



**HAL**  
open science

# Contribution à la conception d'un système d'identification et de classification de véhicules par les ondes électromagnétiques

Minh Thuy Le

► **To cite this version:**

Minh Thuy Le. Contribution à la conception d'un système d'identification et de classification de véhicules par les ondes électromagnétiques. Autre. Université de Grenoble, 2013. Français. NNT : 2013GRENT003 . tel-00820311

**HAL Id: tel-00820311**

**<https://theses.hal.science/tel-00820311>**

Submitted on 3 May 2013

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

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

## THÈSE

Pour obtenir le grade de

## DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ DE GRENOBLE

Spécialité : **Optique et Radiofréquence**

Arrêté ministériel : 7 août 2006

Présentée par

**« Minh Thuy LE »**

Thèse dirigée par « **Tan Phu/VUONG** » et  
codirigée par « **Quoc Cuong/NGUYEN** »

préparée au sein du **Laboratoire IMEP-LAHC**  
dans l'**École Doctorale Électronique, Électrotechnique,**  
**Automatique et Traitement du signal**

# Contribution à la Conception d'un Système d'identification et de Classification de véhicules par les ondes Électromagnétiques

Thèse soutenue publiquement le « **27 mars 2013** »,  
devant le jury composé de :

**M. Pascal XAVIER**

Professeur, UJF, Président

**M. Jacques DAVID**

Professeur, INP Toulouse, Rapporteur

**Mme. Atika RIVENQ**

Professeur, Université de Valenciennes, Rapporteur

**Mme. Fouzia BOUKOUR**

Chargée de Recherche, INRETS, Examineur

**M. Anthony GHIOTTO**

Maître de conférences, Université de Bordeaux, Examineur

**Mme. Thi Ngoc Yen PHAM**

Professeur, IP Hanoi, Examineur

**M. Quoc Cuong NGUYEN**

Maître de conférences, IP Hanoi, Co-directeur de thèse

**M. Tan Phu VUONG**

Professeur, Grenoble INP, Directeur de thèse

**M. Trang Tan TRINH**

Ingénieur, Multitoll-Asnières, Invité





### Remerciements

Ces travaux de thèse ont été réalisés au sein du groupe RFM du laboratoire IMEP-LAHC (Institut de Microélectronique Electromagnétisme et Photonique et le Laboratoire d'Hyperfréquences et de Caractérisation) à l'Institut Polytechnique de Grenoble. Je tiens avant à tout à remercier mon directeur de thèse Tan Phu VUONG, Professeur à l'Institut Polytechnique de Grenoble et mon co-directeur de thèse Quoc Cuong NGUYEN, Maître de conférences à l'Institut Polytechnique de Hanoi, pour la confiance qu'ils m'ont accordée durant mes années de recherche ainsi que pour l'aide qu'ils m'ont apportée dans la réalisation de ces travaux.

Mes plus sincères remerciements s'adressent également à la région Rhône Alpes ainsi qu'à l'entreprise Multitoll pour le financement de cette thèse.

Je souhaite également exprimer ma reconnaissance à Monsieur Pascal XAVIER, Professeur à l'Université Joseph Fourier, pour l'intérêt qu'il a porté à mes travaux et qui m'a fait l'immense honneur de présider le jury de ma thèse.

Je remercie très sincèrement Monsieur Jacques DAVID, Professeur à l'Institut National Polytechnique de Toulouse, laboratoire LAPLACE, et Madame Atika RIVENQ, Professeur à l'Université de Valenciennes, laboratoire IEMN DOAE, d'avoir accepté le rôle de rapporteurs de ce travail.

Un très grand merci à madame Fouzia BOUKOUR, Chargée de Recherche à l'Institut National de Recherche sur les Transports et leur Sécurité, Madame Thi Ngoc Yen PHAM, Professeur à l'Institut Polytechnique de Hanoi, Monsieur Anthony GHIOTTO, Maître de conférences à l'Université de Bordeaux et Monsieur Trang Tan TRINH pour avoir accepté d'être membres du jury de ma thèse.

Merci aux ingénieurs de l'IMEP-LAHC, Nicolas CORRAO, Olivier DROUI, Antoine GACHON pour les fabrications des antennes et les préparations des équipements pour mes expérimentations pendant mes années de thèse.

Merci à tous mes collègues de l'IMEP-LAHC, en particulier : Xiao lan, Chuan-lun, Ji-hoon, Tek, Kawtar, Farid, Jose, Laurence, Béatrice, Daniel, Guy, pour leur très grande disponibilité et leur gentillesse.

## Remerciements

---

Merci également à mes amis : Bao Tran, Le Minh, Hien Anh, Xuan, Quynh Trang, Sébastien et ses parents, Huong, Thuy, co Phuong, Hung pour leur soutien et les petits plats pendant mes trois années.

Un grand merci à mon Papy, qui m'a beaucoup aidé pour comprendre les subtilités de la grammaire française. Avec lui, les discussions étaient amicales, et j'ai découvert quelques musiciens classiques ainsi que quelques aspects de la culture française.

Enfin, j'exprime une énorme pensée à mes proches : mon amour, mes parents, ma petite sœur et mon beau-frère pour leur soutien et leur confiance sans condition.

## Table des matières

<b>Liste des figures .....</b>	<b>7</b>
<b>Liste des tableaux.....</b>	<b>16</b>
<b>Terminologies et Définitions Spécifiques.....</b>	<b>17</b>
<b>Introduction Générale.....</b>	<b>19</b>
1. Contexte général d'un système de détection de véhicules pour une application de paiement de péage automatique.....	19
2. Problématique et objectif de la thèse.....	26
3. Organisation du manuscrit.....	29
Bibliographie de l'introduction générale.....	31
<b>Partie A – <i>Système d'identification de véhicules en mouvement par des transpondeurs</i> ....</b>	<b>33</b>
<b>Chapitre 1 Etat de l'art des systèmes d'identification de véhicules en mouvement par des transpondeurs.....</b>	<b>35</b>
1.1 Introduction .....	35
1.2 Système à transpondeurs radiofréquence .....	35
1.3 Système Global de Navigation par Satellite (GNS) .....	37
1.4 Système de téléphone cellulaire .....	37
1.5 Comparaison des systèmes d'IVT .....	38
1.6 Impact de l'évolution de la technologie RFID et DSRC pour le système d'IDV .....	38
Bibliographie du chapitre 1 .....	43
<b>Chapitre 2 Etat de l'art des Antennes à haut gain pour le système d'IVT.....</b>	<b>45</b>
2.1 Introduction .....	45
2.2 Performances d'antennes à concevoir du système d'IVT .....	46
2.3 Différents types d'antennes à haut gain.....	48
2.3.1 Antenne Hélice .....	48
2.3.2 Antenne Cornet.....	49

2.3.3	Antenne Yagi-Uda .....	49
2.3.4	Antenne réflecteur .....	51
2.3.5	Antenne lentille.....	54
2.3.6	Réseau d'antennes imprimées .....	56
2.3.7	Antenne à bande interdite photonique (BIP) .....	59
2.3.8	Antenne Méta-matériau .....	61
2.3.9	Bilan des antennes à hauts gains.....	66
2.4	Conclusions .....	66
Bibliographie du chapitre 2 .....		68
<b>Chapitre 3 Réalisation d'antennes UHF à haut gain de pour le système d'IVT .....</b>		<b>71</b>
3.1	Introduction .....	71
3.2	Méthodologie de conception d'une antenne de lecteur à haut gain et à bas coût. 71	
3.3	Première antenne fabriquée pour le système d'IVT à la fréquence 868 MHz .....	73
3.3.1	Réalisation d'une antenne métallique primaire .....	73
3.3.2	Réalisation d'un réseau d'antennes métalliques.....	77
3.3.3	Mesures effectuées sur l'antenne métallique réalisée.....	80
3.4	Deuxième antenne fabriquée pour le système d'IVT à la fréquence 868 MHz ...	83
3.4.1	Nouvelle structure d'un système d'IVT sans portique proposée.....	83
3.4.2	Conception d'une antenne Cylindre à fente primaire.....	84
3.4.3	Conception de l'antenne Cylindre-Yagi.....	88
3.5	Conclusions .....	92
Bibliographie du chapitre 3 .....		93
<b>Chapitre 4 Réalisation d'antennes DSRC à haut gain pour le système d'IVT .....</b>		<b>95</b>
4.1	Introduction .....	95
4.2	Réalisation d'une antenne cylindre-yagi .....	96
4.2.1	Réalisation d'une antenne Cylindre à fente primaire .....	96

4.2.2	Réalisation d'une antenne Cylindre-Yagi.....	99
4.3	Réalisation d'une antenne méta-matériaux à la fréquence 5.8 GHz.....	105
4.3.1	Bref état de l'art sur les structures de méta-matériau main gauche.....	106
4.3.2	Réalisation d'une nouvelle cellule MTM MG planaire à la fréquence 5.8 GHz 108	
4.3.2.1	Analyse de la ligne de transmission .....	111
4.3.2.2	Modèle numérique d'une cellule MTM MG .....	114
4.3.2.3	Détermination de la permittivité et de la perméabilité effectives.....	116
4.3.3	Réalisation de l'antenne primaire.....	121
4.3.4	Réalisation d'une antenne méta-matériaux.....	124
4.4	Antenne MTM à balayage pour le système d'IVT à la fréquence 5.8 GHz .....	131
4.4.1	Réalisation d'une antenne primaire à balayage .....	131
4.4.2	Réalisation d'une antenne méta-matériaux à balayage.....	136
4.5	Conclusions .....	141
	Bibliographie du chapitre 4 .....	143
	<i>Conclusions de la Partie A</i> .....	145
	<b>Partie B– Système de classification des types de véhicules par ondes électromagnétiques</b>	<b>147</b>
	<b>Chapitre 5 Etat de l'art des systèmes de classification des types de véhicules.....</b>	<b>149</b>
5.1	Boucle inductive.....	150
5.2	Capteur d'infra-rouges passif.....	152
5.3	Réseau de capteurs infrarouges .....	154
5.4	LIDAR.....	154
5.5	Caméra.....	156
5.6	Conclusions .....	159
	Bibliographie du chapitre 5 .....	161
	<b>Chapitre 6 Système de classification des types de véhicules par les ondes électromagnétiques proposé.....</b>	<b>163</b>



6.1	Introduction .....	163
6.2	Etude de l'onde diffusée par une cible .....	163
6.2.1	Description de la surface équivalente d'une cible .....	163
6.2.2	Détermination du champ diffusé .....	166
6.3	Système de classification des types de véhicules proposé .....	168
6.3.1	Récepteur/Emetteur .....	170
6.3.2	Algorithmes de classification des types de cibles proposés .....	171
6.3.2.1	Détection de la présence d'une cible .....	173
6.3.2.2	Calcul de la distance .....	174
6.3.3	Méthodes de classification des types de cibles.....	174
6.3.3.1	Méthode 1 : Méthode AALF .....	174
6.3.3.2	Méthode 2 : Méthode AALP .....	177
6.3.3.3	Méthode 3 : Méthode ABP.....	180
6.4	Conclusions .....	183
Bibliographie du chapitre 6 .....		185
<b>Chapitre 7 Réalisation du système de classification de véhicules proposé .....</b>		<b>189</b>
7.1	Description du système réalisé au laboratoire .....	189
7.2	Expérimentation de mesure des signaux diffusées .....	190
7.3	Résultats.....	193
7.3.1	Signaux diffusés reçus .....	193
7.3.2	Résultats de classification du type de cible .....	197
7.3.2.1	Distance mesurée .....	197
7.3.2.2	Résultats de la méthode de classification AALF .....	200
7.3.2.3	Résultats de la méthode AALP.....	207
7.3.2.4	Résultats de la méthode ABP .....	210
7.4	Conclusions .....	214

Bibliographie du chapitre 7 .....	216
<i>Conclusions de la partie B</i> .....	217
<b>Conclusions Générale et Perspectives</b> .....	219
Annexe 1 : Les antennes imprimées .....	225
Annexe 2 : Les matériaux diélectriques .....	231
Annexe 3 : Le réseau d'antennes .....	233
Annexe 4 : Bilan de liaison.....	237
Annexe 5 : La réduction du gain requis par le nouveau système d'IVT sans portique .....	239
Annexe 6 : L'antenne à fente.....	241



## Liste des figures

Figure 1-1 : Schéma d'un réseau cellulaire [6].....	37
Figure 2-1 : Configuration d'antennes du système d'IVT.....	47
Figure 2-2: Paramètres d'une antenne Hélice.....	48
Figure 2-3 : a)Antenne Cornet ; b) Plan E ; c) Plan H.....	49
Figure 2-4 : Antenne yagi-uda.....	50
Figure 2-5 : Structure d'une antenne yagi-uda typique avec la directivité de 12 dBi [20] .....	51
Figure 2-6 : Antennes réflecteurs : a) Réflecteur plan ; b) Réflecteur en coin ; c) Réflecteur parabolique .....	52
Figure 2-7 : Antennes multi faisceaux pour le système satellite .....	52
Figure 2-8: Pertes par débordement (spillover).....	53
Figure 2-9 : Double réflecteurs pour réduire la distance focale .....	53
Figure 2-10 : Antenne lentille.....	55
Figure 2-11 : Perte par spillover d'une antenne lentille .....	55
Figure 2-12 : Exemple d'un réseau linéaire d'antennes [Annexe 3].....	57
Figure 2-13: Exemple de directivité maximale d'un réseau linéaire de sources ponctuelles isotrope en fonction de la distance entre sources [Annexe 3] .....	58
Figure 2-14 : Structure d'antenne BIP.....	60
Figure 2-15 : Augmentation du gain d'une antenne patch par la structure BIP [33] .....	60
Figure 2-16 : Représentation vectorielle d'une onde plane ; a) Milieu « main droite » (MD) ; b) Milieu « main gauche » (MG).....	62
Figure 2-17 : Propagation électromagnétiques du milieu main droite au milieu main droite et du milieu main droite au milieu main gauche .....	62
Figure 2-18 : Structure de Méta-matériaux ; a) Treillis SSR donne $\mu_{eff}$ négatif si $\vec{H} // x$ ; b) Treillis métallique mince donne $\varepsilon_{eff}$ négatif si $\vec{E} // y$ ; c) Structure du premier double négatif constitué de SSRs et de fils minces [36-37] .....	63

Figure 2-19 : Champ électrique dans l'antenne patch seul et associé à la couche MG simulé sur CST microwave studio 2012 .....	64
Figure 2-20 : Notre antenne haut gain comprenant une couche MTM à perméabilité négative, réalisée à l'IMEP-LAHC et publiée dans [41] .....	65
Figure 3-1 : Méthodologie de conception d'antenne à haut gain, bas coût pour le système d'IVT .....	72
Figure 3-2 : Outil de mesures d'antennes à l'IMEP-LAHC : a) Analyseur vectoriel de réseau VNA 8510C ; b) Chambre Anéchoïde .....	73
Figure 3-3 : Vue de l'antenne métallique sur substrat constitué d'air .....	74
Figure 3-4 : Allongement des longueurs électriques d'antenne patch avec fente : a) courants dans l'antenne patch origine ; b) courants dans l'antenne avec fente .....	76
Figure 3-5: Champ électrique de l'antenne métallique à la fréquence 868 MHz : a) antenne patch origine, b) antenne patch avec fente .....	76
Figure 3-6 : Coefficient de réflexion en simulation et mesuré d'une antenne patch avec fente .....	77
Figure 3-7 : Diagramme de rayonnement d'une seule antenne métallique à 868 MHz : a) Horizontal ( $\Phi=0^\circ$ ) et Vertical ( $\Phi=90^\circ$ ) ; b) Pattern en 3D .....	77
Figure 3-8 : Réseau de deux antennes métalliques sur substrat d'air .....	78
Figure 3-9 : Les coefficients du réseau de deux antennes métalliques selon $d_x$ .....	79
Figure 3-10: Le changement du gain selon $d_x$ .....	79
Figure 3-11 : Prototype du réseau de deux antennes métalliques sur substrat d'air avec le coupleur UHF .....	80
Figure 3-12: Diagramme de rayonnement 3D du réseau de deux antennes métalliques en simulation .....	80
Figure 3-13: Coefficient de réflexion obtenu par mesure et par simulation pour un réseau de deux antennes métalliques à la fréquence de 868 MHz.....	81
Figure 3-14 : Mesure et simulation du diagramme de rayonnement en horizontal d'un réseau de deux antennes métalliques à la fréquence 868 MHz.....	81

Figure 3-15 : Mesure et simulation du diagramme de rayonnement en vertical d'un réseau de deux antennes métalliques à la fréquence 868 MHz .....	82
Figure 3-16: Nouveau système d'IVT sans portique proposé .....	84
Figure 3-17 : évolution de l'antenne cylindre à fente.....	85
Figure 3-18 : Problématique du passage d'un mode asymétrique en un mode symétrique .....	86
Figure 3-19: Antenne Cylindre à fente réalisée.....	87
Figure 3-20 : Coefficient de réflexion de l'antenne cylindre à fente.....	87
Figure 3-21 : Diagramme de rayonnement de l'antenne cylindre à fente à la fréquence 868 MHz.....	88
Figure 3-22 : Antenne cylindre-yagi conçue .....	89
Figure 3-23 : Coefficient de réflexion de l'antenne cylindre-yagi .....	89
Figure 3-24 : Diagramme de rayonnement de l'antenne cylindre-yagi à la fréquence 868 MHz : a) en 3D ; b) en horizontal ; c) en vertical.....	90
Figure 3-25 : Coefficient de réflexion du réseau de deux antennes cylindre-yagi .....	91
Figure 3-26 : Diagramme de rayonnement du réseau de deux antennes cylindre-yagi à la fréquence 868 MHz : a) en 3D ; b) en horizontal ; c) en vertical .....	91
Figure 4-1 : Deux versions de l'antenne cylindre à fente.....	96
Figure 4-2 : Coefficients de réflexions des deux versions de l'antenne cylindre à fente .....	97
Figure 4-3 : Diagrammes de rayonnements des deux versions de l'antenne cylindre à fente à 5.8 GHz : a) Pattern en 3D ; b) Pattern en horizontal ; c) Pattern en vertical .....	98
Figure 4-4 : Structures et prototypes des deux antennes cylindre-yagi à 5.8 GHz.....	99
Figure 4-5 : Coefficient de réflexion de l'antenne cylindre-yagi version 1 à 5.8 GHz .....	101
Figure 4-6 : Coefficient de réflexion de l'antenne cylindre-yagi version 2 à 5.8 GHz .....	101
Figure 4-7 : Mesures et simulations des diagrammes de rayonnement des deux versions d'antennes cylindre-yagi à 5.8 GHz: a) Pattern en 3D ; b) Pattern en horizontal ; c) Pattern en vertical .....	102
Figure 4-8 : Coefficients de réflexion des réseaux des deux antennes cylindre-yagi.....	103

