identique à cause de la synchronisation entre les récepteurs. Une autre méthode

d’estimation de la *TDoA* est la corrélation entre les signaux reçus aux différents récepteurs, cette méthode est aussi appelée de Cross-Corrélation Généralisée (CCG) [11].

En résumé, la valeur de *TDoA* qui est une valeur de différence de temps sur deux récepteurs distincts peut être calculée par deux techniques différentes :

1. Soustraction de temps d’arrivée (*ToA*) de chacun des capteurs.
2. Corrélation de deux signaux provenant des capteurs.

Le principal inconvénient de cette méthode est que, dans les environnements avec la présence des multi-trajets les performances se dégradent considérablement [9][11].

### **1.2.1. Technique basée sur les empreintes**

La méthode de radiolocalisation basée sur le fait qu’en disposant de façon adéquate les émetteurs et/ou les récepteurs, chaque point d’un espace donné dispose d’une signature (les paramètres du ou des signaux reçus par un mobile à ce point) unique. Pour utiliser cette technique il faut d’abord construire une base d’empreintes en faisant une maillage de la surface totale de localisation pour avoir un certain nombre de points sur tout l’espace de test. Ensuite il faut faire la localisation proprement dite, avec les valeurs de paramètres de localisation identiques à ceux utilisés dans la phase de maillage et finalement avec un algorithme de jumelage la détermination de la position réelle du mobile est possible. Les principaux algorithmes utilisés sont les réseaux de neurones, la méthode du voisin le plus proche ou encore des algorithmes basés les probabilités conditionnelles.

Le principal avantage de la technique de radiolocalisation basée sur les empreintes réside dans le fait que le profil de propagation du signal par trajets multiples est incorporé comme information dans les empreintes [12].

### **1.2.2. Indicateur de puissance de signal reçu (RSSI)**

La méthode de l’indicateur de puissance de signal reçu appelé en anglais *Received Signal Strength Indication (RSSI)* est basée sur le calcul de la distance entre l’émetteur et le récepteur à partir de la puissance du signal reçu associée à un modèle de propagation dans l’environnement. En effet, la puissance du signal direct reçu par un récepteur est fonction de la distance  $d$  séparant l’émetteur et le récepteur. Elle est donnée par la formule ( 3 ) [13] :

$$\frac{P_r}{P_t} = G_r \cdot G_t \cdot PLF \cdot \left(\frac{\lambda}{4\pi d}\right)^2 \quad (3)$$

où  $P_t$  et  $P_r$  est la puissance du signal émis et reçu respectivement,  $G_t$  et  $G_r$  sont les gains respectifs des antennes de l’émetteur et du récepteur et  $d$  est la distance entre les deux antennes. Et le PLF est le « *polarisation loss factor* » qui quantifie les pertes par rapport au non alignement de polarisation de deux antennes.

Il faut au moins trois récepteurs pour déterminer la position en 2D. Cette technique peut utiliser la méthode de trilatération pour déterminer l'emplacement de l'unité mobile, telle que représentée sur la Figure 5. La méthode de la trilatération sera plus détaillée dans la section 1.3.1. Les cercles en pointillés indiquent des erreurs dans les mesures RSSI [14].

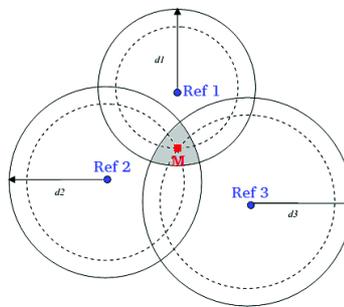


Figure 5 – Localisation par trilatération à partir de trois mesures RSSI des références 1, 2 et 3.

La méthode de RSSI est très utilisée pour les systèmes de localisation urbain, rural et aussi à l’intérieur. Le principal désavantage de l’utilisation du RSSI est l’imprécision de la localisation en présence de multi-trajets dans l’environnement. Par exemple, pour la géolocalisation indoor, il faut estimer les perturbations liées aux obstacles comme les murs, cloisons, vitres, équipements électromagnétiques, etc. Quand l’application est à l’extérieur les perturbations sont moindres et le calcul de l’atténuation est simplifié. Par conséquent, les algorithmes de positionnement basés sur le RSSI sont sensibles à l’estimation des paramètres de l’environnement.

Pendant cette thèse, le RSSI a été choisi comme technique de localisation, et plusieurs méthodes ont été appliquées pour réduire les effets des multi-trajets sur l’erreur de localisation.

### 1.2.3. Synthèse des techniques de radiolocalisation

Un résumé des principales techniques de radiolocalisation et leurs principaux avantages et inconvénients est donné dans le Tableau 1 extrait de [15]:

Tableau 1 - Récapitulatif des techniques de radiolocalisation

Technique de radiolocalisation	Avantages	Inconvénients
RSSI Puissance de signal reçu	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Coût d’implantation peu élevé</li> <li>- Disponibilité des modèles mathématiques d’atténuation</li> <li>- Algorithme de positionnement simple</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Nécessité d’avoir le trajet direct</li> <li>- Précision faible</li> <li>- Performance mauvaise dans un canal ayant un profil de propagation par trajets multiples sévère</li> </ul>
AoA Angle d’arrivée	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Moins de stations de base fixes nécessaires</li> <li>- Algorithme de positionnement simple</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Nécessité d’avoir le trajet direct</li> <li>- Coût d’implantation élevé</li> <li>- Précision faible</li> <li>- Performance mauvaise dans un canal ayant un profil de propagation par trajets multiples sévère</li> </ul>
TOA Temps d’arrivée	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Paramètres généralement bien estimés</li> <li>- Algorithme de positionnement simple</li> <li>- Précision plus élevée en milieu confiné</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Synchronisation d’horloge nécessaire entre le mobile et les stations de base</li> <li>- Nécessité d’avoir le trajet direct</li> <li>- Nécessité d’une résolution temporelle élevée au récepteur</li> </ul>
TDOA Différence des temps d’arrivée	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Paramètres généralement bien estimés</li> <li>- Algorithme de positionnement simple</li> <li>- Précision plus élevée en milieu confiné</li> <li>- Pas besoin de synchronisation d’horloge entre le mobile et les stations de base</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Nécessité d’avoir le trajet direct</li> <li>- Synchronisation d’horloge nécessaire entre les paires de stations de base</li> <li>- Nécessité d’une résolution temporelle élevée au récepteur</li> </ul>
Technique basée sur les empreintes	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Implantation facile</li> <li>- Prise en compte du profil de propagation par trajets multiples</li> <li>- Précision généralement plus élevée en milieu interne</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Ne peut être utilisé que dans un espace limité</li> <li>- Les performances se dégradent dans un canal non stationnaire</li> <li>- Les empreintes ne sont pas toujours uniques et répétitives</li> </ul>

Une autre façon de comparer ces systèmes est d’analyser la résolution de ces systèmes, et dans quelles échelles ils sont normalement employés. La Figure 6 fait un récapitulatif des techniques de localisation pour chaque environnement.

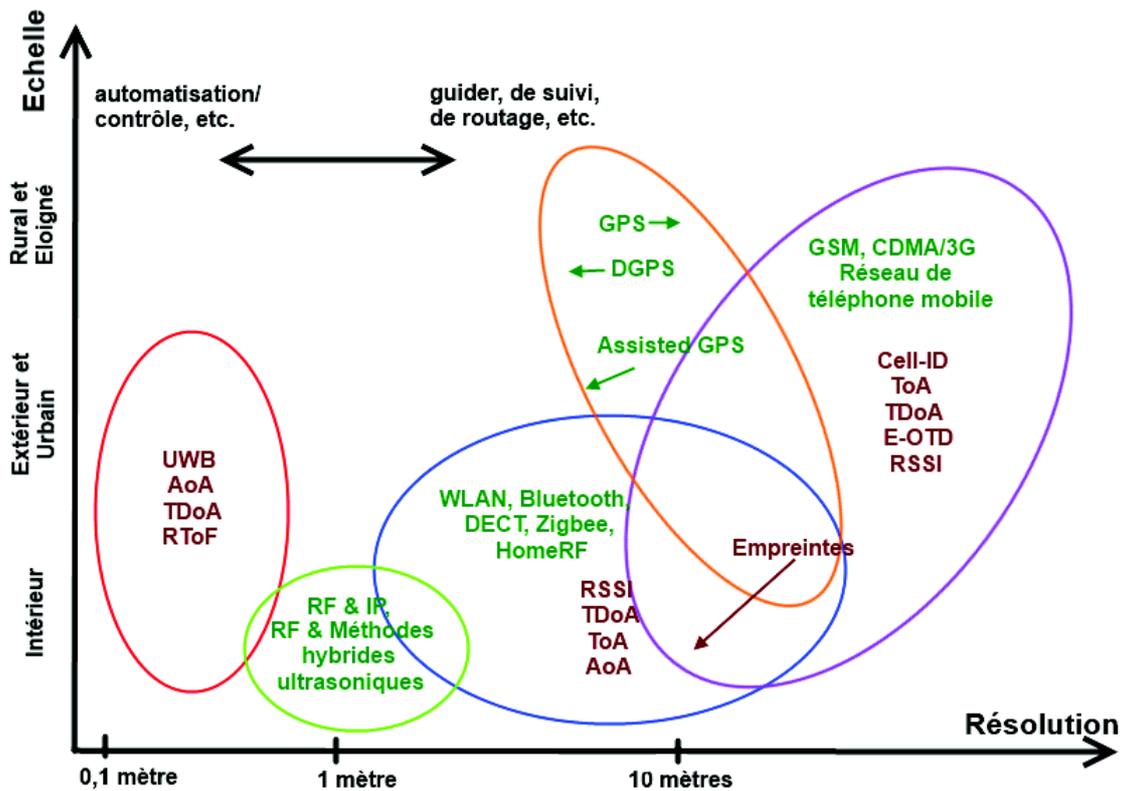


Figure 6 - Echelle et résolution pour chaque méthode de radiolocalisation

### 1.3. Algorithmes de localisation

Quand un mobile a suffisamment d’information de distances/angles et de positions, il peut calculer sa position. Pour cela, plusieurs méthodes sont utilisées. Le choix de la méthode de calcul de la position influe sur les performances finales du système de localisation. Ce choix dépend des informations disponibles et des ressources du processeur.

Les algorithmes plus utilisées seront discutées sur cette section : la trilatération, la multilatération et la triangulation. Et il existe d’autres méthodes comme le cadre englobant et la position centrale.

#### 1.3.1. Trilatération et multilatération

La trilatération est la méthode qui calcule la position d’un mobile par l’intersection de trois cercles, comme illustré sur la Figure 7.

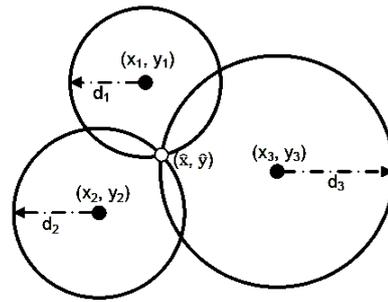


Figure 7 - Principe de la trilatération

$$(\hat{x} - x_n)^2 + (\hat{y} - y_n)^2 = d_n^2 \Leftrightarrow \hat{x}^2 + \hat{y}^2 - 2(\hat{x}x_n + \hat{y}y_n) + x_n^2 + y_n^2 - d_n^2 = 0$$

$(\hat{x}, \hat{y})$  : Position du mobile à localiser.

$(x_n, y_n)$  : Position des références fixes avec positions connus.

Dans les cas réels, les imprécisions des distances mesurées et des positions rendent le calcul de la localisation très erroné. Une solution du problème consiste à faire la multilatération, c’est-à-dire, définir un système surdéterminé (le nombre d’équation est plus grand que le nombre d’inconnus) en utilisant un nombre supplémentaire d’antenne de référence.

### 1.3.2. Triangulation

La triangulation [15] ressemble à la trilatération, mais à la place des distances, elle utilise les angles. Il existe deux types de triangulation et les deux utilisent la trigonométrie. Dans le premier cas, voir Figure 8-a, il faut au moins deux références pour estimer l’angle d’arrivée des signaux du mobile à localiser, et pouvoir calculer la position du mobile qui n’est que l’intersection des deux droites qui partent des deux mobiles avec les deux angles mesurés respectivement. Ce type de triangulation est surtout utilisé dans les réseaux de téléphonie mobile. L’autre méthode est l’auto-localisation, voir Figure 8-b. Ce cas est basé sur l’estimation des angles entre le mobile et les antennes émetteurs de base (qui forment un triangle).

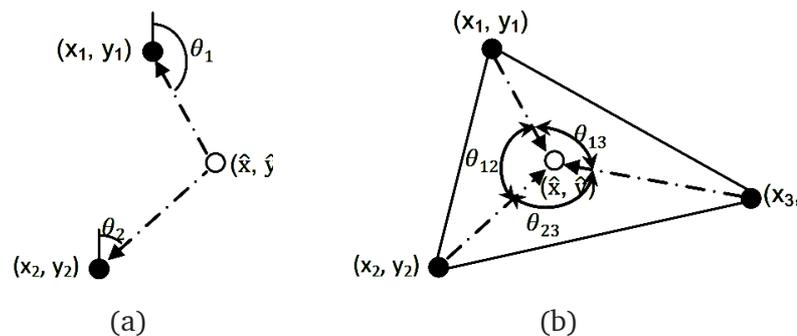


Figure 8 - Principe de la triangulation : (a) Localisation à distance (b) Auto-localisation

## 1.4. Exemples de systèmes de radiolocalisation

Dans cette section, les systèmes de radiolocalisation plus utilisés sont présentés : le système GPS qui utilise une technique basée sur la modélisation mathématique du canal de propagation et le système RADAR, des systèmes RTLS entre autres.

### 1.4.1. Positionnement par satellites

Le positionnement par satellites aussi appelé par *Global Navigation Satellite System* (GNSS) est le système outdoor plus utilisé actuellement par le public. Une description générale du panorama globale sera étudiée dans cette section.

#### 1.4.1.1. Contexte

Le *Global Positioning System* (GPS) [12][16] est le système de positionnement par satellites le plus utilisé actuellement. Il a été développé par le DoD (*Department of Defense*) des États-Unis, pendant la guerre froide et il est complètement opérationnel depuis 1995. Depuis le milieu des années 2000, il a été mis à disposition des applications civiles gratuitement dans le monde entier. Aujourd'hui, la constellation contient 31 satellites "Navstar" en orbite à environ 20 200 km de la Terre (de 20 000 à 20 500 km précisément).

Le **Glonass** est un système Russe développé en 1976 lancé pendant la guerre froide pour concurrencer les projets américains. Il était opérationnel en 1995 avec 24 satellites en orbite. Suite à la chute de l'Union Soviétique il y a eu un manque de financement et certains satellites n'ont pas pu être maintenus ou remplacés. Aujourd'hui 22 satellites "Ouragan" répartis sur trois orbites circulaires composent la constellation.

Le projet **Egnos** (*European Geostationary Navigation Overlay Service*) est financé par l'Europe et il a commencé en 1998 et est opérationnel depuis 2009. Le but est d'obtenir une précision beaucoup plus fine que les systèmes actuels.

Le **Galileo** a été lancé en 2001 par un ensemble d'organismes publics et privés principalement européens. Aujourd'hui, beaucoup d'autres pays sont intéressés et contribuent à ce projet, notamment la Chine et l'Inde. Actuellement, le projet en est à sa phase de validation. A terme, il s'agira d'une constellation de 30 satellites sur 3 orbites à une altitude de 23 600 km. Au sol, deux centres de contrôle et cinq stations. Le système devrait être fonctionnel d'ici 2013. En 2004, un accord a été signé avec les États-Unis pour permettre la compatibilité des récepteurs GPS et Galileo.

La Chine s'est elle aussi lancée avec retard. En 1993, le projet **Compass** [17] a été lancé avec pour objectif d'atteindre une constellation de 30 satellites. Cet objectif est

en passe d'être atteint pour 2015. Mais jusqu'à maintenant, elle n'a lancé que 1 satellite en avril 2007.

Et enfin, l'Inde aura 7 satellites disponibles d'ici fin 2014 avec le projet **IRNSS**. Le but est d'avoir un système de positionnement couvrant tout le pays pour être autonome par rapport aux autres pays.

Un résumé des principaux systèmes GNSS et leurs quantités de satellites de 2002 à 2030 est donné dans le Tableau 2 extrait de [18]:

Tableau 2 – Principaux systèmes GNSS et leurs satellites

<b>Nation</b>	<b>Système</b>	<b>2002</b>	<b>2010</b>	<b>2030</b>
<b>Etat Unis</b>	GPS	24 satellites	31 satellites	~31 satellites
<b>Europe</b>	Galileo	-	2 satellites	~27 satellites
<b>Chine</b>	Compass	-	1 satellite	~27 satellites
<b>Russie</b>	GLONASS	8 satellites	26 satellites	~24 satellites
<b>Total</b>	-	32 satellites	60 satellites	~120 satellites

#### **1.4.1.2. Principe du GPS**

Le positionnement par satellite, comme le GPS [12][19], utilise la technique de radiolocalisation basée sur le temps d'arrivée des signaux reçus.

Pour son fonctionnement, chaque satellite transmet au récepteur GPS un signal contenant un code qui est aussi générée simultanément par le récepteur. Alors, théoriquement, le temps mis par le signal pour aller du satellite au récepteur GPS est normalement égal au décalage temporel que doit subir la réplique du code générée au niveau du récepteur pour coïncider avec le code réel reçu dans le signal. Mais en réalité, puisque les horloges du récepteur GPS (précision de  $1\mu s$  jusqu'à 30ns) et du satellite (horloge atomiques avec une précision de 1ns) ne sont pas parfaitement synchronisées, il y a une erreur sur le temps de propagation du signal. En tant que telle, une horloge atomique est trop volumineuse pour être aussi intégrée dans les récepteurs et trop chère. Alors pour réduire cette imprécision, au lieu d'utiliser trois satellites pour déterminer les coordonnées x, y et z du mobile, il utilise au moins quatre satellites. Les récepteurs GPS actuels peuvent capter le signal de douze satellites simultanément.

### 1.4.2. RADAR

Le besoin militaire de la défense aérienne et maritime qui fut le principal moteur de cette technique nouvelle, le radar, à partir des années 1930.

Le radar utilise la propriété des ondes électromagnétiques de se réfléchir sur tout obstacle, créant ainsi une onde de retour susceptible d'être décelée par un récepteur adapté à ce signal [20].

Pour ce faire, il constitue un ensemble comportant :

- un émetteur engendrant le signal ;
- une antenne le focalisant dans l'espace ;
- un récepteur recueillant l'onde de retour ;
- un système d'exploitation adaptant l'information recueillie à l'opérateur.

Dans les radars classiques, le signal émis est une suite d'impulsions électromagnétiques. Chaque impulsion de durée très brève  $\tau$ , de l'ordre de quelques microsecondes, se propage dans l'atmosphère à la vitesse de la lumière.

Elle s'effectue par l'intermédiaire de celle du temps de trajet aller-retour de l'onde. En effet, si  $d$  est la distance du radar à la cible, et  $c$  la vitesse de propagation de l'onde, le temps de trajet aller-retour de l'onde est :

$$T=2d/c$$

Le radar est un instrument capable de fournir à l'utilisateur les informations suivantes :

- existence d'un corps étranger dans l'atmosphère (avion, bateau, obstacle naturel, etc.) ;
- position de ce corps étranger.

Ces deux informations peuvent être complétées, suivant le cas, par d'autres portant sur la vitesse, l'étendue, voire la nature du corps détecté par le radar. Le diagramme fonctionnel type d'un radar est donné à Figure 9.

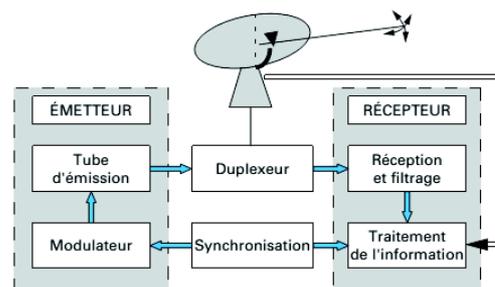


Figure 9 - Diagramme fonctionnel d'un radar

### **1.4.3. Localisation en temps réel (RTLS)**

Le système de localisation en temps réel aussi appelé en anglais par *Real Time Location System (RTLS)* est un mécanisme qui permet de déterminer la position de marchandises ou de personnes. La position est déterminée au moyen d'antennes installées à des endroits stratégiques. Le système RTLS peut être appliqué à l'aide de différentes techniques, l'étiquetage RFID par exemple. Il peut également être réalisé via un réseau Wi-Fi. Le système RTLS est souvent utilisé dans le secteur d'industries, automobile, transport, aéronautique et aussi dans le domaine médical.

Dans cette thèse, le système étudié est proposé par la société Fireflies RTLS (real time location system). Cette société avait comme objectifs concevoir, fabriquer, commercialiser, et supporter des solutions permettant la localisation, l'identification et la surveillance de biens nomades en temps réel au moyen de réseaux maillés de balises nommées « lucioles » (fireflies en anglais).

Lorsque la demande de localisation est reçue par la luciole dont la position est inconnue, cette dernière reçoit à travers le réseau un signal venant des lucioles de référence, dont la position est connue. La réception du signal de chacune d'entre elles donne une indication de distance, ce qui permet, par un algorithme de goniométrie activé par son firmware, de connaître sa position et de répondre ainsi à la demande de l'utilisateur.

Le dialogue entre les lucioles se fait selon un cycle déterminé et optimisé afin de minimiser la consommation d'énergie tout en assurant un temps de réponse de quelques secondes.

L'information transite à travers un matériel nommé « passerelle ». Une passerelle gère un ensemble de zones maillées ; l'information peut alors être visualisée sur un PC, PDA, etc. soit, localement dans une application cliente métier dédiée, soit à distance, dans une application d'entreprise (ERP). L'utilisateur peut, s'il le souhaite, dialoguer avec l'une des lucioles.

### **1.4.4. Autres exemples de systèmes de localisation**

Il existe diverses autres types de systèmes de localisation, nous présentons quelques d'autres types utilisés avec les caractéristiques plus importantes : le débit, la distance de transmission avec la précision pour ces application, la consommation, le coût et enfin, la résistance intrinsèque aux multi-trajets.

Tableau 3 – Autres exemples de systèmes de localisation

Système de localisation	Débit	Distance de transmission	Précision de localisation	Consommation	Résistance intrinsèque aux multi-trajets	Cout
Zigbee (2,4GHz)	Faible 250 kbps	Courte <30m	Faible (quelques mètres)	Faible 20mW - 40mW	Non	Faible
Wifi (2,4GHz IEEE 802.11)	Haut débit 11mbps pour 11b et >100Mbps pour 11n	Longues ~100m	Faible (quelques mètres)	Haute 500mW - 1W	Non	Elevé
Bluetooth (IEEE 802.15.1)	721 kbps – 3 Mbps	Courte (1m à 100m)	Faible (quelques mètres)	faible 1mW pour 1m, 100mW pour 100m	Non	-
UWB	1 Mbps à 27Mbps IEEE 802.15.4a	courtes distances (<30m)	élevée (<50cm)	faible (30mW)	Bonne résistance aux multi-trajets	coûts faible à élevé possibles

Nous pouvons voir sur le Tableau 4, quelques systèmes actuels de positionnement pour la localisation normalement dans des environnements *indoor* [11]. Ce tableau résume la méthode de localisation, la distance et la précision du système, la complexité et le prix.

Tableau 4 - Systèmes actuelles de positionnement indoor

Système/ Solution	Méthode	Distance employé	Précision	Complexité	Prix
<b>Microsoft RADAR</b>	WLAN RSS	3~5m	50% à 2,5m 90% à 5,9m	Moyenne	Bas
<b>Horus</b>	WLAN RSS	2m	90% à 2,1m	Moyenne	Bas
<b>DIT</b>	WLAN RSS	3m	90% à 5m	Moyenne	Bas
<b>Ekahau</b>	WLAN RSSI	1m	50% à 2m	Moyenne	Bas
<b>Snap Track</b>	Assistes GPS, TDoA	5m-50m	50% à 25m	Haute	Moyenne
<b>WhereNet</b>	UHF TDoA	2m-3m	50% à 3m	Moyenne	Bas
<b>Ubisense</b>	UWB TDOA + AoA	15cm	99% à 0,3m	Réponse en temps réel (1Hz-10Hz)	Moyenne à Elevé
<b>Sappire Dart</b>	UWB TDoA	<0,3m	50% à 0,3m	Réponse en fréquence (0,1Hz- 1Hz)	Moyenne à Elevé
<b>SmartLOCUS</b>	WLAN RSS+ RTOF (Ultrasound)	2-15m	50% à 15cm	Moyenne	Moyenne à Elevé
<b>EIRIS</b>	IR+UHF RSS+LF	<1m	50% à 1m	Moyenne à Haute	Moyenne à Elevé
<b>SpotON</b>	Active RFID RSS		N/A	Moyenne	Bas
<b>LANDMARC</b>	Active RFID RSS	<2m	50% à 1m	Moyenne	Bas
<b>Topaz</b>	Bluetooth (RSS)+IR	2m	95% à 2m	<i>Positioning delay 15-30s</i>	Moyenne
<b>MPS</b>	QDMA	10m	50% à 10m	1s	Moyenne
<b>GPPS</b>	DECT cellular system	7m-7,5m	50% à 7,3m	Moyenne	Moyenne
<b>Robot-based</b>	WLAN RSS	1,5m	> 50% à 1,5m	Moyenne	Moyenne
<b>Multiloc</b>	WLAN RSS	2,7m	50% à 2,7m	Baisse	Moyenne
<b>TIX</b>	WLAN RSS	5,4m	50% à 5,4m	Baisse	Moyenne
<b>PinPoint 3D-ID</b>	UHF (40MHz) (RTOF)	1m	50% à 1m	5s	Bas
<b>GSM fingerprinting</b>	GSM cellular network RSS	5m	80% à 10m	Moyenne	Moyenne

## **1.5. Conclusion**

Dans ce chapitre nous avons fait un état de l’art sur les techniques et systèmes de localisation.

D’abord, nous avons montré le panorama des technologies utilisés pour la radio localisation : Cell ID, AoA, RSSI, ToA, TDoA et la technique basée sur les empreintes avec la présentation du principe et les avantages et désavantages de chaque une. La méthode de RSSI a été utilisée comme technique de localisation pendant cette thèse.

Ensuite, nous avons expliqué les principes des deux principaux algorithmes de localisation : la triangulation et la trilatération. Ils sont deux méthodes qui sont souvent confondues. La première est basée sur les angles. Par contre la deuxième est basée sur les trois cercles ou plus à partir de la distance calculée à partir des technologies présentées précédemment.

Pour finaliser, des exemples des systèmes de radiolocalisation ont été présentés. Les systèmes qui sont utilisés dans la vie quotidienne, soit pour la localisation dans un petit ou grand environnement. Les systèmes étudiés sont le positionnement par les satellites, le radar, le système RTLS basé sur RSSI, etc.

Dans le prochain chapitre nous étudierons plus précisément le scénario de propagation pour la localisation indoor basée sur la technique RSSI et ses contraintes.

## Bibliographie - Chapitre 1

- [1] Aziz Benlarbi-Delaï, “Radiolocalisation à courtes et moyennes distances par interférométrie microondes. Problèmes inverses et nouvelle instrumentation.” Habilitation à diriger des recherches en sciences physiques, Université des Sciences et Technologies de Lille, Mars 2002
- [2] K. Pahlavan, and Xinrong Li, “Indoor Geolocation Science and Technogy”, IEEE Communications Magazine, February 2002
- [3] Xinrong Li, “Super-Resolution TOA Estimation with Diversity Techniques for Indoor Geolocation Applications”, A Dissertation Submitted to the Faculty of the Worcester Polytechnic Institute for PHd, April 2003
- [4] James Caffery and Gordon Stüber, “Overview of Radiolocation in CDMA Cellular Systems”, IEEE Communications Magazine, April 1998
- [5] Paul Stefanut, “Application des algorithmes de haute résolution à la localisation de mobiles en milieu confiné”, Th. Micro et nano technolgies, acoustique et télécommunications, Lille, 2010.
- [6] Qi, Y., Kobayashi, H., and Suda, H., “Analysis of Wireless Geolocation in a Non-Line-of-Sight Environment”, IEEE Transactions on wireless communications, vol. 5, no. 3, March 2006.
- [7] Ismail Guvenc, Chia-Chin Chong - “A Survey on TOA Based Wireless Localization and NLOS Mitigation Techniques”, IEEE Communications surveys and Tutorials, Vol. 11, Nr. 3, 3rd Quarter, 2009
- [8] Taponecco, L. ; D'Amico, A.A. ; Mengali, U. “Joint TOA and AOA Estimation for UWB Localization Applications”, IEEE Transactions on Wireless Communications, Volume: 10, Issue: 7, Publication Year: 2011 , Page(s): 2207 - 2217
- [9] Sinan Gezici - “A Survey on Wireless Position Estimation”, Wireless Personal Communications, Volume 44, pp. 263 - 282, No. 3, October 2007
- [10] C. Drane, M. Macnaughtan, and C. Scott, “Positioning GSM telephones,” IEEE Commun. Mag., vol. 36, no. 4, pp. 46–54, 59, Apr. 1998.
- [11] Hui Liu, H. Darabi, P. Banerjee, Jing Liu - “Survey of Wireless Indoor Positioning Techniques and Systems”, IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics, Part C: Applications and Reviews, Vol. 37, No. 6 , pp. 1067 - 1080, November 2007
- [12] E. D. Kaplan, Understanding GPS: Principles and Applications, Artech House, Boston, 1996
- [13] T. S. Rappaport, Wireless Communications: Principles and Practice, Second Edition 2002, Prentice Hall PTR

- [14] A. Roxin, J. Gaber, M. Wack and A. Nait-Sidi-Moh - “Survey of Wireless Geolocation Techniques”, IEEE Globecom Workshops, 1-9, 2007
- [15] Azzedine Boukerche, —Algorithms And Protocols For Wireless Sensor Networks, Wiley, ISBN: 978-0-471-79813-2, 11-2008
- [16] Alkan, R.M. ; Karaman, H. ; Sahin, M., “GPS, GALILEO and GLONASS satellite navigation systems & GPS modernization”, Proceedings of 2nd International Conference on Recent Advances in Space Technologies, 2005. RAST 2005.
- [17] China to build global satellite navigation system. People’s Daily, Apr. 16, 2007.
- [18] Gao, G.X. ; Enge, P. “How Many GNSS Satellites are Too Many?”, IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, Volume: 48, Issue: 4. Digital Object Identifier: 10.1109/TAES.2012.6324666 Publication Year: 2012 , Page(s): 2865-2874
- [19] Goran M. Djuknic and Robert E. Richton, “Geolocation and Assisted-GPS”, Bell Laboratories, Lucent Technologies, IEEE Computer, February 2001
- [20] Peyton Z. Peebles, Jr., “Radar Principles”, New York, John Wiley & Sons, 1998

## 2. Scénario de propagation radio basée sur le RSSI

### 2.1. Introduction

Parmi les méthodes de localisation du chapitre 1, notre sujet d'étude porte sur la méthode de localisation par RSSI. Comme nous l'avons présenté à la section 1.2.2, cette méthode est basée sur la puissance reçue associée à un modèle de propagation dans l'environnement et repose sur l'estimation de la distance du mobile par rapport à trois références ou plus.

Notre objectif est de concevoir une antenne (ou un système d'antennes) qui soit la mieux adaptée à ce scénario de propagation.

Cette méthode dépend de l'environnement de propagation et de l'antenne d'émission et de réception. Deux environnements peuvent être étudiés, l'espace libre et l'environnement avec multi-trajets.

Dans la première section, nous étudions le cas simplifié où mobiles et références sont en espace libre, c'est-à-dire sans obstacles autour de la source.

Dans la seconde section, nous étudions le cas réel où la propagation a lieu à l'intérieur d'une pièce, avec des multi-trajets dus au plafond et au sol.

## 2.2. Environnement de propagation

La méthode de localisation par RSSI utilise la puissance reçue pour calculer la distance entre les antennes. La puissance du signal reçu dans un environnement réel est affectée par trois phénomènes : l'affaiblissement de la propagation, aussi appelé atténuation de l'espace (*path-loss* en anglais), l'évanouissement (*fading* en anglais) et les effets de masquage (*shadowing* en anglais).

### 2.2.1. L'affaiblissement

L'affaiblissement se caractérise par la dispersion de la puissance d'une onde électromagnétique lorsqu'elle parcourt une distance.

Cet affaiblissement est généralement considéré comme proportionnel à  $d^n$  avec  $d$  la distance entre le récepteur et le transmetteur et  $n$  compris entre 1 et 6 selon les modèles. Dans le cas d'un espace libre, la définition est donnée par la formule de Friis représentée par la formule ( 3 ). Cette propriété est utilisée la méthode RSSI pour avoir la distance et pouvoir localiser.

L'algorithme de localisation basé sur le RSSI utilisé pendant cette thèse repose sur l'estimation de la distance entre la référence et la balise mobile. Cette distance peut être estimée à partir de la puissance reçue  $P_r$  en fonction de la équation ( 4 ) suivante :

$$D_{est} = 10^{\left(\frac{A-P_r}{10 \cdot n}\right)} \quad (4)$$

$A$  et  $n$  sont des paramètres fixes.  $A$  est un facteur d'étalonnage égal à  $P_r$  lorsque la référence et les balises mobiles sont positionnés face à face à une distance de 1 m en espace libre. Le paramètre  $n$  est égal à 2. Cette relation est fondamentalement l'inverse de la formule Friis.

Par contre, pour pouvoir calculer la distance il est nécessaire de connaître préalablement la puissance reçue. Si nous considérons la propagation en espace libre pour pouvoir calculer la puissance reçue, nous devons tenir compte du diagramme de rayonnement des antennes pour connaître le gain de l'antenne dans la direction de propagation. Ensuite, nous devons aussi tenir compte de la polarisation de chaque antenne sur le *PLF* (*Polarization Loss Factor*), car du non-alignement des polarisations résultent des pertes de puissance et par conséquent, des erreurs d'estimation de la distance  $d$ .

### 2.2.1. L'effet de masquage

L'effet de masquage (*shadowing* en anglais) est la perte de signal due à des obstacles (murs, vitres, immeubles, arbres, voitures, personnes, etc.) entre le transmetteur et le récepteur. Par exemple, en étudiant le niveau d'un signal d'une fréquence de 2,4GHz (fréquence utilisé pour les systèmes dans cette thèse), on montre que les mouvements de personnes vont créer du *shadowing* important (jusqu'à  $-21\text{dB}$  d'écart avec la moyenne) et de façon imprédictible [1].

### 2.2.2. L'atténuation rapide

L'atténuation rapide (*fast fading* en anglais) [1] est une modification de l'amplitude du signal due à la présence de réflecteurs dans l'environnement de propagation. Ces modifications créent la possibilité des trajets multiples résultant à la somme de plusieurs copies du même signal émis. Cette somme peut atténuer, amplifier ou bruyter le signal original. Ainsi, le *fading* est une grande contrainte sur la localisation avec RSSI.

### 2.2.3. Récapitulatif des effets de la propagation sur la localisation basée en RSSI

Les effets qui affectent la propagation dans un environnement réel sont au nombre de trois : atténuation de l'espace, effet de masquage et évanouissement. Ces trois phénomènes sont représentés sur la Figure 10. L'atténuation de l'espace est utilisée comme base de la méthode de localisation RSSI, mais les autres deux effets constituent des contraintes vis-à-vis de cette méthode.

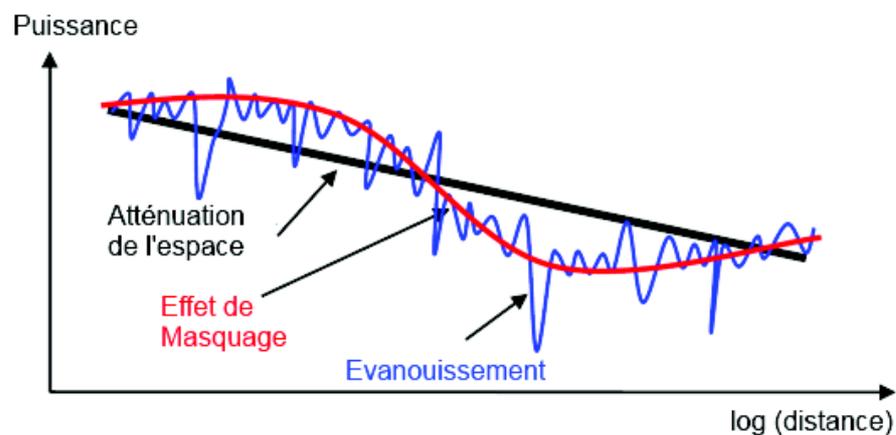


Figure 10 - Effets du canal de propagation

En plus des caractéristiques de diagramme de rayonnement et polarisation de l'antenne comme pour le cas d'espace libre, les multi-trajets ont beaucoup d'influence et peuvent augmenter considérablement l'erreur de l'estimation de la distance.

Notre objectif final est de concevoir une antenne ou un système d'antenne qui soit la mieux adaptée à ces scénarios de propagation.

### **2.3. Cahier des charges pour une antenne optimisée au sens du scénario précédent.**

Comme nous l'avons étudié dans la section précédente, lorsque nous utilisons la méthode de RSSI pour la localisation, nous subissons l'influence de l'antenne et de l'environnement. Afin de pouvoir choisir les antennes mieux adaptées pour notre scénario, nous allons déterminer quelles sont les caractéristiques idéales pour ces antennes.

- Polarisation :

Les pertes de non-alignement des polarisations sont très importantes. Le cas idéal est donc d'avoir une antenne émettrice avec polarisation circulaire et une antenne réceptrice avec polarisation linéaire, ou l'inverse, afin de ne pas avoir une perte totale de données à cause de la polarisation.

- Diagramme de Rayonnement :

Le système doit avoir un diagramme de rayonnement le plus isotrope possible. Utiliser une antenne directive comporte en effet un risque, compte tenu qu'il n'est pas possible de garantir que cette antenne soit toujours orientée en direction du dispositif mobile, sachant que la puissance reçue dépend directement de la directivité. Ainsi, la meilleure solution est d'utiliser une antenne aussi isotrope que possible, même s'il est vrai que cela augmente l'effet des multi-trajets.

- Taille :

La taille de l'antenne doit être petite afin de s'intégrer au mieux au dispositif en termes de miniaturisation et de facteur de forme.

- Nombre d'accès :

Le système d'antennes idéal doit comporter au moins deux accès afin de minimiser l'impact des atténuations rapides dues aux multi-trajets.

## 2.4. Antennes pour les systèmes de localisation à 2.4GHz

Les contraintes de l'antenne pour obtenir la meilleure configuration pour la localisation basée sur RSSI ont été présentées dans la section 2.3 :

- Polarisation circulaire pour l'antenne mobile et rectiligne pour la référence
- Isotropie de diagramme de rayonnement
- Nombre d'accès
- Taille de l'antenne

Remplir toutes ces conditions n'est pas physiquement réalisable. Le problème qui se pose alors est de rechercher l'antenne qui, par compromis entre l'un et l'autre de ces aspects, sera la plus adaptée au problème posé.

L'objectif de cette section est faire un inventaire des structures basique d'antennes pour les systèmes mobiles et présentant des caractéristiques intéressantes pour notre application [2]. Nous détaillerons également les antennes qui seront utilisées pendant cette étude et nous expliciterons au cours de ce manuscrit les raisons ayant conduit à les sélectionner.

### 2.4.1. Dipôle

Un dipôle élémentaire ou dipôle de Hertz ou doublet électrique est un fil de longueur  $h$  très inférieure à la longueur d'onde  $\lambda$  ( $h < \lambda/10$ ). L'antenne dipôle demi-onde correspond au cas particulier d'une longue antenne filaire linéaire utilisée à sa fréquence de résonance. Cette antenne est utilisée pour un grand nombre d'applications sur les bandes VHF et UHF [3].

Un dipôle est constitué de 2 tiges cylindriques de diamètre fin ( $d < \lambda/100$ ), connectées à une source d'excitation. L'analyse du rayonnement du dipôle peut se faire en découpant le dipôle en dipôles élémentaires et en sommant leur contribution. La répartition du courant le long du dipôle est quasi sinusoïdale (vrai si le diamètre de la tige est nul), à l'image de la répartition du courant le long d'une ligne bifilaire. Cependant, le courant doit être nul à chaque extrémité du dipôle (le circuit est ouvert donc il ne peut y avoir de courant de conduction aux extrémités). La période de variation du courant le long du dipôle est égale à  $\lambda$ . Les courants sont en opposition de phase en 2 points placés symétriquement sur chaque brin par rapport au centre du dipôle, comme représenté sur la Figure 11.

- Pour un dipôle fin, lorsque la longueur du dipôle  $L$  est égale à  $\lambda/2$  ou  $\lambda$ , l'antenne est alors en résonance. La fréquence de résonance est donc égale à :

$$L = \frac{\lambda}{2} \leftrightarrow f_{res} = \frac{c}{2L} \quad (5)$$

- Pour un dipôle fin, la fonction caractéristique de rayonnement est donnée par :

$$r(\theta, \varphi) = \frac{\cos\left(\frac{\beta L}{2} \cos(\theta)\right) - \cos\left(\frac{\beta L}{2}\right)}{\sin(\theta)} \quad (6)$$

- Le gain à la fréquence de résonance est égal à 1.64 soit 2.15 dBi et l'angle d'ouverture à 3 dB est de 78°. Pour  $L = \lambda$ , l'angle d'ouverture à 3 dB est égal à 48° et le gain à 2.48 soit 3.94 dBi. Cependant, lorsque la fréquence augmente de telle sorte que  $L > \lambda$ , des lobes secondaires apparaissent.

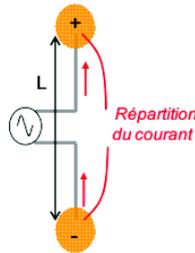


Figure 11 - Répartition du courant le long d'un dipôle

### Monopôle

La présence d'un plan de masse en dessous d'un dipôle va modifier ses propriétés et son diagramme de rayonnement, en raison de la réflexion produite par le plan métallique. Un monopôle correspond à un cas particulier où un demi-dipôle demi-onde (une seule tige de longueur  $l$ ), est placé verticalement au-dessus d'un plan de masse supposé idéal. L'excitation est connectée entre la tige restante et le plan de masse. Cette antenne s'apparente à un dipôle demi-onde qui fonctionne à une fréquence telle que  $l = \lambda/4$ .

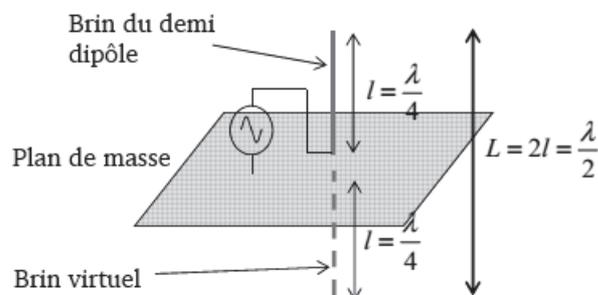


Figure 12 - Antenne monopôle

### 2.4.2. Antenne hélice

Antenne hélicoïdale ou antenne hélice est une antenne à ondes progressives de la forme d'un tire-bouchon qui produit un rayonnement le long de l'axe de l'antenne hélicoïdale [4][5][6]. Ces antennes sont considérées comme hélicoïdales en mode axial [7]. Cette antenne hélice présente plusieurs avantages : elle possède une large bande passante, est facile à construire, a une impédance d'entrée réelle, et peut produire des champs à polarisation circulaire [8][9].

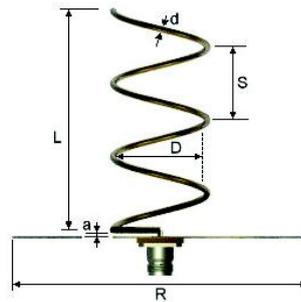


Figure 13 - Antenne Hélice

Afin de concevoir l'antenne hélicoïdale, il est importante d'estimer la valeur de  $C$  à partir de l'équation ( 7 ).

$$C = 2\pi \frac{D}{\lambda} \quad (7)$$

En utilisant la valeur de  $C$ , nous pouvons calculer la bande de fréquences pour le mode axial avec la formule ( 8 ) .

$$\frac{3}{4} < \frac{C}{\lambda} < \frac{4}{3} \quad (8)$$

Ce type d'antenne est très intéressant mais est très encombrant par rapport à notre dispositif. Son utilisation ne convient donc pas pour notre système.

### 2.4.3. Antenne à cavité céramique

Les antennes à cavité céramique, comme présenté sur la Figure 14, sont très utilisées dans les applications radio. L'avantage principal de ce type d'antennes est sa taille compacte.

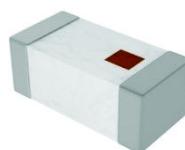


Figure 14 - Antenne à cavité céramique

Actuellement cette antenne est utilisée dans les applications comme les standards de communication GPS[10], WLAN[11][12][13][14][15], Wi-fi 802.11b/g[12], Bluetooth[16], WiMAX, UWB[17][18] et Zigbee[19]. Son compromis taille, coût et performance est très intéressant pour intégrer dans les circuits PCB des électroniques comme les périphériques sans fil pour PC, casques Bluetooth, PDA, clés USB, téléphone portable [20][21][22], etc.



Figure 15 - Exemple d'antennes à cavité céramique

Par rapport à sa taille, si nous analysons par exemple un cas à 2,4GHz ( $\lambda_{2,4\text{GHz}}=12,5\text{cm}$ ), ce qui signifie que la moitié et le quart des longueurs d'onde sont respectivement égaux à 6cm et 3cm. En revanche, comme ce matériau diélectrique à une permittivité très haute ( $\epsilon_r \approx 10$ ), la longueur d'onde effective est réduite, ce que réduit aussi la longueur de la spirale métallique interne et donc la taille de l'antenne avec la cavité céramique.

Plusieurs facteurs peuvent influencer la performance de ce type d'antenne :

1. l'orientation de l'antenne par rapport au PCB,
2. l'adaptation d'impédance de l'antenne et de la ligne RF d'alimentation de l'antenne,
3. la longueur de la ligne d'alimentation. Si la longueur n'est pas minimale, la ligne peut agir comme une antenne parasite,
4. le PCB avec l'influence de la présence d'autres composants à bord et la taille du plan de masse,
5. le matériau du boîtier dans lequel il y aura l'antenne et le PCB,
6. la présence de composants métalliques adjacents.

Ces antennes à cavité céramique ont une polarisation qui varie avec la forme de la partie gravée. La majorité d'entre elles sont des antennes à polarisation linéaire, mais il est aussi possible de rencontrer des antennes à cavité céramique à polarisation circulaire [23].

Le diagramme de rayonnement de ce type d'antenne est quasiment omnidirectionnelle [19][20][21][24].

Pendant le travail de cette thèse nous utiliserons une antenne à cavité céramique, et nous montrerons avec plus en détail les caractéristiques des fréquences d'adaptation, du diagramme de rayonnement et aussi l'influence du champ proche sur ce type d'antenne.

#### 2.4.4. IFA et PIFA

L'antenne IFA (antenne F-inversé ou *Inverted-F Antenna* en anglais) est une variante de l'antenne monopole, où la section supérieure a été pliée vers le bas pour réduire la hauteur de l'antenne tout en conservant une longueur nécessaire pour créer la résonance. Ces antennes sont normalement imprimés sur un substrat diélectrique [25][26][27][28][29].

Son principe de fonctionnement consiste à établir un mode de résonance quart d'onde. Pour forcer l'établissement de ce mode, on impose une condition de circuit ouvert à l'une des extrémités de la ligne et une condition de court-circuit à l'autre extrémité. Il reste alors à exciter le mode en un point d'impédance adaptée à la source d'alimentation.[27][28]

Les paramètres basiques prépondérants pour la conception d'une antenne IFA sont les suivants: [30]

- La longueur  $L$ , la hauteur  $H$  (Figure 16) et l'épaisseur  $l$  du bras de l'antenne agissent de la même manière sur la fréquence de résonance : une augmentation de l'un de ces paramètres entraîne une diminution de celle-ci.

- L'écart  $S$  (Figure 16) entre l'alimentation et le court-circuit quant à lui, agit directement sur l'adaptation de l'antenne. Cet écart peut donc être utilisé pour optimiser l'adaptation.

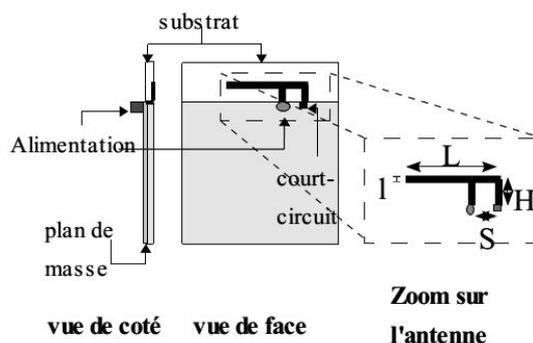


Figure 16 - Structure de l'antenne IFA

Les paramètres et les dimensions de ce type d'antenne ont été décrits par [27].

Une structure similaire est l'antenne PIFA (*Planar Inverted F-Antenna* en anglais). Contrairement à l'antenne IFA, le fil horizontal est remplacé par un plan rectangulaire avec un fil ou une plaque pour réaliser le court-circuit, comme le montre la Figure 17.

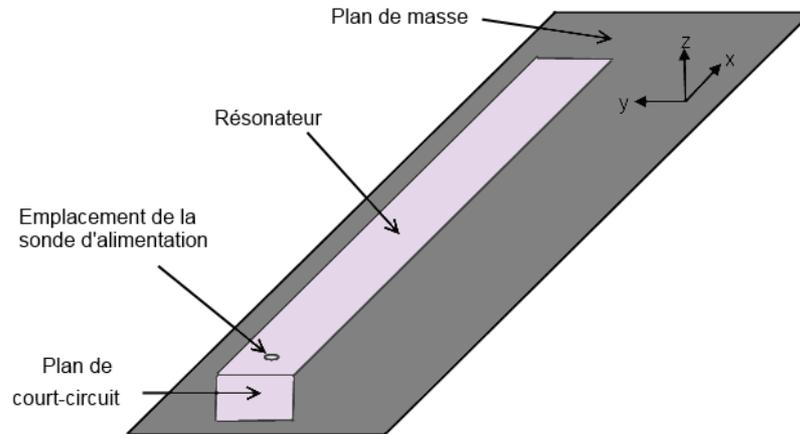


Figure 17 - Antenne PIFA élémentaire

L'inconvénient majeur de ces antennes est leurs bandes passantes étroites [31] et le caractère difficilement maîtrisable de la polarisation des ondes et du rayonnement. De plus, les antennes PIFA sont complexes et leur configuration volumique (trois dimensions -3D) rend leur fabrication normalement difficile et coûteuse [32].

Toutefois, cette antenne sera étudiée et développée pendant cette thèse pour profiter de l'avantage de sa taille compacte et de ses caractéristiques de rayonnement.

#### 2.4.1. Antenne patch

L'antenne patch est une des antennes imprimées plus connue, il existe sous différents formats : carré, rectangulaire, en dipôle, circulaire, elliptique, triangulaire, etc. Sur l'autre face est présent un plan conducteur (plan de masse).

Les dimensions du patch sont généralement de l'ordre de la demi-longueur d'onde. Le choix de la longueur est guidé par la valeur de la fréquence de résonance. Le plan de masse ne pouvant pas être infini, il peut être égal à trois ou quatre fois la longueur d'onde, ce qui représente parfois un encombrement trop important. Un plan de masse plus petit conduira à une modification des propriétés de l'antenne. Les caractéristiques du substrat influent sur celles de l'antenne.

Le gain d'une antenne patch est généralement compris entre 6 et 8 dBi, les angles d'ouverture à 3 dB entre 70° et 90°.

Les antennes patch n'ont pas toutes une polarisation rectiligne. Selon leur structure et la manière de les alimenter, il est possible de leur donner une polarisation elliptique ou circulaire. Par exemple, en introduisant des fentes dans l'antenne et en jouant sur la position du point de polarisation, ou en excitant l'antenne en deux points par deux sources égales mais déphasées de  $90^\circ$ .

Cette antenne possède normalement un diagramme de rayonnement directif, ce qui est intéressant pour notre cas d'une situation multi-antenne afin d'obtenir finalement un diagramme presque isotrope.

Nous travaillerons avec l'antenne patch triangulaire à cause de sa taille plus petite que celle des antennes patch rectangulaire, carré et circulaire. Toutefois, cette antenne a encore une taille assez grande par rapport à la taille souhaitée à cause de la longueur d'onde de fréquence 2,4GHz de notre cas d'application.

Afin de minimiser la taille de l'antenne avec la fréquence d'adaptation fixe, la technique d'utilisation de fentes sur l'antenne peut être appliqué [33][34]. Des exemples d'antenne patch triangulaire avec des fentes peuvent être analysés sur la Figure 18.

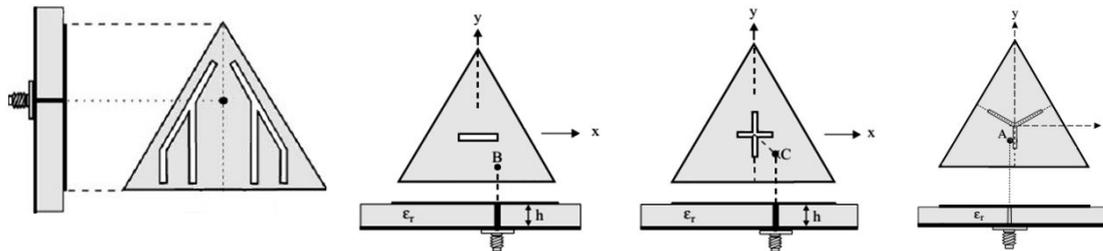


Figure 18 - Configuration d'antennes patch triangulaire avec fentes

Avec une réduction de taille, à une fréquence fixe de fonctionnement, la bande passante d'une antenne imprimée est généralement diminuée. Afin d'obtenir une bande passante plus large, on peut augmenter l'épaisseur du substrat de l'antenne ou bien on peut utiliser un plan de masse méandre [35] ou un plan de masse à fente. Ces méthodes de conception peuvent donner lieu à une largeur de bande améliorée [36].

Ce type d'antenne sera conçu pendant cette thèse afin de profiter de ses avantages en termes de taille et de diagramme de rayonnement.

## **2.5. Conclusion**

Dans ce chapitre nous avons d'abord montré la caractérisation d'un scénario de propagation. Il est nécessaire de tenir en compte de l'influence du canal de propagation pour la localisation basée sur le RSSI.

Ensuite nous avons analysé le cahier de charge afin de choisir le système d'antenne pour ce type d'antenne. La polarisation, le diagramme de rayonnement, la taille et le nombre d'accès sont des paramètres très importants dont il faut absolument tenir en compte pour prendre la décision du type d'antenne à utiliser.

Afin de choisir l'antenne plus adaptée, un état de l'art des antennes utilisées pour les applications mobile a été réalisé. Les antennes dipôles, patch, hélice, céramique, IFA et PIFA ont été décrites.

Dans le prochain chapitre nous étudierons et caractériserons l'antenne utilisée comme base pour cette thèse.

## Bibliographie - Chapitre 2

- [1] E. Walker, H. J. Zepernick, T. Wysocki. “Fading measurements at 2.4 ghz for the indoor radio propagation channel”, International Zurich Seminar on Broadband Communications, pages 171–176, Zurich, Switzerland, February 1998.
- [2] S. R. Saunders, A. Aragón-Zavala, “Antennas and propagation for wireless communication systems”, John Wiley & Sons, Ltd, 2<sup>nd</sup> Edition.
- [3] C. A. Balanis, “Antenna Theory Analysis and Design”, Third Edition, John Wiley & Sons, Inc., New York, 1997.
- [4] J . D . Kraus , “Helical beam antennas,” Electronics, 20, 109-111, April 1947.
- [5] G. A. Thiele , W. L. Stutzman , “Antenna Theory and Design”, New York: J. Wiley, 1981.
- [6] T. E. Tice and J. D. Kraus , “The influence of conductor size on the properties of helical beam antennas,” Proc. IRE, 27, 1296, November 1949.
- [7] H. E. King, J. L. Wong , “Characteristics of 1 to 8 wavelength uniform helical antennas”, IEEE Transaction Antennas Propagation, AP-28, 291-296, March 1980.
- [8] J. L. Wong, H. E. King, “Empirical helix antenna design”, Antenna and Propagation Society International Symposium, vol. 20, 366-369, May 1982.
- [9] D. T. Emerson , “The gain of the axial-mode helix antenna,” Antenna Compendium, 4, 64-68, 1995.
- [10] A.S. Andrenko, “Modeling and design of 2-Element dual-band ceramic chip handset antennas”, IEEE-APS Topical Conference on Antennas and Propagation in Wireless Communications (APWC), 2012, Page(s): 296-299
- [11] H. Gazzah, S. Marcos, “Directive antenna arrays for 3D source localization” 4th IEEE Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications, 2003. SPAWC 2003. Page(s): 619- 623
- [12] Chia-Lun Tang, “2.4/5.2 GHz dual-band chip antenna for WLAN application”, IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, 2005. Page(s): 454 - 457 Vol. 1A
- [13] L. Yi-Fang, L. Chia-Ho, C. Hua-Ming, J. Jen-Yea, C. Wen-Shan, “Design of ceramic chip antenna for 2.4/5 GHz WLAN applications”, IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium 2006, Page(s): 985 - 988
- [14] A.C.W. Lu, K. M. Chua, L. L. Wai, S. C. K. Wong, J. J. Wang, Y. P. Zhang, “Integrated antenna module for broadband wireless applications”, 6<sup>th</sup> Electronics Packaging Technology Conference, 2004. EPTC 2004, Page(s): 240 - 243

- [15] Y. P. Zhang, “Recent advances in integration of antennas on silicon chip and on ceramic package”, IEEE International Workshop on Antenna Technology: Small Antennas and Novel Metamaterials, 2005. IWAT 2005, Page(s): 151- 154
- [16] J. Lee, C. Jeon, B. Lee, “Design of ceramic chip antenna for bluetooth applications using meander lines”, IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, 2002. Page(s): 68 - 71 vol.4
- [17] D. Kwon, Y. Kim, M. Hasegawa, T. Shimamori, “A small ceramic chip antenna for ultra-wideband systems”, 2004 International Workshop on Ultra Wideband Systems, 2004. Joint with Conference on Ultrawideband Systems and Technologies. Publication Year: 2004 , Page(s): 307 - 311
- [18] S. Mei, Z. Y. Ping “A chip antenna in LTCC for UWB radios”, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Volume: 56, Issue: 4, Publication Year: 2008 , Page(s): 1177 - 1180
- [19] S. Hanzhang, L. Yuejin, X. Mengjiang, “Design of a compact antenna for Zigbee based on LTCC technology”, 11th International Conference on Electronic Packaging Technology & High Density Packaging (ICEPT-HDP), 2010, Page(s): 707- 709
- [20] D. S. Yim, S. O. Park, “Small internal ceramic chip antenna for IMT-2000 handsets”, Electronics Letters, Volume: 39, Issue: 19, Publication Year: 2003 , Page(s): 1364 - 1365
- [21] S. H. Sim, C.Y. Kang, S. J. Yoon, Y. J. Yoon, H. J. Kim, “Broadband multilayer ceramic chip antenna for handsets”, Electronics Letters, Volume: 38, Issue: 5, Publication Year: 2002, Page(s): 205 - 207
- [22] H. Ming-Ren, W. Kin-Lu, “Ceramic chip antenna for WWAN operation”, Microwave Conference, 2008. APMC 2008. Asia-Pacific, Page(s): 1 - 4
- [23] C. Tsung-Wen, C. Wang, S. Chih-Ming, W. Kin-Lu, “Surface-mountable dual side-feed circularly polarized ceramic chip antenna”, 4th International Symposium on Electronic Materials and Packaging, 2002, Page(s): 434- 437
- [24] W. Choi, S. Kwon, B. Lee, “Ceramic chip antenna using meander conductor lines”, Electronics Letters, Volume: 37, Issue: 15, Publication Year: 2001 , Page(s): 933 – 934
- [25] K. Fujimoto, A. Henderson, K. Hirasawa, L. R. James, "Small Antennas," Research Studies, Press. distributed by Wiley & Sons, pp. 116-130, 1987
- [26] M. Ali, G. J. Hayes, "Analysis of integrated inverted-F antennas for Bluetooth applications," 2000 IEEE Antennas and Propagation Conference for Wireless Communication, pp. 21-24
- [27] M. Gallo, O. Losito, V. Dimiccoli, D. Barletta, M. Bozzetti, “Design of an inverted F antenna by using a transmission line model”, The 5th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP), Publication Year: 2011 , Page(s): 635- 638

- [28] C. Soras, M. Karaboikis, G. Tsachtsiris, V. Makios, “Analysis and design of an inverted-F antenna printed on a PCMCIA card for the 2.4 GHz ISM band”, IEEE Antennas and Propagation Magazine, Volume: 44, Issue: 1, Publication Year: 2002 , Page(s): 37 – 44
- [29] Jeong Il Kim ; Young Jun Chong ; Jae Ik Choi, “Printed multiband terminal antenna for multiple wireless services” Twelfth International Conference on Antennas and Propagation (ICAP 2003), Page(s): 324- 327 vol.1
- [30] A. Chebihi, P. Le Thuc, C. Luxey, R. Staraj, “Conception d'antennes compactes pour petits objets communicants”, 15èmes Journées Nationales Microondes, 2007
- [31] C. R. Rowell, R. D. Murcha, “A compact PIFA suitable dual-frequency 900/1800 MHz operation,” IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 46, no. 4, Apr. 1998, pp. 596-598.
- [32] Y. X. Guo, I. Ang, M. Y. W. Chia, “Compact internal multiband antennas for mobile handsets,” IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 2, 2003, pp. 143-146
- [33] J. George, K. Vasudevan, P. Mohanan, and K. G. Nair, “Dual frequency miniature microstrip antenna,”Electron. Lett.34, 1168–1170, June 11, 1998.
- [34] S. T. Fang, K. L. Wong,“A dual-frequency equilateral-triangular microstrip antenna with a pair of narrow slots,” Microwave Opt. Technol. Lett.23,82–84, Oct. 20, 1999.
- [35] J. S. Kuo, K. L. Wong,“A compact microstrip antenna with meandering slots in the ground plane,”Microwave Opt. Technol. Lett.29,95–97, April 20, 2001.
- [36] Kin-Lu Wong “Compact and broadband microstrip antennas”, John Wiley & Sons, inc.

## **3. Etude et caractérisation d'un système de localisation en temps réel (RTLS) basée sur RSSI**

### **3.1. Introduction**

Après avoir présenté les principales méthodes et caractéristiques d'un système de localisation, nous allons maintenant présenter le cadre de notre étude. Cette thèse a été une collaboration entre une entreprise, Fireflies, et le laboratoire, IMEP-LAHC. Nous partons d'un système opérationnel et fonctionnel développé au sein de Fireflies. Ce système sera utilisé comme base d'étude et comme référence de comparaison au cours de ce travail de recherche.

Notre système est destiné à mesurer les distances entre les balises à partir de la puissance reçue, la méthode RSSI. Ainsi contrairement à la majorité des systèmes radio destinés à la communication, les contraintes sur le diagramme de rayonnement de l'antenne sont bien plus importantes. Il est fondamental de disposer d'une antenne aussi isotrope que possible, ou bien, le cas échéant d'en quantifier les défauts. Il est également important de s'assurer que les installations envisagées, sur différents types de support de fixation ne perturbent pas les diagrammes de rayonnement, ou bien le cas échéant, d'en quantifier les perturbations. Ceci est important afin d'éviter certains types de support, d'optimiser au mieux la fixation, ou d'en tenir compte lors de la conception de l'algorithme de localisation. Ces raisons sont les motivations à la base des études menées dans ce chapitre.

Dans un premier temps, nous allons caractériser l'antenne du dispositif développé par l'entreprise. Il s'agit d'une antenne miniature à cavité céramique. Ensuite nous allons réaliser des simulations et des mesures du système réel pour comparer les diagrammes de rayonnement pour valider le modèle simulé du système complet avec l'antenne plus le PCB et la batterie.

Enfin, pour conclure la caractérisation de l'antenne, avec le système validé nous allons étudier l'influence du support sur le rayonnement de l'antenne. Le support étant dans la zone de champ proche de l'antenne, il perturbe fortement le rayonnement et le coefficient de réflexion de l'antenne. Comme les dispositifs seront toujours fixés sur un mur, une porte, une fenêtre, un tube de pvc ou un autre type de matériau, nous allons analyser ce changement pour les principaux matériaux : plastique, verre, béton et métal.

### 3.2. Cadre d'étude

L'entreprise Fireflies RTLS a développé et breveté une solution technologique avancée basée sur un réseau de capteurs radiofréquence sans fils.

Cette solution permet de réaliser l'inventaire, la surveillance et la localisation de biens nomades en temps réel au moyen de balises appelées «lucioles». Les lucioles sont actives (elles fonctionnent avec l'énergie d'une pile qui alimente le système), intelligentes et communicantes (grâce à un logiciel embarqué, ou *Firmware*, qui assure le fonctionnement du réseau et la fonction de localisation). Les lucioles mobiles sont des tags mobiles fixées sur les biens nomades que l'on souhaite localiser. Les lucioles fonctionnent à travers des réseaux maillés intégralement sans fil, ce réseau est constitué des lucioles fixes aussi appelé de lucioles de référence, balise de référence ou tags de référence. Qu'elle soit de référence ou mobile, la luciole peut émettre ou recevoir des données et stocker de l'information. Ces informations sont envoyées et collectées par une passerelle qui est liée au terminal d'interaction avec l'utilisateur.

Le processus de localisation de ce système représenté sur la Figure 19 fonctionne de la façon suivante :

1. L'utilisateur envoie une demande de localisation à la passerelle, via son système d'information central ou d'un terminal déporté type ordinateur, PDA (Personal Digital Assistant en anglais ou assistant numérique personnel) ou smart phone.
2. La demande de localisation de l'objet est transmise depuis la passerelle de luciole en luciole à travers du réseau maillé jusqu'à la luciole mobile.
3. La luciole mobile identifie la demande grâce à son adresse IEEE et lance le calcul de localisation. Le résultat est ensuite renvoyé à travers du réseau jusqu'à l'utilisateur initiateur de la demande. Voir fonctionnement complet sur la Figure 19.
4. Les données de RSSI par rapport aux 6 références plus proches de la luciole mobile sont utilisées avec la méthode modifiée de Shepherd pour calculer la position de la balise qu'on souhaite localiser. Cette méthode sera plus détaillée dans la section 6.3.

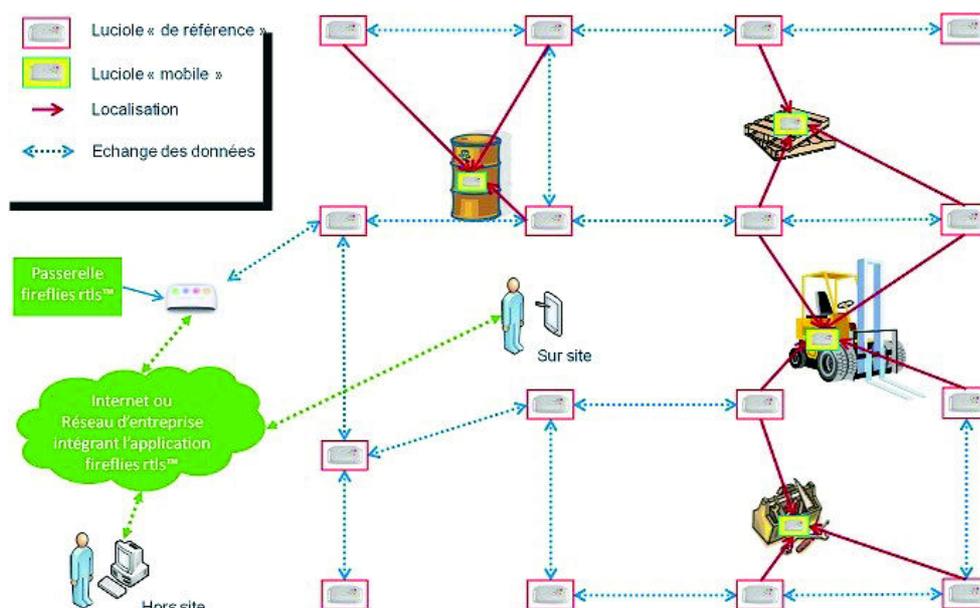


Figure 19 - Solution Fireflies pour la localisation

La luciole est l'objet de l'étude de cette thèse. Elle a les spécifications suivantes :

- Description : Matériel unique pour l'infrastructure et les biens mobiles
- Dimensions : 90 X 45 X 24
- Poids : 48 gr
- Matériau du boîtier : PA12
- LED : 2 LED soit 3 couleurs disponibles + fréquence paramétrable en fixe ou clignotant
- Type de fixation : vis, sangle, scratch, double face, aimant.
- Type et durée de vie de la pile : Pile lithium type AA 3,6V / ~ 3ans pour un taux de communication de 0,3% (correspond à un échange à chaque 10s)
- Norme IP ; IK : IP67 ; IK7
- Fréquence : 2,4Ghz, RF conforme IEEE802.15.4
- Mémoire : 128K de mémoire Flash, 8K de RAM dont 4K maintenus
- Température de fonctionnement : -20°C à +85°C
- Portée radio : ~30 m en intérieur et ~100 m en extérieur, en fonction de l'environnement

D'abord une caractérisation de l'antenne du dispositif sera faite et ensuite, des propositions pour ce système seront discutées et analysées.

### 3.3. Simulation et caractérisation électromagnétique de la luciole avec antenne à cavité céramique

La luciole est composée par un boîtier en plastique, un PCB sur FR4 ( $\epsilon_r=4,3$  et  $\tan\delta=0,025$  pour la fréquence de 2,4GHz), une antenne à cavité céramique Würth et une pile pour alimenter le circuit.

Pour caractériser l'antenne de la luciole, il est d'abord nécessaire faire une série de simulations avec le logiciel de simulation électromagnétique 3D qui a été utilisé toute au long de cette thèse, CST Studio Suite [1]. Pour commencer à en faire l'analyse, les caractéristiques physiques de l'antenne (voir Tableau 5) présent sur la fiche de spécification ont été utilisées comme base.

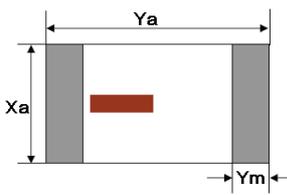
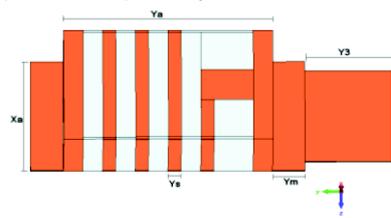
Tableau 5 - Caractéristiques de l'antenne Würth

Fréquence	2,4 à 2,5 GHz
Impédance	50 $\Omega$
Gain	0,5dBi
Base du Matériel	Céramique

Les paramètres de la simulation sont ensuite ajustés afin d'obtenir les caractéristiques mesurées, en particulier la fréquence d'adaptation et les diagrammes de rayonnement seront comparées directement avec les mesures réalisées de la luciole fabriquée, pour tenir compte de l'influence de la pile et de la carte PCB.

Quelques comparaisons par rapport aux dimensions entre l'antenne simulée et l'antenne Würth réelle seront présentées sur le Tableau 6.

Tableau 6 - Dimensions de l'antenne à cavité céramique Würth et de l'antenne simulé

Antenne Würth (data sheet)	Antenne Simulée
$X_a = 1,6 \pm 0,2$ mm $Y_a = 3,2 \pm 0,2$ mm $Y_m = 0,5 \pm 0,2$ mm $H_a(\text{hauteur cavité}) = 1,3 +0,1/-0,2$ mm Matériau : Céramique	$X_a = 1,73$ mm $Y_a = 3,2$ mm $Y_m = 0,5$ mm $H_a(\text{hauteur cavité}) = 1,3$ mm $Y_s = 0,2$ mm $Y_3 = 1,6$ mm Matériau : Taconic CER-10 ( $\epsilon = 9,6$ et $\delta=0,0035$ )
	

Tout d'abord une simulation telle qu'illustrée à Figure 20 a été réalisée, en intégrant l'antenne à cavité céramique simulée, une ligne de  $50\Omega$  et une alimentation différentielle entre le plan de masse et la ligne d'alimentation de l'antenne. La taille du substrat utilisé est 31,5mm x 56,5mm, soit exactement la taille et format réel du PCB de la luciole. La pile a également été prise en compte.

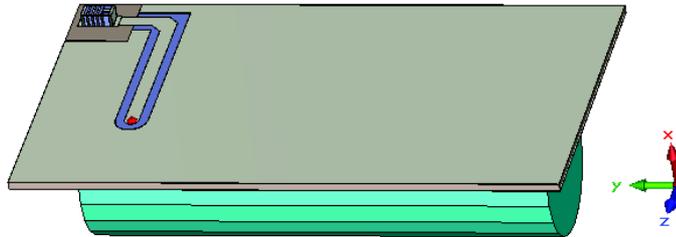


Figure 20 - Simulation de l'antenne à cavité céramique + PCB + pile

Une adaptation d'impédance à la fréquence de 2,4GHz a d'abord été réalisée en modélisant uniquement l'antenne, le PCB et la batterie afin de diminuer le temps de simulation.

Cependant, pour simuler le système complet, c'est-à-dire, le PCB avec antenne, pile et boîtier en plastique, et pouvoir le comparer avec les mesures du système réel, le boîtier en plastique a également dû être intégré dans la simulation. Son matériau est le polyamide PA12 ( $\epsilon=2,47$   $\delta=0,0045$  à la fréquence de 2,45GHz).

Deux versions du boîtier ont été simulées et comparées :

- Une version complète (Figure 21-b) a été obtenue en important directement le modèle 3D à l'origine du moule d'une version précédente du boîtier plastique de la luciole. Celui-ci nous a été fourni par l'entreprise ayant effectué la conception du boîtier sur le logiciel SolidWorks.
- Une version simplifiée du boîtier (Figure 21-c) a ensuite été modélisée. L'objectif était de supprimer les formes arrondies, ce qui permet de simplifier le maillage cubique et obtenir un gain significatif en temps de simulation. Les dimensions de la partie supérieure sont 70 mm x 40 mm x 22 mm, et de la base sont 91,5 mm x 45 mm x 3,5 mm. Ce modèle simplifié a été validé par rapport aux mesures et à la simulation du boîtier complet. Il sera utilisé dans la suite de l'étude.

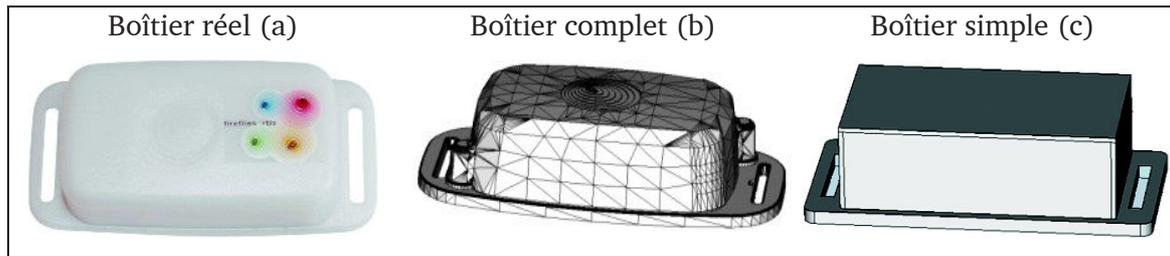


Figure 21 - Boîtier en plastique de la luciole (a) réel (b) et (c) simulé

En simulation, une comparaison initiale sur la Figure 22 a été faite par rapport au diagramme de rayonnement dans le plan XoY pour la polarisation horizontale et verticale des systèmes de chaque partie de la simulation, c'est-à-dire, d'abord l'antenne avec PCB, puis avec l'influence de la pile afin d'analyser l'interférence de la batterie et enfin avec les boîtiers décrit sur la Figure 21(b et c).

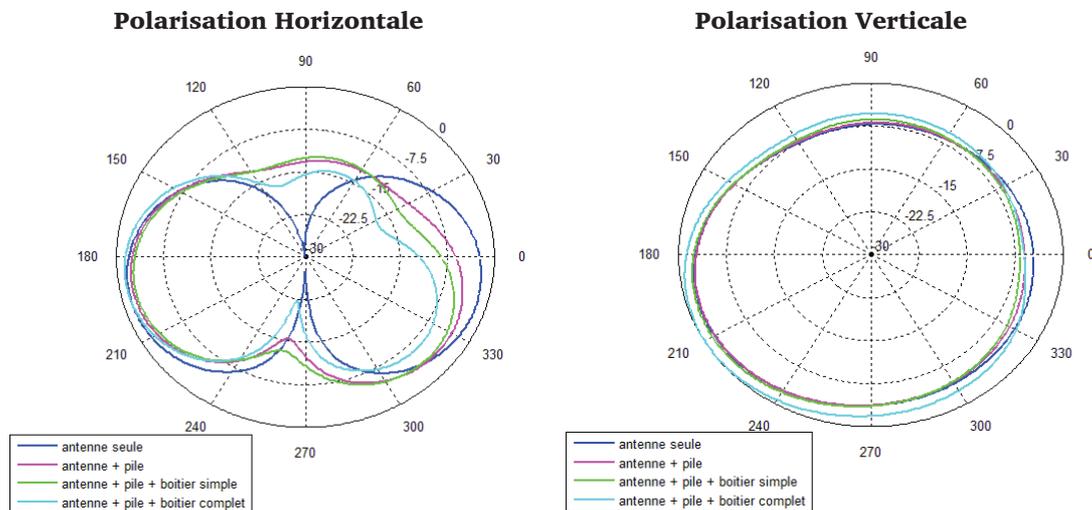


Figure 22 - Comparaison des diagrammes de rayonnement en simulation de la luciole

Le plan XoY a été choisi comme axe de comparaison pour toutes les antennes parce qu'il s'agit du plan horizontal de la luciole lorsque celle-ci est fixée sur un support vertical, comme nous pouvons le voir sur le repère représenté sur la Figure 20. Comme prévu, l'antenne Würth seule (sans pile et sans boîtier, c'est-à-dire, que l'antenne sur une carte en FR4 de dimensions 31.5mm x 56.5mm) a un diagramme comme un dipôle. Sur les trois autres courbes, il y a l'influence de la pile et du boîtier produisant une modification du diagramme de rayonnement de l'antenne, clairement observable sur le diagramme de la polarisation horizontale. La différence entre les diagrammes de rayonnement avec les deux boîtiers peut-être causée par la simplification et le changement de la forme et de la taille du simple par rapport au complet.

Enfin, pour savoir quel cas était plus proche du fonctionnement de la luciole, nous avons réalisé des mesures dans la chambre anechoïde du CEA-LETI sur le plan XoY qui

est l'axe principal de propagation de notre tag. Les détails de ces mesures avec les matériaux utilisés et toute la procédure utilisée sont présentés à l'annexe A.

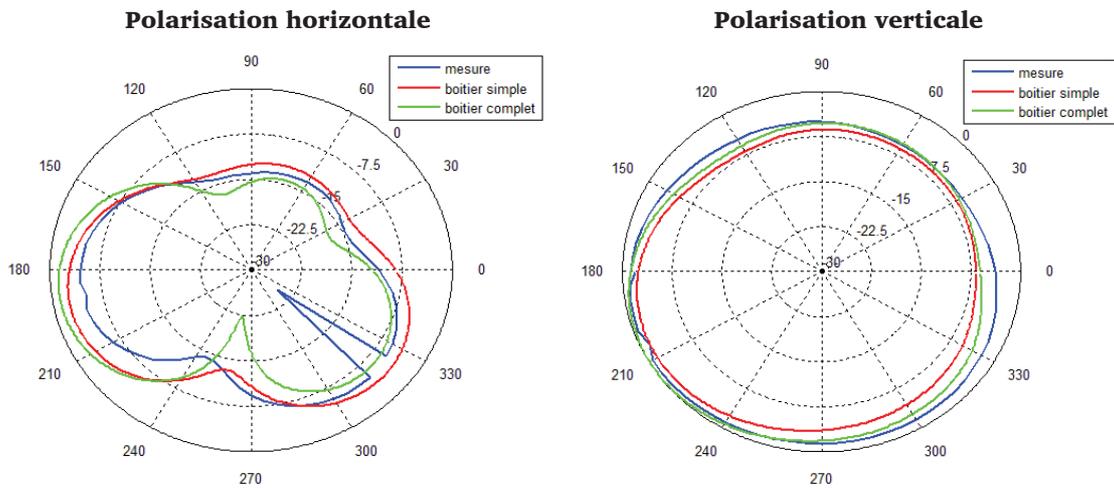


Figure 23 - Comparaison de diagrammes de rayonnement entre simulations et mesure

Les diagrammes polaires démontrent un bon accord entre les mesures et les simulations. Le pic négatif sur la mesure de la polarisation horizontale représente l'absence d'une mesure sur un angle.

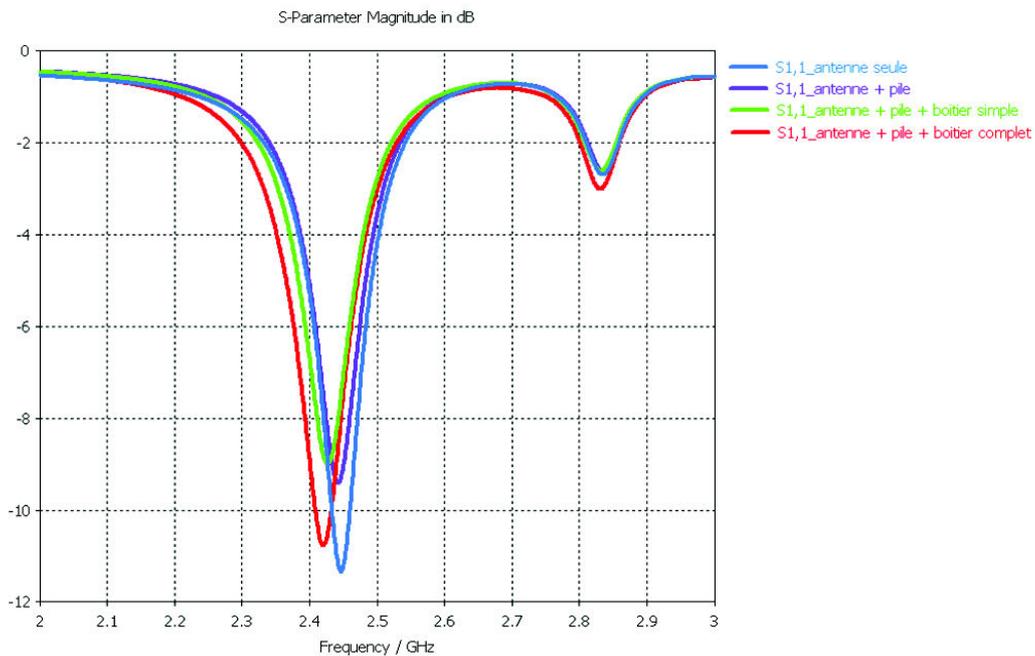


Figure 24 -  $|S_{11}|$  en dB de la luciole en simulation

Alors, pour terminer la caractérisation électromagnétique de la luciole, nous avons en simulation le coefficient de réflexion ( $|S_{11}|$  en dB) représenté sur la Figure 24 pour chaque configuration du système.

Enfin, cette comparaison valide le boîtier simplifié et de l'antenne à cavité céramique qui sera utilisée comme base pendant toute la suite de cette thèse.

### 3.4. Caractérisation en champs proche

Une étude sur le support sur lequel le système est fixé est très importante. Tout d'abord pour voir l'influence de chaque support, et ensuite pour voir le comportement du rayonnement du système pour pouvoir améliorer le fonctionnement de la luciole.

Pour pouvoir faire cette étude, les résultats les plus importants sont les paramètres  $S$  pour analyser la fréquence d'adaptation, et le diagramme de rayonnement pour comparer et étudier l'influence du support sur le rayonnement de l'antenne, qui est très important comme caractéristique pour la localisation.

Pour cette application, les matériaux pour les supports choisis ont été : plastique, verre, béton et métal, car ce sont les matériaux typiques sur lesquels les lucioles sont fixées comme les murs, les fenêtres, les tuyaux, etc. Chaque analyse de matériau sera faite séparément et une comparaison complète sera faite à la fin de cette section.

#### 3.4.1. Plastique

Un support en plastique avec  $\epsilon_r=2.47$  et  $\delta=0.0045$  a été utilisé, les caractéristiques sont les mêmes que celle du plastique PA12 du boîtier. Sa taille est limitée de 250mm x 250 mm (voir Figure 25) pour ne pas trop augmenter les temps de simulation. Les tests ont été réalisés avec deux épaisseurs possibles, la première de 10mm et la deuxième de 20mm afin d'analyser également l'influence de l'épaisseur du matériau.

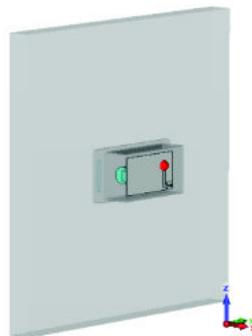


Figure 25 - Luciole placée avec un support en plastique de 250mm x 250mm x 20mm

Les  $|S_{11}|_{dB}$  obtenu pour les systèmes sont représentés sur la Figure 26, et une comparaison entre les résultats des deux épaisseurs et sans support a été faite.

D'après l'analyse des  $|S_{11}|_{dB}$ , on peut conclure que le support en plastique n'induit quasiment aucune influence sur l'adaptation du système. Ceci s'explique par le fait que l'antenne miniature est placée sur le dessus du PCB à 2,5cm environ du support, alors que son champs proche est pour l'essentiel confiné dans les quelques millimètres

de la céramique à haute permittivité. Ainsi le support n'a que peu influence sur l'adaptation d'impédance de l'antenne.