Figure 4-9 : Diagramme de rayonnement du réseau de deux antennes cylindre-yagi à 5.8 Ghz .....	104
Figure 4-10 : Résumé des structures MTM MG en 3D et en 2D publiées pour les fréquences micro-ondes .....	107
Figure 4-11 : Nouvelle cellule MTM MG à la fréquence de résonance de 5.8 GHz : a) Vue de face de la cellule MTM MG ; b) L'espace parallèle commun de la cellule MTM MG ; c) Vue arrière de la cellule MTM MG ; d) Vue de côté de la cellule MTM MG.....	109
Figure 4-12 : a) Substrat MTM MG créé par le réseau périodique des cellules MTM MG ; b) Circuit équivalent d'une cellule MTM MG.....	111
Figure 4-13 : Cellule MTM MG décrite par le modèle de circuit symétrique .....	112
Figure 4-14 : a) Structure d'antenne MTM MG. Le gain de l'antenne primaire est amélioré par la couche MTM MG. L'antenne primaire est l'excitation pour la couche MTM MG. La ligne rouge continue représente l'onde transmise et la ligne bleu pointillée indique l'onde réfléchie au dos du MTM MG; b) Modèle numérique d'une cellule MTM MG .....	115
Figure 4-15 : Distribution du champ E et champ H de la nouvelle cellule MTM MG .....	116
Figure 4-16 : Coefficients de réflexion et de transmission de la cellule MTM MG excitée par l'onde incidente en direction de 0° et de 45° .....	116
Figure 4-17 : Propagation d'onde de l'espace libre à travers le MTM MG .....	117
Figure 4-18 : Coefficients de réflexion et de transmission de la cellule MTM MG excitée par une onde incidente plane avec un balayage de 0° à 90° .....	119
Figure 4-19 : Permittivité effective (gauche) et perméabilité effective (droite) de la cellule MTM MG excitée par l'onde incidente en direction de 45° à partir des paramètres S .....	120
Figure 4-20 : Indice de réfraction effectif (gauche) et impédance normalisée (droite) de la cellule MTM MG excitée par l'onde incidente en direction de 45° à partir des paramètres S .....	120
Figure 4-21 : Permittivité effective de la cellule MTM MG excitée par l'onde incidente selon la direction .....	120
Figure 4-22: Perméabilité effective (gauche) et indice de réfraction effectif (droite) de la cellule MTM MG excitée par une onde incidente selon la direction .....	121
Figure 4-23 : Prototype d'antenne patch en polarisation circulaire à 5.8 GHz [21].....	122

Figure 4-24 : Prototype du réseau 2x2 antennes patches à 5.8 GHz [22].....	122
Figure 4-25 : Coefficients des antennes (antenne patch seul et réseau 2x2 antennes patches) en mesure et simulation à la fréquence 5.8 GHz.....	123
Figure 4-26 : Prototype d'antenne MTM 1 [21].....	124
Figure 4-27: Coefficients de réflexion de l'antenne MTM 1 en changeant l'épaisseur $h$ de l'air .....	125
Figure 4-28 : Gain de l'antenne MTM 1 à la fréquence 5.8 GHz en changeant l'épaisseur $h$ de l'air.....	125
Figure 4-29 : Coefficient de réflexion obtenu par mesure et par simulation de l'antenne MTM 1 .....	126
Figure 4-30 : Rapport axial de l'antenne patch seule et de l'antenne MTM 1 à la fréquence 5.8 GHz.....	126
Figure 4-31 : Mesure et simulation du diagramme de rayonnement de l'antenne MTM 1 à la fréquence 5.8 GHz ; en 3D ; b) en horizontal.....	127
Figure 4-32 : Prototype d'antenne MTM 2 : a) Réseau 2x2 antennes patches en-dessous de la couche MTM $h=30\text{mm}$ ; b) Réseau 2x2 antennes patches ; c) coupleur 1-4 [22] .....	128
Figure 4-33 : Coefficient de réflexion obtenu par mesure et par simulation de l'antenne MTM 2 .....	128
Figure 4-34 : Mesure et simulation du diagramme de rayonnement de l'antenne MTM 2 à la fréquence 5.8 GHz ; en 3D ; b) en horizontal.....	129
Figure 4-35 : Structure et prototype de l'antenne à balayage primaire à 5.8 GHz.....	131
Figure 4-36 : Coefficient de réflexion de l'antenne à balayage primaire dans trois cas de simulation .....	133
Figure 4-37 : Coefficient de réflexion de l'antenne à balayage primaire dans trois cas obtenu par mesure.....	133
Figure 4-38 : Diagrammes de rayonnement en horizontal et en vertical de l'antenne à balayage obtenus par simulation.....	134
Figure 4-39 : Diagrammes de rayonnement en horizontal et en vertical de l'antenne à balayage obtenus par mesure.....	135



Figure 4-40 : Prototype de l'antenne MTM à balayage.....	136
Figure 4-41 : Coefficients de réflexion de l'antenne MTM à balayage obtenus par simulation et par mesure.....	137
Figure 4-42 : Diagrammes de rayonnement en horizontal et en vertical de l'antenne MTM à balayage à la fréquence 5.8 GHz obtenus par simulation.....	138
Figure 4-43 : Diagrammes de rayonnement en horizontal et en vertical de l'antenne MTM à balayage à la fréquence 5.8 GHz obtenus par mesure.....	139
Figure 5-1 : Structure générale du système de classification des types de véhicules.....	149
Figure 5-2 : a) Structure du système avec une boucle inductive [7] ; b) Structure du système multi-boucles inductives [8].....	150
Figure 5-3 : Changement de fréquence de la boucle pendant le passage d'un véhicule sur la boucle inductive : a) Véhicule passant sur la boucle inductive ; b) Changement de fréquence correspondante [9].....	151
Figure 5-4 : Modèle de classification de véhicules utilisant les boucles inductives et le réseau de neurones [9].....	152
Figure 5-5 : Onde émise et onde réfléchiée par la surface de la route et la surface du véhicule au capteur infrarouge passif.....	153
Figure 5-6 : Principe du système infrarouge .....	154
Figure 5-7 : Structure générale du système LIDAR [17].....	155
Figure 5-8 : Principe de reconstruction du véhicule par imagerie laser [19].....	156
Figure 5-9 : Système de processeur d'images vidéo (Photograph courtesy of Iteris, CA) [6]	157
Figure 5-10 : Traitement des images pour la détection, la classification et la poursuite des véhicules (d'après Klein, 2006) [5].....	157
Figure 5-11 : (a) Comparaison entre deux motos (contour gras blanc) et les voitures (contour blanc). (b) La figure originale de (a). Comparaison entre un bus (contour gras blanc) et les voitures (contour blanc). (c) La figure originale de (b). (d) La figure originale de (c) (D'après Rad et Jamzad) [23].....	158
Figure 6-1 : Surface équivalente de diffusion de la cible : a) Système général de diffusion ; b) Les ondes de diffusion dans le cas optimal .....	164

Figure 6-2 : Largeur équivalente de la cible sur la direction oz; a) système bistatic ; b) système monostatique.....	167
Figure 6-3 : a) Structure du système de classification des types de véhicules par les ondes EMs ; b) Système réalisé au laboratoire.....	169
Figure 6-4 : Signal émis utilisé dans le système de classification.....	171
Figure 6-5 : Algorithme de classification des types de cibles.....	172
Figure 6-6 : Distance mesurée par le temps retard entre l'émission et la réception.....	174
Figure 6-7 : Propagation du signal du système.....	175
Figure 6-8 : Détection du type de cible par la méthode AALF.....	176
Figure 6-9 : Méthode de reconnaissance de la cible utilisant l'antenne avec un angle d'ouverture large basée sur la puissance de diffusion.....	178
Figure 6-10 : Détection du type de cible par la méthode AALP.....	179
Figure 6-11 : Résolution en distance du système.....	180
Figure 6-12 : Méthode de reconnaissance du type de cible en utilisant l'antenne à balayage basée sur la puissance de diffusion.....	181
Figure 6-13 : Distribution de la puissance de diffusion de la cible de la figure 6-12.....	181
Figure 6-14 : Détection du type de cible par la méthode ABP.....	183
Figure 7-1 : Configuration du système de classification des cibles testé au laboratoire.....	189
Figure 7-2 : Prototype du système de classification des types de cibles réalisé au laboratoire.....	190
Figure 7-3 : Expérimentation d'enregistrement de signaux diffusés par des plaques : a) mesures par temps ensoleillé ; b) mesures par temps légèrement pluvieux ; c) mesures en intérieur.....	191
Figure 7-4 : Expérimentation d'enregistrement de signaux diffusés par les voitures : a) par l'arrière de la voiture Twingo; b) par l'arrière de la voiture Laguna; c) par la tête de la voiture Laguna.....	192
Figure 7-5 : Configuration de la première calibration (à gauche) et le signal de référence obtenu par la calibration (à droite).....	194

Figure 7-6 : Configuration de la deuxième calibration (à gauche) et le signal lié au couplage entre les deux antennes (à droite) .....	195
Figure 7-7 : Signaux diffusés des cibles à la distance 3 m .....	195
Figure 7-8 : Signaux diffusés de la plaque 4 à plusieurs distances .....	196
Figure 7-9 : Signaux diffusés de la plaque 6 à plusieurs distances .....	196
Figure 7-10 : Signaux diffusés de l'arrière de la voiture Twingo à plusieurs distances.....	197
Figure 7-11 : Temps de retard du signal diffusé reçu par rapport au signal émis .....	198
Figure 7-12 : Détermination du temps de retard pour calculer la distance à la cible .....	199
Figure 7-13 : Détection du type de cible par la méthode AALF .....	200
Figure 7-14 : Forme du signal corrélé de la plaque 1 avec les signaux des plaques de références.....	202
Figure 7-15 : Forme du Signal Corrélé de l'arrière de la voiture Twingo avec les signaux des voitures de la base de données.....	203
Figure 7-16 : Classification du type 1 de l'arrière de la voiture.....	204
Figure 7-17 : Classification du type de la tête de voiture.....	204
Figure 7-18 : Classification du type des plaques; a) Détection du type de plaque 4 ; b) Détection du type de plaque 6 .....	205
Figure 7-19 : Classification du type de plaques dans le domaine fréquentiel ; a) Détection du type de plaque 4 ; b) Détection du type de plaque 6.....	206
Figure 7-20 : Algorithme de détection du type de cibles par la méthode AALP .....	207
Figure 7-21 : Distinction des plaques par la puissance de diffusion de plaques à la distance de 3m (à gauche) et de 6m (à droite).....	208
Figure 7-22 : Distinction de voitures par la puissance de diffusion des voitures à la distance de 3m .....	208
Figure 7-23 : Puissance de diffusion en fonction de la distance de la plaque .....	209
Figure 7-24 : Configuration de balayage afin de valider la méthode proposée 3 .....	210
Figure 7-25 : La plaque 2 est déplacée en direction Ox à z = 3m pour valider la méthode 3	211
Figure 7-26 : La plaque 3 est déplacée en direction Ox à z = 3m pour la méthode 3 .....	211

Figure 7-27 : La plaque 4 est déplacée en direction Ox à  $z = 3\text{m}$  pour valider la méthode 3 212

Figure 7-28 : La plaque 5 est balayée en direction Ox à  $z = 3\text{m}$  pour valider la méthode 3..212

Figure 7-29 : La plaque 6 est balayée en direction Ox à  $z = 3\text{m}$  pour valider la méthode 3..213

Figure 7-30 : La plaque 6 est balayée en direction Ox à  $z = 6\text{m}$  pour valider la méthode 3..213

## Liste des tableaux

Tableau 1-1 : Prix et précision des technologies existantes de paiement de péage [2] .....	36
Tableau 1-2 : Comparaison des technologies des systèmes d'IVT par des signaux radios [10] .....	38
Tableau 1-3 : Comparaison des différentes fréquences des systèmes RFID dans l'application télépéage .....	40
Tableau 1-4 : Comparaison des différents types de badges du système RFID dans l'application de télépéage .....	40
Tableau 1-5 : Puissance, spectres alloués aux transpondeurs en fonction de la région.....	41
Tableau 2-1 : Bilan des caractéristiques des antennes à haut gain .....	66
Tableau 3-1 : Paramètres de l'antenne patch.....	75
Tableau 3-2 : Bilan des paramètres du réseau de deux antennes patches métalliques .....	82
Tableau 3-3 : Paramètres de l'antenne cylindre à fente.....	87
Tableau 4-1 : Paramètres de l'antenne cylindre à fente de la figure 4-1 .....	97
Tableau 4-2 : Bilan des paramètres des deux versions d'antennes cylindre-yagi à 5.8 GHz. 101	
Tableau 4-3 : Bilan des paramètres des réseaux de deux antennes cylindre-yagi à 5.8 GHz. 103	
Tableau 4-4 : Paramètres de la cellule MTM MG de la figure 4-11 .....	110
Tableau 4-5 : Bilan des paramètres de deux antennes primaires à 5.8 GHz .....	123
Tableau 4-6 : Bilan des paramètres des deux antennes MTMs à 5.8 GHz.....	130
Tableau 4-7 : Comparaison avec les antennes DSRC existants .....	130
Tableau 4-8 : Paramètres de l'antenne à balayage primaire de la figure 4-35 .....	132
Tableau 4-9 : Bilan des paramètres de l'antenne à balayage primaire à 5.8 GHz.....	136
Tableau 4-10 : Bilan des paramètres de l'antenne MTM à balayage à 5.8 GHz.....	140
Tableau 5-1 : Bilan des systèmes de classification des types de véhicules existants .....	159
Tableau 7-1 : Liste des cibles expérimentées au laboratoire .....	193
Tableau 7-2 : Distance mesurée des cibles par rapport à la distance réelle.....	199

## Terminologies et Définitions Spécifiques

Terme	Définition
IVT	Identification de véhicules en mouvement par des transpondeurs
CTV	Classification des types de véhicules
UHF	Ultra Hautes Fréquences
SHF	Supra-Hautes Fréquences
RFID	Radio Frequency Identification
DSRC	Dedicated Short Range Communication
VPH	Véhicules Par Heure
GNS	Global Navigation by Satellite
GPS	Global Positioning System
BF	Basses Fréquences
HP	Hautes Fréquences
RF	Radio Fréquence
ISM	Industrial Scientific Medical
ETSI	European Telecommunications Standards Institute
ERP	Effective Radiated Power
EIRP	Effective Isotropic Radiated Power
CEN	Comité Européen de Normalisation
BIP	Bande Interdite Photonique

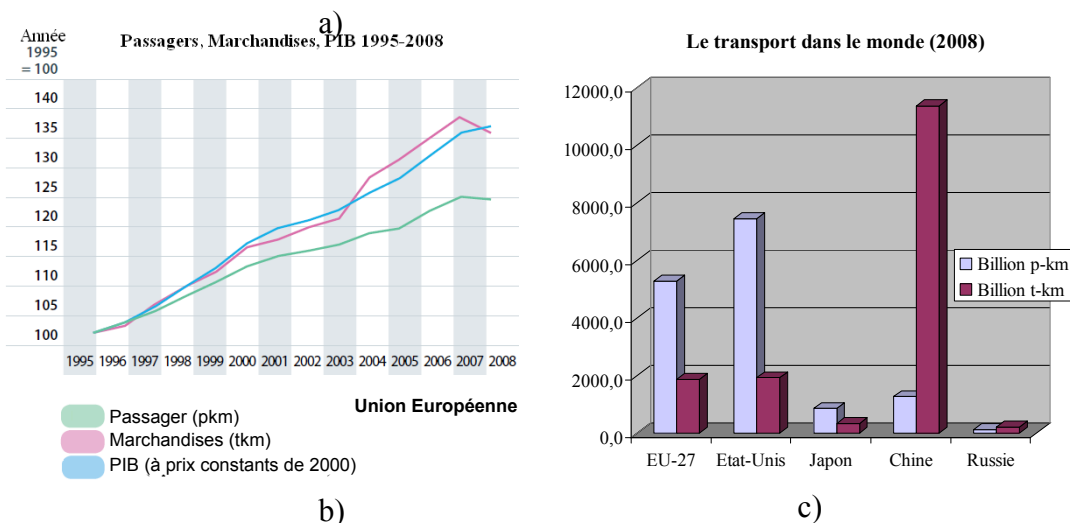
<b>Terme</b>	<b>Définition</b>
MTM	Méta-matériaux
MG	Main gauche
MD	Main droite
DNG	Double négatives
SED	Surface Équivalente de Diffusion
EM	Electromagnétique

## Introduction Générale

### 1. Contexte général d'un système de détection de véhicules pour une application de paiement de péage automatique

Les transports routiers augmentent de plus en plus dans le monde, particulièrement en Europe. La France est le 2<sup>e</sup> pays européen (après l'Allemagne) et le 4<sup>e</sup> dans le monde (après l'Allemagne, les États-Unis et le Canada) au niveau des longueurs des routes [1]. Selon le rapport sur le transport de la commission européenne en 2010 [2], la totalité des activités du transport de passagers en Union Européenne est de 5 271.7 milliards de personnes par kilomètre (milliards p-km) où les transports par voitures et autobus représentent respectivement 89.6% et 10.4%, tandis que les activités de transport des marchandises sont de 1 877.7 milliards tonnes par kilomètre (milliards t-km), cf. figure 0-1a :

TRANSPORT DE PASSAGERS					
	EU-27	Etat-Unis	Japon	Chine	Russie
miliards pkm	2008	2008	2008	2008	2008
Véhicule passagers	4725,0	7201,8	769,1	1263,6	
Bus+Trolley+coach	546,7	243,0	89,9		124,8
TRANSPORT DE MARCHANDISES					
	EU-27	Etat-Unis	Japon	Chine	Russie
miliards tkm	2008	2008	2008	2008	2008
Route	1877,7	1922,9	346,4	11355,0	216,3