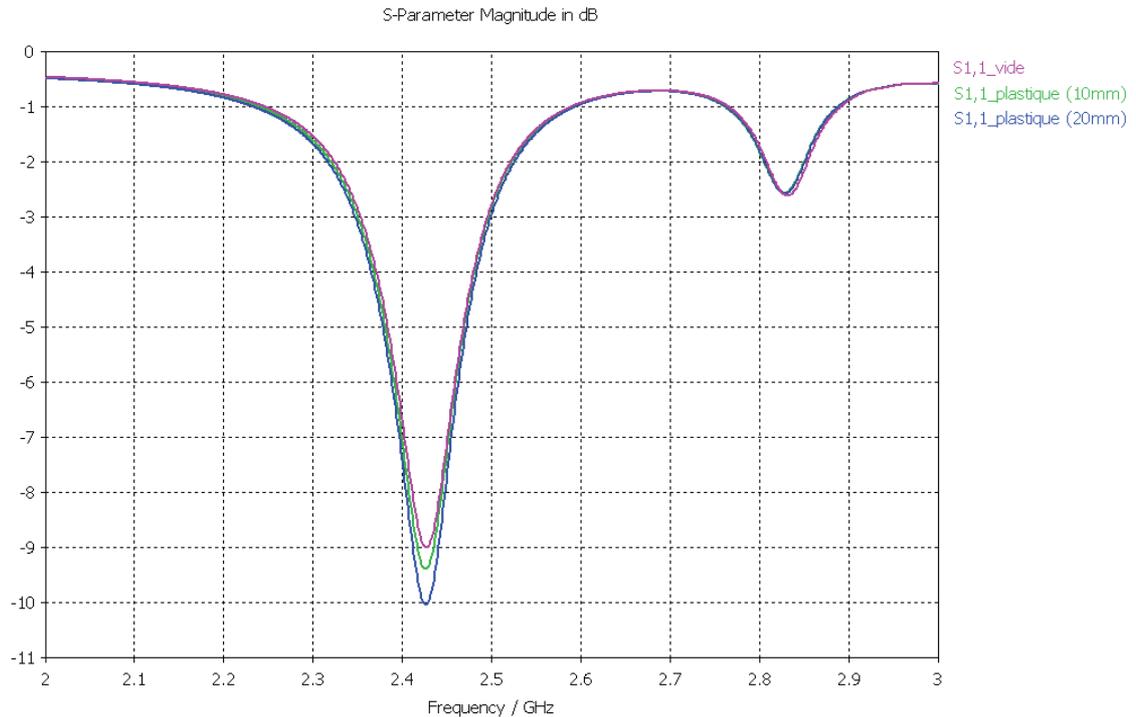


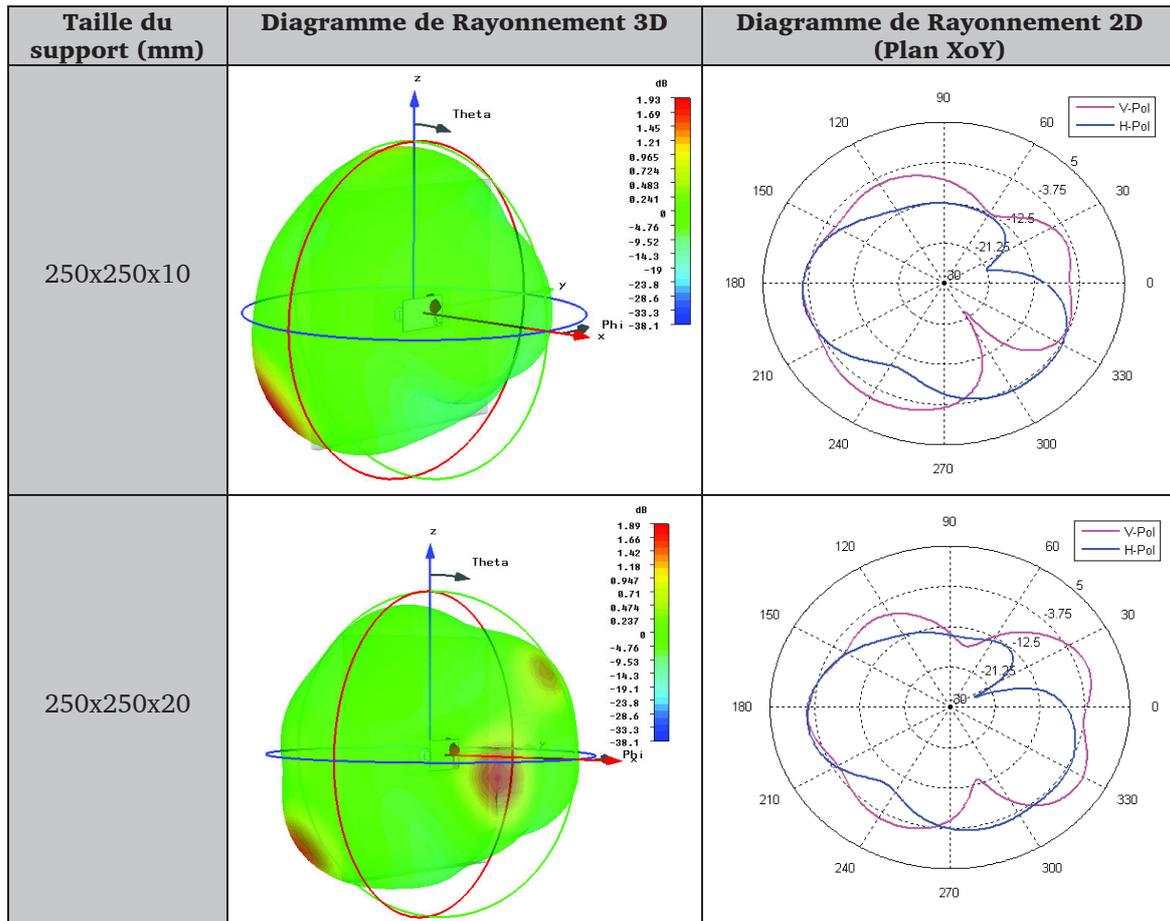
Figure 26 - S11 en dB obtenu avec le support en Plastique

La prochaine analyse réalisée porte sur les diagrammes de rayonnement. Deux représentations des diagrammes ont été choisies pour l'analyse. D'abord un diagramme 3D pour étudier la forme générale du système et la manière dont il rayonne. Ensuite, un diagramme 2D selon le plan XoY a été choisi pour étudier le rayonnement car il est utilisé comme base des mesures faites pour l'entreprise pour être le principal plan de propagation avec l'application Fireflies.

On peut voir sur le Tableau 7 la comparaison entre les résultats obtenus pour les deux épaisseurs du support en plastique.

Pour un support de 10mm d'épaisseur, le diagramme de rayonnement change peu en intensité, mais on observe un pic négatif sur le diagramme de polarisation verticale. Pour un support plus épais (20 mm), les différences par rapport au 10mm sont plus visibles. Mais en ce qui concerne la forme générale, ce support n'apporte pas beaucoup de changement au diagramme de rayonnement du système, même si l'uniformité du diagramme est un peu altérée.

Tableau 7 - Diagramme de rayonnement obtenu avec le support en plastique



### 3.4.2. Verre

Ensuite, on a utilisé un verre présent dans la bibliothèque des matériaux de CST, aussi appelé Pyrex, avec  $\epsilon_r=4.82$  et  $\delta=0.0054$ . Les autres caractéristiques sont données sur la Figure 27. Pour le verre, le support utilisé a une largeur et une hauteur de 250mm. Et comme pour le plastique, les épaisseurs sont de 10mm et de 20mm.

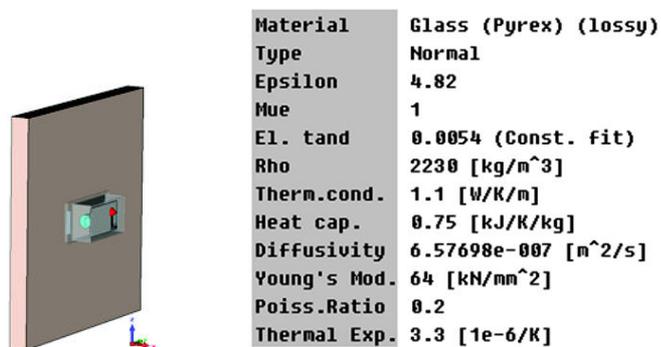


Figure 27 - Luciole avec un support en Verre de 250mm x 250mm x 20mm et ses caractéristiques

Sur la Figure 28 sont représentés les  $|S_{11}|_{dB}$  obtenus pour les supports en verre avec les deux épaisseurs considérées ainsi que le  $|S_{11}|_{dB}$  de la luciole sans support.

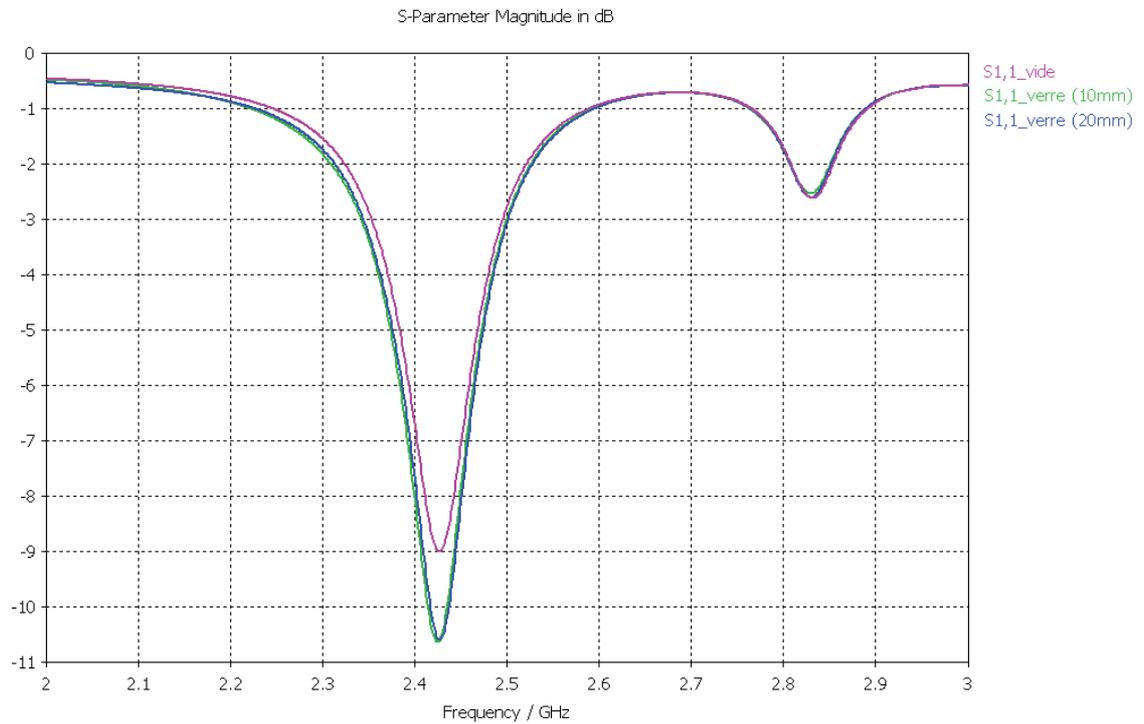


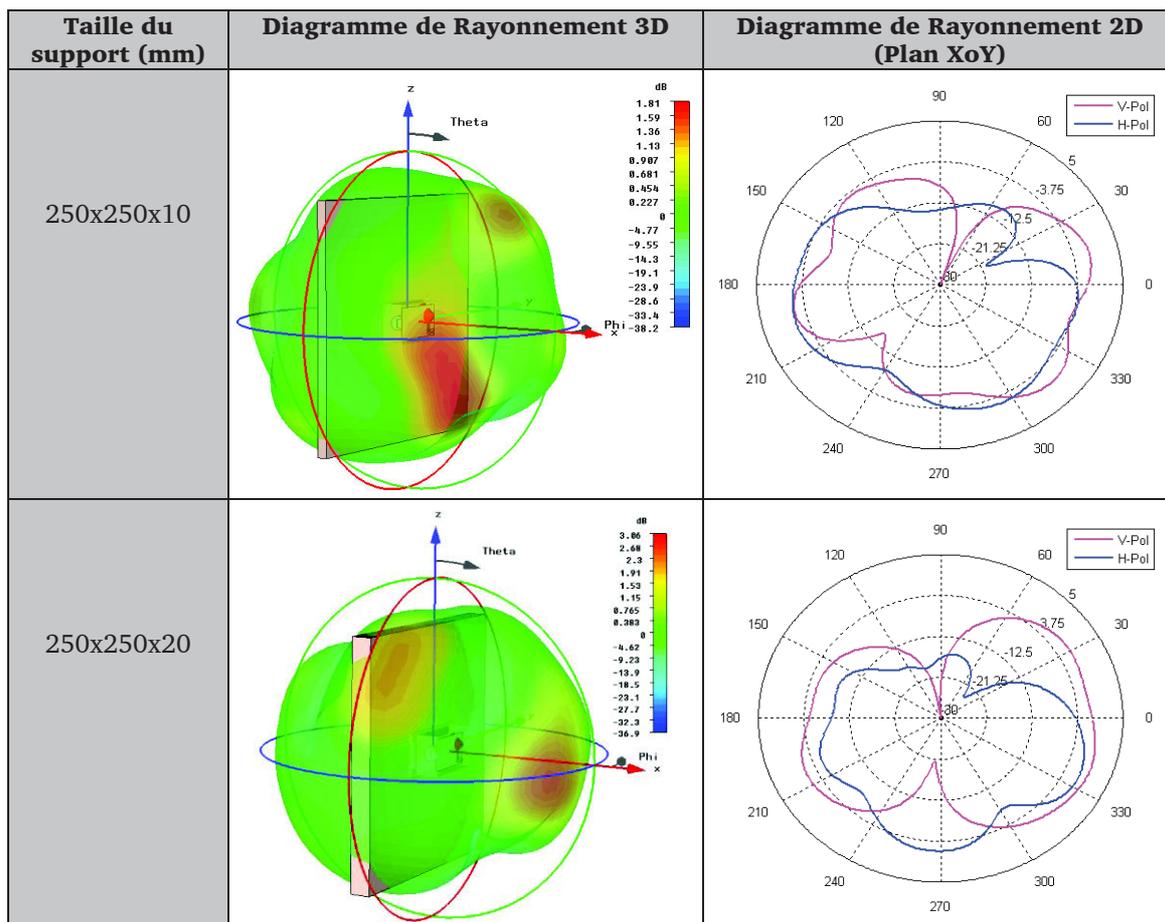
Figure 28 - S11 en dB obtenu avec le support en Verre

Les courbes de  $|S_{11}|$  en dB montrent que la fréquence d'adaptation ne change pas avec la présence du support, par contre il y a une petite amélioration sur l'adaptation quand le  $|S_{11}|$  est moins que -10dB. Et par rapport à l'influence de l'épaisseur du support, le comportement reste identique pour les deux cas.

Une analyse des diagrammes de rayonnement 3D et 2D (sur le plan XoY) en comparant les polarisations verticales et horizontales ont ensuite été faites. On peut voir sur le Tableau 8 la comparaison entre les deux épaisseurs (10mm et 20mm) du support en verre.

Les diagrammes obtenus pour les deux épaisseurs sont identiques en intensité et en forme, en dehors d'une rotation de presque 30° d'un trou présent dans le diagramme de rayonnement de polarisation verticale. Si on compare le diagramme du système sans support avec celui du système avec le support en verre, les trous pour le diagramme de rayonnement sur la polarisation verticale sont bien évidents, ce qui montre l'influence de ce type de matériau sur le système.

Tableau 8 - Diagrammes de rayonnement obtenus avec le support en verre



### 3.4.3. Béton

Le béton est un matériau dont l'analyse est très importante parce qu'il s'agit de matériau de construction le plus utilisé dans les bâtiments. Les lucioles seront donc fréquemment posées sur les murs en béton. Parfois la luciole est simplement posée sur un mur et dans d'autres cas, le tag est fixé dans un angle de murs. Pour la simulation, un matériau béton typique a été choisi. Ses caractéristiques sont présentées sur la Figure 29. Pour le béton, un support avec une largeur et une hauteur de 250mm a été utilisé. Les épaisseurs les plus courantes sont 5cm, 10cm, 15cm, ou 20cm. Nous avons d'abord utilisé une épaisseur de 20mm pour comparer avec les autres matériaux étudiés puis une épaisseur de 200mm pour simuler un béton plus réaliste.

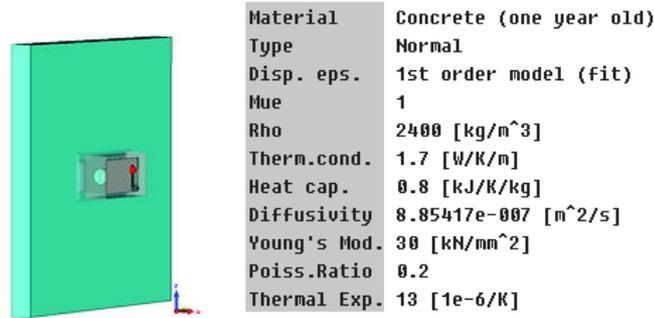


Figure 29 - Luciole avec un support en béton de 250mm x 250mm x 20mm et ses caractéristiques

Les  $|S_{11}|_{dB}$  obtenus pour les deux supports en béton (2cm et 20cm d'épaisseur) sont représentés sur la Figure 30, ainsi que la courbe obtenue pour la luciole sans support (vide).

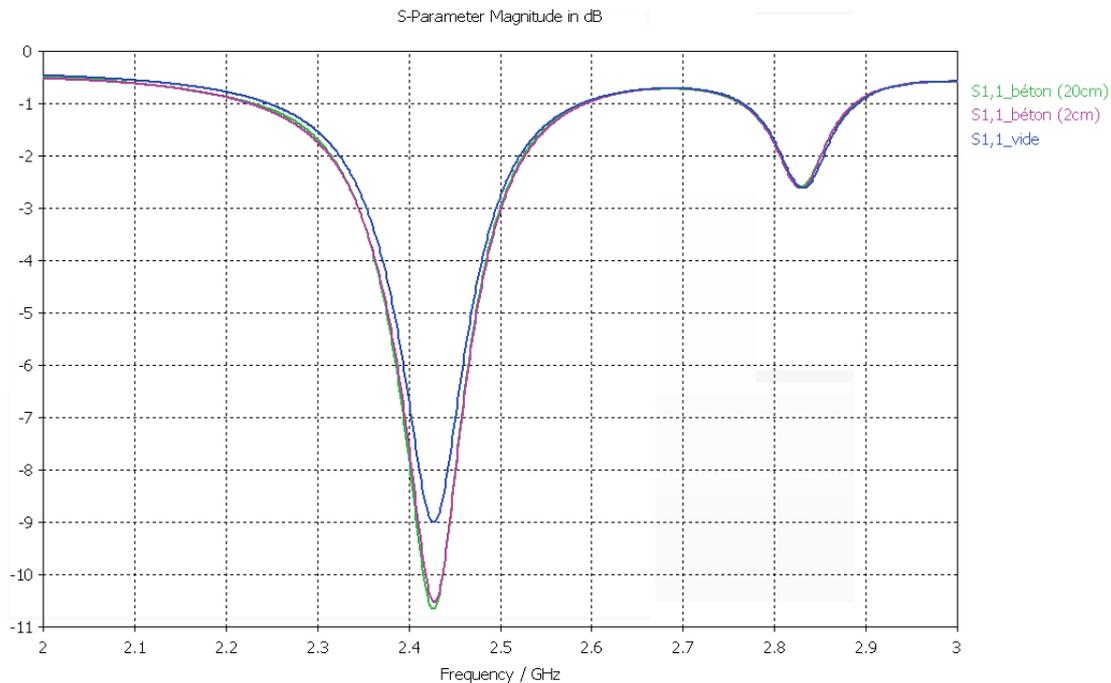


Figure 30 - S11 en dB obtenu avec le support en béton

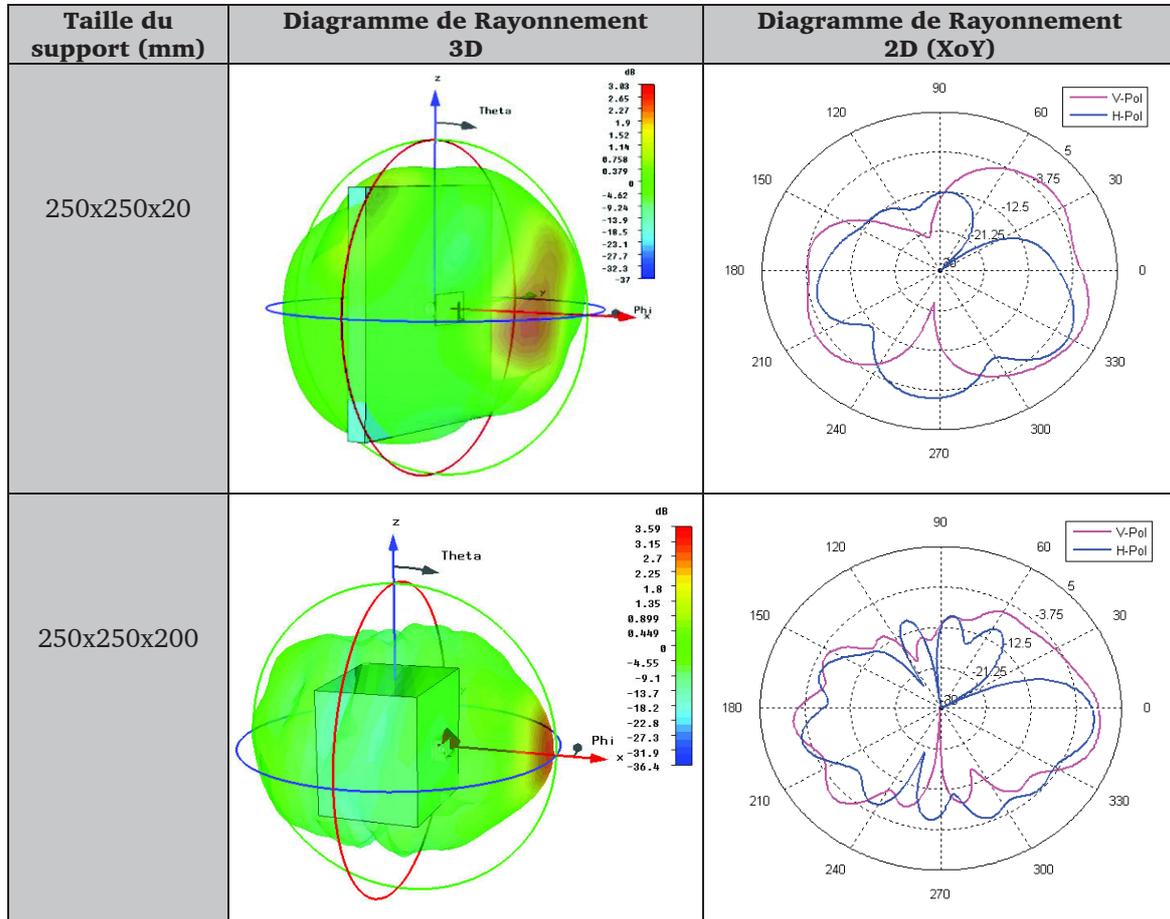
Comme pour le verre, les courbes de la Figure 30 démontrent que la fréquence d'adaptation ne change pas avec le support et qu'il n'y a pas de différence entre les deux épaisseurs de béton pour les courbes du  $|S_{11}|$ .

Ensuite, les diagrammes de rayonnement 3D sur la vue devant le support (vue souhaité pour la propagation) et 2D sur le plan XoY ont été tracés et sont représentés dans le Tableau 9.

Pour le béton, les diagrammes de rayonnement sont différents pour chaque configuration. Pour une épaisseur de 200 mm, le gain du système augmente de 1dB à 3dB et l'antenne devient plus directive du côté du boîtier. La quantité de pics négatifs

augmente aussi quand on a un béton plus épais. D'autre part, la différence en termes de diagramme de rayonnement entre les supports de 20 mm et 200 mm d'épaisseur est plus significative en forme qu'en valeur de gain.

Tableau 9 - Diagramme de Rayonnement obtenus avec le support en béton



Ce système qui présente le béton comme support sera utilisé comme base pour l'optimisation du fonctionnement de la luciole et aussi comme principe pour les simulations dans un environnement réel.

### 3.4.4. Métal

Pour faire la simulation avec un support en métal, on a utilisé le fer présent dans la bibliothèque du logiciel CST. Les caractéristiques de ce matériau conducteur sont présentées sur la Figure 31. Le support a été simulé qu'avec une épaisseur de 20 mm, car l'influence de l'épaisseur est minime sur le comportement du système, due au fait qu'un métal a une très fine épaisseur de peau  $\delta$  [2]. Cette épaisseur peut être calculée par la formule ( 9 ).

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega \cdot \mu \cdot \sigma}} = \sqrt{\frac{2 \cdot \rho}{\omega \cdot \mu}} = \frac{1}{\sqrt{\sigma \cdot \mu \cdot \pi \cdot f}} \quad (9)$$

Où  $\delta$  est l'épaisseur de peau en mètre,  $\omega$  ( $\omega=2.\pi.f$ ) est la pulsation en rad/s,  $f$  est la fréquence en Hz,  $\mu$  est la perméabilité magnétique en H/m,  $\rho$  ( $\rho=1/\sigma$ ) est la résistivité en  $\Omega.m$  et enfin,  $\sigma$  est la conductivité électrique en S/m. Pour le fer nous avons environ  $\delta=32nm$ . Ainsi, quand nous utilisons un support en fer, l'épaisseur n'a en pratique aucune influence dès lors que celle-ci est supérieure à  $\delta$ .

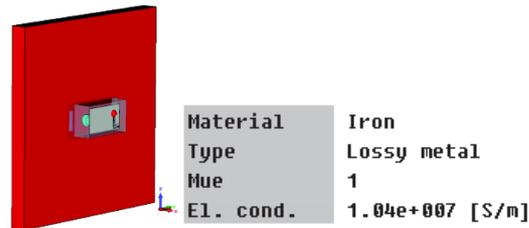


Figure 31 - Luciole avec un support en métal de 250mm x 250mm x 20mm et ses caractéristiques

La comparaison entre les  $|S_{11}|dB$  obtenus pour le support en métal et pour le système sans support a donné sur la Figure 10.

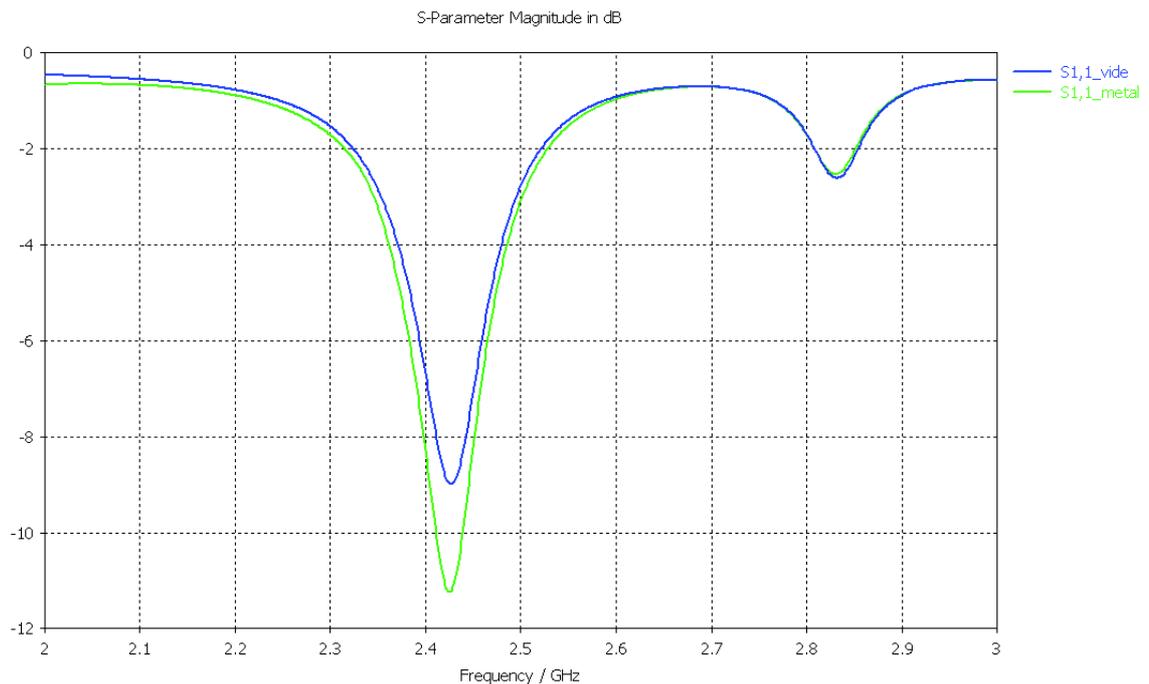
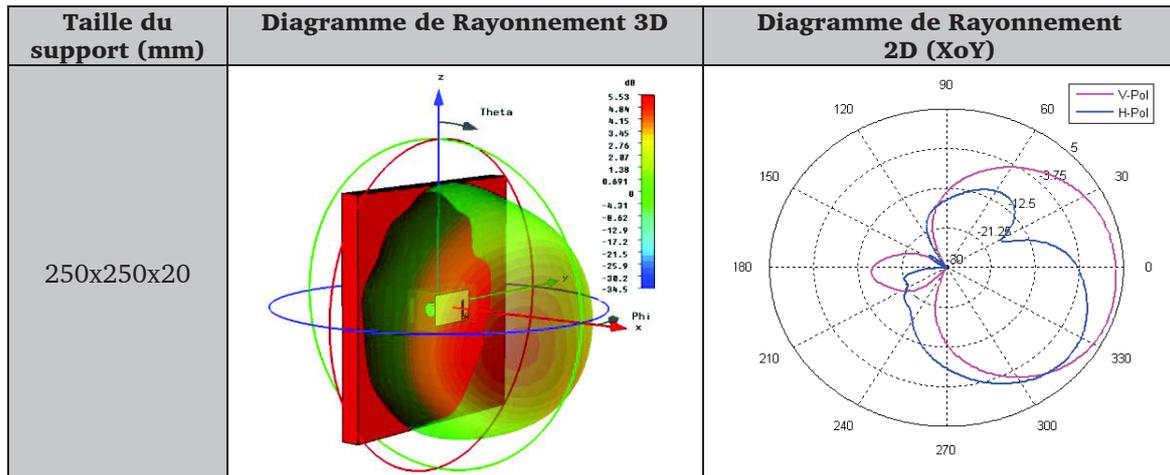


Figure 32 - S11 en dB obtenu avec le support en métal

Une fois de plus, la fréquence d'adaptation n'a pas changé. Par contre, le S11 est passé de -9dB à -11dB, ce qui apporte une amélioration de la performance du système.

Les diagrammes de rayonnement 2D (plan XoY) et 3D ont été tracés et représentés dans le Tableau 10.

Tableau 10 - Diagramme de Rayonnement avec le support en métal



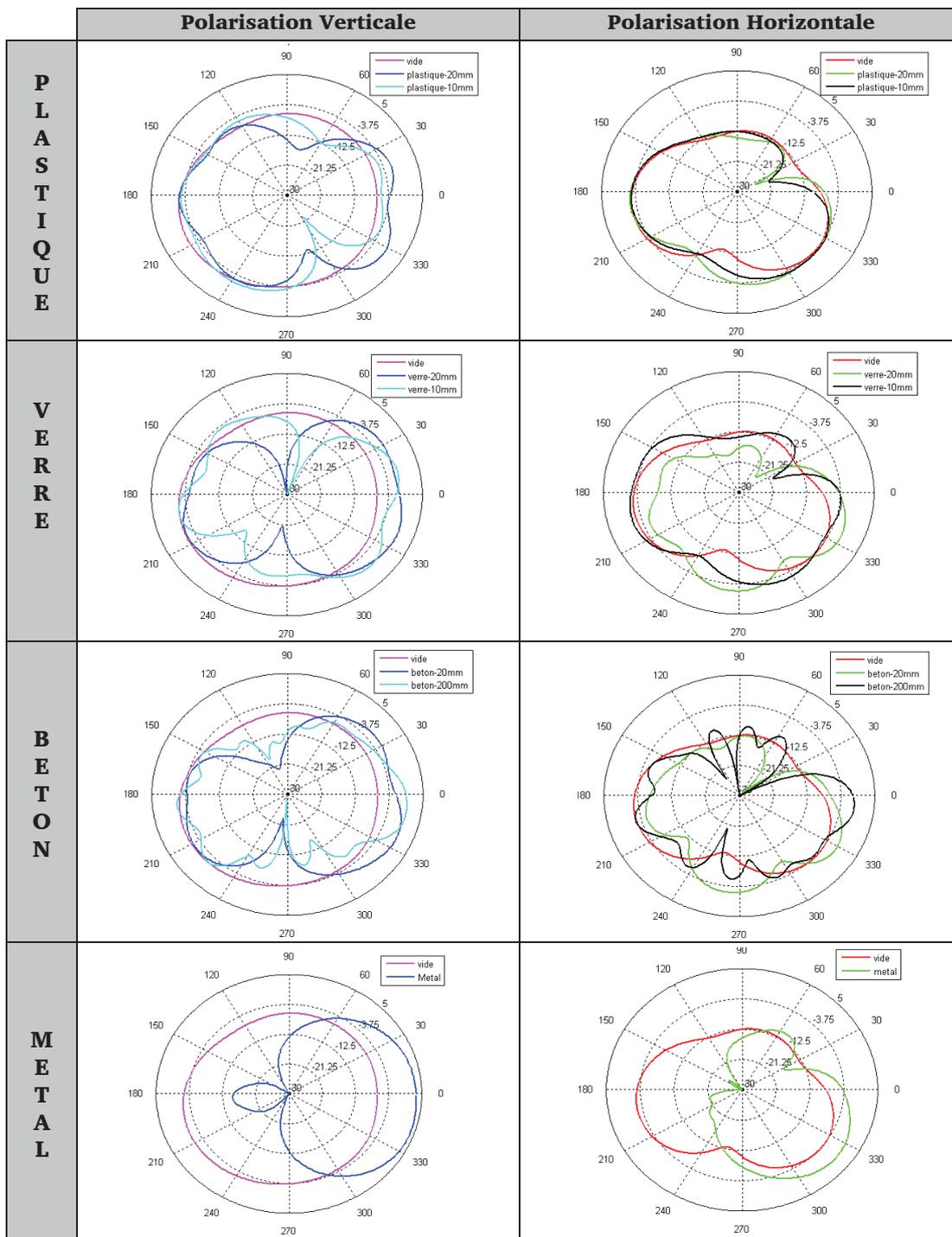
Le diagramme de rayonnement change beaucoup avec ce support. Le gain a augmenté de 1,04 dB à 5,53 dB et le système devient très directif, car le métal fonctionne comme un plan réflecteur et l'intensité derrière le plan métallique est très faible.

Les résultats du système avec support en métal seront très utiles pour la suite, car une nouvelle combinaison possible pour la luciole sera d'utiliser un métal derrière le boîtier pour diminuer d'influence du support sur le diagramme de rayonnement.

### 3.4.5. Comparaison entre les supports

Une comparaison entre les diagrammes de rayonnement 2D de la polarisation horizontale et verticale ont été faites pour chaque support dans le Tableau 6.

Tableau 11 - Diagramme 2D (XoY) des différents supports



Avec ces diagrammes, une comparaison entre les systèmes avec et sans support a été faite. Il était de plus possible de voir l'interférence de chaque matériau et de les

comparer. Une analyse numérique a ensuite été faite à partir des valeurs obtenues pour chaque système, voir le Tableau 12.

Tableau 12 - Caractéristiques de rayonnement pour différents supports

	Vide	Plastique		Verre		Béton		Métal
$\epsilon_r$	1	2,47		4,82		4,5		14,2 [3]
Epaisseur	x	10mm	20mm	10mm	20mm	20mm	200mm	20mm
Rad.Effic.	-2,79dB	-2,65dB	-2,51dB	-2,28dB	-2,38dB	-2,66dB	-4,44dB	-2,35dB
Tot. Effic.	-3,84dB	-3,60dB	-3,39dB	-3,03dB	-3,21dB	-3,50dB	-5,23dB	-3,05dB
Gain	1,04dB	1,93dB	1,89dB	1,81dB	3,06dB	3,03dB	3,59dB	5,53dB
Rlzd.Gain	-0,016dB	0,97dB	1,02dB	1,07dB	2,24dB	2,19dB	2,81dB	4,83dB

Pour pouvoir comprendre plus clairement le comportement de chaque support, nous allons expliquer les paramètres présents sur le Tableau 12. Et la Figure 33 démontre quelques puissances qui sont nécessaire pour expliquer le fonctionnement de l'antenne.

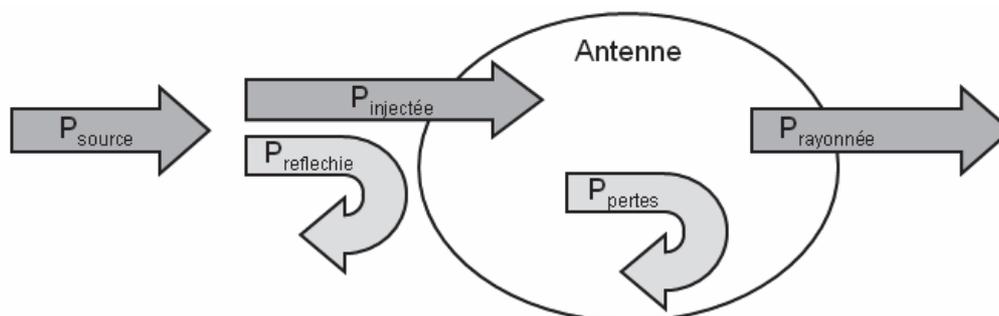


Figure 33 - Conservation d'énergie dans une antenne

- **Gain** : A priori, il est surprenant de parler de gain à propos d'une antenne qui est un composant passif. En effet une antenne ne peut émettre une puissance plus grande que la puissance qu'elle reçoit mais elle est capable de concentrer cette puissance de façon à ce que la puissance, dans certaines directions de l'espace, semble accrue par comparaison à une répartition isotrope d'énergie rayonnée (antenne isotrope). Le gain est défini comme le rapport de la densité de puissance rayonnée dans une direction donnée, à la densité de puissance qui serait obtenue avec une antenne isotrope. L'intensité du rayonnement correspondant à la puissance isotrope rayonnée est égale à la puissance à l'entrée de l'antenne, divisé par  $4\pi$ . [3]

$$Gain = 4 \cdot \pi \cdot \frac{\textit{intensité de rayonnement}}{P_{\textit{injectée}}}$$

▪ **Radiation Efficiency** (Rad. Effic.) : La Rad. Effic. est définie comme le rapport entre la puissance totale rayonnée par une antenne et la puissance injectée sur l'antenne. [4]

$$e_{rad} = \frac{P_{ray}}{P_{in}}$$

▪ **Efficacité Totale** (Tot. Effic.) : Efficacité Totale est le rapport entre la puissance rayonnée et la puissance initiale, il tient en compte l'efficacité due à la réflexion et l'efficacité de rayonnement et est donc définie par l'expression :

$$e_{total} = \frac{P_{rad}}{P_{source}}$$

▪ **Realized Gain** (Rlzd. Gain) : Realized Gain inclut les pertes de désadaptation d'impédance.

En résumé, le plastique et le verre sont les matériaux qui provoquent le moins de changement sur le comportement de l'antenne. Le matériau qui induit le plus de modifications est le métal, qui agit comme un plan réflecteur et qu'augmente très significativement le gain et le *realized gain*. Par rapport à l'efficacité, le comportement moins favorable c'était celui du support en béton.

### 3.5. Conclusion

Au cours de ce chapitre nous avons réalisé une modélisation 3D et une simulation électromagnétique du système complet de la luciole (PCB, pile, antenne à cavité céramique et un boîtier en plastique). Ce modèle a été validé par des mesures du diagramme de rayonnement réalisé dans une chambre anéchoïque au LETI-CEA.

A partir de ce modèle, nous avons effectué une étude complète et détaillée de l'influence du support sur le diagramme de rayonnement et sur le coefficient de réflexion de l'antenne. Cette étude sur le type de support a été faite en analysant les matériaux suivants : plastique, verre, béton et métal. Cette étude a montré une grande influence du support sur le diagramme de rayonnement, et en particulier un support en métal qui fonctionne comme plan réflecteur. Celui-ci sera étudié plus en détail dans la section 4.2 du chapitre suivant.

### **Bibliographie – Chapitre 3**

- [1] CST Microwave Studio 2011, Inc., [www.cst.com](http://www.cst.com).
- [2] André Ducluzau, Extrait du Cahier Technique Schneider Electric n° 83
- [3] C. A. Balanis, “Antenna Theory Analysis and Design”, Third Edition, John Wiley & Sons, Inc., New York, 1997.
- [4] IEEE Std 145-1993, “Standard Definitions of Terms for Antennas”, ISBN 1-55937-317-2, IEEEExplore

## **4. Solutions pour le cahier de charge : Plan réflecteur et multi-antennes.**

### **4.1. Introduction**

Après la caractérisation des diagrammes de rayonnement et des paramètres S du dispositif, nous avons effectué l'analyse de la luciole montée sur les supports de fixation en différents matériaux (plastique, verre, béton et métal).

Dans ce chapitre, nous allons maintenant proposer des solutions permettant d'améliorer le rayonnement de l'antenne du dispositif pour notre application de localisation par RSSI. Tout d'abord, nous allons discuter l'utilisation d'un plan réflecteur placé entre le support et l'antenne. Cette solution est simple car elle ne nécessite aucune modification des dispositifs existants et elle permet de rendre le rayonnement insensible au matériau du support sur lequel la luciole est fixée. Ensuite, nous proposons de nouvelles solutions antennaires mettant en œuvre des techniques de diversité dans le but de minimiser les facteurs limitant la localisation comme les multi-trajets, la non-uniformité du diagramme de rayonnement et le non-alignement de la polarisation des antennes.

Le but de ces modifications est d'améliorer la partie antenne sans trop changer la taille ni la forme du dispositif. Ces modifications doivent aussi être de bas coût afin de pouvoir les commercialiser.

Le chapitre est organisé de la façon suivante, l'utilisation d'un plan réflecteur sera étudiée dans la section 4.2. Les solutions multi-antennes seront présentées à la section 4.3. La première proposition composée de 3 antennes PIFAs sera étudiée à la section 4.3.2. La seconde solution composée de deux antennes IFAs sur les côtés et d'une antenne patch au centre sera étudiée à la section 4.3.3.

## 4.2. Plan réflecteur

Comme nous l'avons mis en évidence au chapitre précédent, avec le support en métal, le résultat en terme de diagramme de rayonnement est intéressant car celui-ci joue le rôle d'un plan réflecteur, ainsi le diagramme de rayonnement est plus uniforme dans le demi-espace en avant du plan, en particulier nous y supprimons les trous dans le diagramme de rayonnement. De plus, avec un plan métallique derrière le dispositif, nous supprimons l'impact du support sur lequel le système est posé, comme le béton ou le plastique, ainsi, les résultats sont prévisibles et homogènes. Enfin, bien que ce ne soit pas le facteur essentiel pour notre application, nous avons également l'avantage d'obtenir plus de gain dans la direction avant, donc d'augmenter la portée en communication du système.

Ainsi notre première solution pour améliorer l'uniformité du rayonnement est de tirer parti de ce constat et d'utiliser un plan réflecteur métallique lors que la fixation du dispositif sur un mur [1].

Tout d'abord, si on considère une antenne positionnée à une distance "C" à partir d'un plan réflecteur infini idéalisée (Figure 34), l'énergie de l'antenne est rayonnée en fonction de son diagramme de rayonnement. Par exemple, à P1, nous avons la somme des amplitudes des champs électromagnétiques générés par les ondes directes et réfléchies. La même chose se passe pour le point P2. Dans le cas d'un conducteur électrique infini et parfaite, l'onde incidente sera totalement réfléchie.

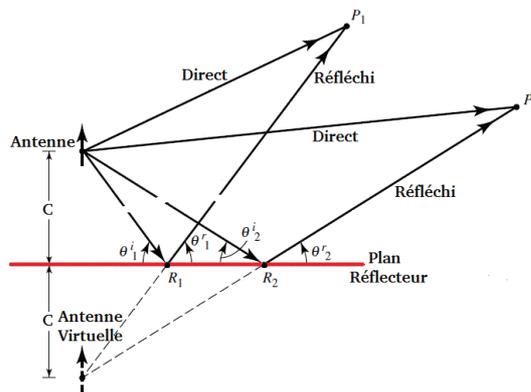


Figure 34 - Représentation de l'effet de la réflexion

Cependant, si on considère un plan réflecteur plan de dimensions finies, ce qui est notre cas réel, nous aurons un changement considérable sur les caractéristiques de rayonnement du capteur, résultant des effets des bords [2]. Un exemple simple de diffraction sur les bords d'un réflecteur plan est représenté à la Figure 35. Dans ce cas, l'effet de la diffraction doit être considéré à partir de la Théorie géométrique de la diffraction [3].

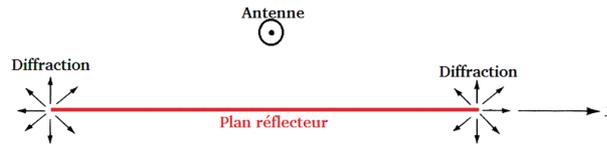


Figure 35 - Représentation de l'effet de la diffraction

Pour notre cas d'étude une analyse du plan métallique est faite. Cette étude comporte deux phases principales :

1. L'étude de la distance " $D$ " entre le boîtier et le plan métallique. Pour cette première partie, le plan réflecteur a une dimension de 200 mm x 200 mm. Ce but est d'optimiser cette distance.
2. L'étude de la taille du plan métallique en utilisant la valeur de " $D$ " optimale. Ce but est de déterminer le meilleur compromis entre dimension et performance.

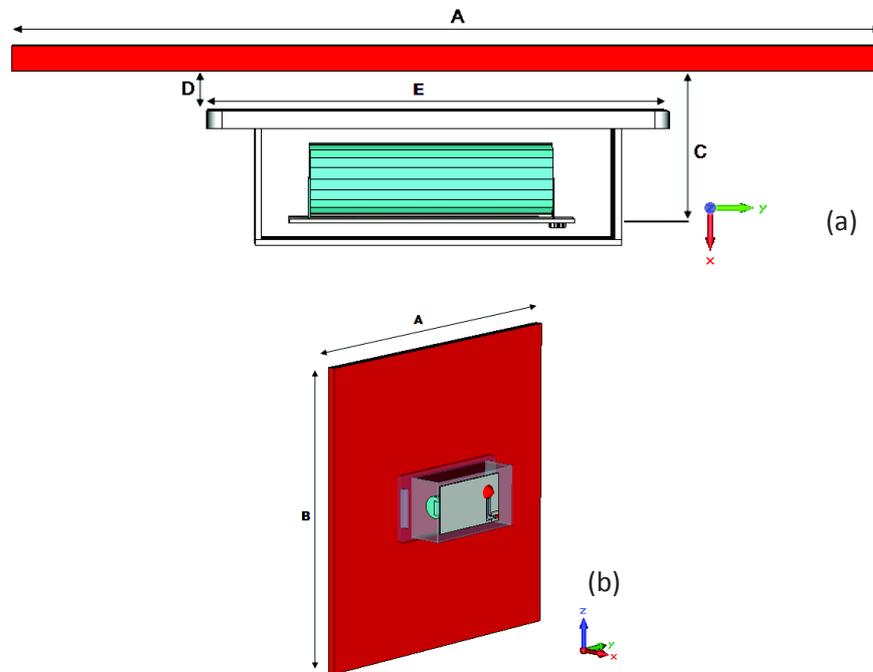


Figure 36 - Système avec plan métallique + luciole (a) vu supérieure avec paramètres (b) vu en perspective

La distance " $D$ " et les dimensions " $A$ " et " $B$ " sont définies à la Figure 36. Sur la Figure 36 (a) et (b), nous pouvons voir le schéma du système (luciole + plan métallique) en vue supérieure et en perspective. La distance " $D$ " sera analysée dans la section 4.2.1 et la taille du plan métallique (" $A$ " et " $B$ ") sera analysée dans la section 4.2.2.

### 4.2.1. Distance « D » entre le plan métallique et le boîtier

Pour l'analyse de la distance "D" optimale, une variation de ce paramètre a été faite avec le logiciel CST. Nous avons choisi une variation de "D" entre 0 et 16mm à cause d'une contrainte physique. Un système encombrant est difficile de mettre en place.

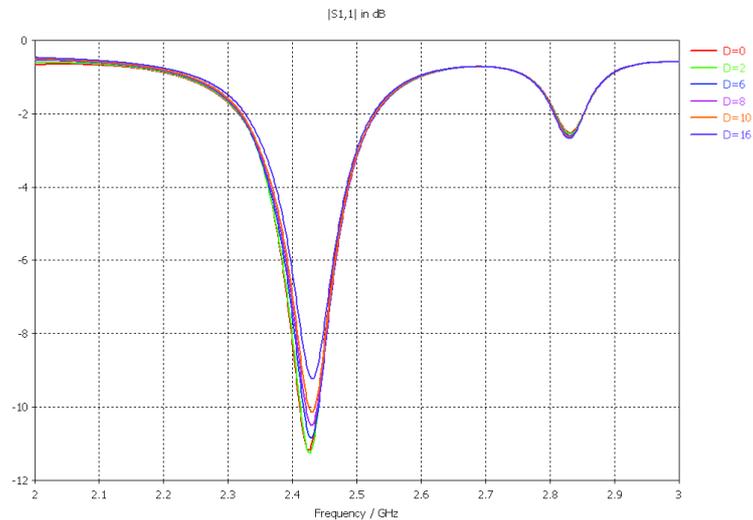


Figure 37 - S11 en dB avec la variation de la distance entre le boîtier et le plan métallique "D"

Une comparaison entre les  $|S_{11}|_{dB}$  du système avec plusieurs distances "D" est donnée à la Figure 37. Une conclusion déduite de ces résultats est que, d'une manière générale, quand la distance entre le boîtier et le plan métallique diminue, la valeur du S11 est légèrement plus satisfaisante.

Ensuite, pour pouvoir choisir la valeur optimale pour "D", l'analyse du diagramme 2D du plan XoY est indispensable. Les diagrammes obtenus pour différentes valeurs de "D" sont donnés Figure 38.

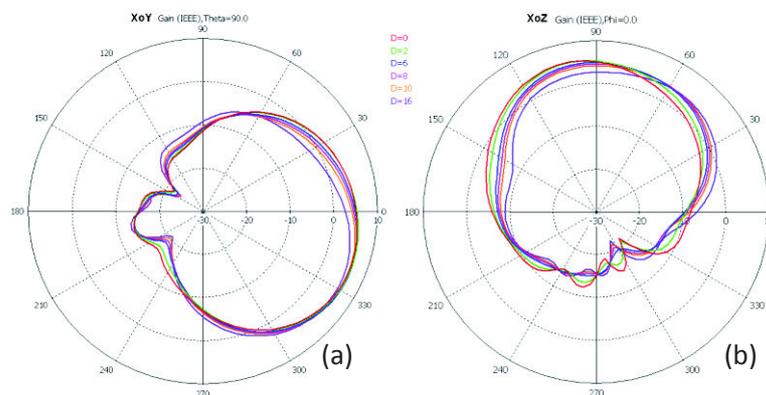


Figure 38 – Diagramme de rayonnement 2D avec la variation de la distance entre le boîtier et le plan métallique "D" : (a) Plan XoY (b) Plan XoZ

En considérant les résultats de la Figure 37 et de la Figure 38, nous pouvons conclure que la distance influe peu sur le résultat, alors que la valeur choisie est “D” est zéro, c’est-à-dire, lorsque le boîtier est collé au plan métallique. Lorsque “D” = 0, l’antenne miniaturisée est située à 24mm du plan métallique, ce qui n’est pas loin de la distance quart d’onde (à  $f=2,4\text{GHz}$ , dans le vide,  $\lambda/4=31\text{mm}$ ). Il s’agit donc de la distance optimale entre le plan réflecteur et l’antenne, car le rayonnement arrière, réfléchi par le plan métallique, s’ajoute au rayonnement avant après avoir parcouru une distance de  $\lambda/2$  et subit une rotation de  $180^\circ$  du fait du coefficient de réflexion de Fresnel. Pour cette distance, les rayonnements avant et arrière s’additionnent en interférant constructivement, ce qui double la puissance dans la direction avant, expliquent ainsi une augmentation du gain d’environ 3dB.

Avec ce paramètre fixé, une étude de la taille du plan métallique doit être réalisée pour optimiser la taille du plan réflecteur.

#### 4.2.2. Dimension du plan métallique

##### 4.2.2.1. Taille du plan métallique carré

Pour étudier la taille du plan métallique, une première étude plus pratique avec un plan réflecteur carré a été réalisée, c’est-à-dire, avec les valeurs “A” = “B”.

En ce qui concerne le paramètre  $|S_{11}|$ , on notera comme précédemment que les dimensions du plan réflecteur n’ont pas d’impact sur l’adaptation d’impédance. Par contre, sur le diagramme de rayonnement 2D (plan XoY), donné Figure 39, on observe une variation significative d’intensité du lobe derrière l’antenne.

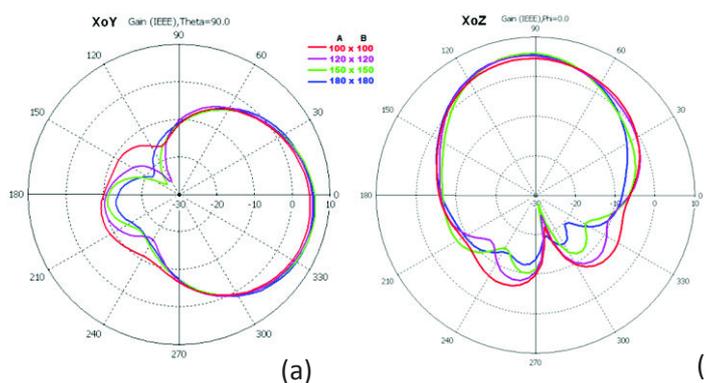


Figure 39 - Diagramme de rayonnement 2D avec la variation de la taille du plan métallique carré  
(a) Plan XoY (b) Plan XoZ

Pour déterminer la meilleure taille à utiliser, un autre critère est étudié : le “Rapport avant/arrière” exprimé sous le terme F/B (front-to-back ratio) en anglais. Ce paramètre est utilisé pour caractériser le rayonnement des antennes directionnelles. Si l’antenne a une direction maximale, alors, le rapport avant arrière est le rapport entre le

gain maximal du lobe principal et le gain maximal du lobe secondaire. Ce qui signifie que le rapport avant-arrière indique l'atténuation subie par un signal provenant de l'arrière de l'antenne par rapport au signal reçu dans l'axe du lobe principal. Plus il sera élevé et plus l'antenne sera insensible des signaux reçus depuis la direction opposée. Les gains et les rapports F/B sont donnés Tableau 13 pour quatre différentes tailles de plan métallique.

Tableau 13 - Comparaison entre le Gain et F/B ratio des différents tailles de plan métallique carré

Taille "A" et "B" [mm]	100x100	120x120	150x150	180x180
Gain [dB]	5,1	5,8	6,3	6,3
F/B ratio [dB]	14,4	15,8	17,1	19,2

On constate que le gain converge vers 6,3dB, ce phénomène est due au fait que à partir d'une taille de plan réflecteur, il est considéré comme infinie par rapport à la taille de l'antenne et les effets de bord ne sont plus significatifs. Et que le F/B varie approximativement linéairement avec la taille du plan réflecteur.

Ainsi le choix de la taille du plan réflecteur est un compromis entre encombrement de l'ensemble et minimisation du rayonnement arrière.

On choisira finalement une dimension de 120 mm x 120 mm, parce que le plan métallique n'est pas très grand, et que le gain ainsi que le rapport F/B sont satisfaisants par rapport aux autres gains. Pour pouvoir encore améliorer la diminution du plan réflecteur, une variation du paramètre "B" sera étudiée de la même manière dans le but de déterminer un compromis entre taille et rayonnement.

#### 4.2.2.2. Position du dispositif dus le plan réflecteur

Pour optimiser la taille du plan métallique et avoir un plan de taille plus petite, un changement de la position du boîtier a été réalisé. La nouvelle position est montrée sur la Figure 40.

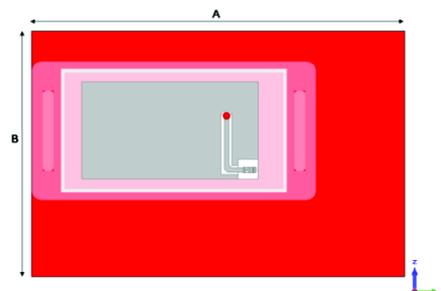


Figure 40 - Nouvelle position du boîtier par rapport au plan métallique pour optimisation de taille

Cette position a été choisie pour mettre l'antenne plus au centre du plan métallique et avoir un rayonnement plus directionnel, même avec un plan réflecteur plus petit que 120mm x 120 mm. La valeur de "A" a été fixée à 120mm pour ne pas trop impacter le rayonnement et une optimisation de la valeur de "B" a été faite.

La variation du paramètre  $|S_{11}|$  n'est pas significative. Une analyse du diagramme 2D est nécessaire, voir la Figure 41.

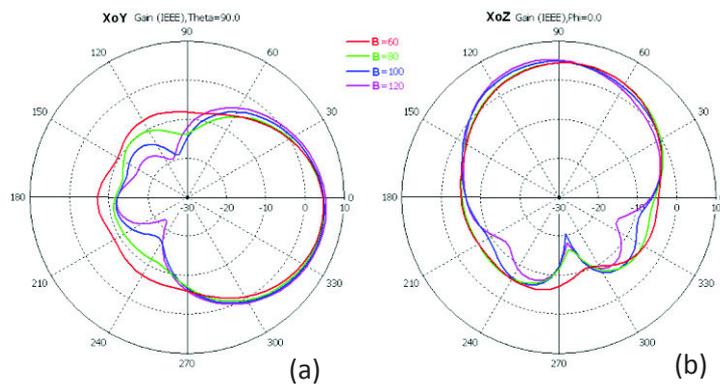


Figure 41 - Diagramme de rayonnement 2D avec la variation optimale de la dimension "B" du plan métallique avec "A" = 120mm et "D" = 0 sur les (a)Plan XoY et (b) Plan XoZ

Le meilleur gain est obtenu pour "B" égal à 120 mm, par contre la différence n'est pas significative entre les différentes tailles simulées. Si on s'intéresse au lobe arrière et au rapport F/B, donné dans le Tableau 14, la taille optimale est 120 mm x 80 mm.

D'abord parce que il y a peu de changement du gain dans chaque cas, et ensuite, parce que le rapport F/B est aussi bon que pour les plus grandes tailles et meilleur que pour le plan de dimension 120 mm x 60 mm.

Tableau 14 - Comparaison entre le Gain et F/B ratio des différents tailles de plan métallique optimisé

Taille "A" et "B" [mm]	120x60	120x80	120x100	120x120
Gain [dB]	4,9	5,0	5,3	5,7
F/B ratio [dB]	11,6	16,1	16,9	17,4

Ainsi, la taille préconisée pour le cahier des charges de Fireflies est un plan réflecteur de 120 mm x 80 mm avec un déplacement de l'antenne vers le centre du plan métallique, comme représenté sur la Figure 42.

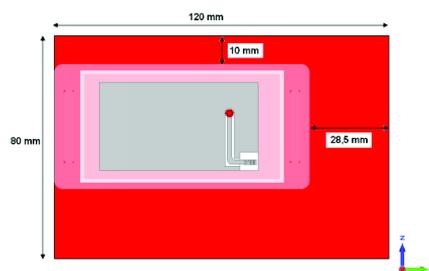


Figure 42 - Version finale du dimensionnement du plan métallique après optimisation

Son diagramme de rayonnement 3D considéré comme directif est représenté sur la Figure 43. Les diagrammes 2D sont sur la Figure 44 pour pouvoir analyser plus finement le résultat final.

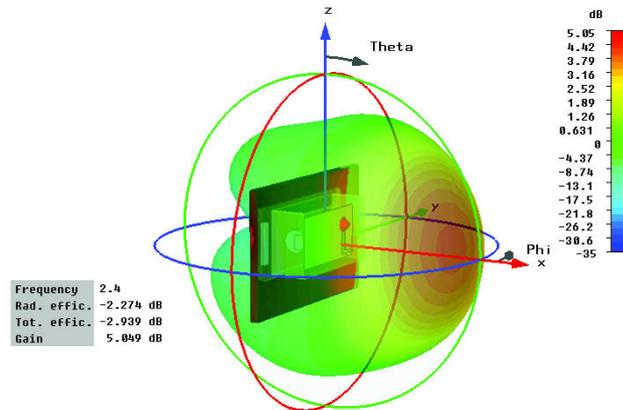


Figure 43 - Diagramme de rayonnement 3D de la version finale du dimensionnement du plan métallique

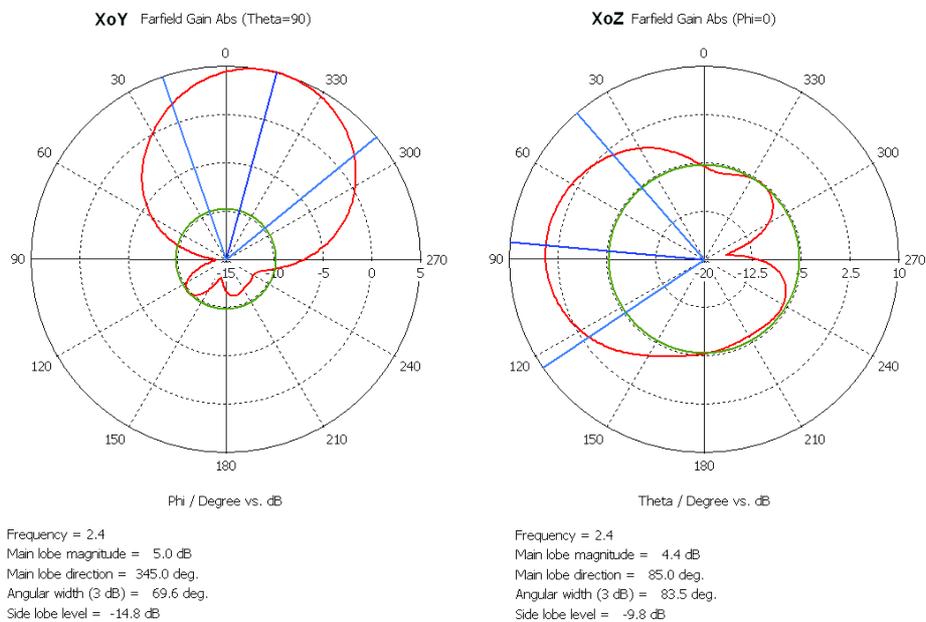


Figure 44 - Diagramme de rayonnement 2D sur les plans XoY et XoZ de la version finale du dimensionnement du plan métallique

Finalement, le résultat obtenu en fixant la luciole sur ce plan réflecteur est satisfaisant car nous obtenons un rayonnement plus uniforme et régulier dans l'hémisphère avant et insensible aux caractéristiques du support sur lequel il est fixé. Ces deux caractéristiques contribuent à améliorer la précision de la localisation par RSSI. Dans la suite, ce système sera analysé dans une situation réelle dans laquelle il est posé dans un angle de mur en béton.

### 4.2.3. Luciole sur un plan réflecteur posé sur un coin en béton

Cette étape de l'étude du support consiste à réaliser des simulations et des analyses de la luciole posée sur un plan métallique, et l'ensemble sur un coin en béton, comme illustré sur la Figure 45.

Cette configuration a été choisie car elle est représentative d'un cas réel où l'on équipe une pièce avec quatre lucioles dans chaque angle. Il s'agit alors d'avoir un rayonnement directif et uniforme dans le secteur de  $90^\circ$  qui doit être couvert.

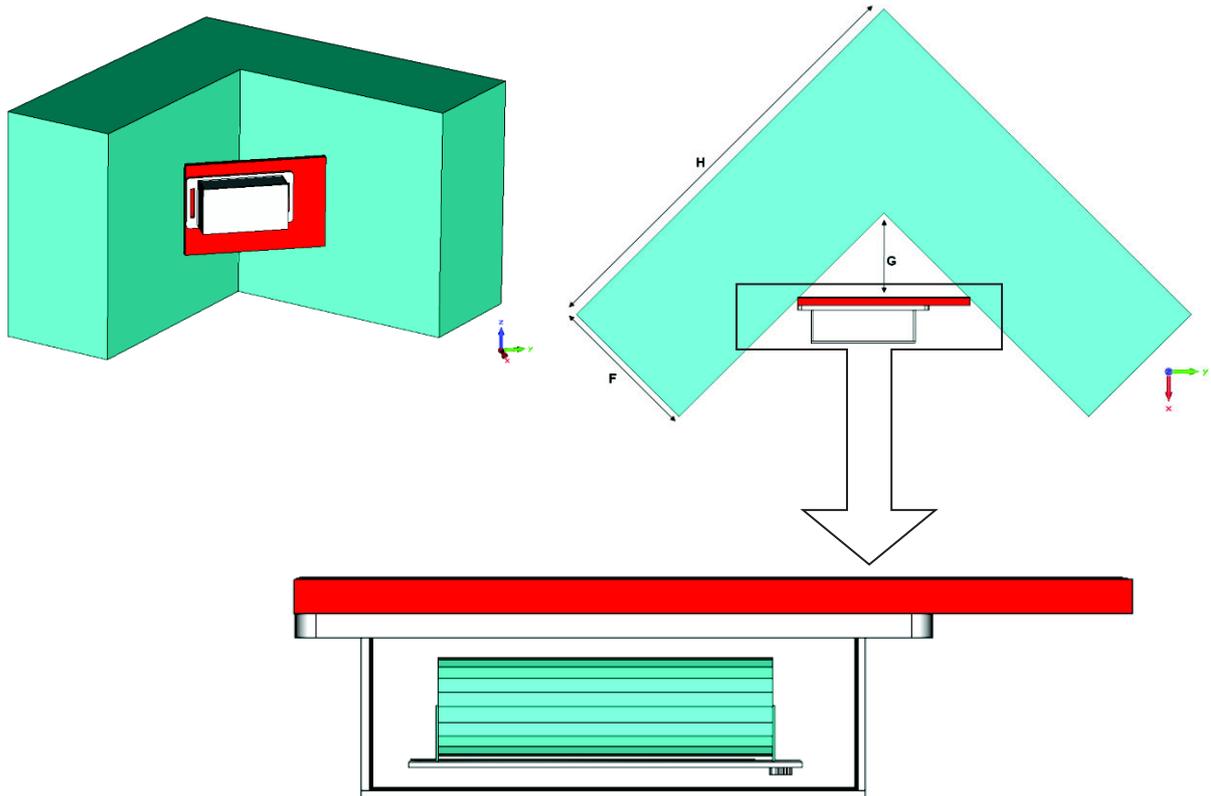


Figure 45 - Luciole sur en plan métallique posé sur un coin de mur

L'objectif de cette étude est d'analyser le rayonnement du système placé dans une configuration réaliste.

#### 4.2.3.1. Distance entre le plan métallique et le mur "G"

Cette étude vise à déterminer s'il existe une distance optimale pour positionner la luciole par rapport au mur. La distance entre le plan métallique et le mur est donnée par la distance "G" (voir Figure 45), une simulation de la variation de ce paramètre, avec  $F=100$  mm et  $H=300$  mm et la hauteur du béton égal à 200 mm a été réalisée pour trouver une valeur optimale.

L'influence de la variation de la distance "G" en mm sur le diagramme de rayonnement 2D est représenté sur la Figure 46. La distance "G" est donnée sous la

forme “ $x + 60\text{mm}$ ”, avec  $x > 0$ . La valeur  $60\text{mm}$  correspond à la distance minimum lorsque la luciole est en contact avec le mur.

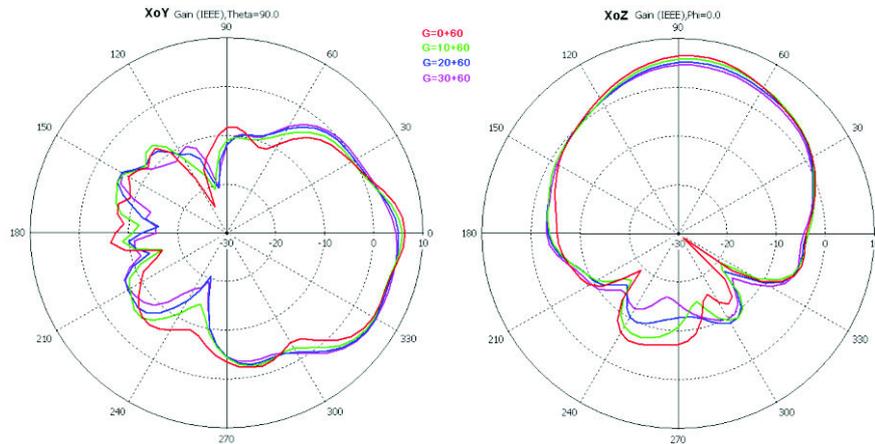


Figure 46 - Diagramme de rayonnement en 2D en fonction de la distance entre la luciole et un coin de mur.

Suite à une analyse des diagrammes de rayonnement représentés à la Figure 47, on peut conclure que le lobe principal a toujours une allure semblable pour chaque valeur de "G", et que pour  $G=0+60$ , nous avons le meilleur gain. Le lobe arrière présente plus de variabilités.

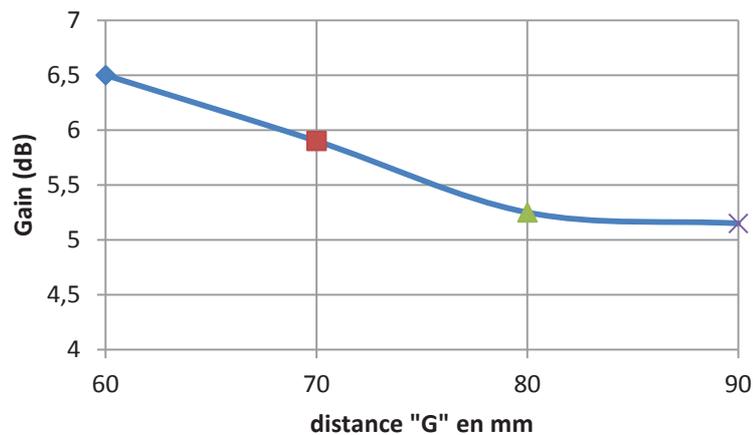


Figure 47 – Gain Maximale du système avec différentes distances "G" pour "A" =120mm et "B"=80mm

Sur la Figure 48, nous représentons les diagrammes de rayonnement dans les deux plans de coupe du système complet pour les paramètres suivants :  $A=120\text{mm}$ ,  $B=80\text{mm}$ ,  $C=23,7\text{mm}$ ,  $D=0\text{mm}$ ,  $E=91,5$ ,  $F=100\text{mm}$ ,  $G=60\text{mm}$ ,  $H=300\text{mm}$ . Où  $A$ ,  $B$  et  $D$  sont les paramètres par rapport à la taille du plan réflecteur,  $E$  et  $C$  les dimensions du boîtier et la distance entre l'antenne et le plan réflecteur et enfin,  $H$ ,  $F$  et  $G$  les paramètres par rapport au mur en béton.

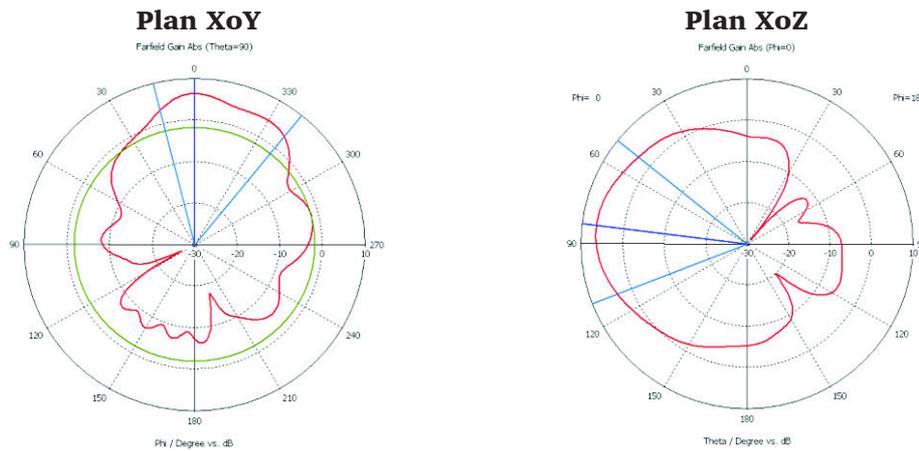


Figure 48 - Diagramme de rayonnement 2D du système complet

Ensuite nous allons étudier quelques paramètres importants qui pourraient changer le comportement du système dans cette configuration (avec un plan métallique posé sur un coin de mur).

#### 4.2.3.2. Épaisseur du mur

Une analyse importante à considérer est l'effet de l'épaisseur du mur. Deux valeurs ont été utilisées : 100mm et 200mm. La comparaison des résultats est présentée sur la Figure 49.

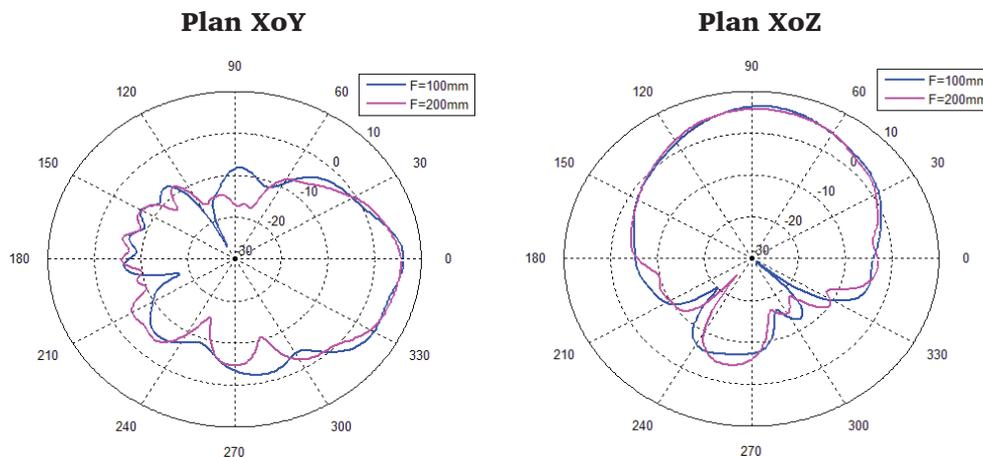


Figure 49 - Diagramme de rayonnement pour comparaison entre l'épaisseur du mur

Comme conclusion, le diagramme de rayonnement varie peu en forme et intensité en fonction de l'épaisseur. Nous continuons la suite de l'étude avec une épaisseur de 100mm.

#### 4.2.3.3. Comparaison pour la position de la luciole

Pour des raisons pratiques de mise en œuvre, notamment pour fixer la luciole sur le plan réflecteur, il est intéressant de décaler légèrement la luciole du centre du plan réflecteur. Pour évaluer l'impact de ces modifications, deux simulations ont été réalisées

et comparées en termes de rayonnement. Les deux positions sont représentées sur la Figure 50.

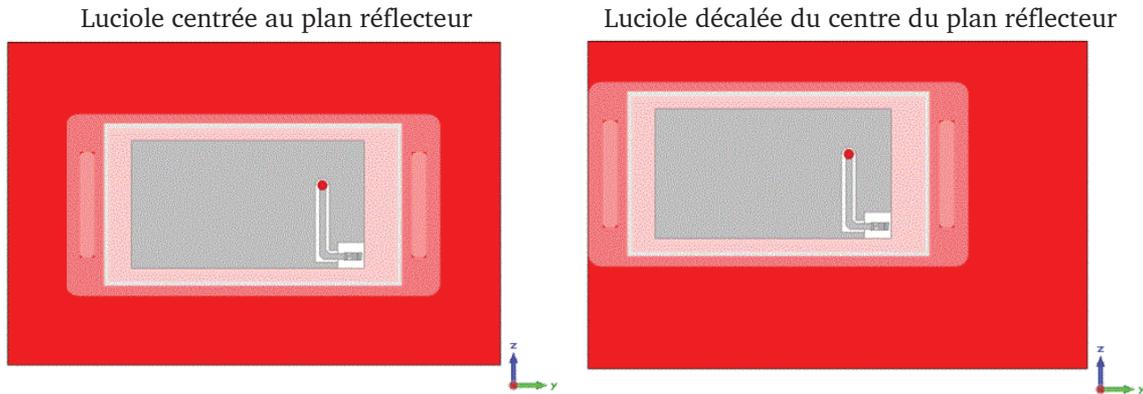


Figure 50 - Position de la luciole par rapport au plan réflecteur

Les résultats sur les diagrammes de rayonnement sont présentés sur la Figure 51.

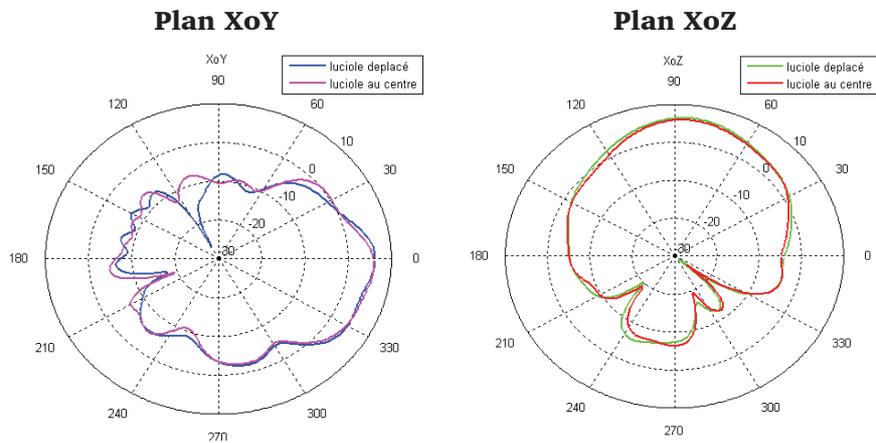


Figure 51 - Diagramme de rayonnement pour comparaison de la position de la luciole

On peut constater que la différence n'est pas significative. Le résultat démontre que nous pouvons utiliser la luciole soit au centre du plan réflecteur, soit un peu décalé vers le haut, comme sur la Figure 50.

#### 4.2.3.4. Mesure

A l'issue de l'étude de simulation menée ci-dessus, nous avons obtenu une solution satisfaisante pour le scénario d'utilisation typique où une luciole de référence est positionnée dans un coin d'une pièce dans l'angle formé par deux murs en béton. Cette solution permet d'obtenir un diagramme de rayonnement relativement uniforme dans le secteur de 90° correspondant à la pièce et insensible à l'environnement proche.

Avant mise en œuvre, cette solution doit être validée en mesure.

Nous avons réalisé une campagne de mesure dans la chambre anéchoïque de l'IMEP afin de comparer chaque système simulé avec le système réel.

Le dispositif de mesure mis en place est représenté à la Figure 52.

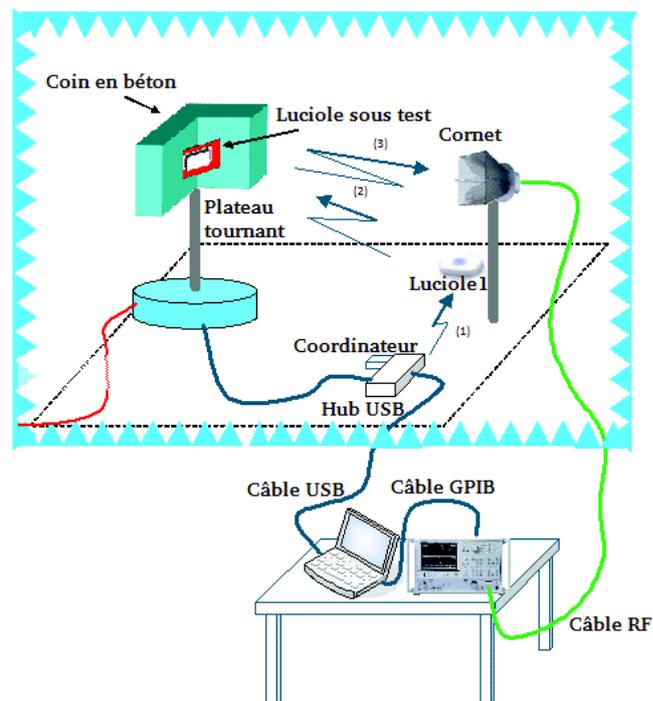


Figure 52 - Scénario de la mesure de diagramme de rayonnement dans la chambre anéchoïque

Dans la chambre nous avons positionné le dispositif mesuré et le cornet à une distance de 2850mm. La fréquence utilisée est 2,410GHz. Et les matériaux utilisés sont les suivants :

- 2 lucioles
- 1 Coordinateur
- 2 câbles (spécifications sur le Tableau 15)
- 1 Antenne cornet (spécifications sur le Tableau 15)
- Plateau tournant

- Mât en plastique et support en bois pour la sustentation du système avec le béton
- Adaptateur GPIB-USB
- Mât fixe pour fixation du cornet
- Analyseur de spectre
- Ordinateur portable avec le script Python
- Bloc d'un coin en béton

Tableau 15 - Caractéristiques plus détaillées des câbles et de l'antenne cornet

Antenne cornet de réception	Câble 1	Câble 2
<b>Double ridge Guide Horn Antenna</b> <b>Model : SAS – 571</b> <b>P/N : 2455 SN : 1299</b> <b>700MHz – 18GHz</b> <b>Gain à 2.4GHz = 10.5 dB</b>	ATEM 21/99 F320 580-0303-100CF 1m de câble Pertes : 0,53dB/m <b>Total de pertes : 0,53dB</b>	ATEM 16/10 CL708 598-0303-4000D 4m de câble Pertes : 0,2dB/m <b>Total de pertes : 0,8dB</b>

L'objectif est de mesurer le gain et le diagramme de rayonnement de la luciole. Comme représenté sur la Figure 52, on dispose d'une luciole, appelée luciole sous test, sur un plateau tournant situé à une extrémité de la chambre anéchoïde face à une antenne cornet. Le plateau tournant et le cornet sont commandés par un ordinateur. Une seconde luciole est située sous le cornet. Les deux lucioles communiquent entre elles ainsi qu'avec un coordinateur USB qui est aussi lié à l'ordinateur. Le PC permet ainsi de lancer à distance une émission continue de messages entre la luciole sous test et la luciole 1. Ce signal de la luciole sous test est intercepté par l'antenne cornet (les autres systèmes sont isolés avec des mousses absorbant pour ne pas trop interférer sur le signal reçue par le cornet), connectée à un analyseur de spectre connecté par GPIB au PC. Un script d'automatisation, écrit en langage python, permet d'orchestrer la rotation du plateau de quelques degrés, la commande de l'émission de la luciole sous test et d'enregistrer le signal mesurée par l'analyseur de spectre sur le PC. Les orientations de l'antenne cornet de 0° et 90° permettent mesurer successivement les diagrammes de rayonnement en polarisation verticale ou horizontale.

Afin de réaliser le bilan de calibrage, nous avons le gain de l'antenne cornet pour pouvoir faire la compensation présenté sur la Figure 53. Nous pouvons voir que pour la fréquence de 2,4GHz, nous avons un gain de 10,5dB pour une distance de 3 mètres.

L'un des systèmes simulés est la luciole posée dans un angle en béton, alors nous avons décidé de le fabriquer. D'abord nous avons fait un moule en bois pour pouvoir

faire le béton avec les dimensions exactes souhaitées. Ensuite, nous avons fait le béton avec le mortier qui a séché pendant 3 jours.

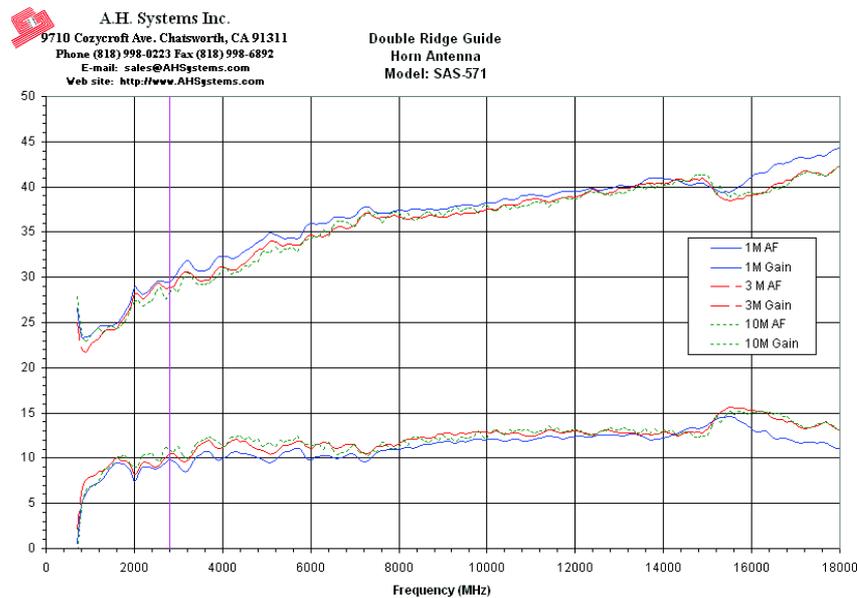


Figure 53 - Gain de l'antenne cornet.  
La ligne verticale rose représente la fréquence de mesure de notre dispositif.

Pour pouvoir mesurer le système, un support en bois a également dû être fabriqué afin d'augmenter la stabilité du système et maintenir le bloc en béton, dont le poids est approximativement de 15kg, pendant la mesure du diagramme de rayonnement en chambre anéchoïde à l'IMEP. Le bois a été choisi à cause de la facilité de manipulation, son poids relativement léger, sa faible influence sur le rayonnement du système et sa bonne résistance. Ce support est représenté sur la Figure 54, la partie en plastique noire sur la vue inférieure pour s'emboîter avec le plateau tournant.



Figure 54 - Support en bois pour les mesures de diagramme de rayonnement

Enfin, le montage complet du système est représenté sur la Figure 52 où nous avons le plateau tournant (en plastique blanc), le support en bois et le coin fait en béton avec la luciole et plan métallique pour réaliser les mesures en chambre anéchoïde.

Pendant ces mesures, les lucioles communiquent entre elles et avec le coordinateur, le signal émis sur la luciole fixée sur le béton est reçu aussi par l'antenne

cornet positionnée devant le mât et envoyé à l'analyseur de spectre. Le plateau tournant est commandée par un ordinateur ainsi que l'analyseur de spectre pour pouvoir récupérer les données.

Enfin, pour pouvoir tracer le diagramme de rayonnement, le bilan de calibrage est le suivant :

$$G = P_{max} - P_{tx} + 20 \cdot \log_{10}(4 \cdot \pi \cdot D/\lambda) - G_{cornet} + Pertes_{câbles} \quad (10)$$

Dans nos mesures les paramètres de la formule ( 10 ) sont  $P_{tx} = 0\text{dB}$  (puissance émise),  $D = 2850\text{mm}$  (distance entre le cornet et la luciole),  $G_{cornet} = 10,5\text{dB}$  (Gain de l'antenne cornet),  $Pertes_{câbles} = 1,33\text{dB}$  (pertes dues aux câbles entre le cornet et le VNA) et la longueur d'onde  $\lambda = 300/2,4 = 124,5\text{mm}$ .