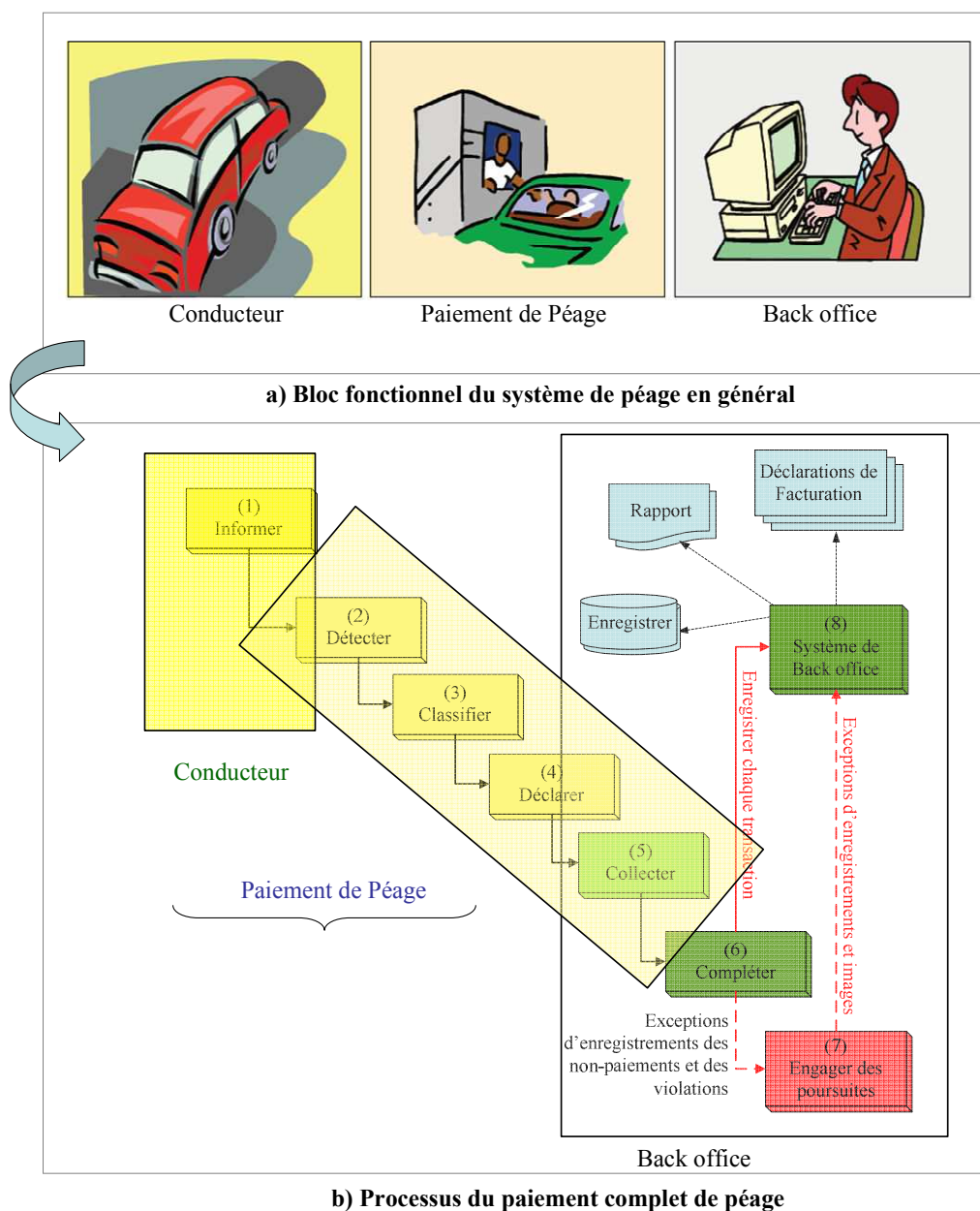
**Figure 0 - 1 : La croissance du transport dans l'Union Européenne-27 (rapport en 2010 [2]) ; a) Total des activités routières dans le monde ; b) Le PIB en Union Européenne-27 ; c) Comparaison du transport dans le monde en 2008**

La croissance du transport en Union européenne amène une augmentation des péages des véhicules routiers. Par ailleurs, le PIB (Produit Intérieur Brut) en Union Européenne a atteint 135% en 2008 par rapport aux 100% de 1995 (figure 0-1b). Cette augmentation du PIB peut



être associée à la croissance du transport qui a entraîné le développement de systèmes de paiement des péages sur route [3-4], et en particulier, le développement de systèmes de paiement automatique des péages.

Le système de paiement des péages en général est décrit en figure 0-2, il se compose de trois blocs fonctionnel (cf. figure 0-2a) : le conducteur avec son véhicule, le paiement et le back office qui va sauvegarder l'historique et les informations du paiement du péage. Une transaction de paiement complète est représentée par les processus représentés figure 0-2b [5]. Quand le conducteur du véhicule arrive à la station d'observation sur la route, il va informer de sa présence (processus 1). Puis, il va être détecté par le processus (2) ;, ensuite la classification du type de véhicule est réalisée par le processus (3) afin de déterminer le montant du péage en processus (4) ainsi que le choix du moyen de paiement. Toutes les informations sur le véhicule : son immatriculation, son propriétaire, le type de véhicule, le péage, le moyen de paiement, le statut du paiement (a payé, en train de payer ou va payer), le temps d'arrivée à la station et la fréquence de passages sur cette route sont enregistrés par le contrôleur de la station où le véhicule passe grâce au processus (5). Avec toutes ces informations, le péage est proposé par le processus (6) ainsi que facturé avec mise à jour de la base de données des véhicules par le système Back-office (8). Les non-paiements ou les violations sont également détectés et enregistrés. Avec les informations acquises et la violation constatée, des poursuites peuvent être engagées grâce au processus (7).



**Figure 0 - 2 : Description du système de péage en général : a) Bloc fonctionnel du système de péage en général ; b) Processus du paiement complet de péage [5]**

Nous notons trois points importants pour un système de paiement de péage complet qui sont :

- La détection de la présence et le type du véhicule,
- La classification du type de véhicule (et, éventuellement, la détection des violations)
- La facturation du péage

Ces trois points sont notés en figure 0-2b. La détection et la classification de véhicule représentent le cœur du système de paiement du péage. Dans l'évolution des technologies de paiement d'un système de détection de véhicules, nous avons défini deux types de systèmes de péage :

**Système de paiement de péage « stop-and-go »** : Le système de paiement de péage très traditionnel est le système « stop-and-go » qui utilise des moyens de paiement manuel et des barrières. Comme la figure 0-3 l'illustre, ce paiement peut être : paiement d'encaisse, paiement par la machine, paiement par crédit/ou par carte à puce (carte intelligente) ou paiement par des vouchers/coupons. Dans ce système, le conducteur doit s'arrêter devant la barrière pour reporter le type du véhicule et puis payer son péage par un des moyens de paiement. Ce système a besoin d'employés de péages. Par ailleurs, plus les véhicules arrivent en même temps, plus le temps d'arrêt pour effectuer le paiement augmente et donc les congestions arrivent avec des pics de trafic. Par ailleurs, ce système utilise des caméras pour capturer des vidéos afin de disposer, dans les cas de violations, de l'identité du propriétaire par la plaque d'immatriculation du véhicule, et de permettre la reconnaissance du type du véhicule. L'histoire du véhicule à la station où il passe est toujours enregistrée au système de Back office.

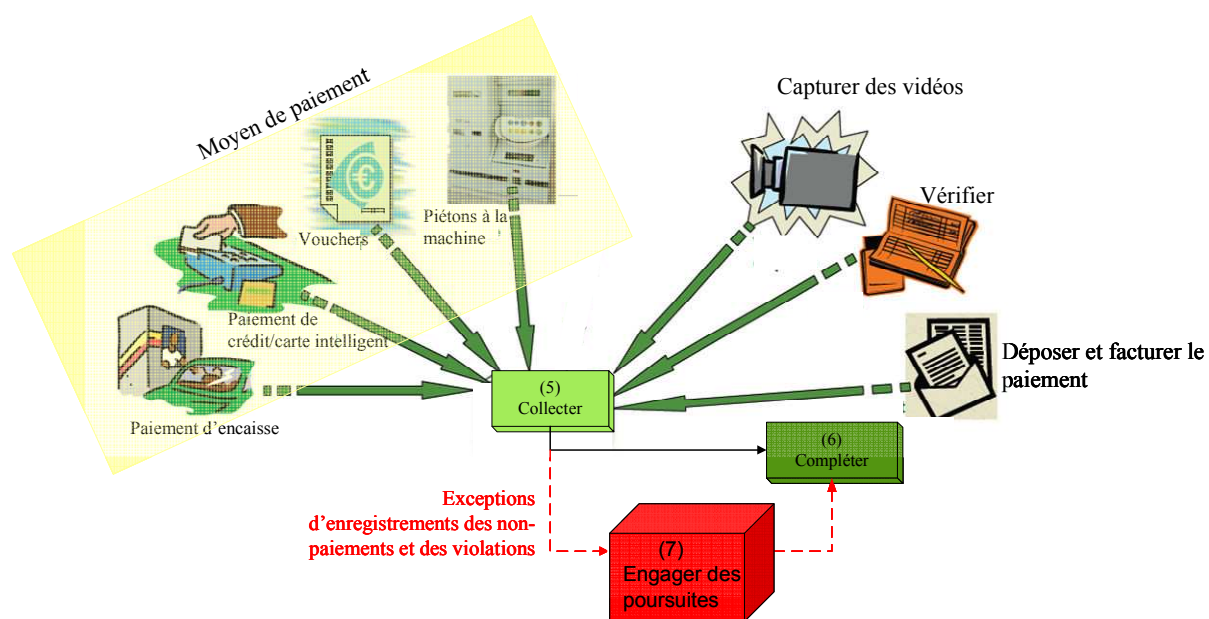


Figure 0 - 3 : Composants du système de paiement de péage « stop-and-go »

**Système de paiement de péage automatique ou système de télépéage/ « Flux-libre »** : Afin de réduire le nombre des employés ainsi que les temps de paiement du système de péage manuel, les moyens de paiement automatique par des transpondeurs basés sur la technologie d'identification par radio fréquence – IDRf (ou *RFID - Radio Frequency Identification en anglais*) ont été développés fin des années 1980, début des années 1990 [6]. Ce système d'identification se compose d'un badge (ou étiquette) qui est fixé sur le pare-brise du véhicule, et d'un lecteur qui est fixé sur un portique au-dessus de la route. Toutes les

informations du véhicule : le type, l'identification de la plaque d'immatriculation, l'adresse et le compte du propriétaire du véhicule sont stockés dans le badge. Quand le véhicule arrive vers la zone d'opération du lecteur, il est détecté et puis il communique au lecteur les informations stockées sur le badge (en particulier le type du véhicule). En parallèle, un système de classification du type de véhicule par caméra ou autre système confirme la catégorie du véhicule afin de détecter les violations. Cela permet de valider l'information du type de véhicule reçue par le badge. Les résultats obtenus sont stockés au contrôleur de la station qui donne au lecteur la décision du péage concernant le prix à payer. La liaison badge-lecteur permettant le paiement est réalisée automatiquement par des antennes dans un court temps selon la norme de communication utilisée ainsi que la fréquence d'opération. Les informations de la transaction sont enregistrées au système de Back office et participe à l'histoire du véhicule pour cette station afin d'augmenter la sécurité des transactions futures. Ce moyen permet de réaliser une transaction de paiement sans que le véhicule s'arrête. Il n'y a ni barrière ni personnel. Ce système est appelé « système flux-libre » (système Free-Flow en anglais) ou système de télépéage cf. figure 0-4. Les conducteurs peuvent passer en gardant une certaine vitesse de circulation. Depuis 1994, non seulement les systèmes de télépéage à une seule voie mais également les systèmes à télépéage multivoies se sont imposés dans le monde. La vitesse maximale du véhicule va dépendre du temps de réalisation d'une transaction et donc du système dont le coût est toujours remis en question au fil du développement technologique des infrastructures routières.

Le temps d'une transaction du système de télépéage dépend de la performance du système de détection d'un véhicule par les transpondeurs ainsi que de la performance du système de lecture du badge. Le système de détection et d'identification va dépendre de la norme de communication utilisée, de la fréquence d'opération et de la directivité des antennes entre le lecteur et le badge. Les standards de communication entre les badges et les lecteurs du système d'identification sont des normes dépendant des pays : États-Unis, Union Européenne, Japon, cf. (A) en figure 0-4. La distance maximale entre les badges et les lecteurs fait l'objet de beaucoup de travaux et dépend de la technologie. Naturellement, on va chercher à réduire le coût, ainsi que la taille du système. Le prix et la précision du système de classification du type de véhicule en milieu routier font toujours l'objet des attentions des chercheurs cf. (B) en figure 0-4.

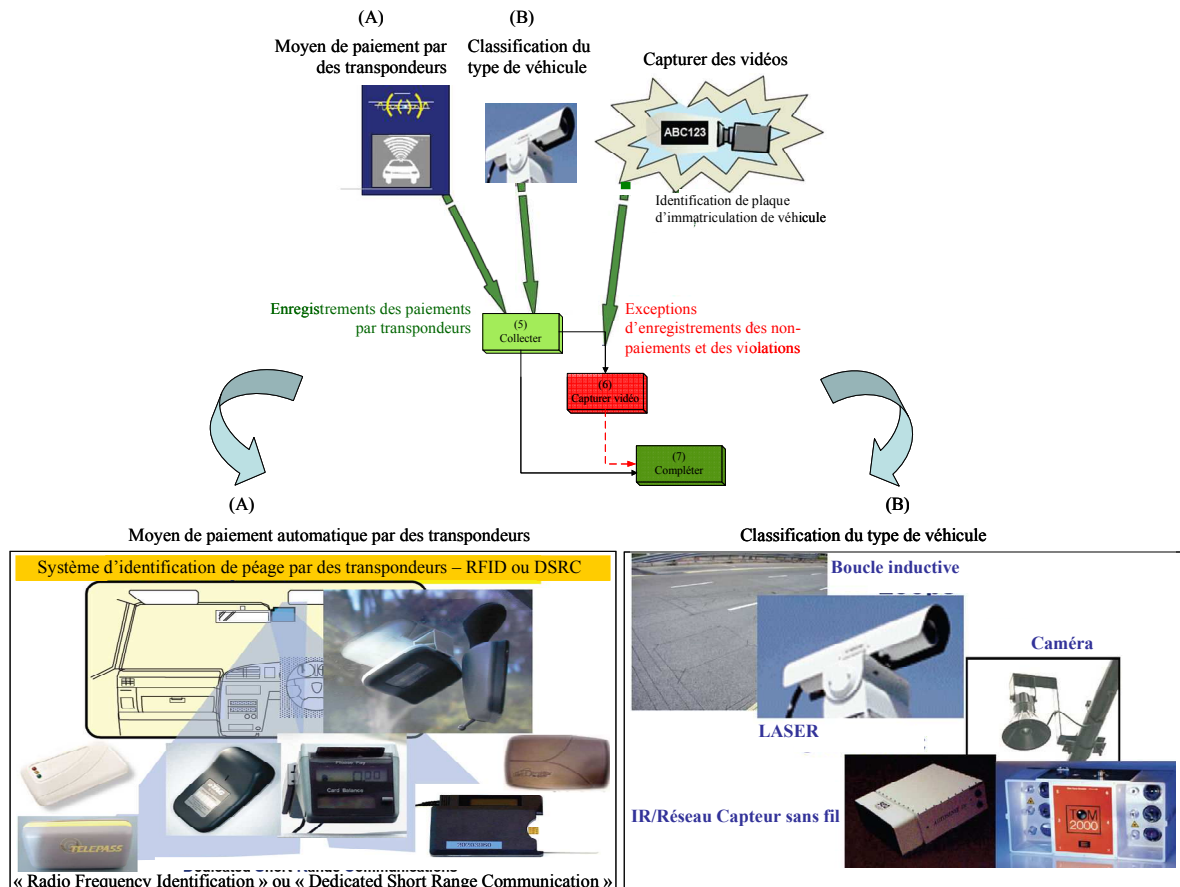


Figure 0 - 4 : Composants du système de télépéage « flux-libre » [7]

La figure 0-5 présente un exemple de système de télépéage (en flux-libre) dit Toronto 407ETR au Canada [13]. Le Toronto 407ETR est un système de télépéage très sophistiqué et connu dans le monde, il n'utilise pas de moyen de paiement manuel [13]. Le péage est basé sur le nombre de kilomètres effectués par le véhicule. Ce système de télépéage se compose de transpondeurs (pour réaliser le paiement automatique) et de vidéos de contrôle. Le lecteur détecte les véhicules qui entrent dans sa zone d'opération. Cette zone est de forme triangulaire, elle est plus faible quand le véhicule est plus proche du portique, cf. figure 0-5. Deux types de transpondeurs (badges) sont utilisés par ce système : l'un pour les véhicules légers et l'autre pour les poids lourds de plus de 5 tonnes. Les transpondeurs sont la propriété du télépéage, lesquels sont loués pour 2.15\$ canadien par mois ou 21\$ par ans. Lorsqu'un transpondeur est utilisé, il permet au client une économie de 3.5\$ par voyage. Tous les véhicules utilisant le 407ETR doivent avoir une autorisation. Dans le cas où un véhicule passe via le 407ETR sans inscription, son numéro d'immatriculation est envoyé au Ministère du Transport afin d'avoir les informations et la classification du véhicule pour facturer. Le système de vérification de la classification du véhicule peut être un système de traitement d'image des vidéos ou un système lidar.



Figure 0 - 5 : Système de télépéage à Toronto [13]

Les informations du véhicule sont :

- Nom et prénom du propriétaire du véhicule
- Adresse postale
- E-mail
- Numéro de téléphone
- Numéro d'immatriculation du véhicule
- Permis de conduire
- L'histoire des transactions

Les conclusions sur les caractéristiques du 407ETR sont, selon [18] :

- La vitesse maximale du véhicule est définie par les performances des transpondeurs du système de paiement automatique
- Le logiciel de reconnaissance du numéro d'immatriculation par les caméras est régulièrement mis à jour
- Les véhicules de l'agence de péage sont suivis par GPS (Global Positioning System). Ces mouvements sont enregistrés par le système pour améliorer l'efficacité de l'ensemble et fournir une meilleure preuve dans le cas de critique ou de justice
- La classification du véhicule (basé sur le lidar) est liée à la limitation de ses performances par des facteurs environnementaux tels que l'ombre, la réflexion, le

brouillard et la pluie. La précision est liée à l'algorithme de classification. Le prix du système est élevé

- L'image correspondant à un non-paiement est maintenue plus longtemps pour établir une banque de données
- La sécurité a été augmentée par amélioration du suivi : à plusieurs endroits les accidents ont été réduits
- Les panneaux routiers avertissant que les plaques d'immatriculation arrières doivent être visibles ont réduit les violations par obscurcissement des plaques

A partir de l'exemple du système de télépéage 407 ETR, nous avons noté que les problèmes posés par ce système sont : le prix, la précision et surtout l'influence du mauvais temps sur la classification du véhicule, la vitesse, les violations et le non-paiement.

La réduction du coût et des composants, la taille du système de télépéage, l'augmentation de la précision du système, la vitesse maximale permise du véhicule font l'objet de recherches dans le monde, par exemple aux Etats-Unis [7-9], en Union Européenne [10-12], au Canada [13], au Japon [3][14], et à Singapour [15-16]. Elles sont guidées par la directive télépéage approuvée par le parlement européen en avril 2004 ; elle sera transposée dans la législation française [11][17]. Dans ce contexte, notre travail est consacré au système de télépéage avec pour sujet : « Contribution à la conception d'un système d'identification et de classification de véhicules par les ondes électromagnétiques ». Cette thèse a été financée dans un cadre d'un contrat entre le laboratoire IMEP-LAHC et l'entreprise Multitoll.