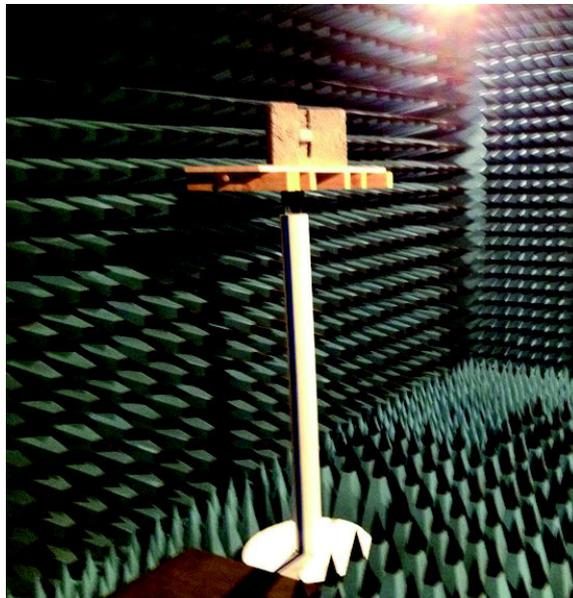
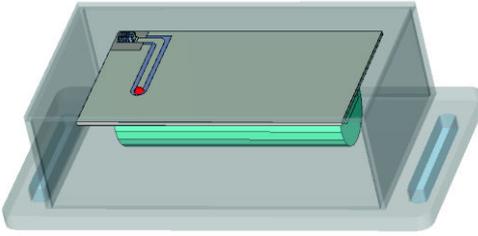
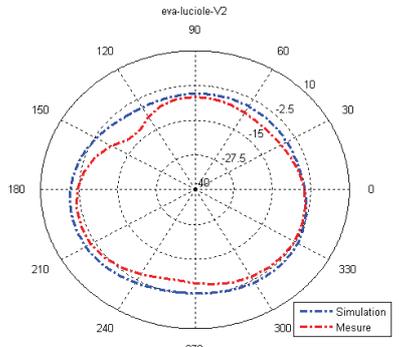
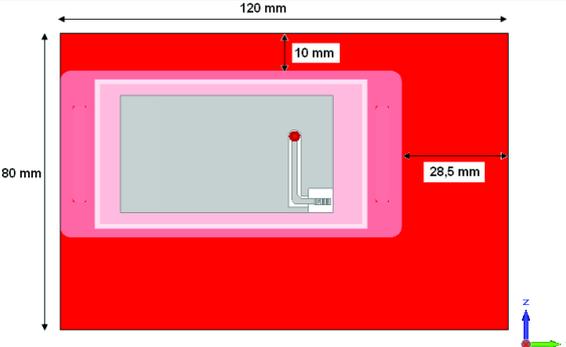
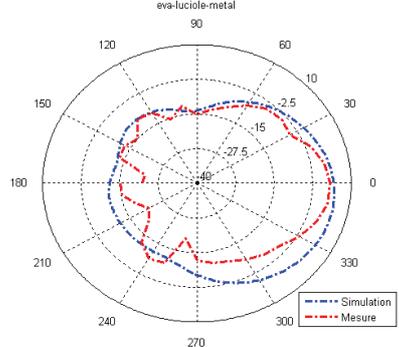
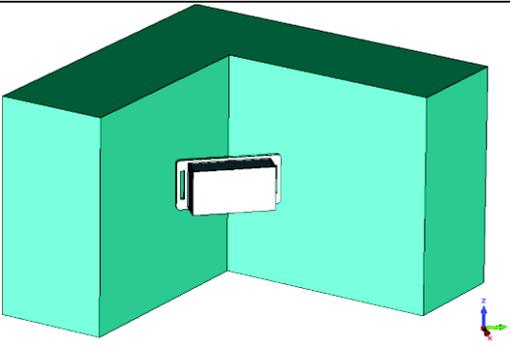
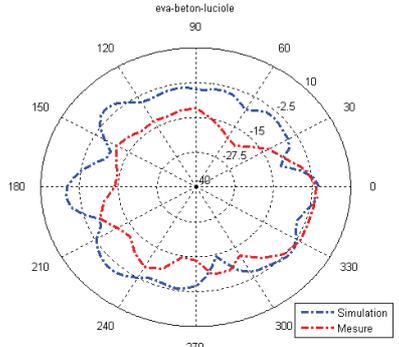
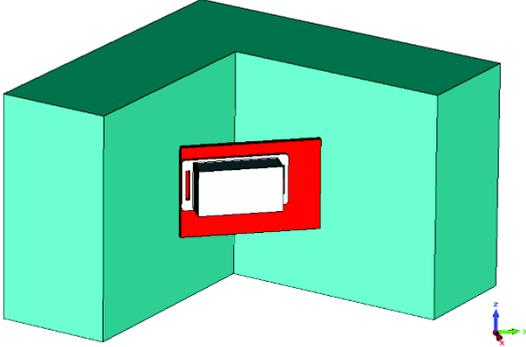
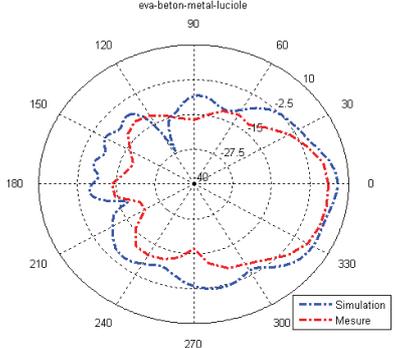


Figure 55 - Système de mesure en chambre anechoïde

Les diagrammes de rayonnement mesurés résultant des deux polarisations (verticale + horizontale) sont présentés sur le Tableau 16 pour le plan XoY.

Tableau 16 - Résultat de simulations et mesures

	Système	Mesure + Simulations (en valeur absolue)
Luciole seule		
Luciole + Plan métallique		
Luciole + Angle de mur en béton		
Luciole + Plan métallique + Angle de mur en béton		

Nous pouvons conclure que les résultats de mesures et de simulations sont en bon accord. Les gains mesurés et simulés sont en bon accord dans le secteur de 90° avant. Par contre, la forme est différente sur la partie « arrière » des diagrammes. Ce phénomène peut être expliqué par les paramètres électriques du béton qui sont plus complexes que ceux utilisés en simulation. Mais comme nous sommes plus intéressés par l'uniformité et la directivité du rayonnement sur la partie avant du coin de mur, c'est-à-dire, entre -45° et +45°, nous avons tracé les courbes sur la Figure 56.

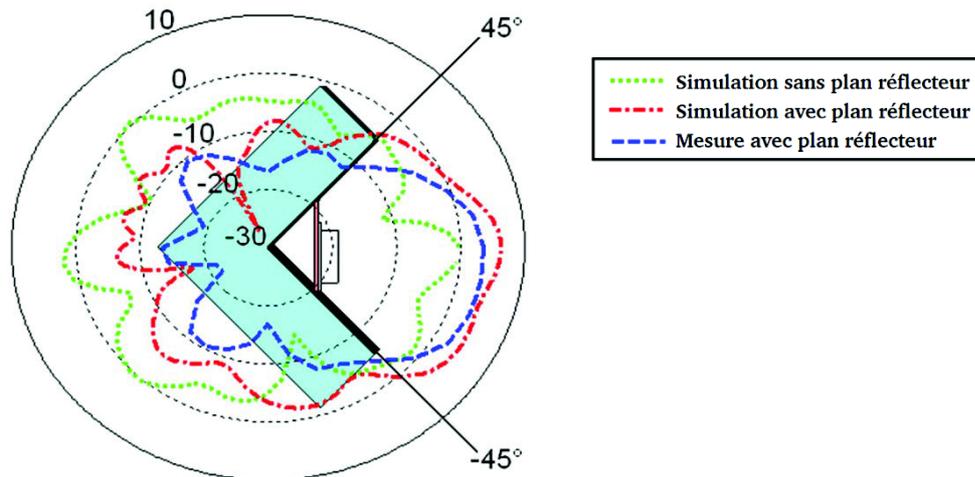


Figure 56 - Analyse de l'influence du plan métallique sur le diagramme de rayonnement quand le système est posé sur un coin en béton

La comparaison entre le système sans et avec le plan réflecteur montre une grande différence, d'abord parce que sur l'angle de 0°, on a un gain de 9,1dB avec plan réflecteur par rapport au système sans plan réflecteur, et en plus, on observe un diagramme beaucoup plus homogène et directive dans la partie de rayonnement entre -45° et +45°. Une analyse plus complète par rapport à la localisation de ce système sera présentée dans les chapitres 5 et 6.

### 4.3. Solution multi-antennes

Dans la partie précédente, nous avons proposé une amélioration simple ne nécessitant pas de modification du dispositif actuel. La solution permet d'améliorer l'uniformité du diagramme de rayonnement dans un secteur de 90° lorsque la luciole est disposée dans un angle de mur. Cependant, dans le cadre de notre application, la précision de la localisation reste très perturbée par les atténuations rapides dues aux interférences destructives entre trajets multiples. Le but de ce chapitre est de proposer de nouvelles structures d'antennes adaptées aux contraintes de notre capteur.

Cette partie est organisée comme suit. Dans la section 4.3.1, nous allons introduire l'utilisation des multi-antennes et les méthodes de traitement du signal associées.

Dans la partie 4.3.2 nous présentons une première solution basée sur une combinaison d'antennes IFAs placées autour du boîtier de la luciole actuelle.

Dans la partie 4.3.3, nous présentons une deuxième solution basée sur une combinaison de deux antennes IFA et d'une antenne patch. Cette solution est innovante car les antennes ont été réalisées sur un substrat souple conformé au boîtier de la luciole et afin d'y être intégré.

#### 4.3.1. Multi-antennes et les méthodes de post-traitement

Afin de réaliser systèmes multi-antennes nous utilisons la technique de diversité qui est une technique efficace contre l'évanouissement. Le principe est de transmettre plusieurs répliques de la même information sur plusieurs canaux ayant des puissances comparables et des évanouissements indépendants, et donc, il est fort probable qu'au moins un, ou plus, des signaux reçus ne soit pas atténué à un moment donné, rendant possible une transmission de bonne qualité et une bonne mesure du RSSI résultant dans une bonne précision sur la localisation. La diversité d'antennes à la réception repose sur l'utilisation de deux ou plusieurs antennes pour recevoir des signaux indépendants qui sont ensuite recombinaés selon différentes méthodes permettant d'améliorer le lien radio comparé à un système ne présentant pas de diversité. [4][5]

Il existe plusieurs méthodes pour traiter et recombinaer les signaux en diversité :

1. La sélection : Les rapports signal sur bruit de chaque voie sont comparés et le meilleur signal est orienté vers le démodulateur à l'aide d'un élément de commutation.

2. Le Maximum Ratio Combining (MRC) : consiste à maximiser le rapport signal sur bruit, en affectant à chaque branche une pondération proportionnelle à son rapport signal sur bruit instantané. Les branches sont également remises en phase afin de pouvoir les sommer. C'est ce signal issu de la sommation qui est utilisé pour la démodulation.
3. L'Equal Gain Combining (EGC) : L'EGC peut être vu comme un cas particulier du MRC. Dans ce cas, le poids alloué aux branches est égal pour chaque voie. Le gain de pondération utilisé n'est donc pas proportionnel au rapport signal sur bruit instantané. Il y a uniquement une remise en phase des différents signaux afin de pouvoir les sommer. Cette partie est commune à la technique MRC.

Pour notre système, nous utiliserons un cas particulier de sélection. Nous utilisons un système avec deux voies pour illustrer cette technique. Si les deux signaux reçus sont statistiquement indépendants, donc décorrélés, la probabilité qu'ils soient soumis à un évanouissement profond au même moment est extrêmement faible. Ainsi, le signal obtenu après recombinaison contiendra beaucoup moins d'affaiblissements profonds que chacun des deux signaux sources. Donc, nous pouvons par exemple appliquer une technique simple mais effective pour choisir la plus grande puissance reçue entre les deux voies pour composer la puissance finale obtenue avec la diversité, comme le montre la Figure 57.

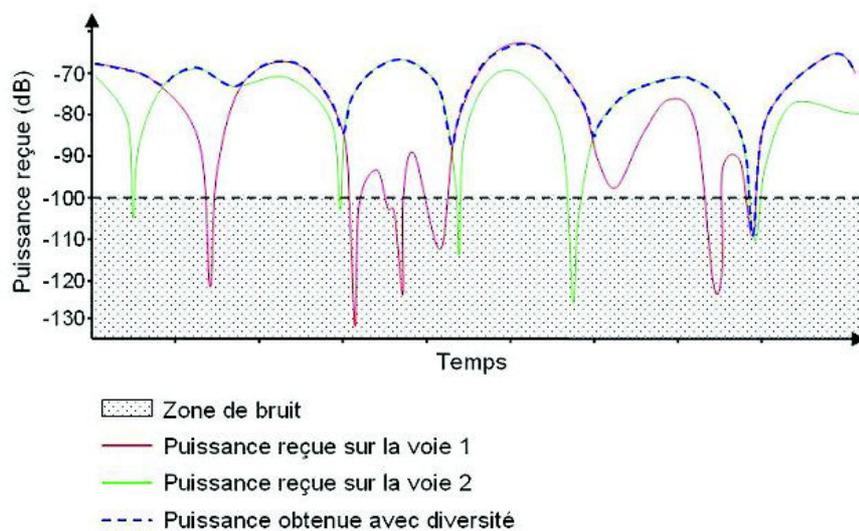


Figure 57 - Principe du post-traitement de sélection mis en œuvre pour traiter le niveau de puissance en réception par l'effet de la diversité d'antennes.

L'inconvénient de cette technique est qu'il faut à chaque mesure obtenir la puissance relative de toutes les antennes. Et comme avantage, nous avons la simplicité d'implémentation et de calcul du signal.

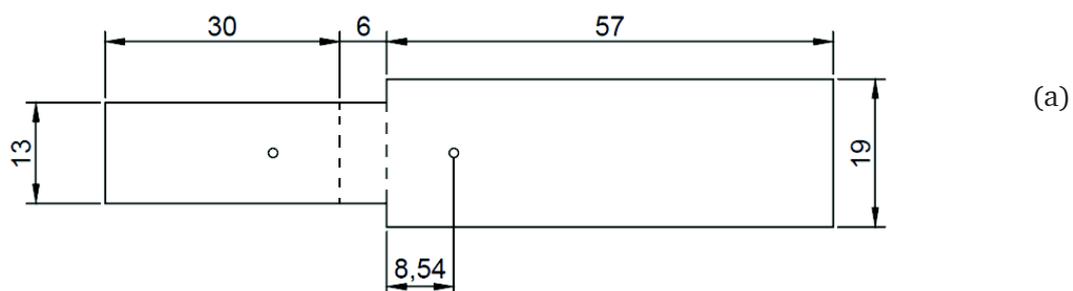
Cette technique sera implémentée pour les simulations et les mesures aux chapitres 5 et 6.

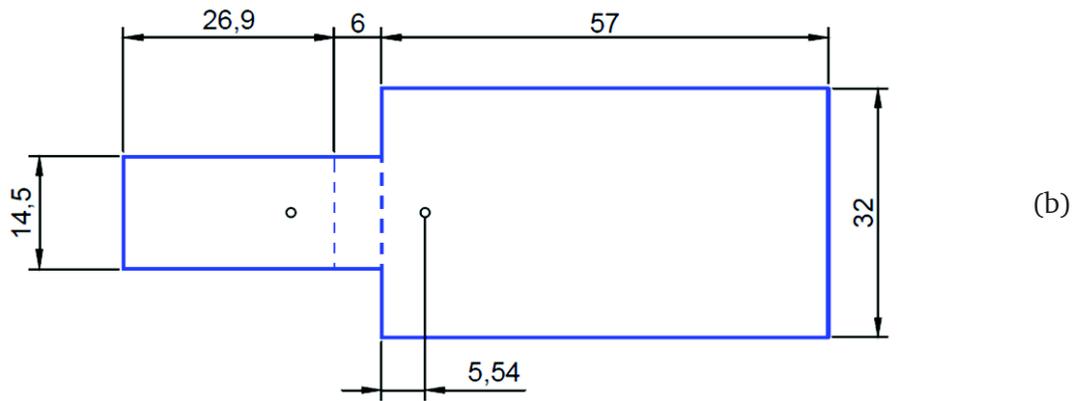
#### **4.3.2. PIFAs**

L'une des principales contraintes de la conception d'un capteur radiofréquence est d'intégrer les antennes dans le boîtier en plastique. D'abord une idée de graver les antennes directement sur le plastique du boîtier a été envisagée. Cependant, comme nous n'avons pas au laboratoire IMEP-LAHC la technologie nécessaire pour la réalisation de ce type d'impression d'antenne, nous avons opté pour la conception d'antennes externes adaptables autour du boîtier.

Avec le but de réaliser une antenne fixée à l'extérieur du boîtier nous avons trouvé comme une bonne solution l'antenne PIFA (*Planar F-Inverted Antenna*), ces avantages sont nombreux, notamment sa taille qui est assez petite, la facilité de fabrication, un bas coût et en plus, nous avons moins d'influence du circuit sur le rayonnement de l'antenne, car le plan de masse de l'antenne est grand et indépendant du PCB du dispositif.

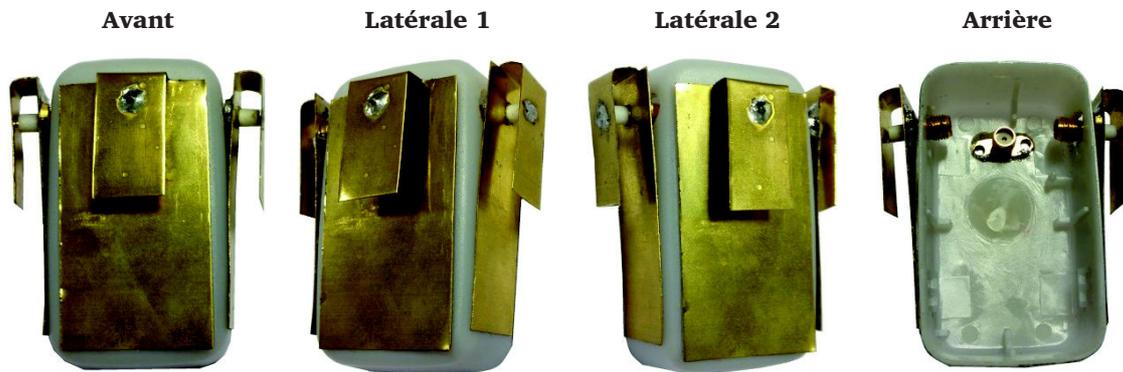
Pour pouvoir concevoir les antennes nous avons utilisé le logiciel CST Microwave Studio [1]. A partir de la luciole et du boîtier en plastique comme base, nous avons fait des simulations pour optimiser les antennes PIFAs, les dimensions des antennes disposées sur les côtés du boîtier ont été différentes de l'antenne de la partie supérieure à cause de la taille disponible et afin de minimiser les effets de couplage entre les antennes. Enfin, nous avons eu les meilleurs résultats avec les dimensions représentées sur la Figure 58. Sur la Figure 58(a) nous avons les dimensions des antennes disposées sur les côtés du boîtier (antennes latérales) et sur la Figure 58(b) nous avons les dimensions de la PIFA située sur la partie avant du boîtier en plastique.





Après simulation, nous sommes passés à la fabrication de cette antenne. Pour pouvoir maintenir la partie qui fait le court-circuit de l'antenne, nous avons décidé d'utiliser une plaque de cuivre et la plier afin d'avoir le même comportement que l'antenne simulée.

Après la fabrication et fixation des antennes sur le boîtier, voir sur la Figure 59, nous avons réalisé les mesures du coefficient de réflexion avec un analyseur de réseau vectoriel (*Vector Network Analyzer* ou VNA).

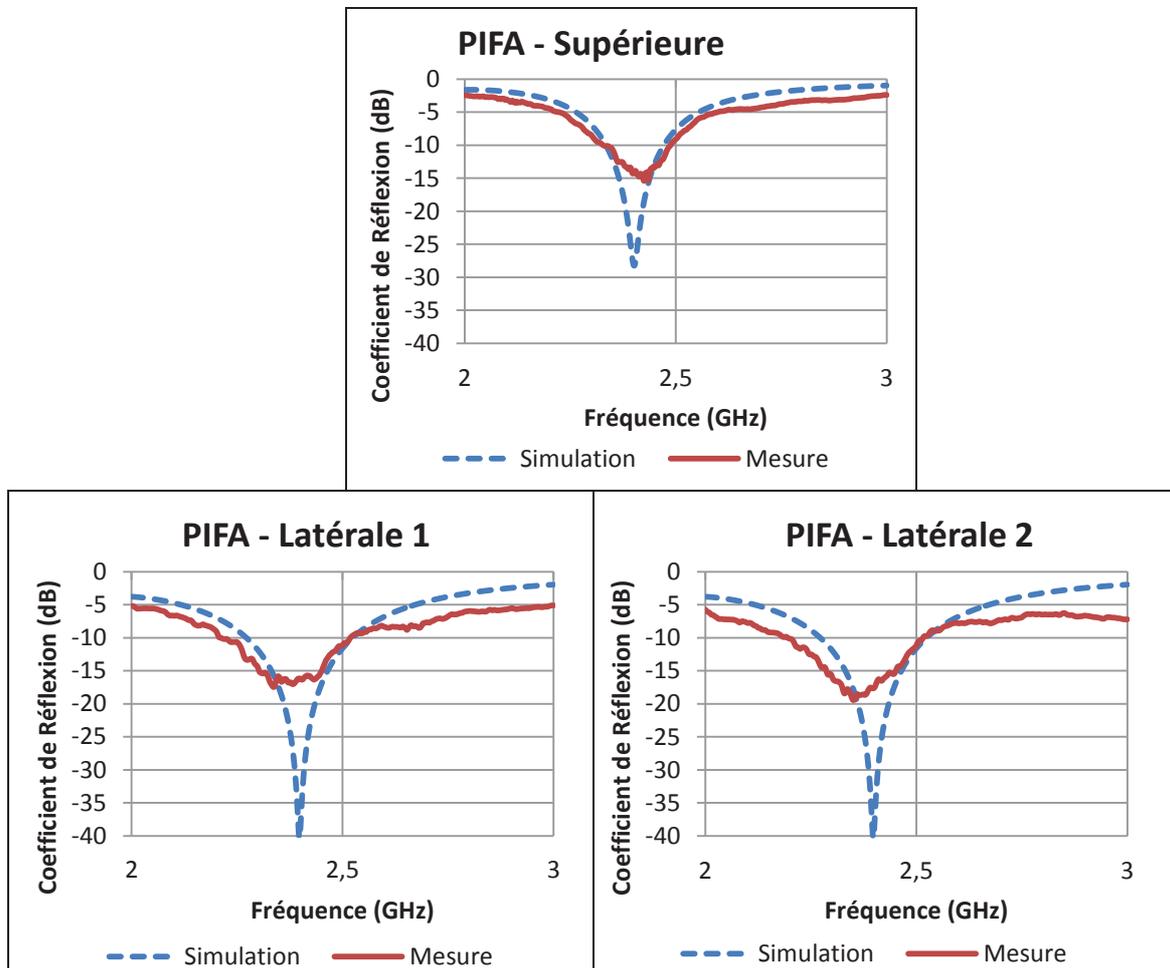


Les coefficients de réflexion de nos PIFAs sont représentés sur le Tableau 17. Les coefficients de transmission n'ont pas pu être mesurés en raison de la proximité physique des connecteurs (comme nous pouvons le voir sur la vue arrière de la Figure 59), ce qui rend difficile de relier simultanément des câbles de mesure au VNA.

Comme nous pouvons le voir sur le paramètre S du Tableau 17, même si les antennes sont adaptées à la fréquence de 2,4GHz avec un S11 inférieur à -15dB, on observe des écarts entre les simulations et mesures. Cette différence provient du fait que les antennes ont été manufacturées avec peu de précision, de plus les parties arrondies

du boîtier ne permettent pas un contact parfait entre l'antenne et le plastique, ce qui modifie le comportement de l'antenne PIFA par rapport aux simulations.

Tableau 17 - Coefficients de réflexion des antennes PIFAs avec le boîtier



Après avoir comparé les coefficients de réflexion des antennes PIFAs, nous avons comparé le diagramme de rayonnement en simulation avec CST Microwave Studio. Le diagramme de rayonnement de chaque antenne est représenté sur le Tableau 18. Ces diagrammes démontrent que chaque antenne a un maximum de rayonnement orienté dans des directions différentes. Cela contribue à la diversité de diagramme et réduit considérablement les zones de faible gain devant la luciole, c'est-à-dire lorsque le tag mobile communique avec les autres tags de référence qui sont fixes, après une commutation entre les 3 antennes, en utilisant la puissance maximale transmise, nous avons des bons résultats pour quasiment toutes les positions des antennes.

Tableau 18 - Diagramme de rayonnement des antennes PIFAs

Antenne	Diagramme de Rayonnement (en valeur absolue)
S U P E R I E U R E	<div style="display: flex; justify-content: space-between;"> <div style="width: 30%;"> <p>Type: FarField                      Approximation: enabled (<math>kR \gg 1</math>)                      Monitor: FarField (f=2.45) [1]                      Component: Abs                      Output: Gain                      Frequency: 2.45                      Rad. effic.: -0.03886 dB                      Tot. effic.: -0.4125 dB                      Gain: 4.605 dB</p> </div> <div style="width: 60%; text-align: center;"> </div> </div>
L A T E R A L E  1	<div style="display: flex; justify-content: space-between;"> <div style="width: 30%;"> <p>Type: FarField                      Approximation: enabled (<math>kR \gg 1</math>)                      Monitor: FarField (f=2.45) [2]                      Component: Abs                      Output: Gain                      Frequency: 2.45                      Rad. effic.: -0.02950 dB                      Tot. effic.: -0.2241 dB                      Gain: 4.561 dB</p> </div> <div style="width: 60%; text-align: center;"> </div> </div>
L A T E R A L E  2	<div style="display: flex; justify-content: space-between;"> <div style="width: 30%;"> <p>Type: FarField                      Approximation: enabled (<math>kR \gg 1</math>)                      Monitor: FarField (f=2.45) [3]                      Component: Abs                      Output: Gain                      Frequency: 2.45                      Rad. effic.: -0.02992 dB                      Tot. effic.: -0.2506 dB                      Gain: 4.598 dB</p> </div> <div style="width: 60%; text-align: center;"> </div> </div>

Après la caractérisation et la fabrication des antennes PIFAs, nous pouvons ensuite les tester dans des scénarios simulés et réels pour pouvoir vraiment quantifier l'amélioration apportée par ces systèmes par rapport à la luciole à antenne à cavité céramique, ces analyses sont faites dans les chapitres 5 pour les scénarios en simulation

et chapitre 6 pour les mesures dans un environnement réel. Dans la section suivante nous allons étudier une autre solution multi-antennes.

### 4.3.3. IFA+Patch

L'autre configuration d'antenne conçue est un système composé de deux antennes IFAs disposées symétriquement par rapport à l'axe vertical du PCB et d'une antenne de type patch triangulaire avec des fentes placées au centre du PCB.

Les deux antennes IFA [6] sont destinées à produire de la diversité d'espace en étant placées de chaque côté du boîtier. L'antenne patch triangulaire [7] est destinée à produire un diagramme de rayonnement plus uniforme et avec plus de gain dans la direction avant de la luciole. Les trois antennes doivent être aussi découplées que possible ce qui est un challenge étant donné la dimension réduite du boîtier et la longueur d'onde.

Sur le plan de la technique de réalisation, l'idée de cette configuration est d'imprimer les antennes sur un PCB plan puis de les conformer au dispositif en repliant le PCB à l'intérieur du boîtier. Dans un premier temps, les antennes seront conçues par une simulation du PCB plan, puis dans un second temps elles seront optimisées en modélisant la conformation repliée dans le boîtier de la luciole et en prenant en compte l'influence du boîtier.

Cette configuration a été imprimée sur un substrat Rogers 5880 ( $\epsilon_r=2,2$  et  $\tan\delta=9*10^{-4}$  à 2,4GHz) avec l'épaisseur de 0,8mm. Il ne s'agit pas à proprement parler d'un substrat souple, mais c'est le matériel le plus flexible disponible au moment de la réalisation. Nous l'avons donc utilisé dans le but de conformer les antennes à l'intérieur du boîtier.

La configuration a tout d'abord été conçue dans être pliée, comme illustrée à la Figure 60.

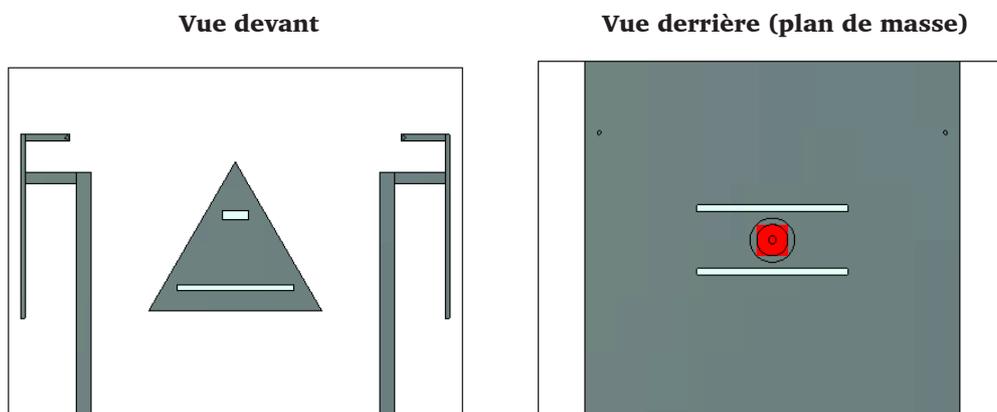


Figure 60 - Vues du système 2 IFAs + Patch

Sur la Figure 61, nous pouvons voir toutes les dimensions des antennes IFAs et de l'antenne patch qui ont été imprimées sur un substrat de taille 55mm x 71,5mm avec une épaisseur de 0,8mm.

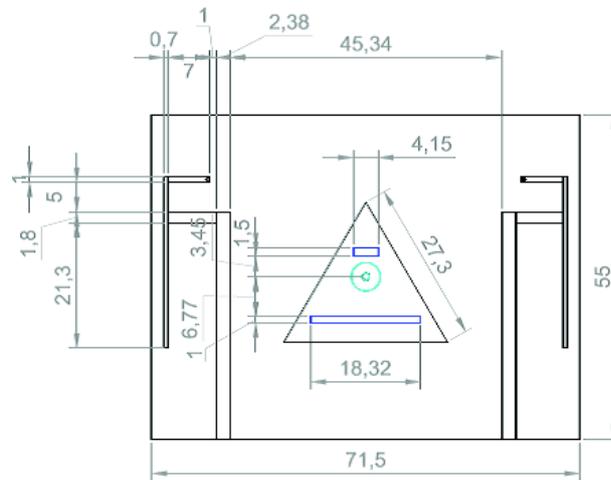


Figure 61 - Dimensions de chaque antenne du système IFA + Patch

Après la fabrication, les antennes sont présentées sur la forme de la Figure 62. Nous avons appelé cette configuration qui n'a pas encore été pliée « conformation à plat ». L'antenne IFA à gauche est l'IFA 1 et l'antenne à droite est l'IFA 2.

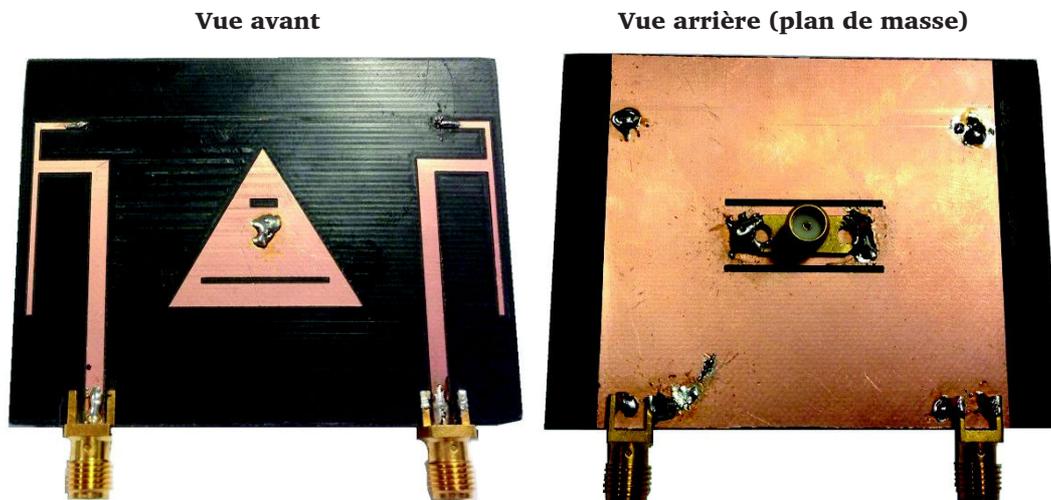


Figure 62 - Antennes IFA + Patch avant pliage (Conformation à plat)

Pour la caractérisation de ce système, même s'il n'est pas encore dans sa conformation finale, nous pouvons voir les mesures du coefficient de réflexion de chaque antenne sur la Figure 63 et constater que les trois antennes sont individuellement adaptées en impédance ( $S_{11_{dB}} < -10dB$ ) à la fréquence de 2,4GHz. Nous constatons également un décalage de la fréquence d'adaptation des antennes IFAs,

mais ce comportement est normal car les antennes n'ont pas été optimisées pour notre fréquence dans cette conformation à plat.

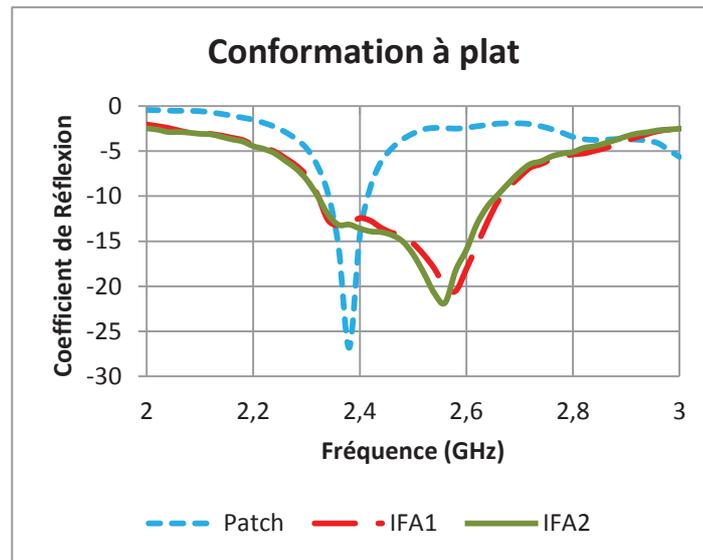


Figure 63 - Mesure du paramètre S de chaque antenne du système plat

Ensuite, pour que ce système soit intégré dans le boîtier avec le PCB du circuit, nous avons plié les côtés sur lesquels nous avons placés les antennes IFAs. L'angle entre chaque face est supérieur à 90°, car les coins du boîtier sont arrondis, ce qui facilite le pliage du substrat RO5880 dont la flexibilité est limitée.

Après avoir replié le substrat, nous obtenons la configuration de la Figure 64, les IFAs sont situées sur les côtés 1 et 2 et l'antenne patch triangulaire est située sur la face avant du système avec l'objectif d'avoir sur la face avant de la luciole un rayonnement plus directif.

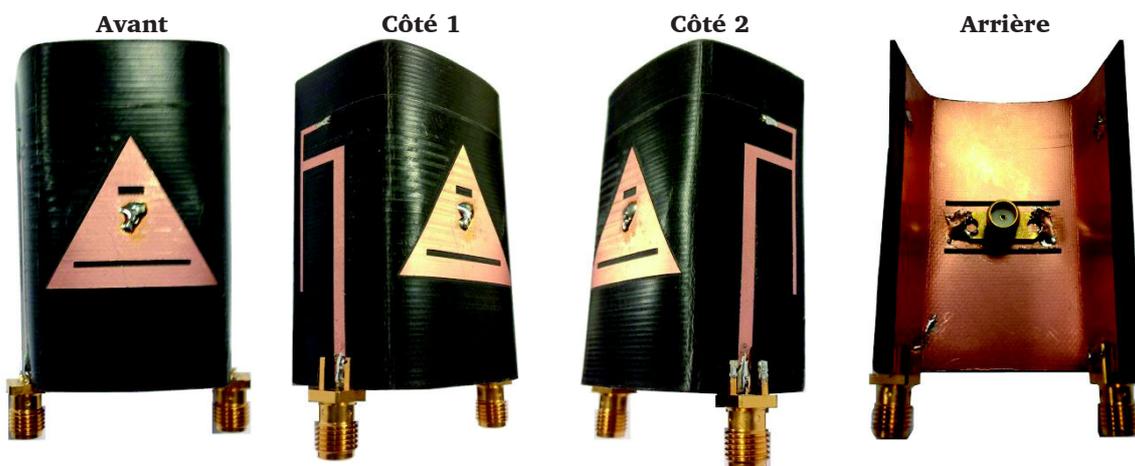


Figure 64 - Système IFAs + Patch. Conformation avec substrat plié.

Les mesures donnent de bons résultats d'adaptation pour chaque antenne comme nous pouvons le voir sur la Figure 65, malgré la présence de petites fissures dans le plan

de masse après que le système ait été plié. Nous pouvons voir que les trois antennes ont à peu près -15dB de coefficient de réflexion, ce qui représente une bonne adaptation pour la fréquence de 2,4GHz.

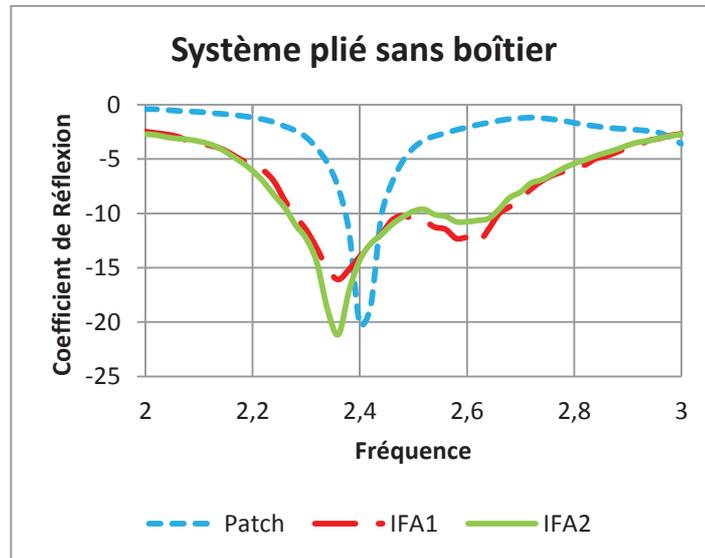


Figure 65 - Mesure du paramètre S de chaque antenne du système plié sans boîtier

Enfin, pour pouvoir caractériser comment le système complet se comporte réellement, le système d'antennes a été placé dans le boîtier en plastique de la luciole Fireflies. Il rentre parfaitement dans le boîtier et il reste encore de la place pour le circuit en PCB de la luciole ou d'autre circuit de localisation comme nous pouvons le voir sur la Figure 66.



Figure 66 - Système d'antennes conformé et plié dans le boîtier

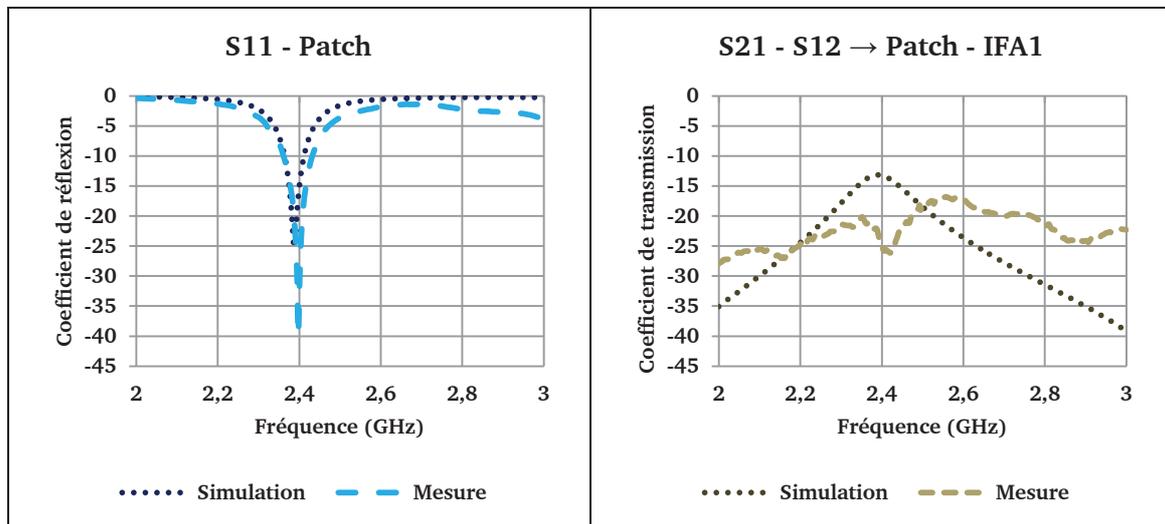
Ce système représenté sur la Figure 66 a été utilisé comme le système d'antennes final pour optimiser la localisation en utilisant la luciole. D'abord, nous avons fait les mesures du coefficient de réflexion et de transmission, voir sur le Tableau 19.

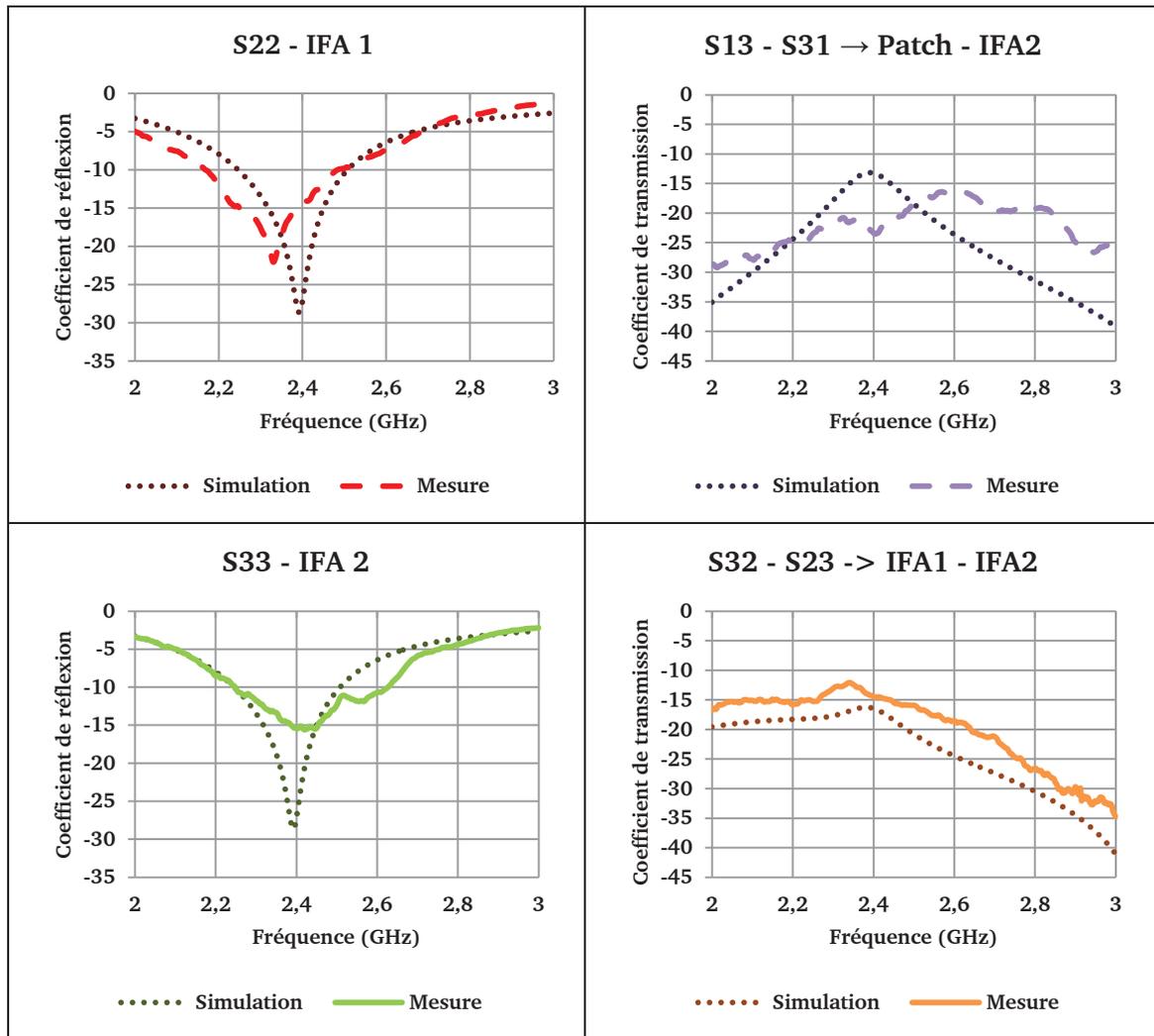
Nous pouvons voir un très bon accord sur l'antenne patch, où simulation et mesure ont la même fréquence d'adaptation. Par contre, pour l'antenne IFA 1, nous avons un décalage de fréquence d'environ 70 MHz, mais nous avons encore un coefficient de réflexion de -15dB dans la fréquence 2,4 GHz. Et enfin, pour l'antenne IFA 2, nous ne retrouvons pas en mesure le grand pic d'adaptation prévu par la simulation, mais nous avons néanmoins à la fréquence de fonctionnement  $|S_{33}| = -15,4 \text{ dB}$ .