## **2. Problématique et objectif de la thèse**

Notre travail est consacré à deux systèmes pour une application de télépéage cf. figure 0-6(a). Ils sont : le système d'identification de véhicules par transpondeurs permettant d'établir le péage ainsi que d'effectuer le paiement de ce péage par liaison badge-lecteur et le système de classification du type de véhicules par reconnaissance automatique de la catégorie (à partir d'une caméra ou de tout autre détecteur) et de vérifier le péage d'un véhicule quelconque, péage qui a été basé sur la liaison badge-lecteur du sous-système d'identification des véhicules par transpondeurs. Ce système de classification du type de véhicules nous aide à la détection des violations de péage et complète le système de paiement automatique par transpondeurs. Nous allons présenter les systèmes d'identification de véhicules en

mouvement par des transpondeurs et les systèmes de classification des types de véhicules utilisés actuellement ainsi que les problèmes posés :

**A. Système d'identification de véhicules en mouvement par des transpondeurs (Système d'IVT) :** Ce système réalise le paiement de péage du véhicule de manière automatique. Il est basé sur la communication entre un lecteur et un badge. Le lecteur de ce système détecte la présence d'un badge, le badge est monté sur un véhicule donc la présence du véhicule est également détectée. Puis, il lit les informations stockées dans le badge pour savoir le type du véhicule et l'adresse, le compte du propriétaire du véhicule afin d'effectuer la facturation du péage. La qualité du système ainsi que la distance possible de communication sans fil entre le lecteur et le badge est définie par des antennes. L'antenne permet de transformer des signaux en ondes électromagnétiques envoyées dans l'espace.

La première problématique du système est la limite de la zone d'opération. Quand le véhicule entre dans la zone d'opération du lecteur, le temps pour que le lecteur effectue une transaction complète doit être court, avant que le véhicule ne sorte de cette zone, cf. figure 0-6 b. Dans ce système, les performances sont essentiellement conditionnées par celles de l'antenne. Pour augmenter la zone d'opération, une antenne à haut gain est un besoin primordial. Par ailleurs, pour attirer des utilisateurs, le prix et la taille du dispositif font aussi l'objet du travail de conception. Une antenne satisfaisant à ces demandes s'appellera « une antenne de bonne performance ».

Notre objectif dans cette partie est la conception et la réalisation d'antennes de bonne performance pour un système d'IVT qui passe par la définition des fréquences utilisées par les transpondeurs. Les transpondeurs actuels fonctionnent à deux fréquences :

- Fréquences UHF : 868 MHz ou 900 MHz (aux États-Unis)
- Fréquences SHF : 5.8 GHz ou 5.9 GHz (aux États-Unis)

La super haute fréquence 5.8 GHz est de plus en plus utilisée aujourd'hui car, grâce à la super haute fréquence, la taille des antennes est réduite. De plus, la communication à haut débit est un avantage de cette fréquence. Pourtant, aux États-Unis et en Asie, les systèmes de télépéage utilisant la fréquence UHF existent encore pour 40-60 pour cent des transactions de péage. Notre objectif, dans la partie A, consiste à concevoir et réaliser des antennes à haut gain, à bas coût, faciles à fabriquer pour les systèmes d'IVT aux deux fréquences de fonctionnement UHF et SHF, cf. figure 0-6b.



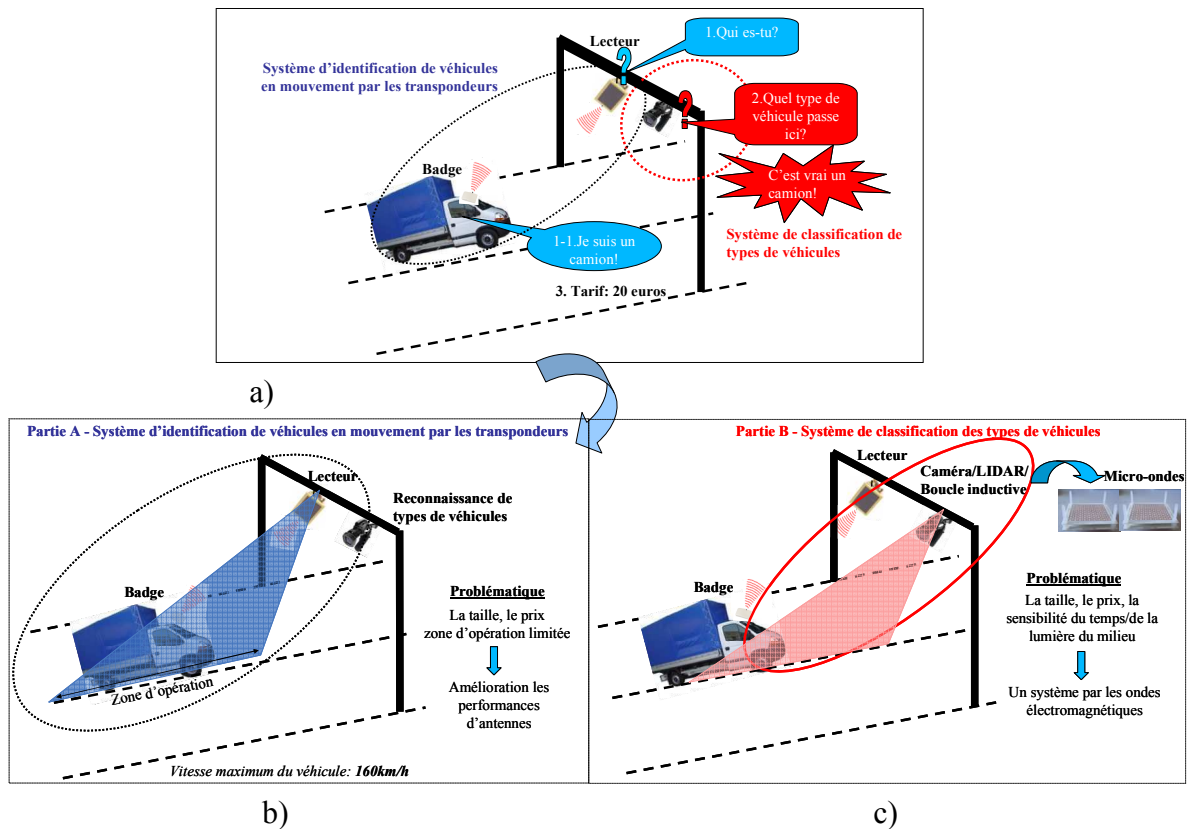


Figure 0 - 6 : Objectif de la thèse : a) Système de détection de véhicules pour l'application de télépéage ; b) La partie A -Système d'identification des véhicules par transpondeurs ; c) La partie B-Système de classification du type de véhicules par vidéo ou ondes

**B. Système de classification des types de véhicules (système de CTV) :** les différents types de véhicules entraînent différents péages par exemple le péage d'un camion est plus élevé que le péage d'une petite voiture. La précision du système est donc très importante afin d'assurer le péage correct pour chaque type de véhicule. Le capteur utilisé dans ce système est actuellement soit une caméra soit un lidar ou une boucle inductive. Le capteur est associé à un logiciel pour la classification du type de véhicule. Les difficultés posées par ces technologies sont la sensibilité avec le temps : la neige, la pluie, le brouillard ainsi que la lumière notamment le passage jour-à-nuit.

Notre objectif dans ce système est de concevoir un système de classification des types de véhicules par ondes électromagnétiques afin de réduire la sensibilité au mauvais temps et à la lumière cf. figure 0-6c. Un bas coût pour le système est aussi l'un des objectifs de notre conception.

Certaines publications laissent penser que les problèmes du système de classification de véhicules sur l'autoroute sont principalement dus aux effets de la température, de la neige, de

la pluie, de la fumée et du brouillard sur la sensibilité du système. Par ailleurs, le coût et la surface d'observation du système font aussi partie des problèmes posés.

### **3. Organisation du manuscrit**

Ce manuscrit est divisé en deux parties correspondant aux objectifs des deux sous-systèmes :

La partie **A** est consacré au système de paiement de péage d'un véhicule de manière automatique sans besoin d'un arrêt grâce à une liaison entre un lecteur placé sur le lieu de péage et un badge placé dans la voiture (système d'IVT). Notre travail dans cette partie a été de concevoir et de fabriquer des antennes à haut gain, à faible encombrement, et à bas coût permettant d'augmenter la distance de communication entre le lecteur et le badge du système d'identification des véhicules en mouvement. Cette partie se compose de 4 chapitres.

Dans le chapitre 1, l'étude des systèmes d'IVT par transpondeurs existants et une comparaison des technologies des systèmes d'IVT seront présentées. L'impact de l'évolution de la technologie RFID pour ce système sera résumé et conduira à expliquer pourquoi notre système devra fonctionner pour deux fréquences d'opérations RFID UHF (868 MHz) et DSRC (5.8 GHz).

Concernant la conception d'antennes à haut gain pour permettre une communication à longue portée du système d'IVT, plusieurs types d'antennes à haut gain sont décrits chapitre 2. En fonction des propriétés de l'antenne que nous souhaitons privilégier (haut gain, taille petite, bas coût, aspects économiques pour une commercialisation grand public...), le choix se portera sur un type d'antenne approprié qu'il conviendra alors d'adapter et de dimensionner.

Le chapitre 3 présentera une méthodologie de conception d'une antenne à haut gain. Selon cette méthodologie, deux types d'antennes à haut gain à la fréquence centrale de 868 MHz seront conçus. Une nouvelle structure d'un système sans portique sera proposée avec des antennes cylindre-yagi spécialement conçues.

Trois nouveaux types d'antennes à haut gain à la fréquence centrale de 5.8 GHz selon la norme DSRC Européenne ont été conçus et réalisés. Elles sont décrites au chapitre 5. Une nouvelle structure de MTM main gauche avec une petite taille sera réalisée. Les trois types antennes sont : l'antenne cylindre-yagi, l'antenne méta-matériaux (MTM) et l'antenne méta-matériaux à balayage.

La partie **B** présente un système de classification des types de véhicules (système de CTV) par ondes électromagnétiques. L'objectif de notre travail au cours de cette partie a été

d'étudier et de réaliser un système de classification des types de véhicules à partir du rayonnement électromagnétique partant de l'antenne de l'émetteur et recueilli par l'antenne de réception après traversée du véhicule. Cette partie du travail est décrite dans les chapitres 5, 6 et 7.

Le chapitre 5 présentera un état de l'art de la technique de classification des types de véhicules avec les avantages et les désavantages de chaque technique.

Le chapitre 6 décrira un système de classification des types de véhicules par ondes électromagnétiques. Pour déterminer le type du véhicule par les ondes électromagnétiques, nous envoyons une onde au véhicule et à partir de la mesure de l'onde diffusée par le véhicule nous pouvons déterminer la position et le type du véhicule. Ce dernier est détecté grâce au traitement du signal reçu lequel est enregistré par le récepteur. Trois méthodes pour déterminer le type du véhicule seront proposées à la fin du chapitre.

Dans le chapitre 7, nous présenterons une maquette pour valider notre système.

Une conclusion générale et des perspectives termineront ce manuscrit.

## Bibliographie de l'introduction générale

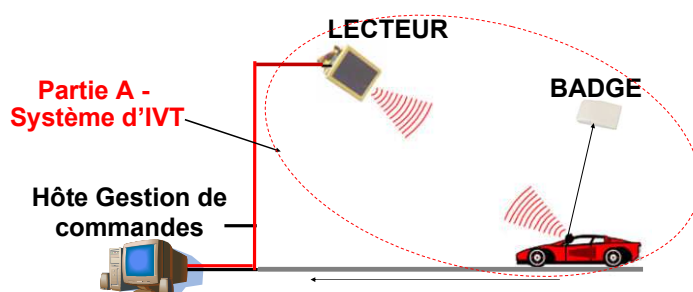
- [1] Document online, « Autoroutes of France - Wikipedia, the free encyclopedia ». [Online]. Available: [http://en.wikipedia.org/wiki/Autoroutes\\_of\\_France](http://en.wikipedia.org/wiki/Autoroutes_of_France). [Accessed: 04-oct-2012].
- [2] European Commission, « European Union Energy & transport in figure 2010 », vol. [http://ec.europa.eu/energy/publications/statistics/doc/2010\\_energy\\_transport\\_figures.pdf](http://ec.europa.eu/energy/publications/statistics/doc/2010_energy_transport_figures.pdf), 2010.
- [3] Prepared by the International Scanning Study Tea, « Safety Applications of Intelligent Transportation Systems in Europe and Japan », U.S. Department of Transportation Federal Highway Administration, janv. 2006.
- [4] Document online, « Road pricing - Wikipedia, the free encyclopedia ». [Online]. Available: [http://en.wikipedia.org/wiki/Road\\_pricing](http://en.wikipedia.org/wiki/Road_pricing). [Accessed: 16-oct-2012].
- [5] World Bank, « Toll Collection Systems: Technology Trend Impact on PPP's and Highways' Transport, Jack Opiola, April 2006. », 2006.
- [6] Stephen A. Weis, « RFID (Radio Frequency Identification): Principles and Applications ». [Online]. Available: <http://citeseerx.ist.psu.edu/viewdoc/summary?doi=10.1.1.182.5224>.
- [7] Khali Persad, C. Michael Walton, et Shahriyar Hussain, « Electronic Vehicle Identification: Industry Standards, Performance, and Privacy Issues », Center for Transportation Research The University of Texas at Austin 3208 Red River, Suite 200 Austin, Texas 78705-2650, 0-5217-P2, janv. 2007.
- [8] Texas Instruments, « Overview - RFID - TI.com ». [Online]. Available: <http://www.ti.com/rfid/>. [Accessed: 16-oct-2012].
- [9] Khali Persad, C. Michael Walton, Zhong Wang, Shahriyar Hussain, Chris Robertson, « Electronic Vehicle Identification Applications and Implementation Considerations », Texas Department of Transportation Research and Technology Implementation Office P.O. Box 5080 Austin, TX 78763-5080, USA, CTR Technical Report FHWA/TX-09/0-5217-1, oct. 2007.
- [10] Document online, « London congestion charge - Wikipedia, the free encyclopedia ». [Online]. Available: [http://en.wikipedia.org/wiki/London\\_congestion\\_charge](http://en.wikipedia.org/wiki/London_congestion_charge). [Accessed: 16-oct-2012].
- [11] Document online, « EU steers its way towards intelligent transport systems — EUBusiness.com - EU Business News ». [Online]. Available: <http://www.eubusiness.com/news-eu/transport-systems-directive.105>. [Accessed: 03-oct-2012].
- [12] Q-Free, « Single Gantry – Q-Free ». [Online]. Available: <http://www.q-free.com/solutions/single-gantry/>. [Accessed: 16-oct-2012].
- [13] 407ETR, « 407 ETR - Tolls Explained ». [Online]. Available: <http://www.407etr.com/tolls/tolls-explained.html>. [Accessed: 16-oct-2012].
- [14] Document online, « ETC in JAPAN - ETC portal site ». [Online]. Available: <http://www.go-etc.jp/english/system/index.html>. [Accessed: 16-oct-2012].



## **Partie A – Système d'identification de véhicules en mouvement par des transpondeurs**

Comme défini en introduction, le système d'identification de véhicules en mouvement par des transpondeurs (IVT) réalise automatiquement une transaction de paiement de péage du véhicule sans avoir besoin de s'arrêter sur la route. Le type et les informations du propriétaire du véhicule sont décrits dans le badge. La catégorie du véhicule sera vérifiée une fois encore par le système de classification de véhicule qui va être présenté par la suite dans la partie B.. Selon toutes les informations du badge, une facturation du véhicule est réalisée par les communications sans fil de ce système. La qualité de la communication sans fil (la portée, la vitesse de transfert des données) est un facteur qui affecte la performance du système. Des systèmes d'IVT pour réaliser un paiement automatique de péage vont être présentés ci-après, au chapitre 1. La figure 1-1 représente la structure générale du système d'IVT.

Tout d'abord, un état de l'art des systèmes d'IVT par transpondeurs existant fonctionnant en flux-libre va être présenté dans le chapitre 1. Ensuite, nous présentons une courte histoire de la technologie RFID avec ses normes et sa fréquence d'opération.



**Figure 1.0: Structure en général du système d'IVT pour l'application de télépéage**

Au chapitre 2, les différents types d'antennes à haut gain feront l'objet d'un résumé rapide. Un cahier de charges des antennes à concevoir sera présenté dans ce chapitre.

La conception et réalisation de deux types d'antenne à haut gain, très bas-coût pour permettre une longue distance de communication entre le lecteur et le badge à la fréquence 868 MHz seront décrites au chapitre 3. La miniaturisation sera prise en compte lors de notre conception. Un système d'IVT sans portique sera proposé pour réduire le coût du système.

Le chapitre 4 sera consacré à la réalisation de trois types d'antennes à haut gain à la fréquence de 5.8 GHz. La taille petite est naturellement préférée pour ces antennes. La première antenne cylindre-yagi au sol sera réalisée pour un système d'IVT sans portique. La deuxième est une nouvelle antenne méta-matériaux à haut gain, et la taille est petite. Une autre solution pour diminuer le coût d'un système d'IVT multivoies va nous conduire à la conception d'une troisième antenne méta-matériaux à balayage.

# Chapitre 1      Etat de l'art des systèmes d'identification de véhicules en mouvement par des transpondeurs

## *1.1 Introduction*

Quand le véhicule passe devant la station sur la route, il n'a pas besoin de s'arrêter pour payer si le conducteur a choisi un moyen automatique de paiement du péage. Ce dernier est réalisé grâce à la communication sans fil par deux transpondeurs où l'un des transpondeur est fixé sur le véhicule et dispose de toutes les informations du véhicule, et l'autre transpondeur est installé à la station. La communication sans fil entre les transpondeurs est réalisée selon plusieurs technologies. Ce chapitre présente : un état de l'art rapide des systèmes d'IVT par transpondeurs existant et fonctionnant en flux-libre. Une comparaison des technologies sera résumée par la suite qui montre que les transpondeurs radiofréquences (RFID UHF et DSRC) sont de plus en plus utilisés dans le monde.

Nous présentons également une courte histoire de la technologie RFID avec ses normes et sa fréquence d'opération. Qu'est-ce que le RFID? Quelle est sa fréquence d'opération pour le système d'IVT en Europe ainsi qu'en Asie? Quelles doivent être les performances de l'antenne à concevoir? Toutes ces questions sont soulevées au chapitre 1.