Par rapport au coefficient de transmission, nous avons dans les cas entre les IFAs et l'antenne patch un coefficient encore plus faible en mesure qu'en simulation, ce qui démontre un découplage encore plus significatif que prévu. Entre les deux IFAs nous avons un coefficient de transmission plus grand en mesure que prévu en simulation, cependant la valeur de couplage reste très satisfaisante pour notre cas où les antennes ont le même plan de masse.

Nous n'avons pas démontré la cause de ces différences entre mesure et simulation, mais nous pensons que ce décalage provient soit de la caractérisation du boîtier ou des distances entre le boîtier plastique et les antennes qui ne sont pas rigoureusement les mêmes en simulation et en mesure, soit des fissures et déformations du système d'antennes après pliage.

Tableau 19 - Coefficients de réflexion et transmission du système IFAs + Patch plié dans le boîtier





Après avoir présenté et discuté les paramètres S, comme nous l'avons fait pour les antennes PIFAs dans la section 4.3.2, nous étudions le diagramme de rayonnement de ces 3 antennes.

Sur le Tableau 20, nous pouvons voir les diagrammes de rayonnement des antennes IFAs et de l'antenne patch.

Tableau 20 - Diagramme de rayonnement des antennes IFAs et Patch pour la conformation repliée dans le boîtier.

Antenne	Diagramme de Rayonnement (en valeur absolue)
P A T C H	
I F A 1	
I F A 2	

Le rayonnement de l'antenne patch est comme prévue par la théorie, plus directif et orienté dans l'axe normal à l'antenne. Par ailleurs, l'antenne IFA est une antenne qui dépend aussi du plan de masse et comme le substrat avec le plan de masse est replié,

elle a un diagramme orienté vers l'arrière, ce qui garantit une réduction des zones aveugles sur le côté et l'arrière du dispositif.

Ces antennes seront étudiées et testées dans le cadre de notre scénario de localisation dans les deux prochains chapitres.

#### **4.4. Conclusion**

Dans ce chapitre nous avons fait trois propositions visant à améliorer le rayonnement du dispositif pour la localisation par RSSI.

D'abord pour le tag de référence (tag fixe), nous avons proposé d'utiliser un plan réflecteur, afin d'uniformiser de rayonnement du dispositif sur le secteur souhaité et pour avoir moins d'influence du support sur lequel la luciole est fixée. La validation de ce système sera faite sur la section 5.2.

Ensuite, nous avons proposé deux solutions pour le tag mobile mettant en œuvre la technique de diversité d'antennes. Deux structures ont été choisies, la première avec trois antennes PIFAs de bas coût manufacturée où les antennes sont fixées à l'extérieur du boîtier. Ce système a été mesuré et sa fabrication validée. La deuxième structure est composée de deux antennes IFAs et d'une antenne patch triangulaire avec des fentes. Cette configuration a été fabriquée sur Rogers 5880 de façon à pouvoir la plier et la conformer dans le boîtier, afin de ne pas augmenter la taille du tag. Cette structure a également été validée en mesure.

Ces configurations seront utilisées dans les prochains chapitres pour des tests de localisation.

### **Bibliographie – Chapitre 4**

- [1] E. B. Nogueira, M. Huchard, F. Ndagijimana, T. P. Vuong, “Optimizing the localization accuracy of a RTLS sensor node by using a metal reflector” in 6th European Conference on Antennas and Propagation, EUCAP, pp. 3026- 3029, 2012.
- [2] C. A. Balanis, “Pattern Distortion Due to Edge Diffractions,” IEEE Trans. Antennas Propagat., Vol. AP-18, No. 4, pp. 551–563, July 1970.
- [3] R.H. Clarke, J. Brown: 'Diffraction theory and antennas' (Wiley, 1980)
- [4] E. Dreina, M. Pons, T. P. Vuong, S. Tedjini, “Improved methodology to compare diversity performance of several multi-antennas systems”, IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, 2008. AP-S 2008. Publication Year: 2008 , Page(s): 1 – 4
- [5] M. Schwartz, W.R. Bennett, S. Stein, “Communication Systems and Techniques”, McGraw-Hill, 1966
- [6] C. Soras, M. Karaboikis, G. Tsachtsiris, V. Makios, “Analysis and design of an inverted-F antenna printed on a PCMCIA card for the 2.4 GHz ISM band” IEEE Antennas and Propagation Magazine, Volume: 44, Issue: 1, Publication Year: 2002 , Page(s): 37 – 44
- [7] R. Garg, P. Bhartia, I. Bahl, A. Ittipiboon, “Microstrip Antenna Design Handbook”, Artech House inc., 2001.

## 5. Evaluation des systèmes proposés en différents scénarios

### 5.1. Introduction

Dans le chapitre précédent, nous avons proposé l'utilisation d'un plan réflecteur pour minimiser les effets négatifs sur la localisation basée sur le RSSI ainsi que deux configurations avec trois antennes qui mettent en œuvre les techniques de diversité, un système avec trois antennes PIFAs qui ont été manufacturées avec des plaques de cuivre et une autre structure imprimée et pliée avec deux antennes IFAs de chaque côté et une antenne patch au centre.

Maintenant, nous avons comme objectif pour le chapitre 5 d'évaluer et de valider ces configurations d'antennes en les intégrant dans une simulation d'un scénario réaliste de localisation. Ceci permettra d'explicitier, en les modélisant, les phénomènes en jeu et d'obtenir des limites théoriques qui permettront à leur tour d'évaluer les résultats expérimentaux obtenus lors de la campagne de mesure présentés au chapitre suivant.

Ces scénarios ont été déterminés afin d'être représentatif d'un scénario réel dans un cas typique d'application, mais en restant suffisamment simple pour être simulé et reproduit en mesure. Le but étant d'avoir une évaluation préliminaire de chaque antenne dans un cas de localisation en simulation.

Deux scénarios sont modélisés et présentés dans ce chapitre.

Le premier scénario est l'utilisation d'un plan réflecteur lorsque la luciole est posée sur un angle de mur en béton. Dans cette simulation, seul le trajet direct est modélisé sans tenir en compte des multi-trajets. L'influence du diagramme de rayonnement et de la polarisation de l'antenne est prise en compte.

Dans le second scénario, nous avons utilisé un environnement plus complexe avec la présence de deux trajets indirects dûs au sol et au plafond en plus du trajet direct. De plus, comme dans le premier scénario les caractéristiques de chaque antenne ont été prises en compte en termes de diagramme et de polarisation. Elles ont été extraites du logiciel CST Microwave Studio et injectées dans le scénario simulé. L'objectif de cette deuxième partie est de valider l'utilisation des systèmes avec diversité d'antennes (section 4.3) pour les tags mobiles.

## 5.2. Scénario pour la solution avec plan réflecteur

Ce scénario est composé d'une luciole de référence fixe et d'une luciole mobile qui se déplace devant la référence, l'objectif est de simuler la distance estimée compte tenu des imperfections de l'antenne et de comparer cette estimation à la distance réelle. Pour la luciole de référence, nous allons étudier un système identique à celui de la section 4.2.3 où nous avons la luciole posée sur un angle en béton avec un plan réflecteur. Nous allons étudier successivement le cas avec et sans la présence du plan réflecteur. Le mobile sera modélisé par une antenne dipôle idéale se déplaçant le long d'une ligne à 5 mètres de la luciole de référence. Le choix du dipôle idéal sur le mobile est justifié par le fait de séparer les contributions des deux antennes sur la dégradation de la localisation et de ne quantifier que la dégradation due à la luciole de référence. Ce scénario est représenté en vue de dessus sur la Figure 67, où nous avons la représentation du mur en béton et le trajet de la luciole mobile. La luciole de référence est positionnée dans l'angle de mur et orientée selon la direction Ox.

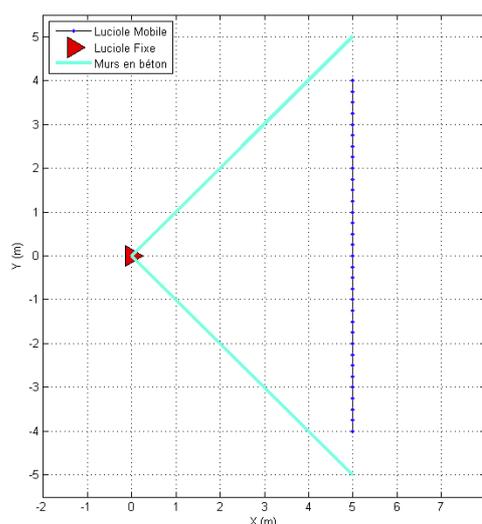


Figure 67 - Scénario trajet direct 2D

Sur la Figure 68 nous avons la représentation 3D, la luciole fixée au mur avec le plan réflecteur en rouge et le trajet du dipôle est représenté par la ligne violette comme nous pouvons le voir sur la Figure 68. Pour modéliser la luciole de référence avec l'angle de mur, nous utilisons les diagrammes de rayonnement extrait des simulations EM de CST Microwave Studio. Deux simulations, la luciole de référence directement sur le mur ou la luciole fixée sur le plan réflecteur et le mur ont été utilisées. Pour le système mobile nous allons toujours utiliser le diagramme d'un dipôle. La hauteur des tags est fixée à 1,5m du sol.

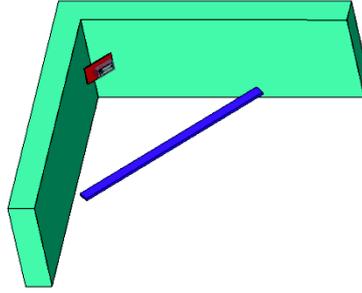


Figure 68 - Scénario trajet direct 3D

Pour ce scénario nous faisons l'hypothèse que le trajet est direct, alors, nous n'allons pas prendre en compte la contrainte des multi-trajets. Par contre, nous allons modéliser deux autres facteurs limitant la localisation : la non-uniformité du diagramme de rayonnement et la désadaptation de polarisation.

Pour pouvoir analyser les erreurs de localisation de ce scénario, nous avons utilisé la formule de Friis avec l'influence de la polarisation à partir du calcul du PLF [1]:

$$P_r = G_r(\theta_r, \phi_r) \cdot PLF(\theta_t, \phi_t, \theta_r, \phi_r) \cdot \left(\frac{\lambda}{4\pi r}\right)^2 \cdot G_t(\theta_t, \phi_t) \cdot P_t \quad (11)$$

Où nous avons le gain des antennes de réception ( $G_r$ ) et de transmission ( $G_t$ ), les puissances reçue ( $P_r$ ) et transmise ( $P_t$ ), la longueur d'onde  $\lambda$  ( $\lambda=0,125m$  pour la fréquence de 2,4GHz),  $r$  est la distance entre les antennes et le facteur de désadaptation de polarisation (*Polarisation Loss Factor* en anglais ou PLF) est le paramètre qui prend en compte la désadaptation de polarisation des antennes, ce paramètre est calculé par l'équation( 11 ).

$$PLF(\theta_t, \phi_t, \theta_r, \phi_r) = \frac{|\vec{h}_t(\theta_t, \phi_t)^* \cdot \vec{h}_r(\theta_r, \phi_r)|^2}{|\vec{h}_t(\theta_t, \phi_t)|^2 \cdot |\vec{h}_r(\theta_r, \phi_r)|^2} \quad (12)$$

Et les vecteurs  $\vec{h}_e$  et  $\vec{h}_r$  sont coplanaires dans un plan normal à la direction de la ligne de visée. Et une rotation de l'un par rapport à l'autre affecte ce produit scalaire, ainsi quand les polarisations des antennes ne sont pas alignées, ce produit quantifie cette désadaptation.

Notre algorithme de localisation relie l'estimation de la distance entre le tag mobile et le tag de référence. Cette distance peut être calculée à partir de la puissance reçue  $P_r$ , selon l'équation ( 13 ).

$$D_{est} = 10^{\left(\frac{A-P_r}{10 \cdot n}\right)} \quad (13)$$

Les valeurs des paramètres **A** et **n** sont fixées. A est un facteur de calibration égal à Pr quand les tags mobiles et de référence sont placés à 1m de distance en espace libre, dans notre cas, il est égal à 40. Et le paramètre n est égal à 2. Cette relation est en fait l'inverse de la formule de Friis, elle est utilisée pour estimer directement la distance dans le programme de localisation embarqué sur la luciole.

Un code de simulation est écrit sous Matlab à partir de ces équations. Afin d'avoir le diagramme de rayonnement de l'antenne, nous avons exporté les résultats de simulation du dispositif posé sur un angle de mur sur CST Microwave Studio en .txt et ces données ont été importées et utilisées dans notre programme Matlab afin de calculer l'erreur de localisation.

Pour étudier les performances de l'antenne, nous allons comparer trois cas :

1. Un cas de référence correspondant à la position réelle du dipôle.
2. La luciole est fixée dans un coin en béton sans plan réflecteur.
3. La luciole est fixée dans un coin en béton avec plan réflecteur.

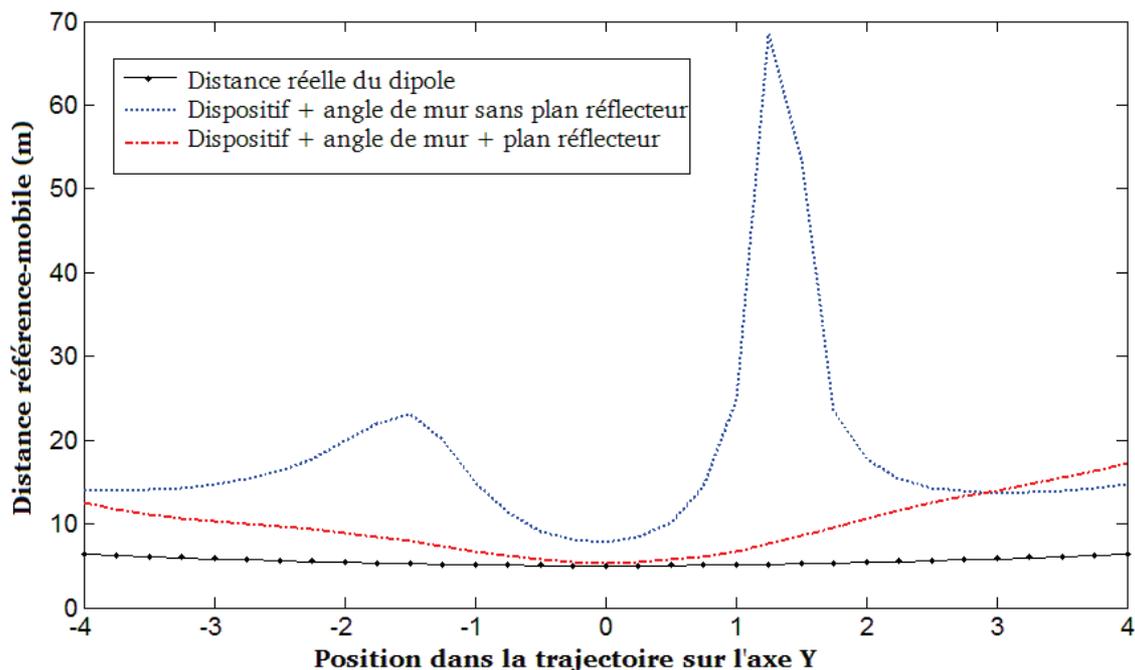


Figure 69 - Estimation de la distance référence-mobile lorsque le mobile se déplace sur la trajectoire.

Le résultat de la simulation de ces 3 cas peut être analysé sur la Figure 69. Nous pouvons observer que l'estimation de la localisation n'est pas précise dans le 2<sup>ème</sup> cas quand le plan réflecteur n'est pas présent. L'erreur de la distance estimée est plus de 14 fois par rapport à la distance réelle. Cela démontre que l'interférence dû au béton sur le

diagramme de rayonnement est très significative. Par contre, pour le cas 3, avec l'utilisation du plan métallique, nous avons une réduction importante de l'influence du support de la luciole et dans ce cas nous avons une erreur de 4 fois par rapport au cas de référence.

Enfin, cette simulation valide l'utilisation d'un plan réflecteur pour améliorer la précision de la localisation.

### 5.3. Scénario pour la solution avec diversité d'antennes

Dans cette partie, nous allons proposer un modèle d'un environnement qui prend en compte les multi-trajets dûs au sol et au plafond. L'objectif de cette étude est d'analyser les effets dans la localisation quand les trois principales sources d'erreurs sont prises en compte, à savoir la non-uniformité du diagramme de rayonnement, la désadaptation de la polarisation et les multi-trajets.

Pour pouvoir valider les systèmes avec diversité d'antennes nous allons tout d'abord proposer un modèle général de scénario (voir Figure 70), puis nous allons étudier en envisageant différentes valeurs pour les paramètres telles que les hauteurs de tags mobile ( $h_m$ ) et de référence ( $h_r$ ) et aussi la distance entre le tag mobile et le tag de référence ( $d$ ). Le tag de référence sera toujours utilisé avec le plan réflecteur comme présenté à la section 4.2 parce que nous avons un rayonnement plus directif et plus uniforme.

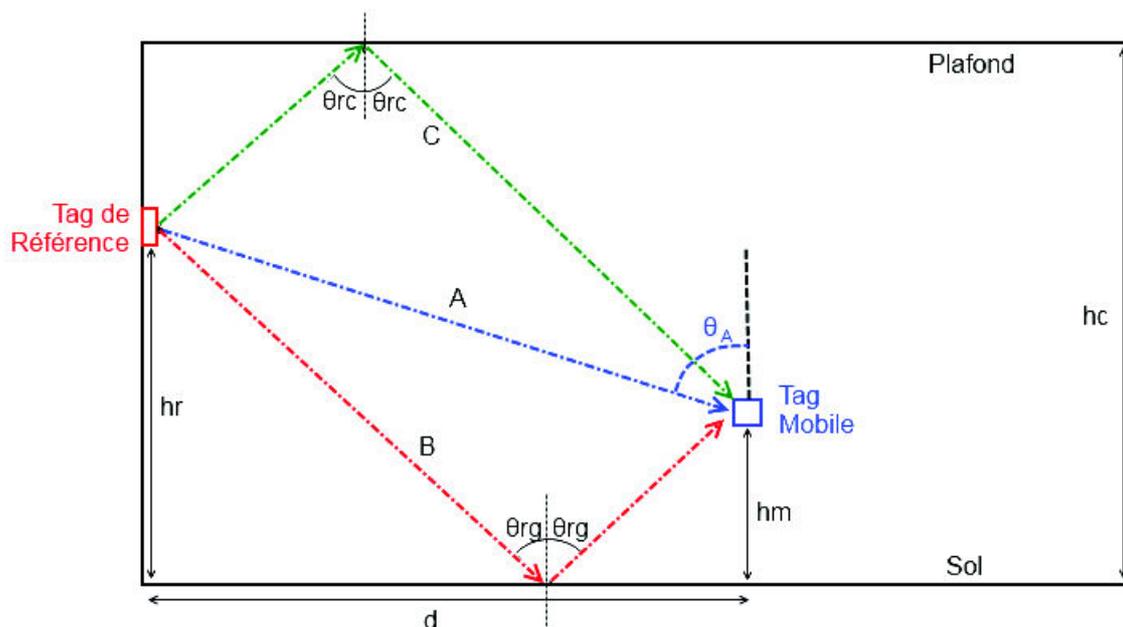


Figure 70 - Configuration de scénario avec multi-trajets

Avec ce scénario, nous pouvons analyser les effets dues aux interférences entre le trajet direct (A), et le trajet indirect réfléchi par le sol (B) et le trajet indirect réfléchi par le plafond (C). Les distances parcourues dans chaque cas sont données respectivement par les formules ( 14 ), ( 15 ) et ( 16 ) :

$$D_A = \sqrt{(h_r - h_m)^2 + d^2} \quad (14)$$

$$D_B = \sqrt{(h_r + h_m)^2 + d^2} \quad (15)$$

$$D_C = \sqrt{(2 * h_c - h_r - h_m)^2 + d^2} \quad (16)$$

Par rapport à l'utilisation du modèle de trois rayons [2] qui est une extension du modèle de deux rayons (ce modèle prend en compte le trajet direct et un multi-trajet).

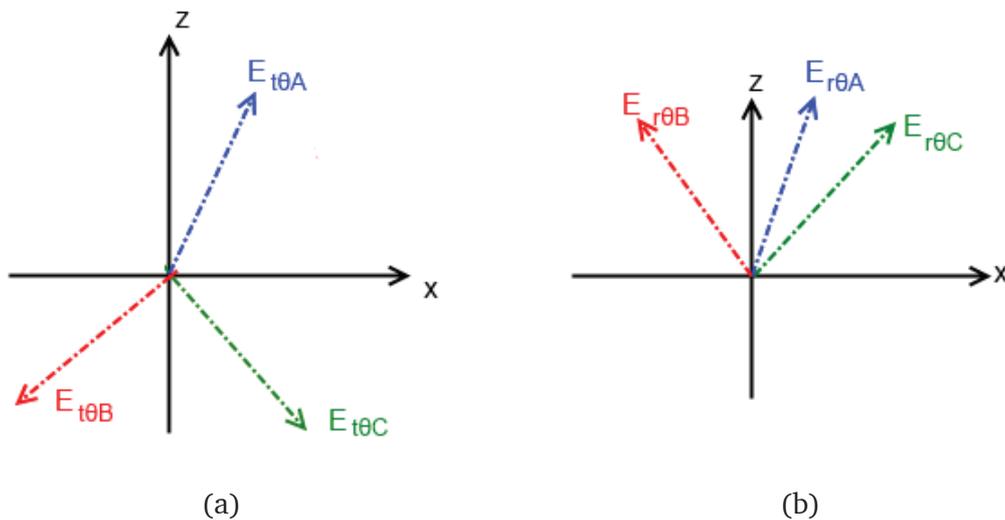


Figure 71 - Composants des champs E avec les angles de projection des champs dus aux trajets réfléchis par rapport au champ E du trajet direct

Le champ électrique total reçu du aux rayons directs et réfléchis est obtenue en sommant les composantes des champs électriques des deux trajets multiples et du chemin direct. Les composantes des champs électriques du dispositif de référence sont représentées sur la Figure 71 (a) et les champs électriques du dispositif mobile sont représentés sur la Figure 71 (b). Les composantes sphériques du champ électrique  $\vec{E}$  reçu par le tag mobile sont calculées par les formules ( 17 ), ( 18 ) et ( 19 ) à partir du diagramme de rayonnement qui a été extrait de la simulation des antennes avec le logiciel électromagnétique CST Microwave Studio.

$$E_{rx\theta} = D_A \left\{ \begin{array}{l} \left\{ E_{txA\theta} \cdot \frac{e^{-jkD_A}}{D_A} \right\} + \\ \Gamma_{//g} \left\{ E_{txB\theta} \cdot \frac{e^{-jkD_B}}{D_B} \right\} \cdot \cos(\alpha B) + \\ \Gamma_{//c} \left\{ E_{txC\theta} \cdot \frac{e^{-jkD_C}}{D_C} \right\} \cdot \cos(\alpha C) \end{array} \right\} \quad (17)$$

$$E_{rx\varphi} = D_A \left\{ \begin{array}{l} \left\{ E_{txA\varphi} \cdot \frac{e^{-jkD_A}}{D_A} \right\} + \\ \Gamma_{\perp g} \left\{ E_{txB\varphi} \cdot \frac{e^{-jkD_B}}{D_B} \right\} \cdot \cos(\alpha B) + \\ \Gamma_{\perp c} \left\{ E_{txC\varphi} \cdot \frac{e^{-jkD_C}}{D_C} \right\} \cdot \cos(\alpha C) \end{array} \right\} \quad (18)$$

$$E_{rxrad} = D_A \left\{ \begin{array}{l} \Gamma_{//g} \left\{ -E_{txB\theta} \cdot \frac{e^{-jkD_B}}{D_B} \right\} \cdot \sin(\alpha B) + \\ \Gamma_{//c} \left\{ E_{txC\theta} \cdot \frac{e^{-jkD_C}}{D_C} \right\} \cdot \sin(\alpha C) \end{array} \right\} \quad (19)$$

Pour pouvoir calculer les composantes de chaque trajet, le trajet direct **A** a été pris comme référence et  $\cos(\alpha B)$  et  $\cos(\alpha C)$  sont les projections respectivement des coefficients de  $E_{\theta B}$  et de  $E_{\theta C}$ .

$$\alpha B = 180^\circ - \theta_{tg} - \theta_A$$

$$\alpha C = -\theta_{rc} + \theta_A$$

$\Gamma$  est le coefficient de réflexion du sol et du plafond et il est calculé avec les formules de Fresnel à partir de la permittivité relative complexe de chaque matériau. Dans notre cas, nous avons :  $\epsilon_{sol} = 4.6 + 0.18j$  pour le béton au sol et  $\epsilon_{plafond} = 2.02 + 0.053j$  pour le plâtre au plafond [4]. Pour le champ polarisé perpendiculairement au plan d'incidence nous avons  $\Gamma_{\perp}$  à partir de l'équation ( 20 ), représenté sur la Figure 72 (a) et pour l'incidence parallèle au plan, nous calculons  $\Gamma_{//}$  avec l'équation ( 21 ), représenté sur la Figure 72 (b).  $\eta_1$  est l'indice de réfraction du milieu 1 et se définit comme la racine carrée de la permittivité relative. Il est en même pour  $\eta_2$ .  $\theta_i$  et  $\theta_r$  sont les angles d'incidence et de réflexion respectivement.

$$\Gamma_{\perp} = \frac{\eta_2 \cos \theta_i - \eta_1 \cos \theta_r}{\eta_2 \cos \theta_i + \eta_1 \cos \theta_r} \quad (20)$$

$$\Gamma_{//} = \frac{\eta_1 \cos \theta_i - \eta_2 \cos \theta_r}{\eta_1 \cos \theta_i + \eta_2 \cos \theta_r} \quad (21)$$

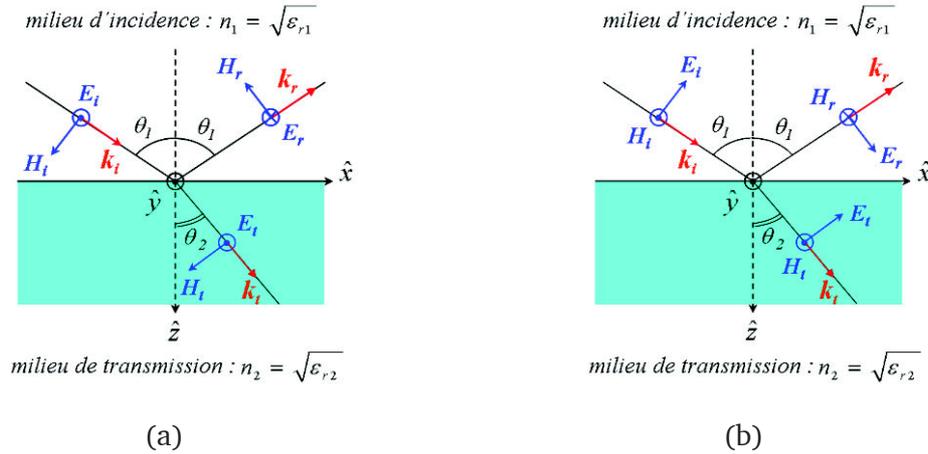


Figure 72 - Loi de Snell pour le champ électrique polarisé perpendiculairement (a) et parallèlement (b) au plan d'incidence

Les trois composantes du champ électrique  $E$  ( $\theta$ ,  $\varphi$  et  $rad$ ) ont été réunies pour calculer le facteur d'adaptation de polarisation ou PLF (Polarization Loss Facteur en anglais) avec la formule ( 22 ).

$$PLF = \frac{\left\{ |E_{tx\theta}^* \cdot E_{rx\theta}| + |E_{tx\varphi}^* \cdot E_{rx\varphi}| \right\}^2}{\left\{ \left( |E_{rx\theta}|^2 + |E_{rx\varphi}|^2 + |E_{rxrad}|^2 \right) \cdot \left( |E_{rx\theta}|^2 + |E_{rx\varphi}|^2 \right) \right\}} \quad (22)$$

Finalement, avec le PLF nous pouvons calculer la puissance reçue  $P_r$  à partir de la formule de Friis par la formule ( 23 ) :

$$P_r = G_r \cdot PLF \cdot \left( \frac{\lambda}{4 \cdot \pi \cdot D_A} \right)^2 \cdot G_t \cdot P_t \quad (23)$$

Où  $G_t$  et  $G_r$  sont les gains des antennes de référence et mobile respectivement et  $\lambda$  est la longueur d'onde à 2,4GHz.

La puissance totale reçue est utilisée par l'algorithme de localisation pour faire l'estimation de la distance entre les tags à partir de l'équation ( 13 ). Dans les prochaines sections, nous allons appliquer cette méthode pour différentes valeurs des paramètres du scénario.

Une fois que nous avons obtenu les puissances reçues pour chaque antenne, nous devons réaliser un traitement numérique afin de choisir la meilleure valeur. Nous utilisons pour cela la méthode de sélection décrite sur la section 4.3.1.

Après avoir sélectionné le signal de puissance maximale parmi les multiples antennes, nous pouvons réaliser le processus de localisation à partir de cette valeur de puissance reçue, exactement comme si nous n'avions qu'une seule antenne, c'est-à-dire, une seule puissance de signal reçue.

A partir de la puissance reçue pour chaque position réelle, nous pouvons donc calculer la position estimée du tag, pour chaque instant, dans chaque scénario. Et enfin calculer l'erreur de positionnement entre les positions réelles et estimées du mobile. Cette erreur sera déterminée par l'erreur quadratique moyenne (*EQM*), voir la formule ( 24 ).

$$EMQ = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n e_i^2}{n}} \quad ( 24 )$$

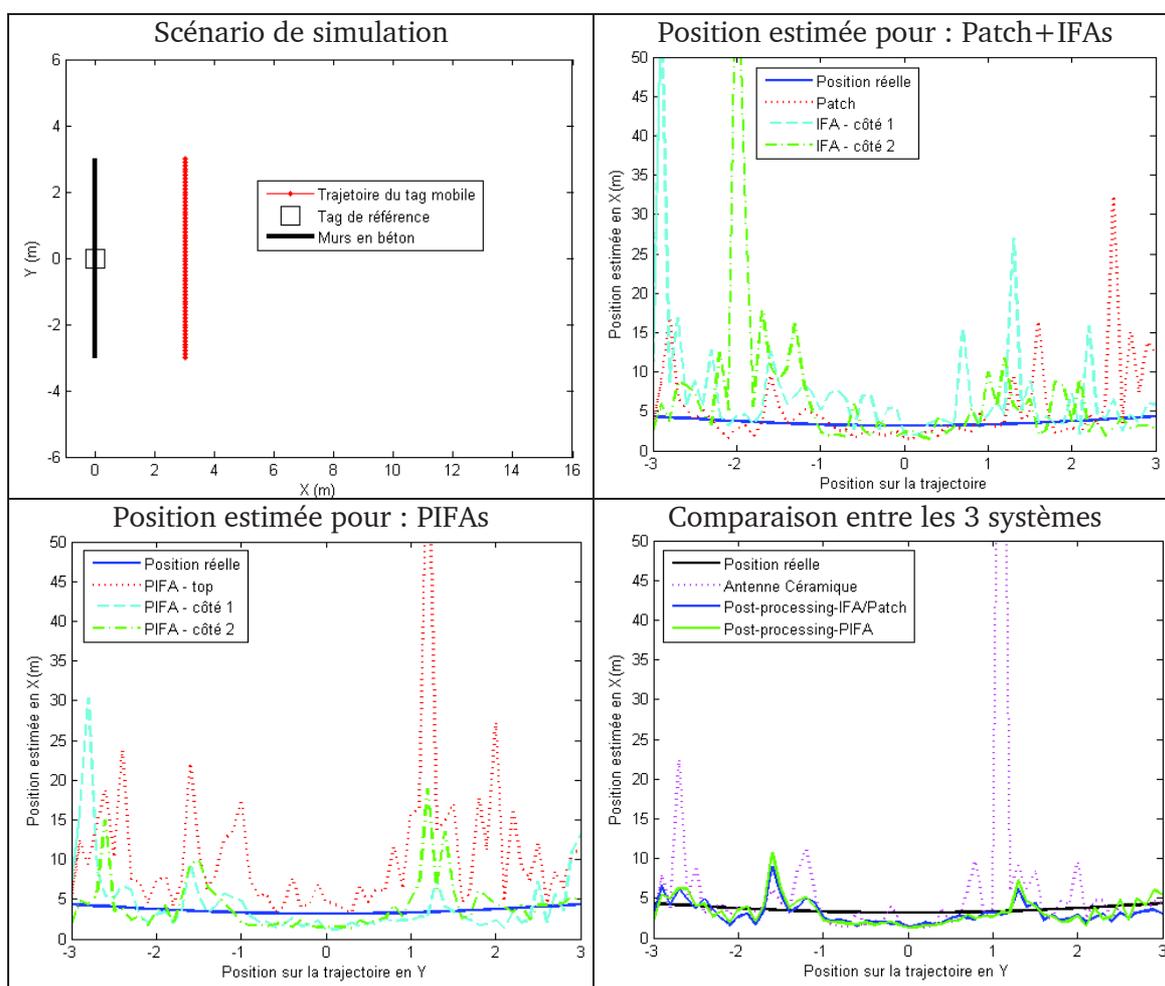
Où  $e_i$  est l'erreur entre la mesure et la position réelle du mobile et  $n$  est le nombre de mesures effectuées. L'erreur quadratique moyenne sera utilisée pendant toute la suite de la thèse pour comparer les résultats de systèmes.

### 5.3.1. Scénarios en variant la distance $d$ entre les tags

Pour ces trois premiers scénarios, nous avons l'antenne de référence (luciole avec le plan réflecteur) fixée à une hauteur  $h_r=2m$ , et les systèmes mobiles avec 3 antennes (PIFAs – section 4.3.2 et IFAs+Patch – section 4.3.3) fixées à une hauteur  $h_m=1m$  qui se déplacent à une distance  $d$  devant le tag de référence. La distance entre le sol et le plafond est de  $h_c=3m$ . Ces paramètres peuvent être analysés sur la Figure 70.

Le premier scénario correspondant à une distance  $d$  de 3 mètres entre les tags a comme résultat les courbes représentées par le Tableau 21.

Tableau 21 - Simulation d'un scénario de localisation avec  $d=3m$



Comme nous pouvons voir sur ces graphes, il y a beaucoup d'oscillations sur les courbes, ce comportement est dû aux trois problématiques de la localisation. D'abord, les antennes ne sont pas adaptées en polarisation, deuxièmement, comme nous avons vu sur la section 5.2, les effets dus à la non-uniformité du diagramme de rayonnement sont significatifs et en plus, nous avons l'interférence constructive et destructive due aux multi-trajets. Nous pouvons voir que même s'il y a beaucoup d'erreurs quand les antennes sont toutes seules, quand nous utilisons le post-processing, il y a beaucoup

moins d'écart entre la position réelle du tag mobile et la position calculée avec le post-processing des antennes avec diversité par rapport à la luciole avec l'antenne céramique.

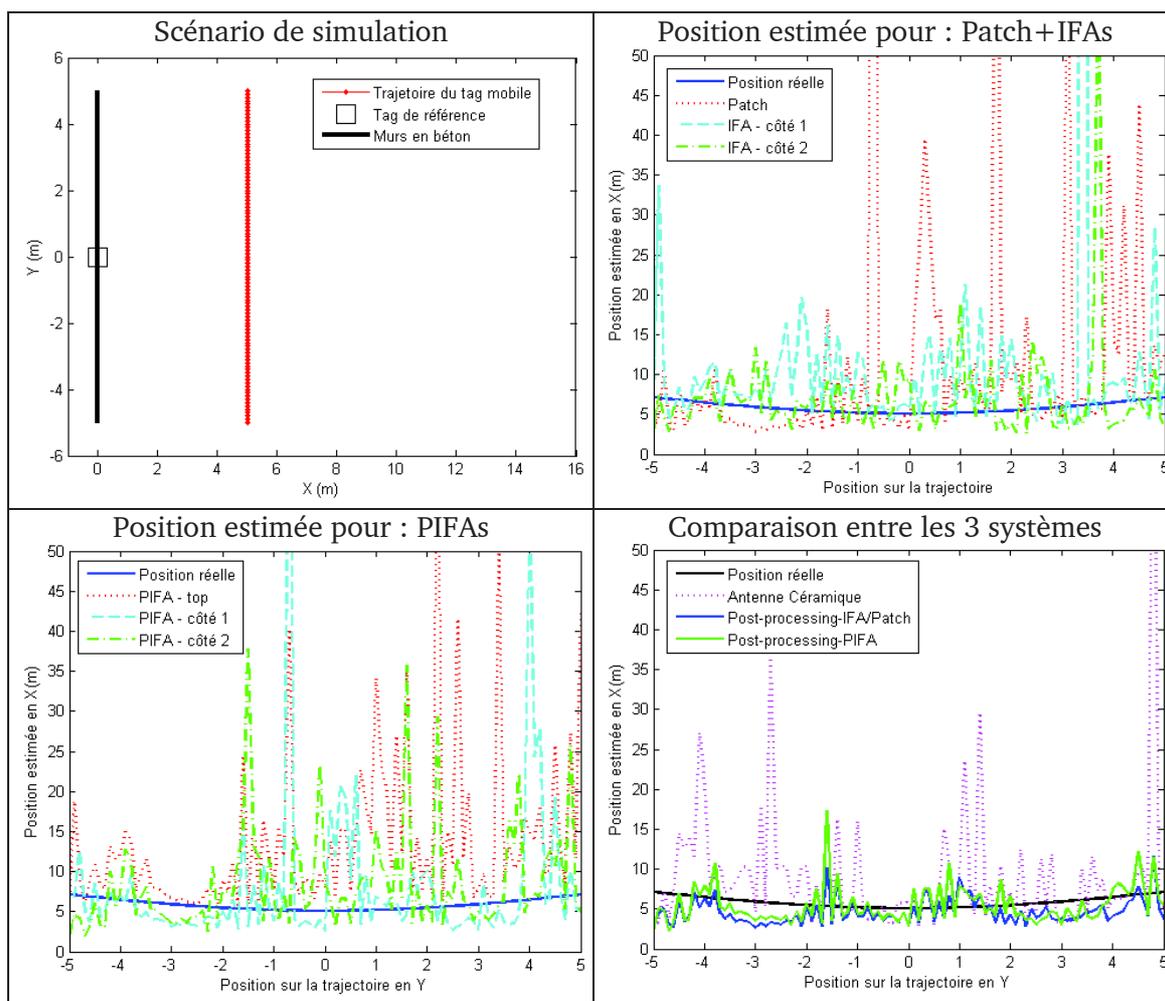
Après l'analyse des données après le post-processing, nous avons fait le calcul de l'erreur quadratique moyenne pour pouvoir quantifier et comparer l'erreur par rapport à la localisation pour chaque système d'antenne. Pour ce premier scénario nous avons les résultats présentés dans le Tableau 22.

Tableau 22 - Erreur quadratique moyenne de la localisation pour d=3m

Antennes	Erreur quadratique pour d=3m
<b>Céramique</b>	0,65
<b>PIFAs</b>	0,21
<b>Patch + 2 IFAs</b>	0,18

Ce tableau démontre une amélioration d'environ 3 fois d'un système avec diversité par rapport à la luciole avec l'antenne céramique.

Tableau 23 - Simulation d'un scénario de localisation avec d=5m



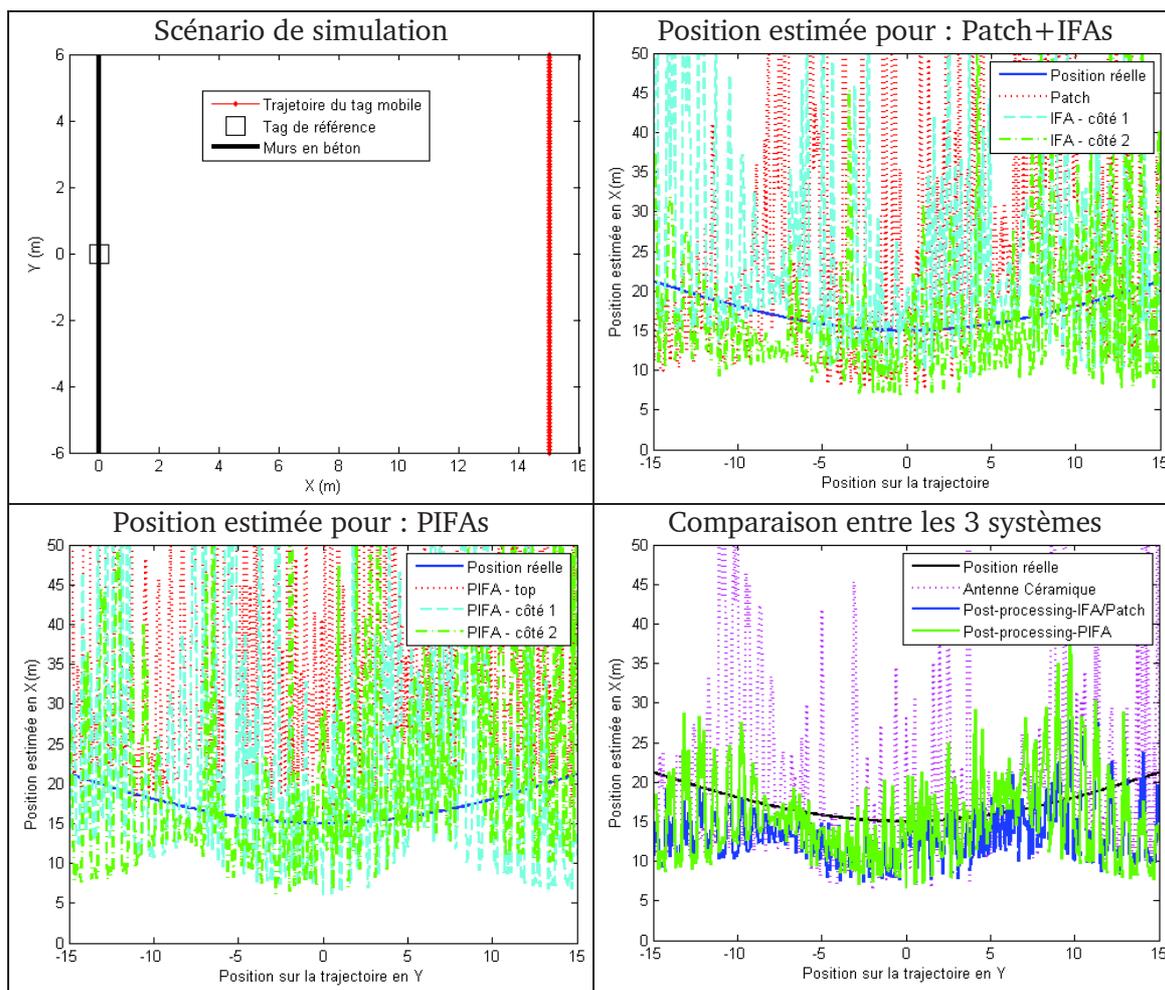
Ensuite, la distance de 5m a été choisie pour une nouvelle simulation. Nous pouvons voir sur le Tableau 23 qu’avec les mêmes paramètres du scénario précédant ( $h_r=2m$ ,  $h_m=1m$  et  $h_c=3m$ ) nous avons des pics d’erreurs plus significatives.