## *1.2 Système à transpondeurs radiofréquence*

Le terme transpondeur est devenu un terme courant pour l'identification par badge d'un véhicule. Dans cette technologie, une identification par radiofréquence (RFID) est intégrée dans un badge (ou une « étiquette ») qui est monté sur le véhicule et un lecteur est fixé sur le portique. Les informations sur le véhicule sont stockés dans le badge, elles sont : le type, l'identification de la plaque d'immatriculation, l'adresse, l'email, le numéro de téléphone et le compte de la banque du propriétaire du véhicule. Quand le badge passe la zone d'opération du lecteur, il est détecté et puis il communique avec le lecteur pour envoyer toutes les informations du véhicule en utilisant des signaux électromagnétiques (radio signal). Les caractéristiques de propagation dont les pertes et les atténuations atmosphériques (les atmosphères poussiéreuses ou enfumées) sont relativement faibles comparées à celles des fréquences optiques ou infrarouges. Avec un tel système, les communications entre le lecteur et le badge par les signaux électromagnétiques ont donné des résultats avec une meilleure fiabilité par rapport aux autres technologies de communication [1]. Certains pare-brises



## Chapitre 1 – Présentation des systèmes d'identification de véhicules

revêtus de métal perturbent les signaux électromagnétiques de la communication entre le lecteur et le badge. Le pourcentage de voitures avec de tels pare-brises est très faible, seulement environ 0.5 pour cent de tous les véhicules. La table 1-1 présente un bilan au niveau de la précision (sûreté), du prix d'une transaction en correspondance avec toutes les technologies existantes du système de paiement de péage routier en 2006 par World Bank [2]. Il montre que la précision du système RFID est la plus haute tandis que le système d'identification de la plaque d'immatriculation du véhicule par caméra donne une faible précision. En plus, la technologie de paiement par transpondeurs a obtenu la meilleure sécurité par rapport à d'autres moyens de paiement (par la machine, le voucher, le caméra ou en manuel). De plus, la capacité de traitement du nombre de véhicules par heure (VPH) de chaque système associé avec chaque moyen de paiement est également présentée dans le tableau 1:

**Tableau 1-1 : Prix et précision des technologies existantes de paiement de péage [2]**

<b>Moyen de paiement de péage</b>	<b>Volume de péage (VPH)</b>	<b>Prix par transaction (\$)</b>	<b>Précision (%)</b>
Manuel	250-350	0.35-0.45	98.0
Machine avec barrière	450-550	0.28-0.35	98.5
Machine sans barrière	500-700	0.28-0.35	95.0
Voucher	500-900	0.37-0.48	98.5
Reconnaissance d'identification de la plaque d'immatriculation	600-1000	2.25	85.0
Carte intelligente	700-900	0.10-0.19	99.5
RFID (UHF) : voie dédiée avec barrière	900-1100	0.10-0.19	99.96
DSRC : voie en flux-libre	1800-2400	0.07-0.15	99.25

Ce tableau montre l'avantage primordial en ce qui concerne la précision et l'économie du système d'identification par transpondeurs pour le système de télépéage « en flux-libre ». Ces nouveaux systèmes «en flux libre» permettent de réaliser les paiements sans stopper ou même ralentir la circulation. La distance de communication du système est essentiellement conditionnée par les caractéristiques de l'antenne qui est utilisée dans les transpondeurs RFID.

Les RFID utilisés dans le système d'IDV fonctionnent aux fréquences UHF et SHF. La plus connue et plus avantageuse du système d'IVT est la technologie à la fréquence SHF de 5.8

GHz qui est fourni par la norme DSRC (Dedicated Short Range Communication)[3]. Ce point va être présenté plus en détail au paragraphe 1.6 suivant.

### 1.3 *Système Global de Navigation par Satellite (GNS)*

Dans ce système, chaque véhicule doit avoir un badge, ce badge comporte un module de GPS (Global Positioning System) et une donnée sur la classification du véhicule par exemple numéro des axels [4]. Le véhicule se localise grâce au module GPS du badge et il est enregistré sur le serveur. Quand le véhicule passe la station de péage, la donnée de classification du véhicule est déclarée, c'est une signature pour que le paiement soit envoyé [5].

### 1.4 *Système de téléphone cellulaire*

Un téléphone cellulaire est installé dans chaque véhicule, le véhicule est localisé grâce à la communication fréquente entre le cellulaire du véhicule et la station de base (point d'accès) du réseau [6-7], cf. figure 1-1.

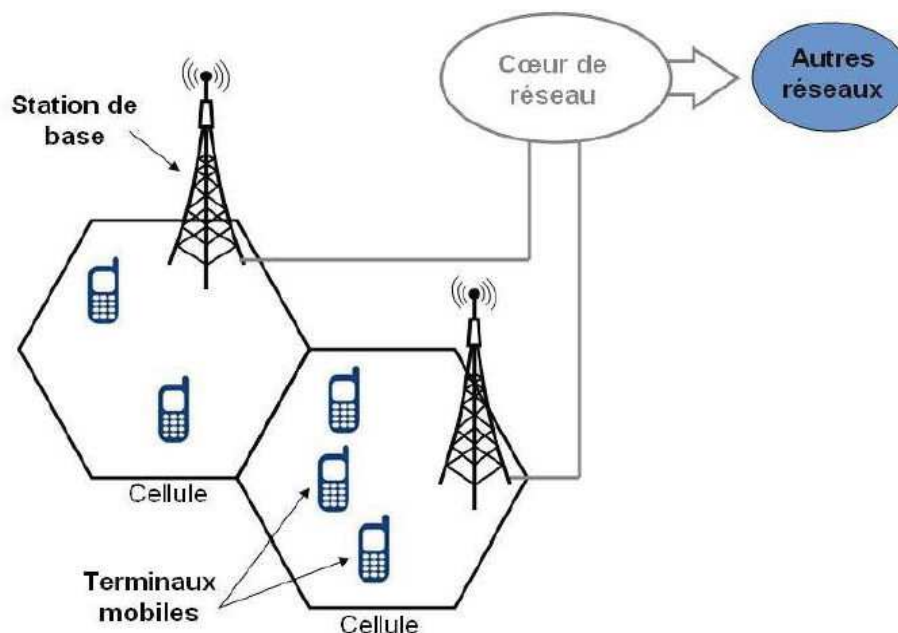


Figure 1-1 : Schéma d'un réseau cellulaire [6]

Chaque station de base gère les transmissions à l'intérieur d'une cellule où la propagation des ondes électromagnétiques est assurée. L'interface entre la station de base et les terminaux mobiles situés à l'intérieur de sa cellule s'effectue par lien radio. A l'inverse, l'interface entre les stations de base s'appuie sur une connexion filaire généralement très fiable et à haut débit. Les stations de base sont reliées à une unité de commande couramment appelée « cœur de

réseau » qui assure le transfert d'informations entre les différentes stations de base et éventuellement vers d'autres réseaux si nécessaire. Dans cette architecture, un terminal mobile ne peut être connecté qu'à une seule station de base à un moment donné et il communique alors exclusivement à travers la station de base à laquelle il est directement rattaché. Il peut également changer de cellule, la gestion du passage d'une cellule vers une autre étant assurée par le cœur de réseau comme indiqué sur la figure 1-1.

Le prix peu cher ainsi que l'installation facile du téléphone cellulaire sur le véhicule sont les avantages de ce système. De plus, l'infrastructure du système comme la station de base et le compte d'utilisateur du terminal mobile existent déjà. Mais chaque station de base gère les transmissions de nombreux terminaux cellulaires dans sa zone d'opération donc le fonctionnement en zone mal desservie est discutable.

### **1.5 Comparaison des systèmes d'IVT**

Le Tableau 1-2 illustre une comparaison des différentes technologies de communication au niveau de la portée, la vitesse de transfert des données, la directivité et le prix par bit de donnée transmise [8]. Le DSRC a l'avantage grâce à sa vitesse de transfert de données et au prix par bit [9].

**Tableau 1-2 : Comparaison des technologies des systèmes d'IVT par des signaux radios [10]**

	<b>DSRC</b>	<b>RFID</b>	<b>FM radio</b>	<b>Téléphone cellulaire</b>	<b>GNS</b>
<b>Portée</b>	1000 m	Max.300m (at required-30dBm sensitivity)	Centaines de km	< 10km	Milliers de km
<b>Vitesse de donnée</b>	6-27 Mbps	0.5 Mbps	>10 kbps	Actuellement : >10 kbps 3G : 2-3 Mbps	100-200 Mbps
<b>Directivité</b>	Line of Sight	Line of Sight	Area	Area	Area
<b>Prix (par bit)</b>	Faible	Faible	Faible	\$	\$\$\$

### **1.6 Impact de l'évolution de la technologie RFID et DSRC pour le système d'IDV**

Les origines de la technologie RFID se situent au 19ème siècle, quand les lumières de l'époque ont permis de grandes avancées scientifiques en électromagnétisme. D'une importance particulière pour la RFID ont été la découverte de l'inductance électronique par

Michael Faraday, la formulation des équations décrivant les phénomènes électromagnétiques par James Clerk Maxwell, ainsi que les expérimentations de Heinrich Rudolf Hertz pour valider les prédictions de Faraday et de Maxwell. Ces découvertes ont posés les fondations des communications modernes par radio.

La première présentation de la technologie de communication passive utilisée de type RFID a été publiée dans le papier « Communication by Means of Reflected Power » de Henry Stockman en 1948 [11]. Une première application de la RFID se retrouve dans le système « Identify Friend or Foe » par la British Royal Air Force pendant la guerre mondiale II [12] pour distinguer les avions alliés des avions ennemis. Cette technologie s'est développée de plus en plus et a été commercialisée, et les dispositifs RFID ont commencé à être utilisés dans les systèmes de paiement automatique de péage depuis 1990.

Il existe plusieurs familles de systèmes RFID dont le principal critère de différenciation est la fréquence de fonctionnement. Les systèmes RFID utilisent des bandes de fréquences situées à : 125 kHz (bande BF : Basses Fréquences), 13.56 MHz (bande HF: Hautes Fréquences), 860-960 MHz (bande UHF : Ultra Hautes Fréquences), bande de SHP : Super Hautes Fréquences à 2.45 GHz ou 5.8 GHz (bande de micro-ondes) et 3.1-10.6 GHz (bandes ULB : Ultra Large Bande). En fonction des différentes fréquences, les principes physiques mis en œuvre ne sont pas les mêmes. Ainsi les systèmes de RFID ont une très grande diversité leur permettant de répondre à de nombreux besoins. Le tableau 1-3 montre une liste des fréquences de RFID [13].

Une autre façon de classer les systèmes RFID consiste à distinguer les badges passifs des badges actifs. Les badges passifs ne disposent d'aucune autre source d'énergie que celle qu'ils reçoivent de la part du lecteur alors que les badges actifs sont dotés d'une batterie dont la durée de vie est typiquement de quelques années. Les badges passifs sont moins chers par rapport aux badges actifs. Ils fonctionnent sous des fréquences BF, HF et UHF notamment à la fréquence 868 MHz. Il existe une certaine correspondance entre le mode de couplage et le type du badge. A partir de 2.4 GHz la puissance d'émission requise pour activer les transpondeurs devient trop forte, il n'est alors plus possible « d'énergétiser » les transpondeurs à partir du lecteur, et il est impératif de recourir à des badges actifs. C'est en particulier le cas des systèmes de télépéage qui opèrent de plus en plus fréquemment dans les bandes DSRC à 5.8 GHz en Europe, Asie ou à 5.9 GHz aux États-Unis. Nous mentionnerons aussi qu'il existe des badges semi-passifs qui ne sont pas dotés d'un émetteur radiofréquence mais dans lesquels une batterie permet de rafraîchir la mémoire.

**Tableau 1-3 : Comparaison des différentes fréquences des systèmes RFID dans l’application télépéage**

Type	Fréquence	Distance	Donnée	Coût	Télépéage
BF	125 et 134.2 KHz	+	+	++++	Non
HF	13.56 MHz	++	++	++	Non
UHF*	868 MHz (Europe) 915 MHz (USA)	+++	+++	++	Oui
DSRC**	5.8 GHz (Europe, Asie) 5.9 GHz (USA)	++++	++++	++++	Oui

\* Ce système de télépéage commence à utiliser les bandes UHF depuis 1990 jusqu’à aujourd’hui

\*\* A partir 2004, les nouveaux systèmes de télépéage opèrent dans les bandes DSRC à 5.8 GHz en Europe, Asie ou 5.9 GHz aux Etats-Unis

Il est à noter que, dans les systèmes d’IVT routiers, la batterie n’est pas active en permanence. Le système est mis sous tension à la réception d’un signal de forte puissance émis par le lecteur au niveau du péage. Depuis 2010, la possibilité d’utiliser des badges passifs pour un système de télépéage, en particulier à la fréquence 5.8 GHz, est en cours de recherche [14]. Le tableau 1-4 présente une comparaison des diverses propriétés des badges actifs, passifs et semi-passifs :

**Tableau 1-4 : Comparaison des différents types de badges du système RFID dans l’application de télépéage**

Type	Passif	Semi-Passif	Actif
Source de puissance	Récolte d’énergie du RF	Batterie	Batterie
Communication	Réponse seulement	Réponse seulement	Réponse ou Initialisation
Distance	10 m	>100m	>100m
Coût	Faible	\$	\$\$
Télépéage	Pas encore	Peut être	Oui

La technologie RFID/DSRC ne peut utiliser que les gammes de fréquences allouées aux applications industrielles, scientifiques ou médicales, appelées bandes ISM (Industrial Scientific Medical). Comme pour tout système destiné à être commercialisé, il existe plusieurs régulations et normes régissant le domaine de la RFID/DSRC. Les régulations doivent garantir l’interopérabilité des systèmes RFID/DSRC et bien sûr, protéger l’utilisateur

des dangers que cette technologie peut éventuellement provoquer au niveau de la santé et du respect des libertés. Les normes ont pour principal objectif d'harmoniser le secteur de la RFID/DSRC afin de faciliter l'accès au marché et donc d'augmenter les volumes de ventes.

En Europe, la réglementation est publiée par l'ETSI (European Telecommunications Standards Institute) [15]. Un lecteur doit opérer avec une puissance maximale de 2W ERP (Effective Radiated Power), ou l'équivalent de 35 dBm EIRP, sur une bande de fréquence UHF étroite.

Une norme est nécessaire pour la maîtrise de cette technologie et le développement de son marché. Les normes sont rédigées par l'ISO pour RFID UHF et par CEN (Comité Européen de Normalisation) et réglementent les paramètres de communication comme : la fréquence de fonctionnement, la bande passante, la puissance d'émission maximale, le type de modulation, le codage, le débit, le protocole de communication et bien d'autres paramètres. La dernière norme ISO 18000C pour les bandes UHF a été publiée en 2004 tandis que la norme CEN EN12253 pour les bandes DSRC a été publiée en 2006. La table 1-5 présente un sommaire des normes de la couche physique des bandes UHF et DSRC [16-20] lesquelles sont utilisées dans le système d'IVT:

**Tableau 1-5 : Puissance, spectres alloués aux transpondeurs en fonction de la région**

**RFID UHF en fonction de la région**

Région	Bande de fréquence	Puissances autorisées du lecteur	Références
Europe	865 à 868 MHz	35dBm (3.2W EIRP)	ISO 18000-6
États-Unis	902-928 MHz	40dBm (10W EIRP)-FHSS	ISO 18000-6
Asie	Japon: 950-956 MHz Corée: 908.5-914 MHz Australie: 915-928 MHz	40dBm (10W EIRP) 40dBm (10 EIRP) 20dBm (1W EIRP)	ISO 18000-6

**DSRC en fonction de la région**

Région	Bande de fréquence	Puissances autorisées	Références
Europe	5.795-5.815 GHz ou 5.855-5.925 GHz	33dBm (2W EIRP)	EN 12253
États-Unis	5.850-5.925 GHz	33dBm (2W EIRP)	ASTM E2213-03
Asie(Japon)	5.770-5.850 GHz	33dBm (2W EIRP)	ARIB T75

Concernant les fréquences SHF par rapport aux UHF dans le tableau 1-3 et 1-5, nous notons que :

- La réduction des longueurs d'onde entraîne une diminution de la taille et du poids des composants de toute l'antenne.
- Des largeurs de bandes importantes peuvent supporter des communications et des transmissions de données à haut débit.

C'est pourquoi les bandes DSRC sont de plus en plus développées pour la communication entre véhicules et infrastructures utilisées pour le paiement automatique du système de télépéage. DSRC devient une technologie clé en développement non seulement pour le système de télépéage mais aussi pour la communication entre véhicules, entre trains en perspective de systèmes de transport intelligents, ainsi que de systèmes de sécurité [21-31]. Toutefois, il faut noter que parmi les différentes technologies montrées plus haut, avec la distance de la capacité de communication qui augmente pour les bandes DSRC par rapport aux bandes UHF avec augmentation du coût.

Il faut aussi tenir compte de l'inconvénient propre aux deux gammes de fréquences UHF & SHF : la qualité de l'environnement réduit la portée des communications. Pour tenir compte de l'environnement et éviter une augmentation de la puissance émise par le lecteur qui va entraîner une forte dissipation thermique, on va chercher à développer des antennes à haut gain, et à haute efficacité pour les bandes UHF et DSRC.

La partie A est focalisé sur les systèmes d'IVT et, en particulier, sur la conception des antennes à haut gain aux deux bandes UHF et DSRC. Le chapitre suivant va être consacré à la présentation des divers types d'antennes à haut gain appropriés pour les systèmes d'IVT. Nous pourrons alors choisir le type d'antenne à réaliser pour notre objectif.

## Bibliographie du chapitre 1

- [1] Dr. Khali Persad Dr. C. Michael Walton Dr. Zhong Wang Shahriyar Hussain Chris Robertson, « Electronic Vehicle Identification Application and Implementation Considerations », Texas Department of Transportation Research and Technology Implementation Office P.O. Box 5080 Austin, TX 78763-5080, USA, CTR Technical Report FHWA/TX-09/0-5217-1, oct. 2007.
- [2] World Bank, « Toll Collection Systems: Technology Trend Impact on PPP's and Highways' Transport, Jack Opiola, April 2006. », 2006.
- [3] Document online, « <http://www.learnstrong.com/DSRC/DSRCHomeset.htm> ». [Online]. Available: <http://www.learnstrong.com/DSRC/DSRCHomeset.htm>. [Accessed: 12-nov-2010].
- [4] Dr. Khali Persad, Dr. C. Michael Walton, et Shahriyar Hussain, « Electronic Vehicle Identification: Industry Standards, Performance, and Privacy Issues », Center for Transportation Research The University of Texas at Austin 3208 Red River, Suite 200 Austin, Texas 78705-2650, 0-5217-P2, janv. 2007.
- [5] Q-free, « RoadUserCharging-Q-Free », [Online]. Available: <http://www.q-free.com/solutions/road-user-charging/>, [Accessed: 12-nov-2010].
- [6] Document online, « Architecture du réseau ». [Online]. Available: <http://membres.multimania.fr/amalbert/gsm/2Architecture%20du%20r%E9seau.htm>. [Accessed: 11-févr-2013].
- [7] Document online, « Infrastructure du reseau cellulaire GSM ». [Online]. Available: <http://membres.multimania.fr/voutay/gsm/infra.html>. [Accessed: 11-févr-2013].
- [8] Phil Blythe, « RFID for Road Tolling, Road-use Pricing and Vehicle Access Control », *IEE, Savoy Place, London WC2R 0BL, UK*, 1999.
- [9] Document online, « DSRC General FAQ. <http://grouper.ieee.org/groups/scc32/dsrc/faq/index.html> », 2005. .
- [10] Morgan, Y.L., « Notes on DSRC & WAVE Standards Suite: Its Architecture, Design, and Characteristics », *Communications Surveys & Tutorials, IEEE*, vol. 12, nov-2010.
- [11] Stockman H., « Communication by Means of Reflected Power », *Proceedings of the Institute of Radio Engineers*, p. 1196-1204, oct-1948.
- [12] « RAF - Short History of the Royal Air Force ». [Online]. Available: <http://www.raf.mod.uk/history/shorthistoryoftheroyalairforce.cfm>. [Accessed: 24-oct-2012].
- [13] Stephen A. Weis, « RFID (Radio Frequency Identification): Principles and Applications ». [Online]. Available: <http://citeseerx.ist.psu.edu/viewdoc/summary?doi=10.1.1.182.5224>.
- [14] Norbert Dawalibi, « RFID: The Future of ETC? », IBTTA, 21-juin-2010.
- [15] Anthony GHIOTTO, « Conception d'antenne de Tags RFID UHF, Application à la Réalisation par Jet de Matière », Thèse de l'Institut polytechnique de Grenoble, 2008.
- [16] CEN, “NF EN ISO 14906,” 2005.
- [17] CEN, “DIN EN12253,” 2002.
- [18] Norme européenne, “norme NF EN 300674-1,” 2005.



- [19] CEN, "DIN EN12795," 2002.
- [20] CEN, "DIN EN12834," 2002.
- [21] R. Bera, J. Bera, S. Sil, S. Dogra, N. B. Sinha, D. Mondal, Dedicated Short Range Communications (DSRC) For Intelligent Transport System, *proc. of Wireless and Optical Communication Networks Conference*, 2006.
- [22] X. Zeng, C. Tao, Z. Chen, The Application of DSRC Technology in Intelligent Transportation System, *CCWCM 2009*, pp. 265-268, Shanghai, China, 2009.
- [23] K. Thales, "Global specification for short range communication," 2003.
- [24] D. Jiang, "Design of 5.9GHz DSRC-based vehicular safety communication," *IEEE Wireless Communications*, 2006.
- [25] F. Bai, H. Krishnan, Reliability Analysis of DSRC Wireless Communication for Vehicle Safety Applications, *proc. of IEEE ITSC 2006*, pp. 355-362, September 17-20, 2006.
- [26] Y. Quian, "A secure VANET MAC protocol for DSRC applications," *IEEE Globecom*, 2008.
- [27] H.M. Choi, "Advanced DSRC system for supporting mobile IP," *IEEE*, 2001.
- [28] H. Oh, "5.8 GHz DSRC packet communication system for ITS services," *IEEE*, 1999.
- [29] C. Wietfeld, Performance Evaluation of Vehicle-Roadside Communication Systems in Shadowing & Multipath Fading Environments, *proc. of IEEE 45th Vehicle Technology Conference*, pp.947 - 952, USA, 1995.
- [30] J.H.H.H.C. T. M. Chen, W. Cheng, "Adaptive congestion control for DSRC vehicle networks", *IEEE Communication Letters*, Vol. 14, No. 2, 2010.
- [31] S. Tsugawa, S. Kato, K. Tokuda, T. Matsui, and H. Fujii, A Cooperative Driving System with Automated Vehicles and Inter-Vehicle Communications in Demo 2000, *proc. of IEEE Intelligent Transportation Systems Conference*, pp. 918 - 923, USA, Oakland 2001.

## Chapitre 2      Etat de l'art des Antennes à haut gain pour le système d'IVT

### 2.1 Introduction

Comme nous l'avons indiqué précédemment, notre objectif dans la partie A vise à augmenter la distance de communication entre le lecteur et le badge du système d'identification de véhicules en mouvement par des transpondeurs aux fréquences de 868 MHz et de 5.8 GHz selon la norme Européenne. L'antenne a un rôle important dans un tel système de communication sans fil. Elle permet de transformer les signaux électriques en ondes électromagnétiques envoyées dans l'espace. L'antenne permet également de recevoir les ondes électromagnétiques qui proviennent de l'émetteur et de les transformer en signaux électriques.

Pour des antennes utilisées actuellement dans le lecteur et fonctionnant à la fréquence de 868 MHz [1-4], la distance de communication est inférieure à 10 m avec le plus grand gain d'antenne et la plus grande taille. Par exemple, l'antenne décrite en [1] a un gain maximum de 10 dBi tandis que sa taille est importante et de  $750 \times 250 \times 8 \text{ mm}^3$  ou l'antenne de [4] a la dimension de  $450 \times 450 \times 60 \text{ mm}^3$ , la distance de communiquer avec le tag maximum est de 15 m.

A la fréquence de 5.8 GHz, les antennes existantes, selon [5-6], ont un gain de 10 dBi à 14 dBi avec une largeur à -3 dB de  $45^\circ$ , et une dimension de  $320 \times 76 \text{ mm}^2$  (longueur x largeur). Parmi les antennes du lecteur satisfaisant à la norme DSRC Européenne, il existe une antenne [7] à grand gain de 19 dBi tandis que sa largeur à -3 dB est égale à  $19^\circ$  avec la dimension de  $580 \times 110 \text{ mm}^2$  (longueur x largeur). Dans ce contexte, il s'agit d'améliorer le gain d'une antenne pour lecteur couvrant une seule voie de la route, de petites dimensions, de fabrication facile et de bas-coût. Ce travail est donc consacré aux antennes à haut gain d'un lecteur de systèmes d'identification de véhicules en mouvement par des transpondeurs (système d'IVT) pour permettre des communications à longues portées. Nous commençons par définir le cahier des charges pour les antennes à réaliser aux bandes de fréquences définies selon la norme Européenne RFID UHF et DSRC avec les fréquences centrales, respectivement, de 868 MHz et de 5.8 GHz.

Pour atteindre de tels objectifs, ce chapitre présentera rapidement les structures de plusieurs types antennes à haut gain: l'antenne Hélice, l'antenne Cornet, l'antenne Yagi-Uda, l'antenne

réflecteur, l'antenne lentille, le réseau d'antennes imprimées, l'antenne à bande interdite photonique, l'antenne méta-matériau. En fonction de la propriété de l'antenne que nous souhaitons privilégier (grand gain, accord avec la bande de fréquence, bas coût, possibilité de commercialisation), le choix se portera sur le type d'antenne le plus approprié qu'il conviendra alors d'adapter et de dimensionner.

### ***2.2 Performances d'antennes à concevoir du système d'IVT***

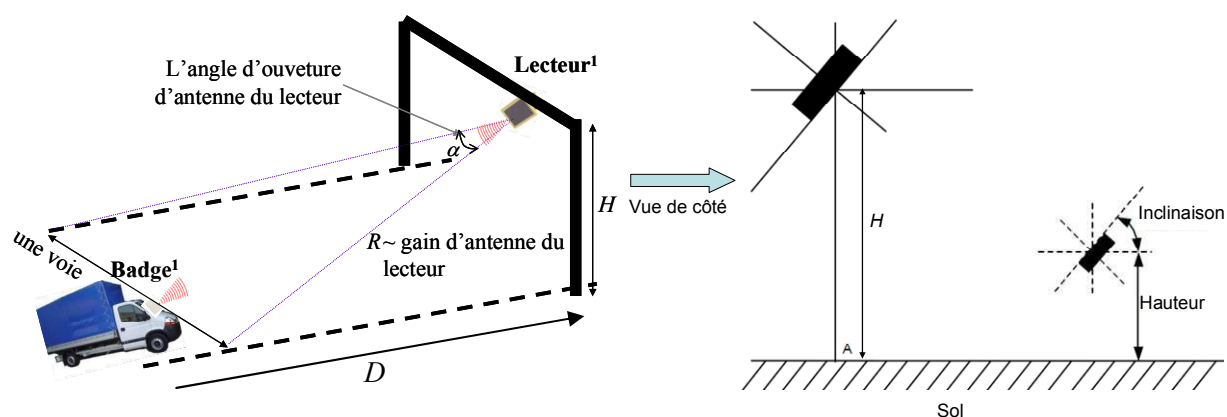
Nous avons présenté en chapitre 1 la technologie de RFID qui est de plus en plus utilisée dans les systèmes d'IVT dans le monde et, en particulier, avec ses deux fréquences 868 MHz et 5.8 GHz, en notant que cette dernière fréquence est en train d'être utilisée par plusieurs pays pionniers : les États-Unis, les pays Européens et puis le Japon depuis 2004 jusqu'à maintenant. Dans le cadre du projet entre le laboratoire IMEP-LAHC avec le partenaire Multitoll, notre travail sur le système d'IVT a été consacré à la conception d'antennes pour ces deux fréquences.

La figure 2-1 représente la configuration d'antennes du système d'IVT sur route. A l'origine un badge est monté sur le pare-brise du véhicule lequel se déplace le long de la voie dans la zone d'opération. Un lecteur est fixé sur le portique à une hauteur constante  $H$  par rapport au sol et doit récupérer les données du badge.

Le badge se trouve à une certaine hauteur par rapport au sol et possède une certaine inclinaison par rapport à l'horizontale. Ces deux paramètres sont très liés au type de véhicule où le badge est fixé. Toutefois, nous pouvons considérer deux grandes catégories de véhicule : les véhicules légers et les poids lourds. Pour les véhicules légers les plus courants, la hauteur du badge situé au centre et en haut du pare-brise varie entre 1.2 m et 1.4 m. Son inclinaison varie entre  $30^\circ$  et  $35^\circ$  [8-10].

Pour les poids lourds, le badge est situé au centre et en bas du pare-brise ; Sa hauteur est comprise entre 2 m et 2.3 m. Son inclinaison avec support adapté est de l'ordre de  $30^\circ$  à  $35^\circ$ .

Il faut noter qu'il existe une perte (dB) à cause d'un effet du pare-brise du véhicule sur lequel le badge est monté. En général, la permittivité du pare-brise est haute (proche du verre) donc, dans le cas idéal, si la météorologie est sèche, le badge est monté sur le pare-brise et il y a peu de perte. Néanmoins, quand le badge est fixé en bas du pare-brise, notamment s'il y a de l'eau à cause de la pluie, les pertes électromagnétiques du milieu doivent être prises en compte pour le gain d'antenne du badge. Les badges commerciaux existants ont du gain de 7 dBi à 10 dBi y compris avec le pare-brise.



<sup>1</sup> : Le badge est fixé sur le pare-brise du véhicule

*La communication selon la norme RFID UHF ou DSRC Européenne*

**Figure 2-1 : Configuration d'antennes du système d'IVT**

Le système d'IVT a besoin d'une taille et d'un prix réduits ainsi que d'une grande zone de communication (supérieur à 10 m) pour un lecteur permettant de traiter des véhicules avec badge. Pour la fréquence 5.8 GHz, le temps nécessaire pour compléter une transaction ne doit pas être de plus de 160-200ms selon [9-13]. Parmi la littérature, [1-3] pour la fréquence centrale de 868 MHz et [5-10][14] pour la fréquence centrale de 5.8 GHz, notre cahier des charges des antennes à concevoir pour un lecteur couvrant une seule voie de la route est résumé ci-dessous :

- Haut gain : supérieur à 10 dBi à la fréquence centrale de 868 MHz, supérieur à 14 dBi à la fréquence centrale de 5.8 GHz.
- Adaptation à  $50 \Omega$
- Angle d'ouverture  $\alpha$  (en horizontal) de  $30^\circ$ , cf. figure 2-1.
- Taille petite, bas coût, facile à fabriquer et à commercialiser. La taille est inférieure à  $320 \times 200 \times 30 \text{ mm}^3$  (longueur x largeur x hauteur) pour la fréquence centrale de 868 MHz, et à  $90 \times 90 \times 45 \text{ mm}^3$  (longueur x largeur x hauteur) pour la fréquence centrale de 5.8 GHz.

La suite de ce mémoire présente des travaux associant autant la théorie que la simulation et l'expérimentation pour la réalisation de deux nouveaux types d'antennes fonctionnant à la fréquence de 868 MHz (la technique de miniaturisation de l'antenne sera exposée pendant la

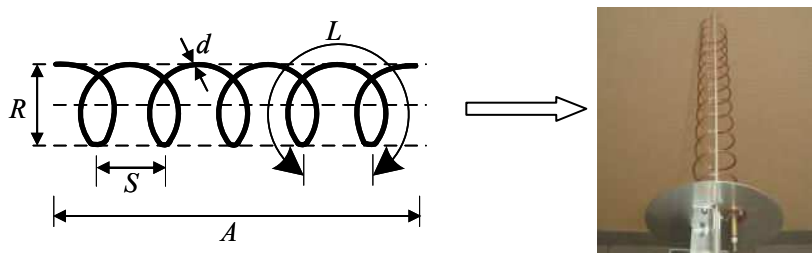
simulation et la conception des antennes). Les tests de l’antenne du système seront exécutés avec la puissance donnée par la norme du tableau 1-5 du chapitre 1.

La conception de deux nouveaux types d’antennes fonctionnant à la fréquence de 5.8 GHz selon la norme EN12253 [14] sera également présentée par la suite, au chapitre 4 de la partie A, suivant la méthodologie de conception d’antenne à haut gain que nous avons présentée. De plus, la possibilité de réduire le coût d’un système d’IVT grâce à ces deux nouvelles antennes sera discutée plus tard.

### 2.3 Différents types d’antennes à haut gain

#### 2.3.1 Antenne Hélice

L’antenne Hélice peut être considérée comme une liaison entre l’antenne linéaire et l’antenne boucle. La forme des antennes Hélice est illustrée en figure 2-2 selon [15]. Pour un diamètre et un pas d’enroulement donné, le nombre de tours permet d’augmenter la directivité de l’antenne (pour le mode axial).



**Figure 2-2: Paramètres d’une antenne Hélice**

En mode axial, la directivité d’une Hélice est exprimée par l’équation (1-1) [16]:

$$D = 15C_{\lambda}^2 n S_{\lambda} \quad (dBi) \quad \text{(Équation 2-1)}$$

où  $C_{\lambda} = \pi R / \lambda$  : la circonférence en longueur d’onde dans l’espace libre

$S_{\lambda}$  : l’espace entre les tours en longueur d’onde dans l’espace libre

$n$  : le nombre de tours d’hélice

Le gain d’antenne est donné par la directivité dans l’équation (2-1) et par l’efficacité  $\eta$  :

$$G = \eta D \quad (dBi) \quad \text{(Équation 2-2)}$$

Ce type d'antenne peut être utilisé dans un système d'IDV quelconque ; sa taille à la fréquence de fonctionnement n'est pas négligeable.

### 2.3.2 Antenne Cornet

L'antenne Cornet utilise le principe de l'ouverture rayonnante, cf. figure 2-3. Ce sont des guides d'ondes à section progressivement croissante se terminant par une ouverture rayonnante [17]. Les ouvertures peuvent être circulaires ou rectangulaires. Le gain d'un cornet va dépendre directement de la taille de son ouverture terminale :

$$D \approx 10 \cdot \log\left(\frac{7.5Ap}{\lambda^2}\right) \quad (dBi) \quad \text{(Équation 2-3)}$$

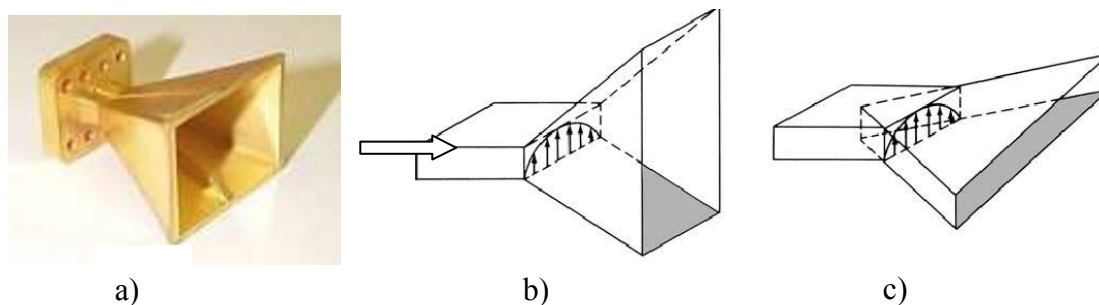


Figure 2-3 : a) Antenne Cornet ; b) Plan E ; c) Plan H

En pratique, le gain optimal d'un cornet est de l'ordre de 20 dBi, à très large bande. C'est un composant très connu en laboratoire. Son prix est d'environ 1000€ avec une taille d'environ 200x200x140 (mm<sup>3</sup>). Ce type d'antenne est très cher et très lourd pour une application d'IDV. Par ailleurs, cette antenne avec sa large bande peut capter d'autres signaux provenant d'autres systèmes sans fil.

### 2.3.3 Antenne Yagi-Uda

En 1924, un ingénieur japonais Shintaro UDA de l'université Tohoru de Sendai (Japon) a conçu l'antenne directive qui allait immortaliser le nom de son professeur de l'époque : Hidetsugu YAGI. La première publication de la découverte eut lieu en 1926 en japonais et en 1928 en anglais, dans une revue scientifique spécialisée publiée aux USA sous le nom de "The Proceedings of the Institute of Radio Engineers". Les radioamateurs commencèrent à l'expérimenter dès 1934 [18]. Elle a été développée pour les courtes longueurs d'onde allant jusqu'à la bande UHF. Elle est très répandue à cause de sa simplicité et de son fort gain directionnel. On les voit le plus souvent pour la réception radio et télévisuelle mais elles sont également utilisées dans certains radars [19].