Tableau 24 - Erreur quadratique moyenne de la localisation pour d=5m

Antennes	Erreur quadratique pour d=5m
<b>Céramique</b>	2,36
<b>PIFAs</b>	0,24
<b>Patch + 2 IFAs</b>	0,21

Après une analyse des résultats de chaque antenne, et du post-processing, nous pouvons voir que comme pour le premier scénario, nous avons une réduction significative de l’erreur du calcul de la position du tag mobile et que pour l’antenne à cavité céramique nous avons une erreur notoire (10 fois plus grand) par rapport aux deux autres systèmes comme nous pouvons voir sur le Tableau 24.

Tableau 25 - Simulation d’un scénario de localisation avec d=15m



Pour le troisième scénario nous modifions la distance entre les tags. En utilisant les mêmes paramètres de hauteurs de tag et plafond ( $h_r=2m$ ,  $h_m=1m$  et  $h_c=3m$ ), nous allons éloigner le tag mobile de façon qu'il reste à 15 mètres devant le tag de référence. Les résultats peuvent être observés sur le Tableau 25, où nous avons de distances théoriquement mesurées dans l'ordre de 400 mètres, mais après le post-processing, les antennes avec diversité ne dépassent pas 35 mètres pendant que la luciole arrive à calculer une position de plus de 250m pour un tag mobile à 19m de distance. Ces erreurs peuvent aussi être analysées à partir du Tableau 26 avec l'erreur quadratique moyenne. Et comme nous avons prévu, les erreurs sont beaucoup plus significatives avec l'antenne à cavité céramique qu'avec les autres systèmes.

Tableau 26 - Erreur quadratique moyenne de la localisation pour  $d=15m$

Antennes	Erreur quadratique pour $d=5m$
<b>Céramique</b>	2,42
<b>PIFAs</b>	0,36
<b>Patch + 2 IFAs</b>	0,33

Pour finaliser cette analyse, nous présentons un tableau comparative par rapport à la distance entre le tag mobile et de référence pour comparer le comportement de la luciole par rapport aux deux autres systèmes (PIFA et IFAs+Patch).

Tableau 27 - Synthèse des EQM pour  $h_r=2m$  et  $h_m=1m$

Antennes	$d=3$	$d=5$	$d=15$
<b>Céramique</b>	0,65	2,36	2,42
<b>PIFAs</b>	0,21	0,24	0,36
<b>Patch + 2 IFAs</b>	0,18	0,21	0,33

Et nous avons une nette amélioration sur la localisation avec les systèmes avec la diversité d'antennes présentées sur la section 4.3.

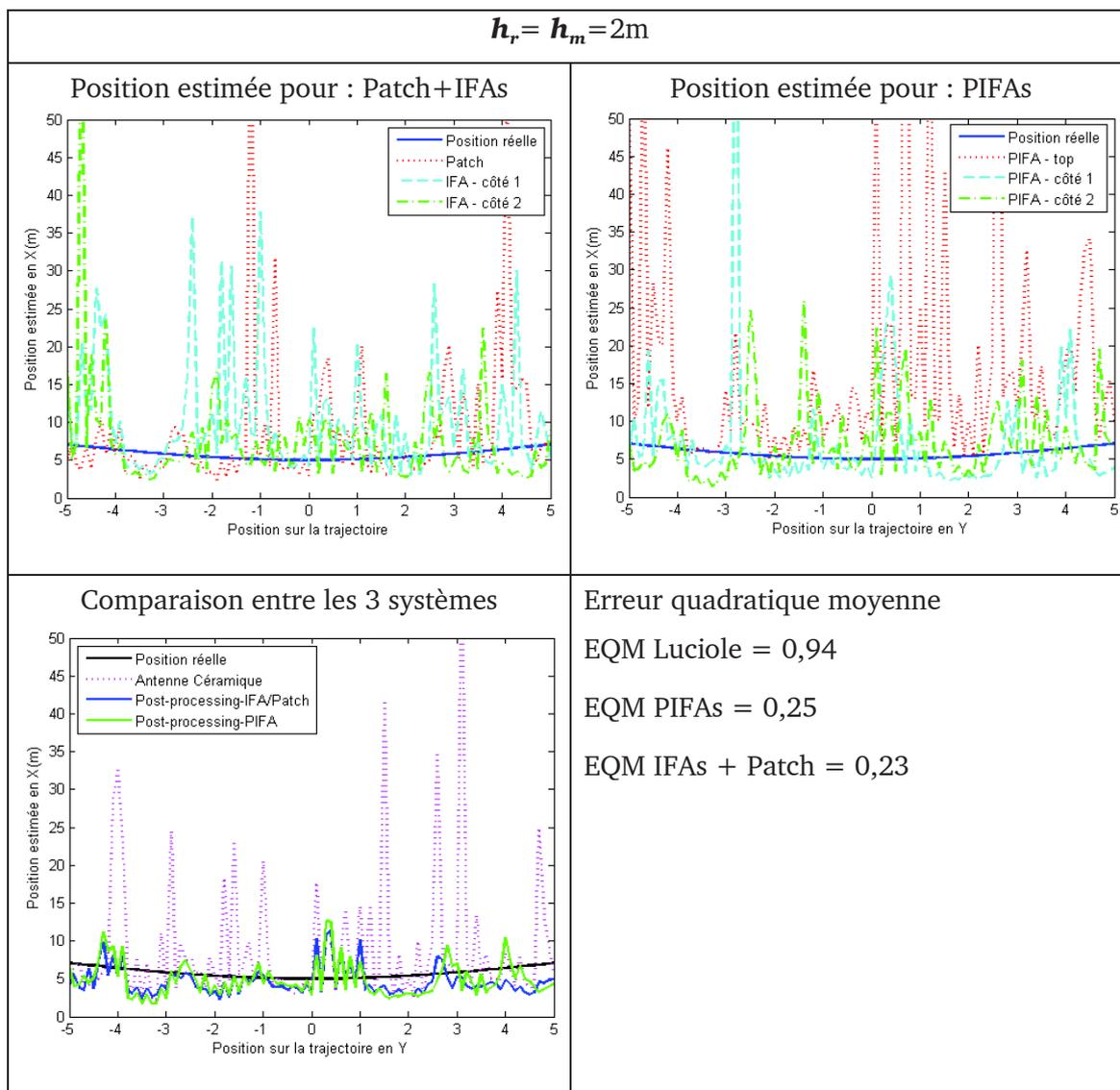
### 5.3.2. Scénarios en variant les hauteurs des tags

Maintenant, en utilisant la distance  $d$  de 5 mètres entre les systèmes de référence et le mobile, nous allons varier les hauteurs de chaque tag ( $h_r$  pour l'antenne de référence et  $h_m$  pour l'antenne mobile). Pour ce système, nous avons 4 propositions de

scénarios. Et comme les scénarios correspondent aux mêmes vues dans le plan XoY, nous n'avons pas répété le scénario qui est présenté sur le scénario du Tableau 23.

Le premier scénario, nous avons  $h_r = h_m = 2m$ , c'est-à-dire, les deux tags sont sous la même hauteur. Et avec une hauteur relativement grande par rapport au sol.

Tableau 28 - Simulation d'un scénario de localisation avec  $d=5m$ ,  $h_r=h_m=2m$



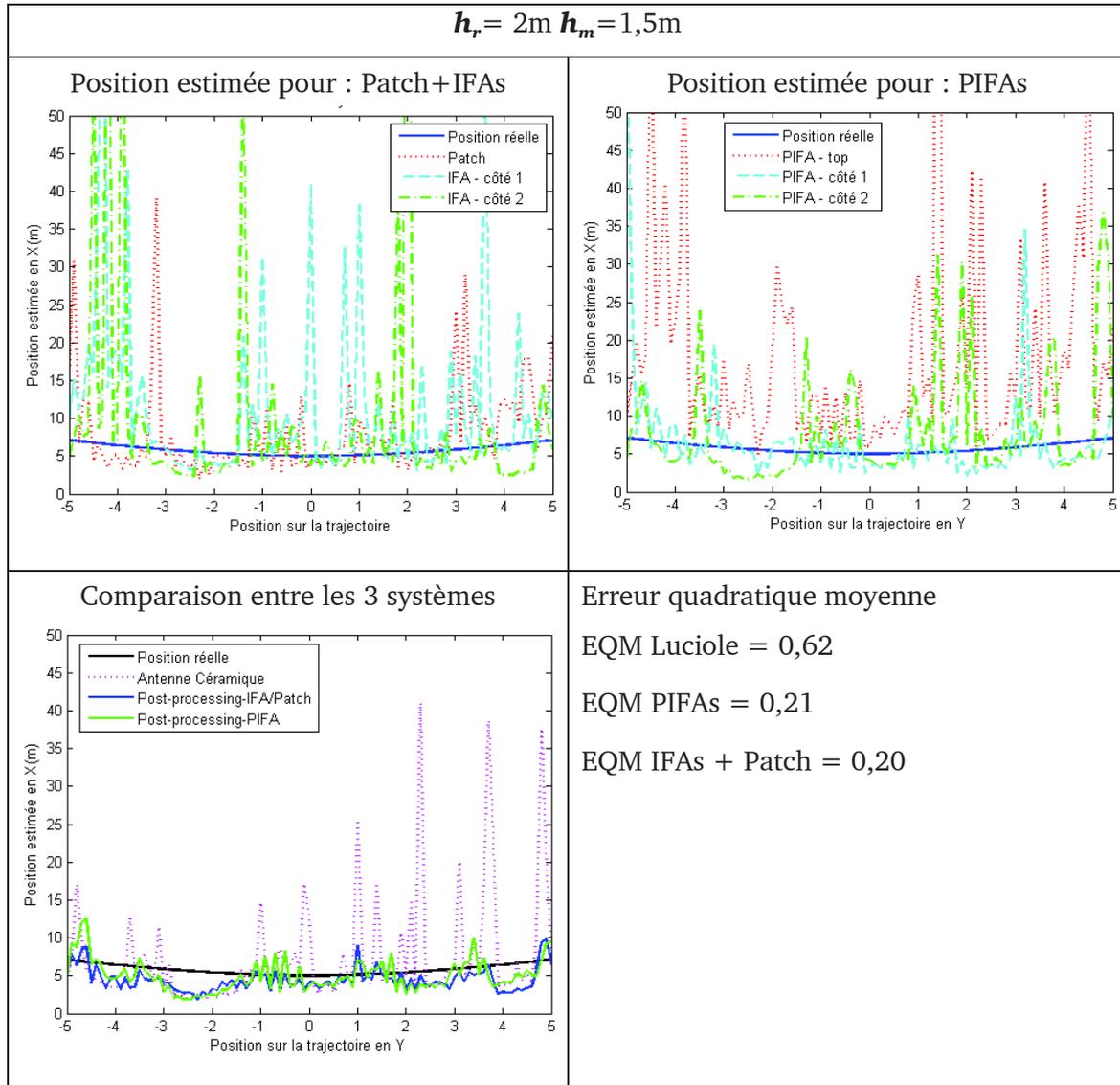
Nous pouvons percevoir que pour ce système, les erreurs de la PIFA supérieure (aussi appelé de PIFA TOP) est significative, mais après le post-traitement, comme nous avons une élimination des grands pics d'erreur avec la diversité d'antennes, il y a une réduction considérable des erreurs, environ 4x moins que pour le système original.

En comparaison avec les antennes seules, après le post-traitement, il y a une compensation des erreurs dues aux multi-trajets, désadaptation de la polarisation et non

uniformité du diagramme de rayonnement sur certaines zones, ce qui est l'objectif principal de la technique de diversité d'antennes.

Maintenant, nous allons voir sur le Tableau 29 le comportement de ces antennes quand l'antenne de référence reste à 2m et l'antenne mobile est à 1,5m.

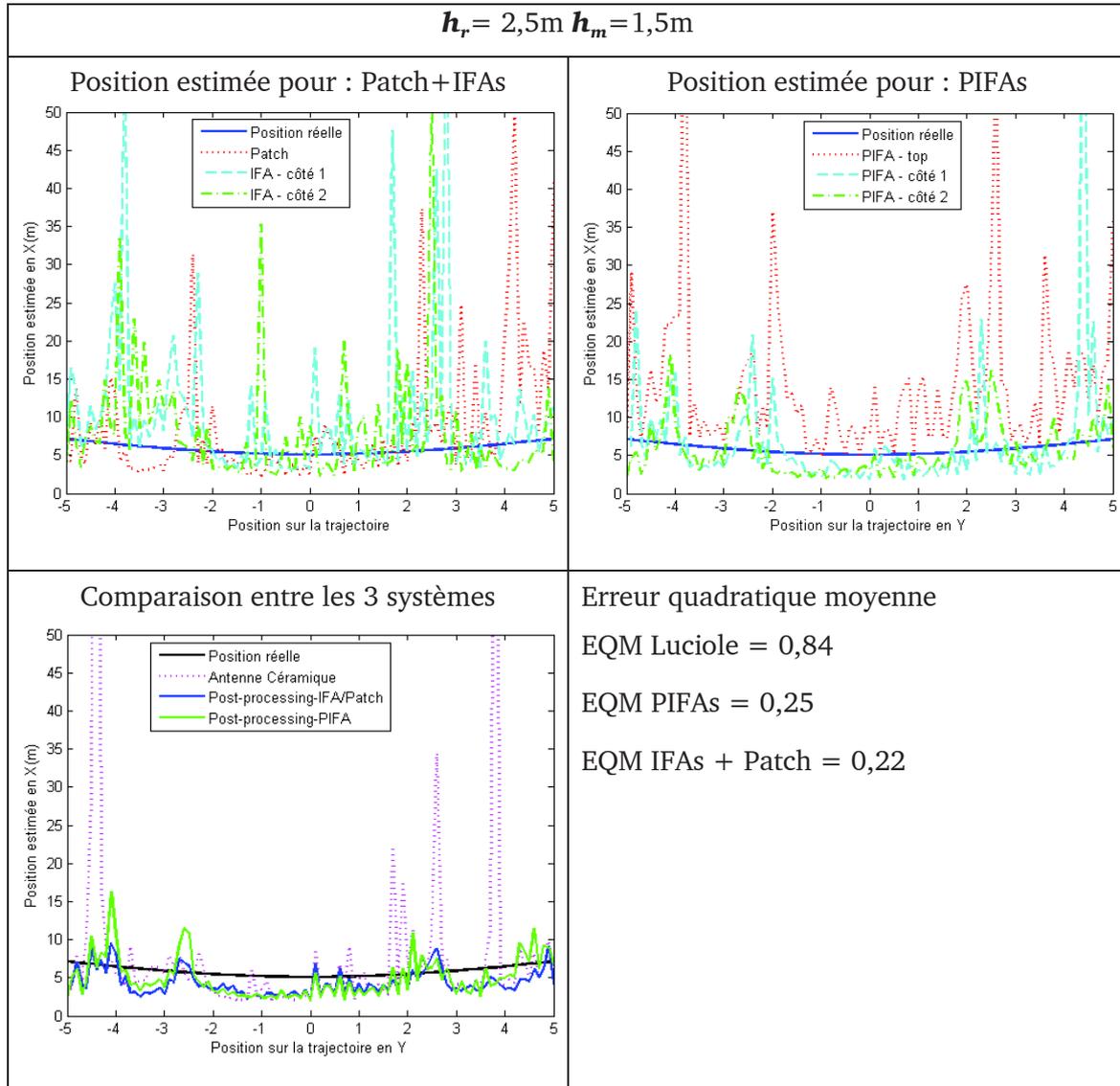
Tableau 29 - Simulation d'un scénario de localisation avec  $d=15m$ ,  $h_r=2m$  et  $h_m=1,5m$



Pour cette position des tags, il y a une réduction de l'erreur quadratique moyenne de la luciole avec l'antenne à cavité céramique. Mais cette valeur reste à 3 fois l'erreur des systèmes – que nous proposons.

Maintenant, sur le Tableau 30, nous pouvons voir les résultats de simulation avec Matlab quand l'antenne de référence est proche du toit à 2,5m du sol et que l'antenne mobile est à 1,5m.

Tableau 30 - Simulation d'un scénario de localisation avec  $d=15m$ ,  $h_r=2,5m$  et  $h_m=1,5m$



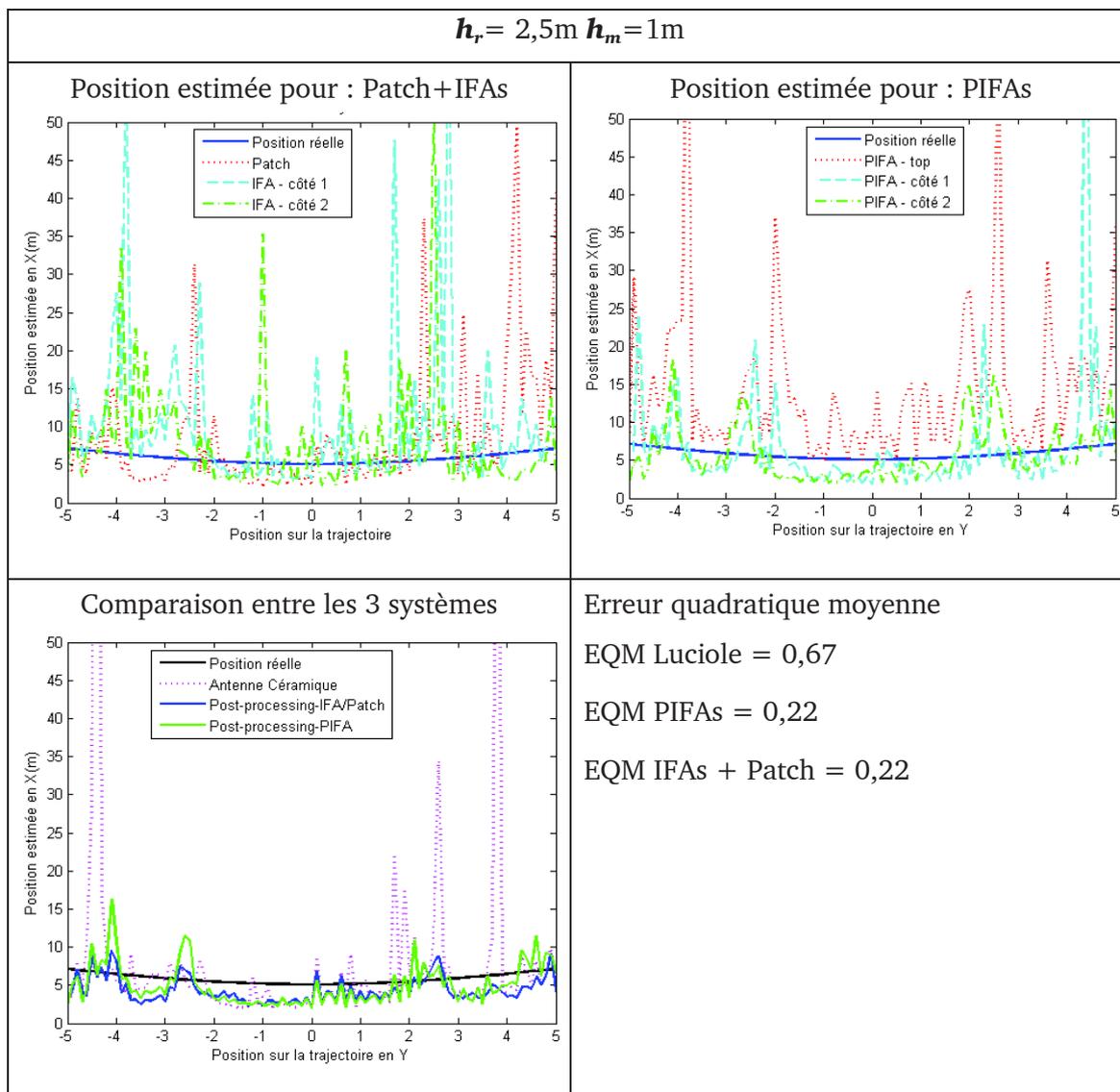
Même si dans le scénario du Tableau 30 nous n'avons pas des bon résultats pour la PIFA supérieure comme pour le Tableau 28, ces erreurs sont compensées. La localisation de la luciole a une erreur très significative sur deux positions du mobile, à  $-4,5m$  et à  $3,8m$  qui a élevé son EQM. Cet effet doit être résultant d'un angle d'alignement de la polarisation qu'était d'environ  $90^\circ$ , car les pertes de polarisation sont définies par la formule ( 25 ) :

$$\text{Pertes (dB)} = 20 \cdot \log(\cos(\theta)) \quad ( 25 )$$

où  $\theta$  est la différence entre les angles d'alignement des deux antennes, alors, si  $\theta$  est de  $90^\circ$ , nous avons les pertes vers l'infinie ( $\infty$ ). Alors, les erreurs de localisation sont très importantes quand cet angle s'approche de  $90^\circ$ .

Enfin, pour finaliser les scénarios, nous avons un cas où la luciole de référence est à 2,5m et le tag mobile à 1m. Les résultats sont représentés sur le Tableau 31.

Tableau 31 - Simulation d'un scénario de localisation avec  $d=15m$ ,  $h_r=2,5m$  et  $h_m=1m$



Comme pour le cas précédant, il y a un pic d'erreur sur l'IFA – côté 1, cela doit aussi venir du non alignement de l'adaptation, et le résultat final nous garantit aussi des très bons résultats pour les systèmes que nous avons proposés pendant la thèse.

La synthèse de ces résultats de simulations est sur le Tableau 32. Et nous pouvons constater que nous avons toujours des meilleurs résultats pour les systèmes avec les antennes PIFAs et pour le Patch avec les IFAs que pour le système original de la luciole avec l'antenne à cavité céramique.

Tableau 32 - Synthèse des EQM pour  $d=5m$

Antennes	$h_r=2m$ $h_m=2m$	$h_r=2m$ $h_m=1,5m$	$h_r=2,5m$ $h_m=1,5m$	$h_r=2,5m$ $h_m=1m$
Céramique	0.94	0.62	0.84	0.67
PIFAs	0.25	0.21	0.25	0.22
Patch + 2 IFAs	0.23	0.20	0.22	0.22

Dans le Tableau 27 et le Tableau 32 sont les résumés de cette étape de simulation et ils valident l'amélioration des systèmes conçus pendant cette thèse.

#### 5.4. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons réalisé des études et validations de nos solutions proposées dans le chapitre 4 (Plan réflecteur pour le tag fixe et pour le tag mobile, soit les 3 PIFAs, soit les antennes IFAs avec l'antenne patch).

Nous avons proposé, pour pouvoir valider le plan réflecteur, un scénario où la luciole fixe (sans et avec le réflecteur) est placée sur un coin de mur avec un dispositif muni d'une antenne dipôle qui se déplace devant la structure fixe. Et comme résultat, nous avons une réduction significative des erreurs sur la localisation avec la présence du plan réflecteur dû à une meilleure uniformité du diagramme de rayonnement et la diminution de l'influence liées au mur en béton.

Et pour pouvoir valider le système avec la diversité d'antennes, nous avons simulé un scénario avec multi-trajets dus au sol et au plafond. Ces simulations ont montré comment les multi-trajets, la non-uniformité du rayonnement et le non alignement de la polarisation peuvent affecter et dégrader la localisation, mais nous avons pu voir que les systèmes proposés ont une performance significativement meilleure que la luciole initiale pour tous les scénarios que nous avons proposés (avec changement des hauteurs des tags et de la distance entre les tags de référence et mobile).

**Bibliographie – Chapitre 5**

- [1] C. A. Balanis, “Antenna Theory Analysis and Design”, Third Edition, John Wiley & Sons, Inc., New York, 1997.
- [2] Henry L. Bertoni, “Radio propagation for modern wireless systems”, 1st ed, Prentice Hall, 1999.
- [3] E. B. Nogueira, M. H. C. Dias, M. Huchard, F. Nadagijimana, T. P. Vuong, “Improving the Localization Accuracy of RSSI-based RTLS by Using Diversity Antenna Techniques” SBMO/IEEE MTT-S International Microwave and Optoelectronics Conference (IMOC), 2013
- [4] Y. Pinhasi, A. Yahalom. and S. Petnev, “Propagation of ultra wide-band signals in lossy dispersive media” IEEE International Conference on Microwaves, Communications, Antennas and Electronic Systems, COMCAS, pp. 1-10, 2008.

## 6. Localisation dans un environnement réel

### 6.1. Introduction

Dans le chapitre 5, nous avons fait l'analyse et la comparaison entre les systèmes d'antennes en simulation dans un scénario de propagation spécifique prenant en compte les multi-trajets dus au sol et au plafond, la désadaptation de polarisation et le diagramme de rayonnement des antennes.

Dans ce chapitre, nous mettons en dispositif expérimental dans un couloir du laboratoire IMEP afin de tester les antennes proposées dans un scénario de localisation complet et réaliste. Le but est de mettre en évidence le bénéfice apporté par les antennes à diversité sur la précision de la localisation. Ces mesures seront semi-automatiques et permettront de comparer les configurations d'antennes dans un système semblable à celui normalement mis en œuvre par Fireflies RTLS dans ses applications et en utilisant le même logiciel et la même méthode de localisation.

Ces mesures prennent en compte la variabilité temporelle du canal de propagation, les caractéristiques réelles des antennes (diagramme de rayonnement, polarisation, gain...), et le protocole de communication entre les tags.

L'un des éléments clés lors de la mise en œuvre d'un système à diversité d'antenne est l'algorithme utilisé pour recombinaison des signaux reçus par chacune des antennes. Dans notre cas, cet algorithme n'a pas été implémenté dans la luciole mais a été reproduit en traitant à posteriori les mesures des multiples antennes. Ainsi après la campagne de mesure, un traitement des données est réalisé pour choisir la meilleure réponse parmi les 3 éléments de nos structures à la diversité, et pouvoir comparer globalement les 3 systèmes suivants : la luciole original avec l'antenne à cavité céramique qui servira de référence, la configuration à trois PIFAs et la configuration à 2 IFAs avec le patch central.

## 6.2. Présentation du scénario de mesure

### 6.2.1. Vue d'ensemble

Dans le but de mesurer et de valider l'utilisation des configurations d'antennes à diversité réalisées, pour améliorer la précision de la localisation, nous avons mis en place un dispositif expérimental et réalisé une série des mesures au laboratoire IMEP.

Pour réaliser les mesures, nous avons choisi un couloir situé au rez-de-chaussée du laboratoire IMEP. Cet environnement a été choisi avec le but d'éviter le passage trop fréquent de personnes pouvant perturber la prise de mesure, en effet il est possible de bloquer l'entrée du couloir et par conséquent, d'avoir un canal de propagation aussi stationnaire que possible entre chaque série de mesures. La topographie de ce couloir est représentée sur les Figure 73 (a) et (b) et sur la photo panoramique de la Figure 74, qui a été prise pendant les mesures, où nous pouvons voir le couloir, le centre de contrôle de localisation avec le coordinateur et l'ordinateur utilisé pour piloter l'expérimentation et enregistrer les mesures, le robot et son support sur lequel sont fixés les tags et antennes de test.

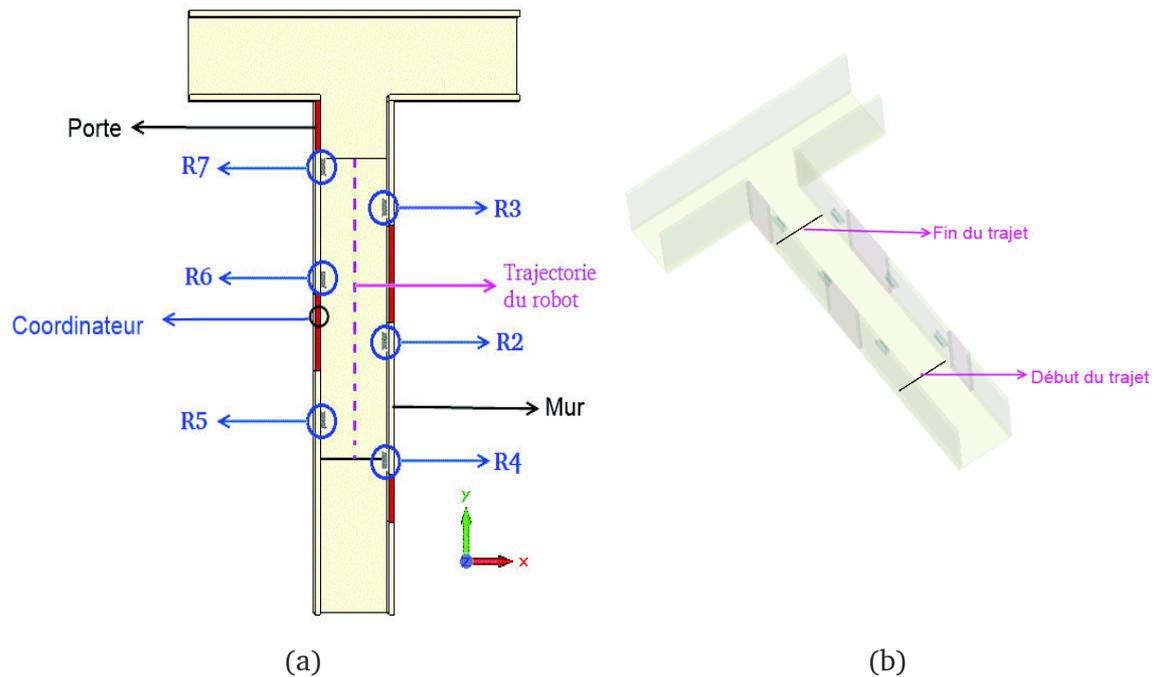


Figure 73 - Scénario de mesure



Figure 74 - Photo panoramique du scénario de mesure (couloir de l'IMEP)

Il y a 6 lucioles de référence fixées sur le mur le long du couloir à 2,5mètres de hauteur. Le robot se déplace en ligne droite entre les deux murs du couloir. Ce couloir a 2m65 de largeur et environ 15 mètres de longueur. Pour notre scénario de mesure, nous avons placé le robot sur l'axe central du couloir (axe X - 1,325m) et nous allons prendre en compte les mesures à partir de la première référence jusqu'au dernier tag fixe du couloir, en totalisant 11.3m de trajet mesuré. Toutes ces données seront analysées et traitées à partir de la section 6.3.

### 6.2.2. Déplacement du mobile

Pour automatiser le déplacement du mobile que nous voulons localiser, nous avons acquis un robot RP6 de l'entreprise AREXX Engineering représenté sur la Figure 75.

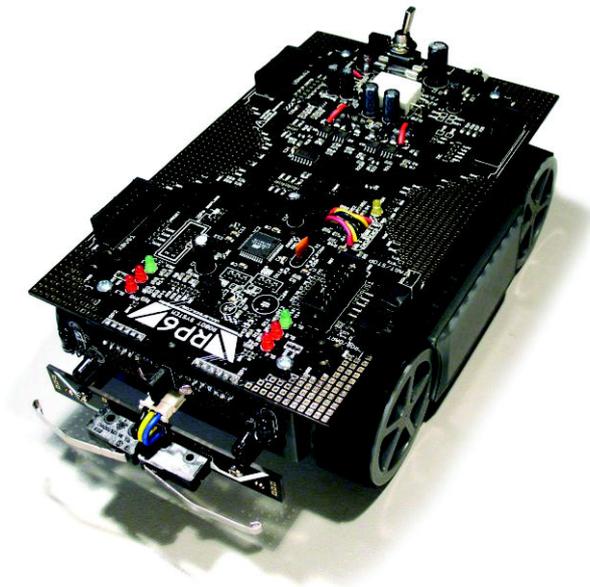


Figure 75 - Robot RP6 utilisé pour faire les déplacements des antennes tag

Ce robot a de nombreuses fonctionnalités. Les plus importantes pour notre application de déplacement de notre mobile sont précisé dans le Tableau 33.

Tableau 33 - Caractéristiques du robot RP6

<p><b>Microcontrôleur Atmel ATMEGA32 8-Bit</b></p> <ul style="list-style-type: none"><li>• Vitesse 8 MIPS (=8 millions d'instructions par seconde) à un cycle horloge de 8 MHz</li><li>• Mémoire: 32KB Flash ROM, 2KB SRAM, 1KB EEPROM</li><li>• Librement programmable en C (avec WinAVR / avr-gcc)</li></ul>
<p><b>Nouveau système d'entraînement performant par chenilles afin de minimiser le bruit</b></p> <ul style="list-style-type: none"><li>• Deux moteurs DC 7,2V puissants</li><li>• Vitesse maximale 25cm/sec (30cm/sec sans limitation par le logiciel). En fonction, entre autre, de l'état de charge/qualité des accumulateurs et du poids total.</li></ul>
<p><b>Deux moteurs MOSFET performants (ponts en H)</b></p> <ul style="list-style-type: none"><li>• Nombre de tours et sens de rotation sont commandés par le microcontrôleur.</li><li>• Deux détecteurs de courant ayant une plage de mesure allant jusqu'à env. 1,8A pour les deux moteurs (idéal pour réagir rapidement à un blocage et une surcharge du moteur).</li></ul>
<p><b>Deux encodeurs de haute résolution pour mesurer la vitesse et la distance parcourue</b></p> <ul style="list-style-type: none"><li>• Résolution de 625 CPR (<i>Counts per Revolution</i> en anglais ou Incréments par tour en français), cela signifie que les encodeurs comptent 625 segments du disque d'encodage de la roue par tour de roue.</li><li>• Possibilité de mesure de vitesse et de réglage précis et rapide.</li><li>• Résolution de parcours élevée d'env. 0,25mm par incrément.</li></ul>

Afin d'adapter la hauteur du robot à nos applications, nous avons réalisé un support en carton afin de mettre les antennes à 1 mètre de hauteur qui est la dimension

typique la plus utilisée dans les applications réelles. Le robot complet peut être vu sur la Figure 76.

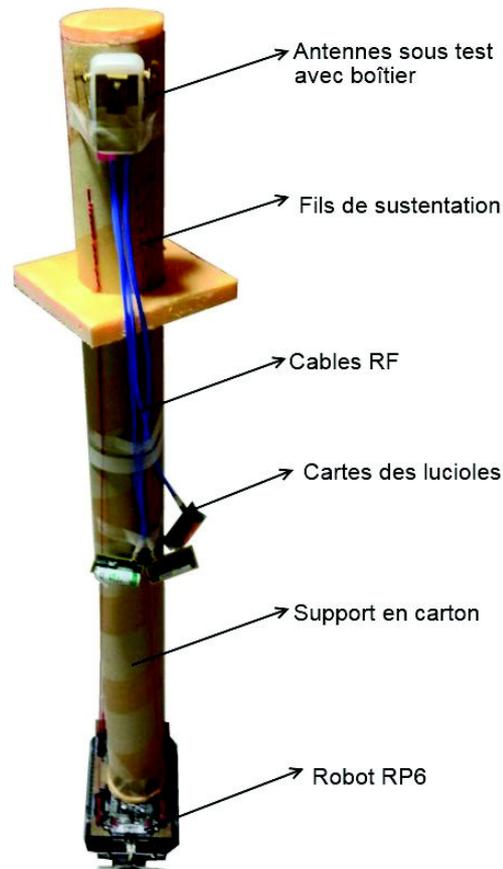
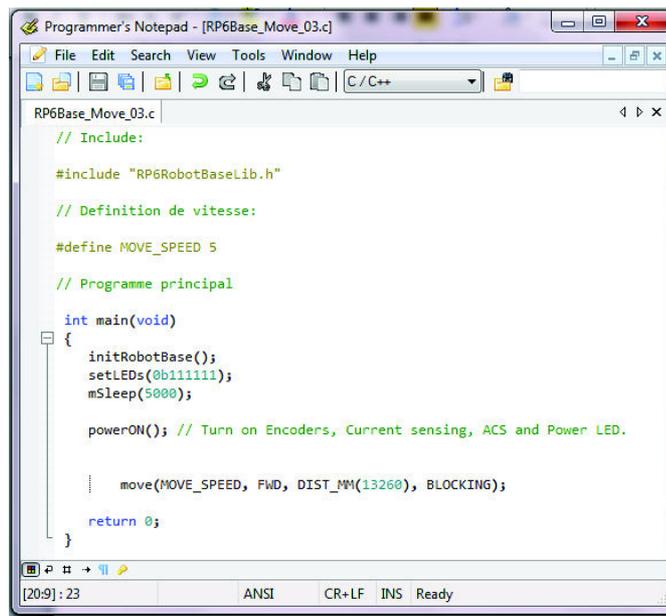


Figure 76 - Robot RP6 + support en carton + tags

Avec ce robot automatique nous pouvons parcourir une distance donnée avec une vitesse constante pour réaliser les mesures de localisation de nos tags. Nous avons choisi le déplacement continu à la place d'un déplacement discret (c'est-à-dire tel que le robot s'arrête au moment de la mesure) à cause d'une imprécision du robot à parcourir une distance précise quand il s'arrête plusieurs fois et parce que ce mouvement continu est plus réaliste pour les applications de localisation de Fireflies.

Pour définir le trajet, la vitesse et le temps de déplacement souhaités de notre robot, nous avons programmé le microcontrôleur du RP6 à l'aide du langage en C comme nous pouvons voir sur la Figure 77.



```
RP6Base_Move_03.c
// Include:
#include "RP6RobotBaseLib.h"
// Definition de vitesse:
#define MOVE_SPEED 5
// Programme principal
int main(void)
{
    initRobotBase();
    setLEDs(0b111111);
    mSleep(5000);

    powerON(); // Turn on Encoders, Current sensing, ACS and Power LED.

    move(MOVE_SPEED, FwD, DIST_MM(13260), BLOCKING);

    return 0;
}
```

Figure 77 - Programmation du déplacement du robot RP6 en langage C

Le programme illustré à la Figure 77 a été utilisé pour le fonctionnement du robot. Le programme est composé de deux parties : d'abord nous avons l'inclusion d'une librairie qui contient les fonctions haut niveaux utilisées pour programmer les actions du robot. Nous avons ensuite le programme principal. Nous avons choisi la vitesse la plus lente possible et actionné le déplacement du robot en ligne droite en appelant la fonction *move()*.

L'étape suivante a été de calibrer la vitesse et la distance parcourue par le robot en fonction du temps. Nous avons utilisé le robot de façon à avoir un mouvement à vitesse faible et constante permettant ainsi de réaliser une quantité significative de mesures. Nous avons réalisé plusieurs tests avec le robot afin de vérifier la reproductivité de son déplacement à chaque trajet, pour parcourir le même espace avec toujours le même temps.

### 6.3. Mesures

Pour valider notre système, nous avons utilisé le scénario présenté sur la section 6.2 . Pour réaliser les mesures, nous avons fait les séries de mesures avec chaque système d'antennes (luciole seule, PIFAs et Patch+IFAs).

Les mesures ont été faites en utilisant le logiciel en Python développé par Fireflies. Et il donne comme résultat le RSSI reçu pour chaque luciole de référence et l'instant de temps que la mesure a été faite, ces informations sont enregistrées dans un fichier .mat, et ensuite alors nous avons utilisé le logiciel Matlab 2013.A pour traiter nos données.

Les données pour chaque mesure sont présentées sur le tableau de la Figure 78. Où la première colonne est le numéro de chaque tag de référence, la deuxième et troisième sont les positions précédemment définies basées sur la position où les lucioles de référence ont été fixées en X et en Y respectivement. La 4<sup>ème</sup> colonne est le RSSI, le 5<sup>ème</sup> est la constante A qu'est toujours égal à 40 e enfin, la 6<sup>ème</sup> est l'ordre croissante de RSSI.

Meas.FindRes{1, 1}.RefRsp <6x6 double>							
	1	2	3	4	5	6	7
1	2	2.6500	6.7500	69.5000	40	6	
2	3	2.6500	11	61.5000	40	3	
3	4	2.6500	2.7500	65.5000	40	5	
4	5	0	4.5000	59.5000	40	1	
5	6	0	8.7500	60	40	2	
6	7	0	13	62	40	4	

Figure 78 - Tableau avec les valeurs de RSSI pour chaque mesure

Ce fichier présente également l'adresse IEEE de la luciole mobile avec laquelle la référence se communique. Cette donnée est très importante, car pour pouvoir mesurer les 3 antennes des systèmes proposés, nous avons liée chaque antenne à une luciole différente, alors, nous pouvons savoir à quel moment chaque antenne est utilisée à partir de l'adresse IEEE.

Après avoir trié et fait le traitement des données pour pouvoir toujours choisir la plus grande puissance entre les 3 antennes afin de minimiser les multi-trajets, nous avons le tableau de la Figure 79.

	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
1	1	0	6	0	8.8400	34.5000	45	NaN	45	1.3594	0.4921	
2	1	0	7	0	13	48.5000	45.5000	NaN	48.5000	1.6853	0.3127	
3	1	0	3	2.6500	11.0500	50.5000	50.5000	NaN	50.5000	1.9055	0.2407	
4	1	0	4	2.6500	2.6600	52	52.5000	NaN	52.5000	2.1544	0.1849	
5	1	0	2	2.6500	6.6300	54	55	NaN	55	2.5119	0.1325	
6	1	0	5	0	4.4200	60.5000	55.5000	NaN	60.5000	3.5210	0.0624	
7	2	1	6	0	8.8400	35	43	39.5000	43	1.2023	0.6362	
8	2	1	3	2.6500	11.0500	49.5000	43.5000	42.5000	49.5000	1.7920	0.2745	
9	2	1	2	2.6500	6.6300	50.5000	47.5000	47.5000	50.5000	1.9055	0.2407	
10	2	1	7	0	13	50.5000	52.5000	48	52.5000	2.1544	0.1849	
11	2	1	4	2.6500	2.6600	52	53.5000	51	53.5000	2.2909	0.1619	
12	2	1	5	0	4.4200	58	55.5000	56.5000	58	3.0200	0.0882	
13	3	2	6	0	8.8400	35.5000	40.5000	40	40.5000	1.0312	0.8754	
14	3	2	4	2.6500	2.6600	48	45	44.5000	48	1.6343	0.3338	
15	3	2	3	2.6500	11.0500	49	46.5000	47	49	1.7378	0.2930	
16	3	2	2	2.6500	6.6300	52	53	47.5000	53	2.2216	0.1730	
17	3	2	7	0	13	56.5000	54.5000	54.5000	56.5000	2.7542	0.1082	
18	3	2	5	0	4.4200	59	57.5000	55	59	3.2112	0.0769	
19	4	3	6	0	8.8400	35.5000	41	44.5000	44.5000	1.3183	0.5248	

Figure 79 - Tableau initial du post traitement des mesures

Avec ce tableau, nous pouvons identifier chaque colonne de la façon suivante :

Tableau 34 - Correspondances de chaque colonne de la Figure 79

1	Numéro de la mesure
2	Temps en seconds
3	Numéro de la luciole de référence
4	Position de la référence en X
5	Position de la référence en Y
6	RSSI de la 1 <sup>ère</sup> antenne
7	RSSI de la 2 <sup>ème</sup> antenne
8	RSSI de la 3 <sup>ème</sup> antenne
9	Post-processing avec la plus haute puissance reçue entre les 3 antennes
10	La distance entre chaque mobile et chaque référence calculée à partir de ( 13 ).
11	W calculé à partir de la formule ( 26 )

Si, au moment de la mesure, nous n’avons pas le RSSI, ce champs est complété par NAN (*Not-a-number* en anglais) pour pouvoir faciliter le calcul des erreurs de distance.

Finalement, après cette étape, nous calculons la position dans les axes “x” et “y”. Plusieurs algorithmes de localisation peuvent être utilisés comme ceux présentés dans la section 1.3. Mais pour notre système, nous nous basons sur la méthode de Shepherd modifiée avec pondération inverse à la distance. Cet algorithme a été utilisé par Fireflies et elle est assez simple à mettre en œuvre directement sur le processeur du tag mobile.