L'antenne yagi est une antenne directive dont le gain est supérieur à celui du dipôle dans la direction avant et inférieur dans la direction arrière cf. figure 2-4. Elle se compose de :

- un dipôle demi-onde, alimenté comme il se doit en son milieu, c'est l'élément **radiateur**
- un (ou plusieurs) élément **réflecteur**, non alimenté
- un (ou plusieurs) élément **directeur**, non alimenté

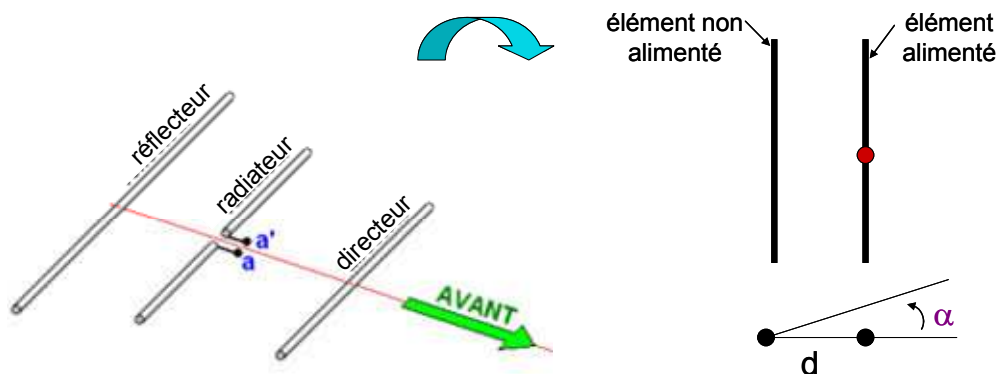


Figure 2-4 : Antenne yagi-uda

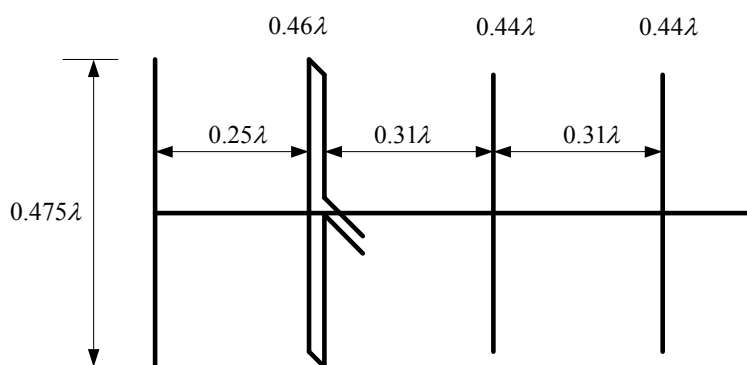
Les éléments non alimentés sont qualifiés de "parasites". Le dipôle excite de manière électromagnétique les éléments parasites par les impédances mutuelles. La configuration minimale pour une antenne yagi correspond à un dipôle accompagné d'un seul élément parasite, un réflecteur (le plus souvent) et un directeur. Le diagramme de rayonnement du dipôle va être déformé et deux cas peuvent se produire:

- L'élément parasite est plus court que le radiateur : le lobe principal de rayonnement du dipôle sera renforcé dans la direction radiateur → élément parasite. L'élément parasite est *directeur*.
- L'élément parasite est plus long que le radiateur : le lobe principal de rayonnement du dipôle sera renforcé dans la direction élément parasite → radiateur. L'élément parasite est *réflecteur*.

Les performances de l'antenne dépendent de la longueur et du diamètre de chacun des éléments et de l'espacement entre éléments. Un directeur, plus court que le radiateur, se comporte comme un dipôle alimenté en son centre et dont l'impédance est capacitive. Dans le même ordre d'idée l'élément réflecteur, plus long que le radiateur, a une impédance propre. Le déphasage entre le courant traversant le radiateur et celui induit dans l'élément parasite dépend de l'espacement entre éléments et de la réactance de celui-ci. C'est le déphasage entre

les champs électromagnétiques produits par les deux éléments qui détermine le diagramme de rayonnement de l'ensemble. Le gain de l'antenne yagi va dépendre de  $d \cos(\alpha)$  ainsi que du nombre des éléments parasites.

Parmi des publications concernant l'antenne yagi-uda (par S. Uda et H. Yagi depuis 1926 jusqu'à 1929 et par C.A. Chen en 1973 dans [20-21]), relevons une structure typique de l'antenne yagi-uda avec 6 éléments et directivité maximale de 12 dBi comme présentée figure 2-5:



**Figure 2-5 : Structure d'une antenne yagi-uda typique avec la directivité de 12 dBi [20]**

La distance entre le réflecteur et l'antenne primaire est de  $0.25\lambda$  alors que l'espace entre l'antenne primaire et le directeur est de  $0.31\lambda$ . La dimension du réflecteur est plus grande par rapport à celle du directeur. Nous pouvons changer la taille ou les espaces entre les éléments pour avoir un autre gain.

La structure de ce type d'antenne va être utilisable pour augmenter le gain au cours de notre démarche de conception décrite au chapitre suivant.

### **2.3.4 Antenne réflecteur**

Les antennes réflecteurs sont des antennes à projecteurs d'ondes assimilables à des ouvertures rayonnantes de grandes dimensions par rapport à la longueur d'onde [22][23]. Leur rôle est de transformer une onde sphérique en onde plane : la source est placée au point focal (foyer) d'un système à lentilles ou à réflecteurs cf. figure 2-6. Elle produit une onde sphérique que le projecteur d'onde transforme en onde plane sur une section de dimension finie. En vertu de la théorie de la diffraction des ouvertures rayonnantes, cette onde plane se transforme peu à peu en onde sphérique. Le rayonnement obtenu forme un faisceau très directif. Un grand gain et de faibles lobes secondaires sont également constatés, en particulier pour l'antenne parabole, cf. figure 2-6c. Le système de rayonnement le plus simple et le plus répandu est constitué par un seul réflecteur éclairé par une antenne source. La surface réfléchissante est un paraboloïde



à symétrie de révolution. Différentes antennes peuvent constituer la source primaire mais, dans la grande majorité des cas, ce sont des cornets qui jouent ce rôle.

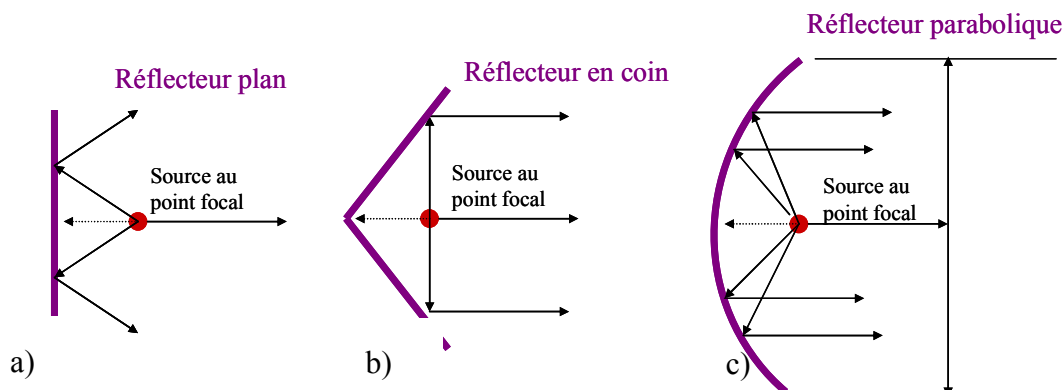


Figure 2-6 : Antennes réflecteurs : a) Réflecteur plan ; b) Réflecteur en coin ; c) Réflecteur parabolique

Le gain d'une antenne parabole est très élevé, il peut être facilement supérieur à 30 dBi, il permet des communications à longues portées. Le gain peut augmenter avec de multiples réflecteurs, notamment par la combinaison de l'antenne cornet avec le réflecteur parabolique pour avoir un très haut gain. Ce système est utilisé dans les satellites, le gain dépend de la distance focale et de la dimension du réflecteur utilisé. De plus, des faisceaux très fins sont aussi obtenus (angle d'ouverture à -3 dB inférieur à 1°). On peut aussi avoir une antenne multi faisceaux comme sur la figure 2-7. Ces deux aspects font que les antennes paraboles sont très utilisées dans le domaine des télécommunications terrestres par faisceaux hertziens (paraboloïdes de plusieurs mètres de diamètre).

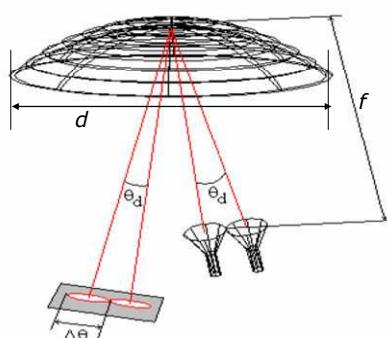


Figure 2-7 : Antennes multi faisceaux pour le système satellite

Plusieurs types de **pertes** nuisent au rendement de l'antenne. Tout d'abord les pertes par débordement ou **spillover** correspondant à une énergie qui n'est pas interceptée par le réflecteur et qui n'est pas utilisée pour former le diagramme du paraboloïde cf. figure 2-7. C'est la part du rayonnement de la source située au-delà de la direction  $\phi_0$  dans la zone

hachurée sur la figure 2-8. Cette illumination non parfaite de la parabole par la source primaire induit une diminution du gain de l'antenne et la création d'un lobe secondaire de révolution pouvant amener dans certains cas à des brouillages.

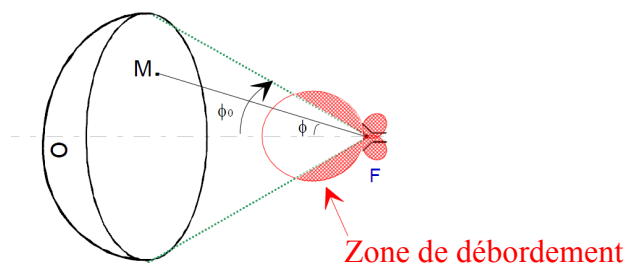


Figure 2-8: Pertes par débordement (spillover)

L'antenne parabole n'est par ailleurs pas illuminée de la même manière au centre et sur les bords du fait de la non uniformité du diagramme primaire présentant un maximum d'énergie au centre. Ces **pertes par apodisation** traduisent donc un écart de champ moyen et il convient donc de réduire son niveau aux extrémités, de s'approcher du niveau d'illumination du centre sous peine de diminution du facteur de gain de la source. Nous pouvons noter des pertes à cause des erreurs de phase provoquant une perte de gain, un élargissement du lobe principal et une remontée des lobes secondaires.

Le gain d'antenne est proportionnel à la forme du réflecteur, la dimension du réflecteur  $d$  et la distance entre la source primaire et le réflecteur  $d$ .

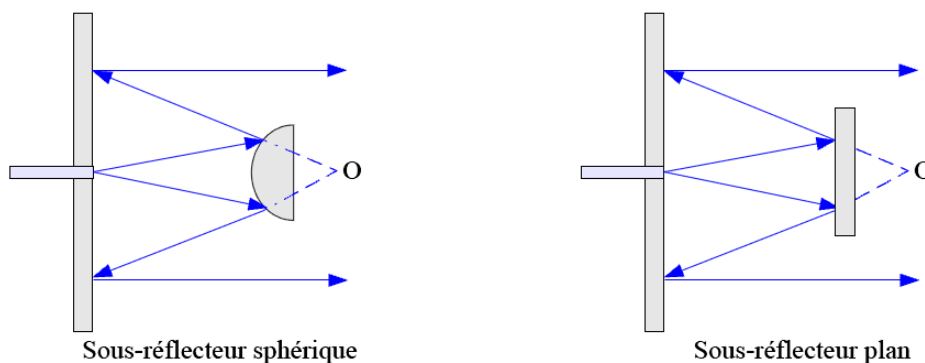


Figure 2-9 : Double réflecteurs pour réduire la distance focale

La diminution de l'encombrement des antennes est un point important dans le domaine des systèmes embarqués comme le système d'IDV. Nous allons présenter ici une solution permettant de diminuer cet encombrement. De façon générale, pour réduire la distance focale  $f$ , nous plaçons un deuxième réflecteur comme l'indique la figure 2-9 pour avoir une antenne à haut gain par un ou deux réflecteurs plans ou sphériques. Le choix du sous-réflecteur

dépend de la source primaire. Plus la source est directive, plus la taille du sous-réflecteur est réduite.

Les antennes à réflecteur sont très attrayantes au niveau du gain mais les tailles et les prix ne sont pas appropriés pour un système d'IDV notamment aux fréquences concernées. Toutefois, la structure du type d'antenne double-réflecteurs présentée figure 2-9 peut être intéressante pour concevoir une antenne à haut gain selon notre objectif.

### 2.3.5 Antenne lentille

Le fonctionnement des antennes lentilles est basé sur le principe de collimation lorsque nous nous trouvons en mode d'émission. En suivant les lois de l'optique géométrique, nous pouvons utiliser des systèmes de lentilles en matériaux diélectriques pour focaliser le champ dans une direction voulue. C'est-à-dire qu'une lentille a pour rôle de modifier la phase et la direction du rayonnement émis par une source primaire [24-25] : avec une source ponctuelle placée au foyer de la lentille nous générons une onde sphérique puis une onde plane après passage au travers de la lentille assimilée à une ouverture rayonnante, cf. figure 2-10. L'amplitude et la modification de phase attendues seront réalisées par le choix de la forme des surfaces d'entrée et de sortie et par la permittivité du matériau employé. Ceci amène à définir plusieurs familles de lentilles en fonction de l'indice de réfraction  $n$  d'une lentille ainsi que les géométries de lentilles. La forme finale des lentilles dépend alors du choix de la forme pour les surfaces et des caractéristiques recherchées (diagramme de rayonnement particulier : apodisation faible, bas niveau de lobes secondaires).

Nous notons deux classes de lentilles en fonction de leur indice, nous avons les lentilles convexes pour  $n > 1$  et les lentilles concaves pour  $0 < n < 1$ , le matériau de la lentille peut être naturel ou artificiel. Nous pouvons aussi noter les lentilles à indice variable dont l'indice varie en fonction de la distance radiale [26]. Ce type de lentille est appliqué aux larges balayages en millimétrique.

De la même manière que les paraboloïdes, les antennes lentilles sont des projecteurs d'ondes transformant une onde sphérique en onde plane. D'ailleurs, les deux types d'antennes sont capables de rayonner l'énergie d'une source primaire dans une direction donnée.

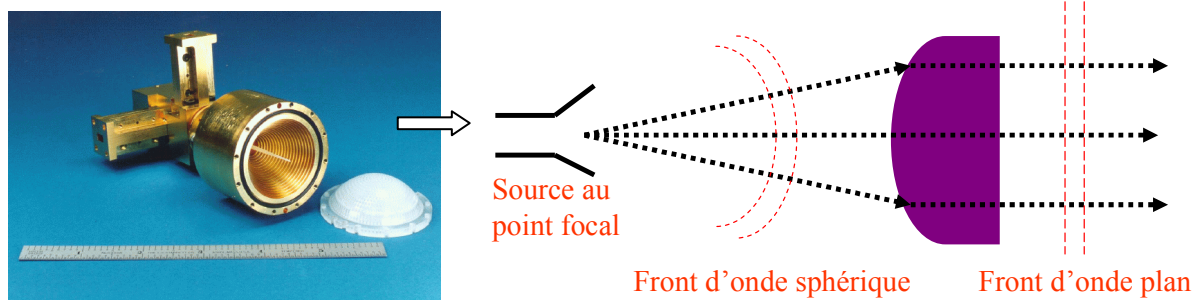


Figure 2-10 : Antenne lentille

Les antennes lentilles sont utilisées notamment dans le domaine millimétrique pour les types d'applications comme les satellites grâce à leurs performances en terme de fort gain (supérieur à 30 dBi), de larges bandes, de faibles lobes secondaires, d'efficacité et de polarisation croisée.

Le gain de ce type d'antenne est proportionnel à la distance de la source primaire à la lentille et l'indice ainsi que la focale de la lentille.

Néanmoins, les antennes lentilles ont les mêmes problèmes de spillover que pour les paraboles, les pertes par débordement correspondant à l'énergie rayonnée par la source qui n'est pas interceptée par la lentille cf. figure 2-11.

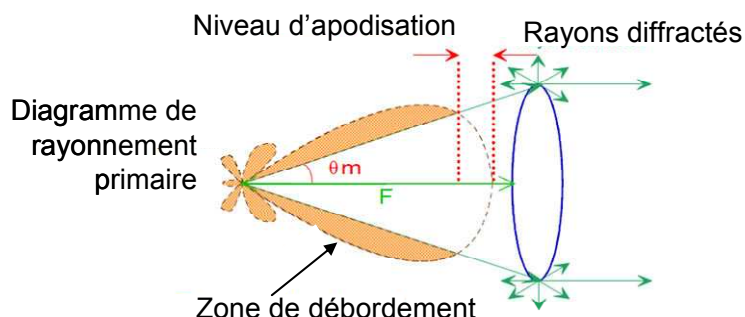


Figure 2-11 : Perte par spillover d'une antenne lentille

De la même manière que pour les paraboles, **les pertes par apodisation** sont responsables d'une perte de gain global par diminution du facteur de gain de la source et doivent donc être minimisées. Les réflexions sur les interfaces de la lentille sont également à prendre en compte ainsi que les rayons diffractés au bord de la lentille. Ceci amène à quantifier les pertes par transmission en plus des pertes diélectriques. Les pertes par réflexion peuvent être chiffrées autour de 2 dB [27]. Un traitement anti-réflexion des surfaces permet de réduire les pertes par réflexion. Les lentilles contrôlant l'apodisation aident à fixer le diagramme secondaire et en particulier à fixer un très bas niveau des lobes secondaires et un gain supérieur du lobe principal, par exemple des lobes inférieurs à -35 dB et un gain de 36dBi, valeurs données par

Lee en [28]. Ce type d'antenne peut être utilisé pour le système d'IDV par empilement de couches continues. Cependant, il nous faudra utiliser des lentilles faciles à fabriquer, de faible coût pour une réalisation commerciale.

### 2.3.6 Réseau d'antennes imprimées

Les antennes imprimées sont trouvées dans beaucoup d'applications de notre vie courante. Leur forme et dimensions variables sont appropriées pour être intégrées dans de nombreux mobiles par exemples avions, bateaux, voitures, téléphones portable etc.. En plus, de faible poids, d'épaisseur et d'encombrement réduit, de capacité à se conformer à des surfaces variables (comme ailes d'avion, missiles...), compatibles à l'intégration dans des circuits imprimés.