Il a l'avantage d'être plus stable que la multi-latération (section 1.3.1) qui donne de mauvaises positions lorsque les cercles calculés ne se croisent pas. Et il y a des avantages par rapport au barycentre parce qu'il prend en compte le fait que les références qui sont considérées loin du mobile (grande RSSI) sont moins fiables que d'autres plus proches (faible RSSI) et sont donc moins pondérées [1]. L'algorithme est basé sur les formules ( 26 ) et ( 27 ).

$$W(i) = \left[ \frac{R_{max} - \hat{d}(i)}{R_{max} \cdot d(i)} \right]^2 \quad (26)$$

$$\begin{bmatrix} \hat{X}_{mob} \\ \hat{Y}_{mob} \end{bmatrix} = \frac{\sum_{i=1}^N W(i) \cdot \begin{bmatrix} X_{ref} \\ Y_{ref} \end{bmatrix} (i)}{\sum_i^N W(i)} \quad (27)$$

Avec ces formules, nous avons calculé la position à partir des 3 lucioles de références plus proches, c'est-à-dire, avec les plus petites distances entre les tags de référence et mobile. Alors, la valeur de  $N$  est égale à 3. Pour  $R_{max}$  nous avons calculé à partir du RSSI minimum de 95 (prédéfinie par le système Fireflies), et en utilisant la formule ( 13 ), nous avons cette valeur égale à environ 29.29.

	1	2	3	4	5	6	7
1	1.0456	0.6102	10.5931	0	1.3250	0	
2	1.1514	1.1858	8.9047	1	1.3250	0.0225	
3	1.5022	1.1057	7.8979	2	1.3250	0.0450	
4	1.1619	1.4531	8.1956	3	1.3250	0.0675	
5	1.0627	1.5713	9.3287	4	1.3250	0.0900	
6	1.6149	1.0187	9.0306	5	1.3250	0.1125	
7	0.8280	1.6490	7.7756	6	1.3250	0.1350	
8	0.9581	1.2890	8.3997	7	1.3250	0.1575	
9	0.7563	0.8113	8.8400	8	1.3250	0.1800	
10	0.7417	0.4137	9.7520	9	1.3250	0.2025	
11	1.2136	0.8564	8.6774	10	1.3250	0.2250	
12	1.4454	0.9397	8.4614	11	1.3250	0.2475	
13	1.2105	0.6079	8.7558	12	1.3250	0.2700	
14	1.1301	0.7240	8.9594	13	1.3250	0.2925	
15	0.8285	0.7211	8.9500	14	1.3250	0.3150	
16	0.8049	0.6949	8.9451	15	1.3250	0.3375	
17	1.0404	0.4710	7.8844	16	1.3250	0.3600	
18	1.1071	0.6840	8.7640	17	1.3250	0.3825	
19	1.1928	0.7051	8.7428	18	1.3250	0.4050	

Figure 80 - Tableau final du post traitement des mesures

Pour cet autre Tableau 35, nous avons les dernières valeurs calculées à partir des formules ( 26 ) et ( 27 ), ces colonnes correspondent chacune aux variables suivantes :

Tableau 35 - Correspondances de chaque colonne de la Figure 80

1	$\sum_i^N W(i)$ – la somme de W de 1 à 3
2	$\hat{X}_{mob}$ – position estimée en X
3	$\hat{Y}_{mob}$ – position estimée en Y
4	Temps en seconds de l'instant de la mesure
5	Position réelle du tag mobile en X
6	Position réelle du tag mobile en Y

En utilisant les données des positions réelles et calculées en X et Y de tag mobile, nous pouvons dans la section 6.4 tracer ces positions de façon à pouvoir comparer les 3 systèmes d'antennes.

#### 6.4. Comparaison des tous les systèmes

Le Tableau 36 nous permet tracer les graphiques qui montrent les positions mesurées par rapport aux positions réelles des tags mobiles à partir des colonnes 2 à 5. Ces courbes seront tracées séparément sur les axes X et Y pour mieux comparer les systèmes. L'axe X est la largeur du couloir, et l'axe Y est la longueur du couloir où le robot se déplace. Pour notre scénario, la position en X est constante et égale à 1,35m et en Y est le déplacement du robot. Plus les mesures sont proches de la courbe réelle, plus les points sont rouges et quand les valeurs sont plus loin de la réalité, la couleur tend vers le bleu.

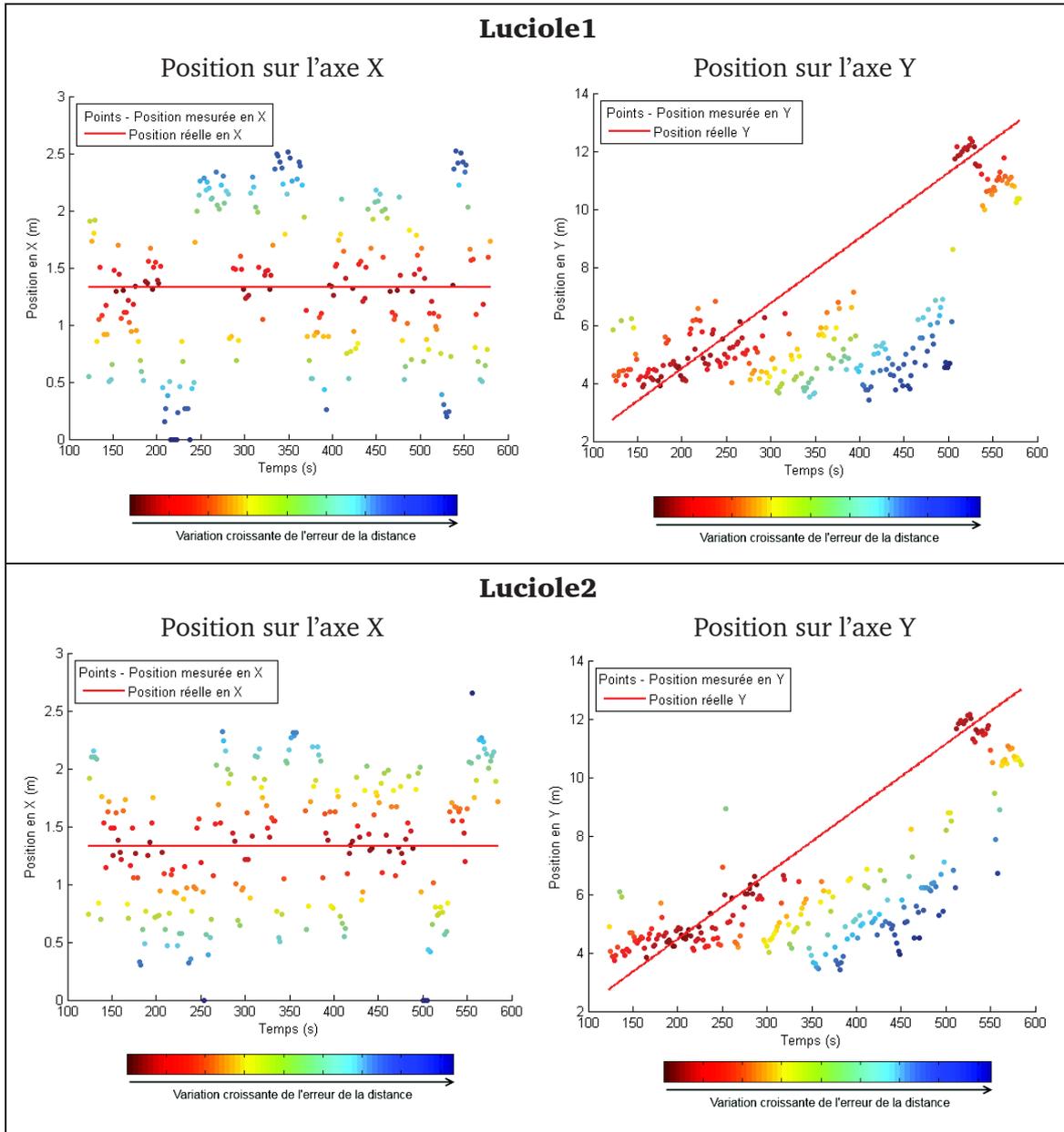
En plus, comme nous avons des variations sur la localisation pour chaque mesure à cause des divers facteurs comme l'instabilité du canal, l'instabilité du robot entre autres, nous avons réalisé deux mesures pour chaque système d'antennes.

D'abord nous analysons les résultats du système original, c'est-à-dire, la luciole avec l'antenne à cavité céramique.

Nous avons fixé la luciole sur la partie supérieure du support en carton du robot RP6 à 1mètre de hauteur. Les courbes du Tableau 36 montrent les mesures obtenues. Nous pouvons voir que pour ce système, pour les deux mesures, il y a sur l'axe Y une zone qui est en dehors de la position réelle du robot, ce qui conduit à une augmentation de l'erreur générale de ce tag. Sur l'axe X, nous avons une même moyenne qui garantit au moins que le système est toujours sur la largeur du couloir.

Un autre aspect qui est important d'analyser est la quantité des points. Il y a périodes de temps pendant lesquelles nous n'avons pas eu de résultats, quand les paquets sont perdus et ils n'arrivent pas aux tags de références. Ce comportement affecte aussi la performance du système.

Tableau 36 - Localisation de la luciole avec antenne à cavité céramique



Ensuite, nous avons la localisation en utilisant les 3 antennes PIFAs, ces antennes sont aussi à 1mètre de hauteur et elles ont été fixées comme sur la Figure 81.

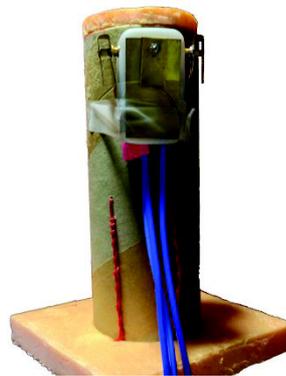
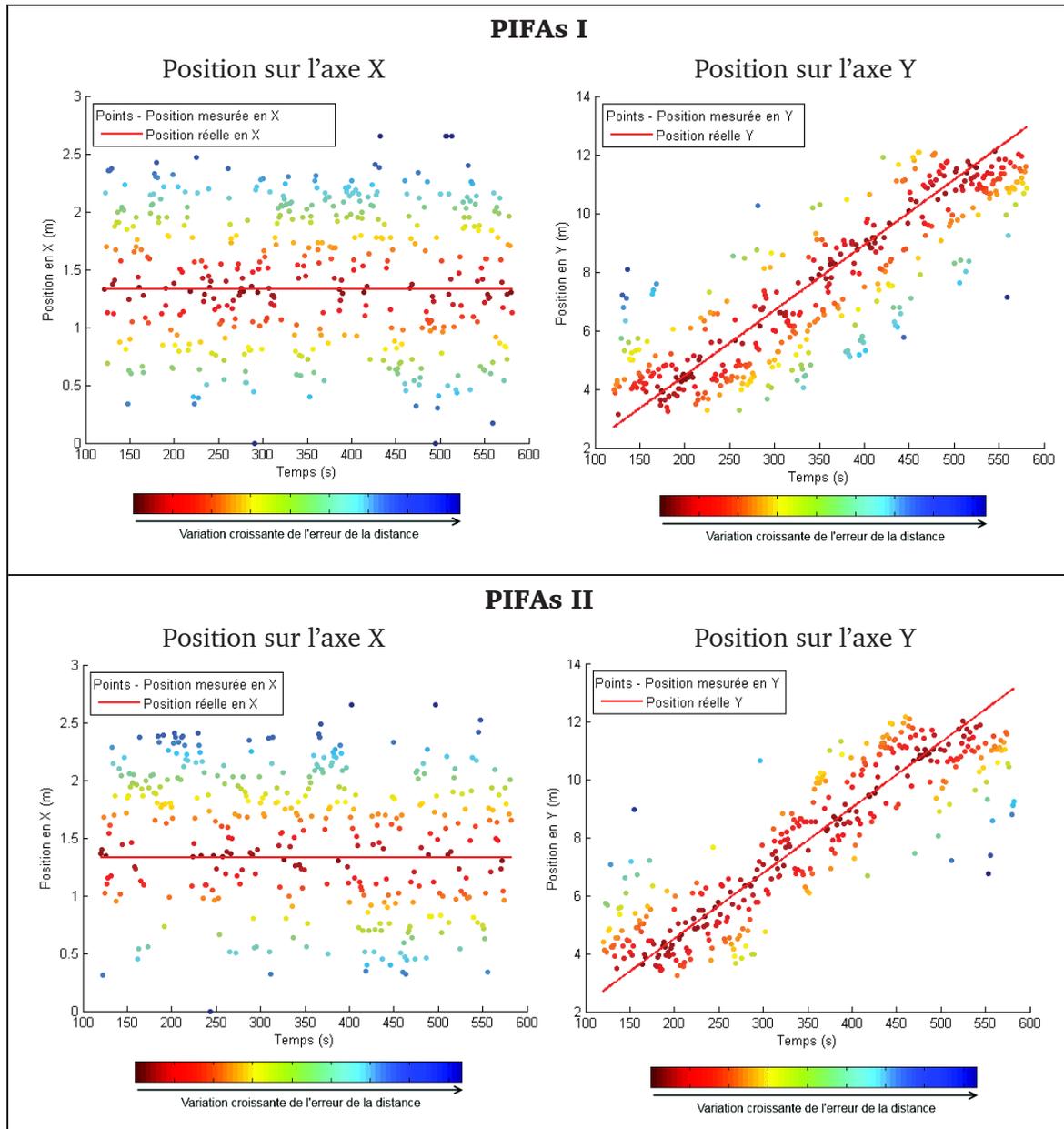


Figure 81 - Antennes PIFAs fixées au support en carton

Les résultats de cette mesure sont sur le Tableau 37, nous pouvons voir que le comportement des antennes pour l'axe Y est beaucoup plus proche de la courbe réelle que l'antenne à cavité céramique. Ce que démontre que normalement la position mesurée avec les PIFAs est beaucoup plus précise.

Tableau 37 - Localisation des tags avec les antennes PIFAs



Et enfin, le dernier système d'antennes avec deux antennes IFAs et une antenne patch (Figure 82), a un comportement semblable aux antennes PIFAs. Ces tableaux démontrent clairement les améliorations apportées par les IFAs+Patch par rapport à l'antenne originale à cavité céramique.

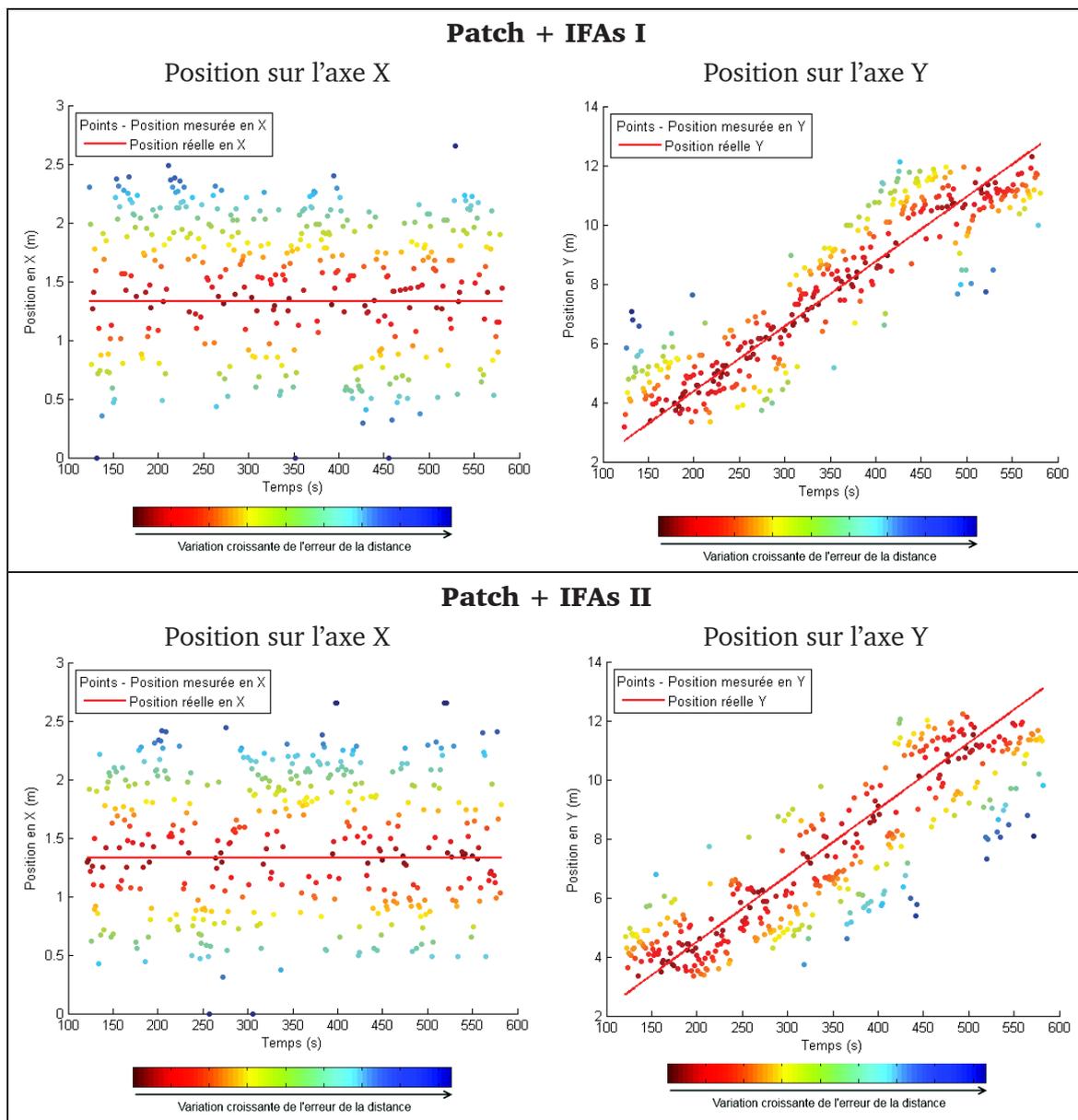
Tableau 38, où dans les axes Y les mesures sont proches de la position réelle et dans l'axe X nous avons les mêmes imprécisions dans les 3 cas.



Figure 82 - Antennes IFAs + Patch fixées au support en carton

Ces tableaux démontrent clairement les améliorations apportées par les IFAs+Patch par rapport à l'antenne originale à cavité céramique.

Tableau 38 - Localisation des tags avec les antennes IFAS + Patch



Pour conclure, en utilisant la méthode de l'erreur moyenne quadratique, nous pouvons comparer les erreurs données par chaque système d'antenne pour ce scénario. Nous avons fait 2 séries de mesures pour chaque système d'antenne et nous avons obtenu les erreurs moyennes sur le Tableau 39.

Tableau 39 - Erreur moyenne quadratique de chaque système d'antennes

<b>Système d'antennes</b>	<b>Erreur en X</b>	<b>Erreur en Y</b>
Luciole I (système original)	0,46	9,20
Luciole II (système original)	0,35	7,73
PIFAs I	0,38	1,65
PIFAs II	0,40	2,11
Patch + IFAs I	0,38	2,54
Patch + IFAs II	0,37	2,49

Comme nous pouvons percevoir, nous avons des erreurs plus significatives sur l'axe Y. Alors, c'est sur cet axe que nous allons faire les comparaisons entre les antennes.

Le système avec l'antenne céramique (luciole) présente deux comportements particuliers. D'abord, le fait de ne pas toujours avoir le RSSI : pendant les mesures, nous avons constaté qu'il y a beaucoup de paquets d'information perdus, et comme nous avons une seule antenne, il y a des moments où nous ne pouvons pas localiser le tag. L'autre comportement important est l'erreur de localisation : nous avons des erreurs dans l'ordre de 9m et 7m qui sont importantes.

Les antennes développées pendant cette thèse ont des résultats très satisfaisants par rapport à la luciole. Le système avec l'antenne patch et les antennes IFAs a eu une amélioration d'au moins 3 fois et le système avec les PIFAs d'au moins 3.66 fois sur l'axe Y. Ces résultats garantissent que la localisation avec les techniques de diversité ont une meilleure précision par rapport à l'antenne originale à cavité céramique.

### **6.5. Conclusion**

Dans le dernier chapitre de cette thèse, nous avons validé notre système de localisation en temps réel qui utilise le RSSI.

D'abord nous avons réalisé une présentation du scénario utilisé pour les mesures, le couloir de l'IMEP-LAHC, où nous avons fixée 6 tags de référence sur les murs. Pour le tag mobile, nous avons choisi le robot RP6 qui réalise automatiquement le déplacement pour un trajet prédéfinie avec la vitesse souhaitée, nous avons fait un support sur lequel nous avons fixé nos antennes.

Ensuite, nous avons réalisé des mesures en temps réel de chaque système (luciole avec antenne à cavité céramique, trois antennes PIFAs et les deux antennes IFAs avec l'antenne patch). Nous avons fait un traitement des données enregistrées qui nous a permis de comparer les performances de chaque structure.

Les résultats très satisfaisants que nous avons obtenus démontrent une amélioration significative des systèmes développés pendant cette thèse par rapport au tag original.

**Bibliographie - Chapitre 6**

- [1] M. Huchard, V. Paquier, A. Loeillet, V. Marangozov, J. M. Nicolai, “Indoor deployment of a wireless sensor network for inventory and localization of mobile assets”, IEEE 2012 International Conference on RFID -Technologies and Applications (RFID – TA), Page(s): 369 - 372

### Conclusion Générale et Perspectives

L'objectif de ce travail de thèse était de réaliser une étude et l'amélioration d'un dispositif pour un système de localisation. Une partie du travail consistait à caractériser un système de localisation RTLS basé sur le signal RSSI de l'entreprise Fireflies où le tag est composé d'un PCB sur le substrat FR4, une pile pour alimenter le système et une antenne à cavité céramique. L'antenne avec l'ensemble du dispositif a été simulée, caractérisée et validée avec un bon accord entre simulation et mesures de coefficient de réflexion et diagramme de rayonnement. Nous avons aussi fait une étude de champ proche quand ce système est posé sur des supports des différents matériaux pour analyser l'influence de chaque support.

Nous avons décrit sur l'état de l'art comment la localisation peut être influencée par plusieurs effets. D'abord il y a l'influence de l'antenne avec deux principaux facteurs : (i) le non-alignement de la polarisation entre l'antenne de tags de l'émetteur et du récepteur et (ii) la non-uniformité du diagramme de rayonnement. Et en plus, nous avons l'influence dûe à l'environnement qui résulte des multi-trajets et diminue la précision de la localisation. Afin de pouvoir minimiser ces effets dans notre système de localisation, pendant cette thèse nous avons proposé des solutions pour le tag de référence qui sont généralement fixés sur les murs, et pour les tags mobiles qui sont fixés sur les objets qui doivent être suivis.

D'abord, pour le tag de référence nous avons proposé d'utiliser un plan réflecteur de taille et position optimisées pour avoir un diagramme de rayonnement plus uniforme. Cette solution a été testée dans un scénario où le système est posé dans un coin de mur en béton et nous avons démontré une amélioration significative du système de localisation.

Pour pouvoir minimiser les effets indésirables sur la localisation, nous avons proposé pour le tag mobile l'utilisation des techniques de diversité d'antennes. Comme une des contraintes est de ne pas augmenter la taille et le coût du tag, nous avons décidé d'intégrer les antennes sur le boîtier en plastique du capteur.

Le premier système développé a utilisé des antennes PIFAs, nous avons placé les 3 PIFAs, qui ont été manufacturées avec des plaques de cuivre de façon orthogonales à l'extérieur du boîtier afin d'augmenter la décorrélation entre les 3 antennes. Ces antennes ont été mesurées avec le VNA et nous avons validé une bonne l'adaptation pour notre fréquence de 2,4GHz comme défini par le design.

## Conclusion Générale et Perspectives

Ensuite, le deuxième système a consisté en deux antennes IFAs séparées par une antenne patch triangulaire avec des fentes. Ce composant a été imprimé sur le substrat RO5880 choisi pour sa flexibilité qui nous a permis de plier le système d'antennes dans le boîtier. Ce système a été aussi validé par des mesures avec VNA.

Pour pouvoir tester et évaluer ces systèmes en termes de localisation, nous avons simulé des scénarios avec des positionnements différents de tags et nous avons obtenu une amélioration très significative par rapport au système original avec l'antenne à cavité céramique.

Et enfin, pour pouvoir tester les antennes dans un environnement réel, nous avons utilisé un couloir du laboratoire IMEP-LAHC afin de faire des tests de localisation dans un scénario similaire aux environnements réels. Ces tests ont été effectués avec l'aide du robot RP6 qui effectuait le déplacement des tags mobiles dans le couloir de façon à avoir toujours une même trajectoire et une même vitesse pour toutes les mesures. Les résultats montrent que l'erreur de localisation a été divisée par un facteur proche de trois par rapport au système d'origine. Ce qui valide nos systèmes d'antennes.

L'objectif que nous nous étions fixé au début de ce travail, qui était de diminuer l'erreur de localisation sans augmenter la taille du système, a été atteint.

Notre travail sur les antennes pour la localisation peut être exploité pour plusieurs systèmes RTLS. Mais ce système doit être complété dans des travaux futurs avec l'implémentation d'un système de commutation entre les antennes pour que la mesure de chaque antenne soit faite de façon automatique. Un autre aspect important est d'intégrer le post-processing dans le script du coordinateur du système afin de vérifier la puissance de façon automatique.

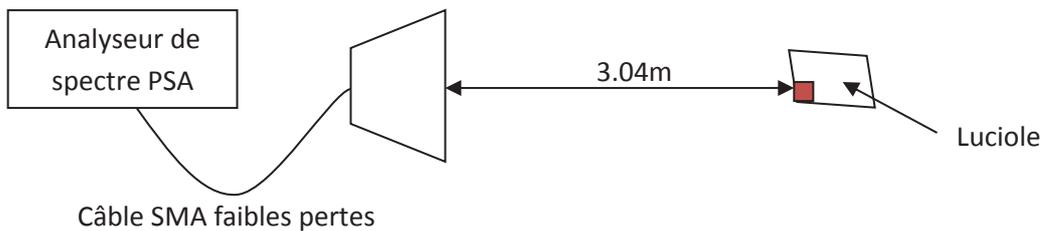
## Annexe A

L'objectif de cette annexe est de présenter la campagne de mesures qui a eu pour but d'obtenir, en chambre anéchoïde, le diagramme de rayonnement de la luciole.

### A.1. Protocole de mesure

Essentiellement, nous présenterons le protocole de mesure du diagramme de rayonnement de la luciole.

#### A. 1.1. Matériel



La luciole est commandée par la passerelle pour émettre en boucle selon la commande python *xybatt* toutes les 0.1s.

L'analyseur de spectre est commandé via les câbles GPIB, via le code Matlab.

Une fréquence centrale à 2.405 GHz, un span à 0 Hz, qui permet d'avoir l'analyseur de spectre en mode temporel. Resolution Band Width à 3 MHz, Video BW à 1 kHz et le sweep time 0.3 s.

Pour chaque pas angulaire du mat tournant, l'analyseur de spectre fait une acquisition et extrait le pic le plus haut et le plus bas comme détaillé ensuite.

#### A. 1.2. Automatisation

L'ensemble de la prise de mesure est automatisé grâce à un script Matlab via une interface GPIB. Le code est mis à disposition par le CEA-LETI et adapté par Fireflies. La modification majeure concerne l'implémentation de la méthode d'acquisition des mesures par le PSA mise au point par Fireflies spécifiquement pour la mesure des lucioles.

Le code Matlab réalise les opérations suivantes :

- Rotation du mat tournant selon les différents axes du moteur.
- Rotation du cornet selon les polarisations verticales puis horizontales
- Séquence d'acquisition de mesure sur le PSA.

## Annexes

- Sauvegarde des résultats.

Les résultats sont sauvegardés sous la forme d'une structure Matlab FF (Farfield) contenant deux champs :

- FF.phi : Vecteur des angles phi.
- FF.E( : ,1 :2) : Vecteur à deux colonnes des puissances mesurées selon la polarisation verticale et horizontale.

Les vecteurs sont sauvegardés dans des fichiers au format .mat portant un nom selon la nomenclature Date\_Version\_Avec/SansBoitier\_XOY\_Mes1.

### A.1. Calibration du gain

#### A. 2.1. Gain de l'antenne

Les mesures de puissance obtenues par le PSA sont relatives. Il est nécessaire de les corriger afin d'obtenir le gain de l'antenne sous test (AST).

La Figure 83 illustre le bilan de liaison dans la configuration du montage.

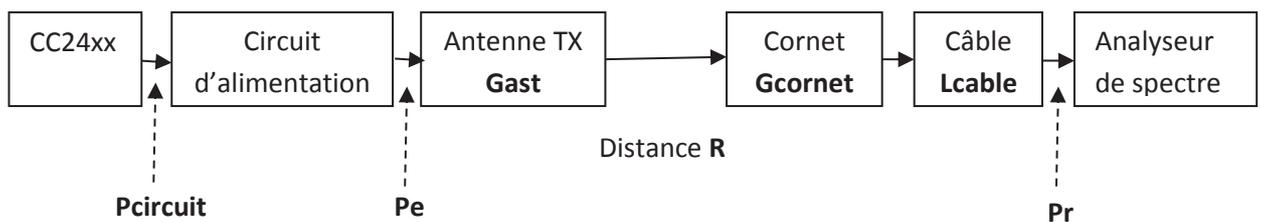


Figure 83 - Schéma du bilan de liaison.

Le gain de l'antenne sous test se mesure par la relation suivante :

$$G_{ast} = P_r - P_e + L_{cable} + 20\log_{10}\left(\frac{4\pi D}{\lambda}\right) - G_{cornet} \quad (28)$$

Avec :

- $\lambda$ , la longueur d'onde.
- R, la distance entre le cornet et l'AST.
- $P_e$ , la puissance émise.
- $P_r$ , la puissance reçue.
- $L_{cable}$ , les pertes du câble.
- $G_{cornet}$ , le gain du cornet.

## Annexes

La distance  $R$  est mesurée sur le montage, la longueur d'onde et le gain du cornet sont connus. La puissance émise et les pertes sont déterminées par une procédure de calibration selon le schéma de la Figure 84, on obtient la mesure de  $P_{cal}$ .

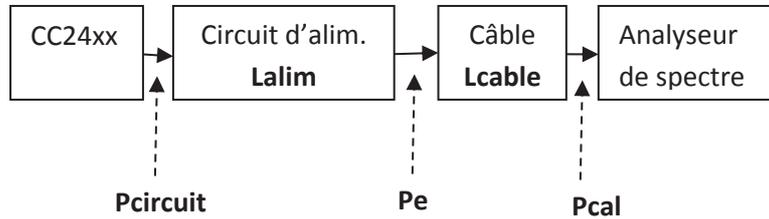


Figure 84 - Mesure de la puissance pour la calibration

On obtient  $P_{cal} = P_e - L_{cable}$ , qui peut se substituer dans l'équation ( 28 ) :

$$G_{ast} = P_r - P_{cal} + 20\log_{10}\left(\frac{4\pi D}{\lambda}\right) - G_{cornet} \quad (29)$$

### A. 2.2. Pertes dans le circuit d'alimentation

Les pertes intervenant dans le circuit RF d'alimentation de l'antenne  $L_{alim}$  se calculent par :

$$L_{alim} = P_{circuit} - P_{cal} - L_{cable} \quad (30)$$

$L_{alim}$  comprend les pertes intervenant dans le front-end analogique du CC2x30, dans le réseau d'alimentation, y compris le balun et l'étage d'adaptation d'impédance et dans l'antenne elle-même.

Nous définissons une seconde mesure de gain appelé gain de capteur qui caractérise l'ensemble de la partie RF de la luciole, incluant le gain de l'antenne et les pertes d'alimentation.

Le gain de capteur se calcule par :

$$G_{capteur} = G_{ast} - L_{alim} \quad (31)$$

Les cartes V2.2 n'ont pas pu être démontées car en nombre insuffisant. La référence de puissance est prise sur une version de test de la carte pourvue d'une sortie SMA. Il s'agit d'un autre exemplaire que la carte avec laquelle les mesures ont été effectuées. Il faut donc interpréter ce résultat comme une estimation à 1 ou 2 dB près.

- $P_{circuit} = 0.6$  dB
- $P_{cal} = -4.35$  dB

## Annexes

- $L_{\text{cable}} = 1 \text{ dB}$  (estimation)

Les pertes du circuit d'alimentation sont :

$$L_{\text{alim}} = 0.6 + 4.3 - 1 = 3.9 \text{ dB} \quad \text{et} \quad G_{\text{capteur}} = G_{\text{ast}} - 3.9 \text{ dB}$$

### A.3. Diagramme de rayonnement

#### A. 3.1. Diagramme

Les diagrammes seront pris pour la position du cornet verticale et horizontale, par pas de  $5^\circ$  pour la luciole.

Les lucioles sont fixées sur un support en air dur lui permettant d'être centrée par rapport à l'axe du bras tournant et d'être à la même hauteur pour chaque configuration.

Par convention, l'angle  $0^\circ$  du diagramme correspond à une luciole dont l'antenne regarde le cornet avec l'antenne en bas.

#### A. 3.2. Repère

Les diagrammes de rayonnement sont représentés en coordonnées polaires et en coordonnées cartésiennes. Les coordonnées polaires sont plus interprétables physiquement, tandis que les coordonnées cartésiennes permettent de lire plus facilement des valeurs numériques pour un angle donné.

Toutes les lucioles sont placées par convention dans le repère représenté aux Figure 85 et Figure 86. On représente ici le plan XOY correspondant au plan horizontal.

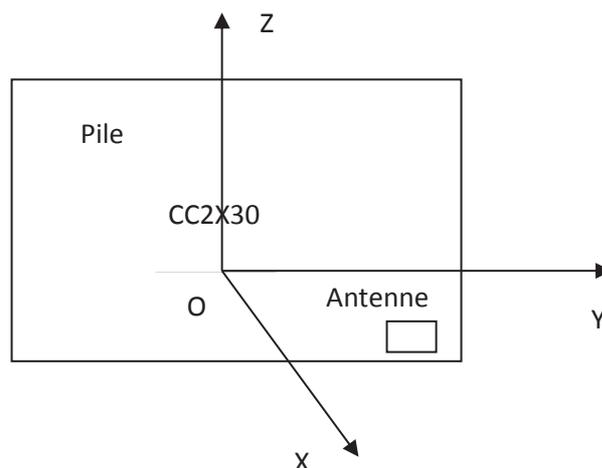


Figure 85 - Convention de repère utilisé pour l'orientation des lucioles

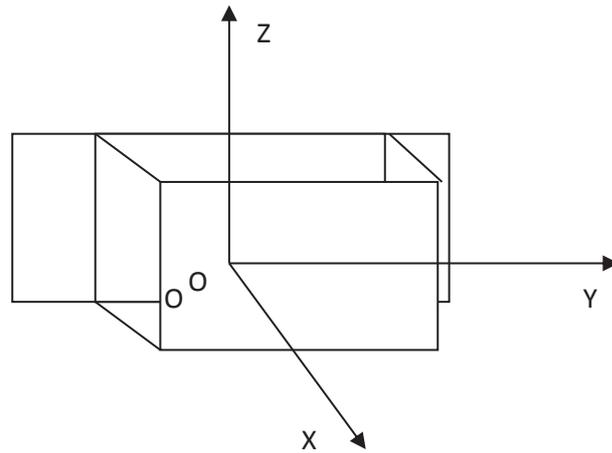


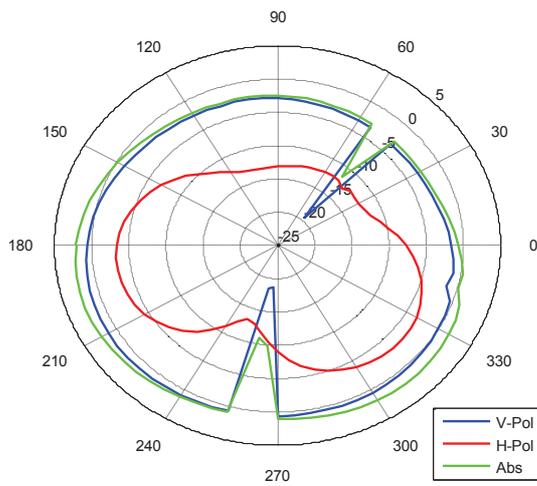
Figure 86 - Convention de repère utilisé pour l'orientation des lucioles boîtier

## A.4. Mesures

### A.4.1. Coordonnées polaires

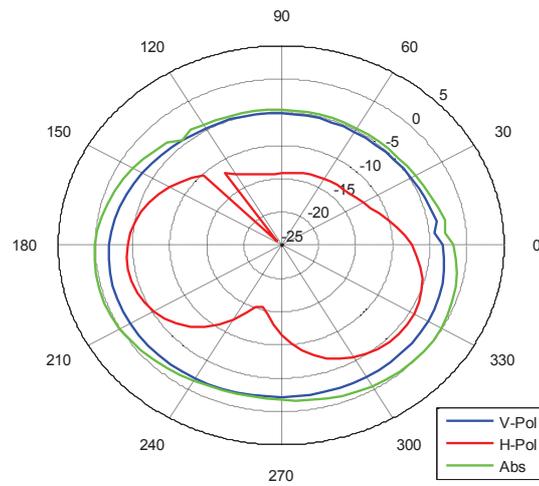
Avec boîtier \_ plan XoY

20101222\_V2-2\_AvecBoitier\_XOY\_Mes1.mat



Sans boîtier \_ plan XoY

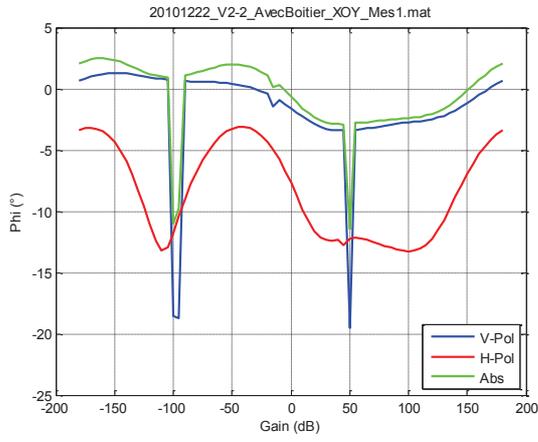
20101222\_V2-2\_SansBoitier\_XOY\_Mes1.mat



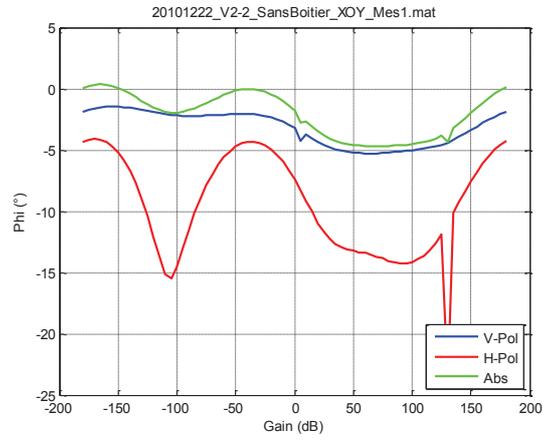
- Le gain avec boîtier varie de 2.5 à -3dB
- Le boîtier engendre une perte de 2.5dB.

### A.4.2. Coordonnées cartésiennes

Avec boîtier \_ plan XoY



Sans boîtier \_ plan XoY



### Résumé

Les systèmes de localisation en temps réel (Real-Time Locating System - RTLS) sont de plus en plus employés dans l'industrie. Ils permettent l'automatisation de diverses tâches telles que l'identification et le suivi des objets au long de la chaîne d'approvisionnement, la surveillance d'équipements dans les usines et la sécurisation des biens. Ces systèmes sont basés sur des capteurs électroniques sans fil à faible puissance et à faible coût avec des antennes intégrées. Dans notre contexte, deux types de capteurs sont utilisés. Les tags de référence sont généralement fixés sur les murs tandis que les tags mobiles sont fixés sur les objets qui doivent être suivis.

Notre système RTLS (Real Time Localisation System) exploite la puissance du signal reçu (Received Signal Strength Indication - RSSI) pour calculer la localisation des tags mobiles. Toutefois, la performance de ce système peut être influencée par plusieurs facteurs. Tout d'abord, par rapport à l'antenne, la non-uniformité du diagramme de rayonnement et le non-alignement de la polarisation des antennes peuvent affecter la puissance du signal reçu. De plus, l'impact de l'environnement résulte sur des multi-trajets qui dégradent la précision de la localisation.

Dans la première partie de ce travail, nous proposons une solution pour le tag de référence en utilisant un plan réflecteur en métal pour améliorer son diagramme de rayonnement. Nous avons effectué plusieurs expériences utilisant un logiciel de simulation et nous démontrons que l'utilisation d'un plan réflecteur en métal améliore considérablement la précision de la localisation de notre système.

Dans la deuxième partie, nous proposons d'utiliser des techniques de diversité d'antenne pour le tag mobile afin de minimiser les effets des multi-trajets et d'améliorer le diagramme de rayonnement afin de couvrir tout l'espace souhaité pour la localisation. Nos solutions se composent de trois antennes intégrées sur le boîtier en plastique du tag, alliant la diversité de diagramme et de polarisation. Nous proposons une première structure avec trois antennes PIFAs manufacturées et fixées à l'extérieur du boîtier, un deuxième système avec deux antennes IFAs et enfin une antenne patch triangulaire sur un substrat permettant de plier les antennes, de façon à pouvoir rentrer la structure dans le boîtier du tag.

Ces systèmes ont été simulés dans différentes configurations de scénario afin de valider l'amélioration apportée par nos solutions.

Finalement, des expérimentations ont été menées afin de comparer les systèmes proposés dans un environnement réel. Les résultats montrent que l'erreur de localisation a été divisée par un facteur proche de trois par rapport au système d'origine.

Mots clés : Diversité d'antennes, multi-trajets, localisation, RSSI, plan réflecteur

## Abstract

### Abstract

Real-Time Locating Systems (RTLS) have been increasingly employed by the industry. They allow the automation of several tasks such to identify and track objects throughout the supply chains, to watch equipment under surveillance in factories and to secure goods. These systems are usually based on low-power and low-cost wireless electronic sensors with integrated antennas. In our context, two types of sensors are used. The reference tags are generally fixed on the walls whereas mobile tags are fixed on objects that must be tracked.

In particular, our RTLS uses the Received Signal Strength Indication (RSSI) to compute the location of mobile tags at 2.4GHz frequency band. However, the performance of such system can be influenced by several factors. On the one hand, the non-uniformity of the radiation pattern and the antenna polarization mismatch can affect the received signal power. On the other hand, the impact of the environment results in multipaths, which degrade the localization precision.

In the first part of this thesis, we propose an approach based on a metal plane reflector to improve the radiation pattern of reference tags. We performed several experiments using a microwave simulator and we show that the metal plane reflector considerably improves the localization accuracy of our system.

In the second part, we propose to use antenna diversity techniques on mobile tags to minimize multipath effects while improving the radiation pattern. Our two solutions are based on integrated antennas fixed on the tag's plastic case, combining pattern and polarization diversity. Firstly, we propose a structure composed of three Planar Inverted-F Antennas (PIFAs) manufactured and fixed outside of the plastic case. Secondly, we propose a system composed of two Inverted-F Antennas (IFAs) and a triangular patch antenna on a substrate that allows it to be fixed inside the plastic case.

We simulated those systems in different scenarios to analyze and validate the localization improvements brought by our solutions. Finally, we performed real experiments to compare the efficiency of the proposed systems in a real environment. Our results show that the localization error was reduced approximately by a factor of three in comparison to the original system.

Keywords : Antenna Diversity, multipath, localization, RSSI, Reflector plane.