Les supports diélectriques du circuit imprimé et de l'élément rayonnant peuvent être imprimés sur une même couche ou sur des couches différentes permettant ainsi d'intégrer des circuits d'alimentation au sein du circuit de commande réalisables en grande série et à faible coût. Avec la possibilité de générer de la polarisation, de contrôler la direction du lobe principal et le diagramme de rayonnement, les antennes imprimées sont avantageuses par rapport aux antennes classiques. Néanmoins, il existe des inconvénients tels que : une faible bande passante, un gain restreint, une forte influence de la qualité du substrat diélectrique utilisé sur les performances de l'antenne, une faible puissance admissible, un rayonnement parasite de l'alimentation et des ondes de surface. Nous pouvons associer  $N$  antennes imprimées en réseau, leur diagramme de rayonnement sera alors la combinaison du diagramme d'un élément et du facteur de réseau pour avoir une antenne imprimée à haut gain. Plus nous voulons de gain, plus il faut augmenter  $N$ . Quand  $N$  augmente, les systèmes d'alimentations deviennent complexes. Les différentes catégories d'antennes imprimées ainsi que leurs principes de fonctionnement, leurs descriptions et leurs différentes méthodes d'alimentation sont très connus et présentés dans plusieurs ouvrages [29-31]. Le diagramme de rayonnement d'un réseau d'antennes est calculé à partir du diagramme de rayonnement d'un élément et du facteur du réseau ou du nombre d'éléments du réseau, cf. figure 2-12 (nous présentons avec plus de détails ce calcul en **annexe 3**) :

$$G_{total} = F(G_{élément}, FR_{(N,\psi)}, f_{coeff}) \quad \text{(Équation 2-4)}$$

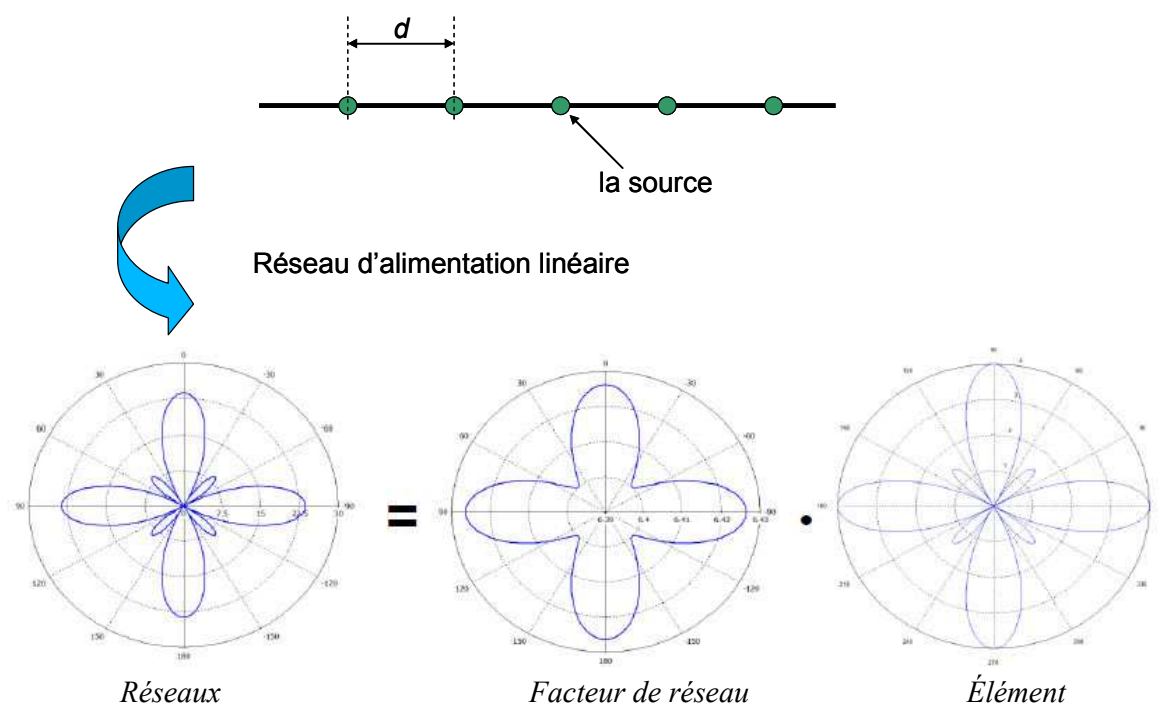
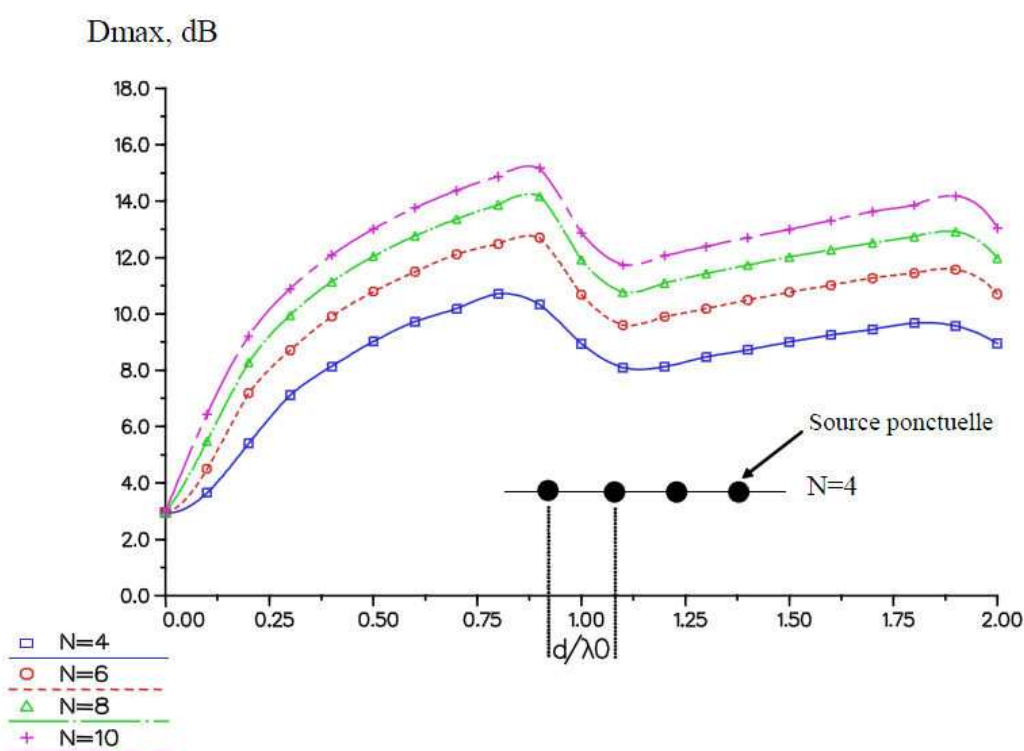


Figure 2-12 : Exemple d'un réseau linéaire d'antennes [Annexe 3]

Selon les applications, le choix d'une antenne élément ou d'un type de réseau dépend : de la zone à couvrir, du milieu d'opération, du coût et de la complexité de l'antenne, etc.... Un réseau d'antennes est défini par le nombre des éléments et par la distance entre les sources ponctuelles des éléments  $d$ . Des caractéristiques spécifiques comme un gain élevé ou un lobe principal conformé peuvent être obtenus selon le nombre  $N$ , le choix de la géométrie du réseau des éléments rayonnants et la distance  $d$  entre eux, cf. **annexe 3**. Les étapes pour la conception d'un réseau d'antennes demandent une attention concernant :

- Le gain, la taille maximale de l'antenne, les ouvertures angulaires des diagrammes dans les plans principaux déterminant le nombre d'éléments rayonnants nécessaires  $N$ .
- La distance entre les éléments rayonnants  $d$  (entre les sources ponctuelles d'éléments) est déterminée par la variation de  $0.5$  à  $0.75 \lambda_0$  pour que la directivité soit maximale. Si les éléments sont trop rapprochés, les phénomènes de couplage qui se créent font diminuer la valeur maximale de la directivité. S'ils sont trop éloignés, des lobes de réseau apparaissent.
- La pondération en amplitude permet de diminuer le niveau des lobes secondaires et la pondération en phase de diriger le lobe principal dans une direction privilégiée. Ceci est exprimé par le facteur du réseau qui est calculé en théorie par un outil de calcul sur ordinateur.

- En technologie imprimée, les circuits d'alimentations du réseau sont réalisés par des lignes micro-rubans. Pour concevoir ces lignes, il faut toujours adapter à  $50 \Omega$  l'antenne au niveau du point d'excitation. Il faut prendre en compte la stabilité des phases, le niveau des amplitudes, le minimum de pertes et la réduction des couplages entre les éléments qui sont quantifiés par les impédances mutuelles entre eux.
- Nous notons que la directivité du réseau d'antennes est une quantité directement proportionnelle à de nombreux éléments :  $N$ , la distance  $d$  à la fréquence de fonctionnement ainsi que la directivité d'un élément. La figure 2-13 illustre un exemple du changement de la directivité maximale d'un réseau linéaire



**Figure 2-13: Exemple de directivité maximale d'un réseau linéaire de sources ponctuelles isotrope en fonction de la distance entre sources [Annexe 3]**

Nous pouvons conformer le diagramme de rayonnement à souhait en fonction de l'application ce qui est un avantage indiscutable des réseaux d'antennes imprimées par rapport aux autres types antennes ainsi que le faible poids et l'encombrement réduit. Néanmoins, le gain du réseau est très peu élevé par rapport aux antennes lentilles ou paraboloides. En théorie, lorsque nous doublons le nombre d'éléments, nous admettons que nous ajoutons environ +3dB à la valeur du gain alors que la dimension de l'antenne est doublée. Cependant, cette formule ne prend en compte aucune perte. A cause des pertes : couplage, pondération..., le diagramme de l'antenne imprimée doit prendre en compte l'effet « fringing » au bord du

patch et de la surface du substrat. Les couplages jouent un rôle non négligeable. De plus, la réalisation est complexe compte tenu des précisions sur les faibles largeurs des différentes lignes aux fréquences de travail élevées. Néanmoins, ce type d'antenne est très approprié pour un système d'IVT grâce à sa taille faible et à sa possibilité d'intégration sur circuit imprimé. Un faible coût est obtenu avec les antennes imprimées. Nous pouvons utiliser l'antenne réseau comme une source primaire en structure d'antenne de réflecteur ou d'antenne lentille pour obtenir un haut gain. Il est possible d'être la source primaire en structure d'antenne à bande interdite photonique ainsi que d'antenne méta-matériaux pour avoir un haut gain, faible taille.

### 2.3.7 Antenne à bande interdite photonique (BIP)

Les matériaux à bande interdite photonique sont des structures diélectriques ou magnétiques composées d'un assemblage périodique de deux ou plusieurs matériaux dont la périodicité peut exister dans une, deux ou trois dimensions de l'espace [25]. La propriété fondamentale d'un matériau à bande interdite photonique est de réfléchir les fréquences comprises dans la bande et d'être transparent aux autres fréquences. Ce concept des structures BIP a été développé la première fois par Bragg il y a moins d'un siècle par l'intermédiaire du miroir de Bragg. Puis Eli Yablonovitch [32] proposa d'étendre le concept des miroirs de Bragg à des structures à deux ou trois dimensions, permettant ainsi de piéger les photons à l'intérieur d'une structure cristalline et d'obtenir des matériaux offrant des bandes interdites totales.

La BIP est une structure périodique à une dimension d'un matériau à bande interdite photonique, les couches de matériaux sont empilées et espacées d'une certaine distance. cf. figure 2-14. La variation fréquentielle du coefficient de transmission obtenu présente plusieurs zones illustrant les propriétés de filtrage fréquentiel des matériaux BIP. Nous constatons des zones pour lesquelles la valeur du coefficient oscille autour de 0 dB où l'énergie peut traverser la structure, on obtient ainsi une bande passante. Dans la bande centrale, la courbe présente une zone à très faible transmission représentant la bande interdite du matériau pour laquelle les ondes sont donc réfléchies. La largeur de cette bande interdite ainsi que sa position et sa profondeur peuvent être modifiées par le choix de la structure pour s'adapter à la fréquence d'opération de l'antenne pour l'application désirée. Le niveau de transmission sera d'autant plus faible au centre de la bande que le nombre  $n$  de périodes de matériau (le nombre de couches) et l'écart des permittivités relatives entre les couches seront grands [26]. La position du pic de transmission dans la bande interdite est directement liée aux dimensions de l'espace vide, la hauteur de cet espace a un effet important. En effet,



l'insertion d'un espace vide crée une cavité résonnante au centre de la structure, la fréquence de résonance de cette cavité dépend de ses dimensions définissant la position du pic de transmission, la largeur et la position de la bande autorisée ; elle est donc pilotée par les caractéristiques de l'espace vide :

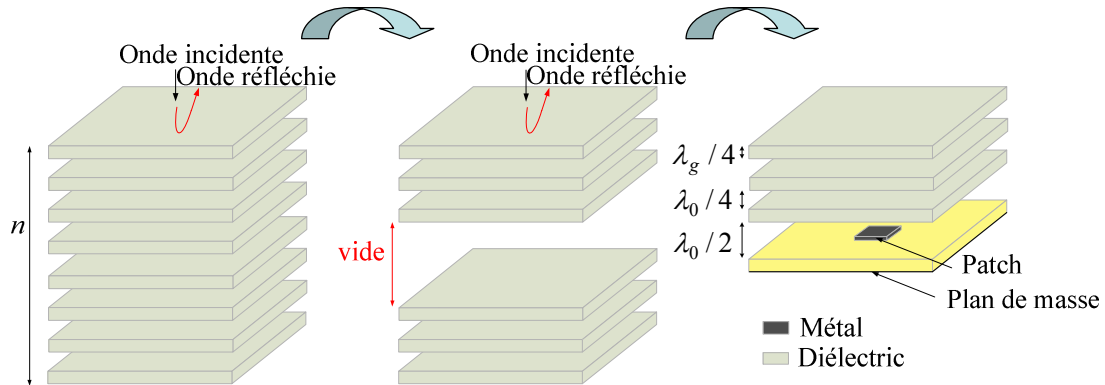


Figure 2-14 : Structure d'antenne BIP

La structure générale d'une antenne BIP est présentée figure 2-14 : une antenne planaire alimente la structure BIP pour augmenter le gain de l'antenne. La figure 2-15 illustre le gain d'une antenne patch qui est de 7dBi et va passer à 15dBi grâce à cette structure BIP comme présenté en [33]:

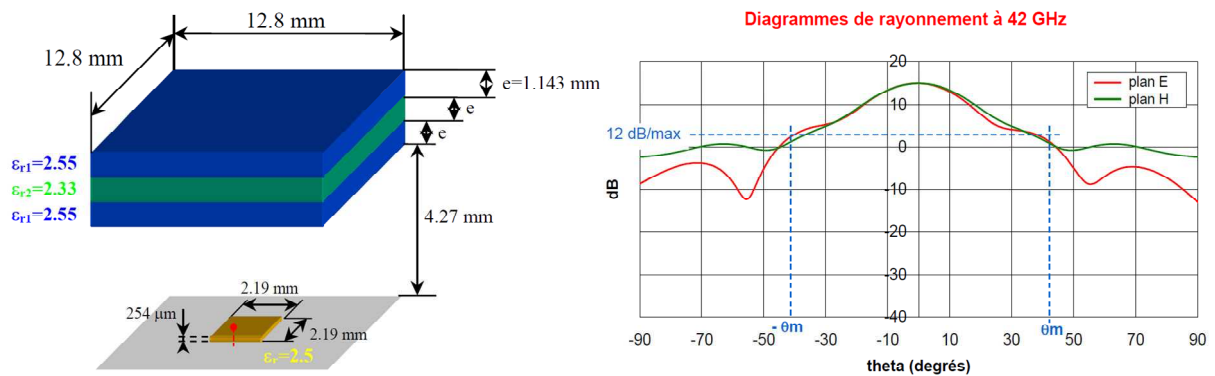


Figure 2-15 : Augmentation du gain d'une antenne patch par la structure BIP [33]

Dans l'antenne BIP avec excitation par patch, les médiocres niveaux du coefficient d'adaptation viennent atténuer le gain réalisé ce qui fait que les valeurs de gain, situées en théorie autour de 30dBi, ne seront que partiellement atteintes dans les mesures. La hauteur physique de ce type d'antenne est plus importante par rapport à celle du réseau d'antennes imprimées ou à celle de l'antenne méta-matériaux.

Le gain de l'antenne BIP est exprimé par l'équation (2-5) :

$$G = 10 \log \frac{4\pi S}{\lambda^2} \quad (dBi) \quad \text{(Équation 2-5)}$$

Où  $S$  est la surface circulaire inscrite dans le carré formé par la structure.

Ce type d’antenne est utilisable pour notre objectif de système d’IDV en ce qui concerne le gain, mais le coût de fabrication est prohibitif à cause des matériaux de la structure BIP.

### 2.3.8 Antenne Méta-matériau

L’antenne méta-matériau se compose d’une antenne de référence et d’une couche méta-matériau cf. figure 2-16. La couche méta-matériau est placé au-dessous de l’antenne de référence afin d’augmenter son gain. Les méta-matériaux (MTMs) sont des matériaux artificiels possédant des caractéristiques électromagnétiques inhabituelles obtenues par la mise en œuvre de structures périodiques de dimensions inférieures à la longueur d’onde. Les MTMs sont également utilisés pour la miniaturisation de l’antenne. Ce type de méta-matériau présente une permittivité ( $\epsilon$ ) négative et/ou une perméabilité ( $\mu$ ) négative, donc son indice de réfraction ( $n$ ) est négatif selon l’équation (2-8). La propagation d’onde dans un matériau est exprimée par le vecteur d’onde  $\vec{k}$  qui dépend des caractéristiques du milieu/matériau ( $\epsilon, \mu, n$ ) par les équations (2-6)-(2-9) :

$$\vec{k} \times \vec{E} = \omega\mu\vec{H} \quad \text{(Équation 2-6)}$$

$$\vec{k} \times \vec{H} = -\omega\epsilon\vec{E} \quad \text{(Équation 2-7)}$$

$$n = \sqrt{\epsilon} \sqrt{\mu} \quad \text{(Équation 2-8)}$$

$$\vec{P} = \vec{E} \times \vec{H}^* \quad \text{(Équation 2-9)}$$

Nous présentons rapidement un résumé sur les méta-matériaux. Il y a deux types de MTM :

- Matériau main gauche (MG) ou double négatif (DNG) avec  $\epsilon < 0$  et  $\mu < 0$  et l’indice de réfraction est négatif. Le matériau MG a été proposé par Veselago dans son premier article en 1968 [34]
- Matériel simple négatif (SNG) ou évanescent avec soit  $\epsilon < 0$  soit  $\mu < 0$  ce qui a été considéré pour la première fois par Pendry et ses collègues en 1996 [35-36].

a) **Matériau MG** : Dans le matériau MG, l'onde se propage à l'opposé de la direction d'onde du matériau main droite normale, cf. figure 2-16. C'est-à-dire que dans le milieu de méta-matériau MG :

- Le vecteur de Poynting donné par l'équation (2-9) se retrouve opposé à la direction du vecteur d'onde  $\vec{k}$
- La vitesse de phase  $v_\varphi$  et la vitesse de groupe  $v_g$  d'une onde électromagnétique sont dans des directions opposées

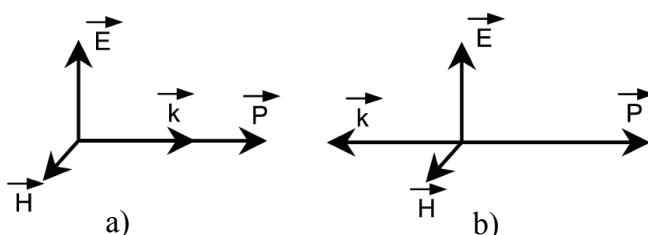


Figure 2-16 : Représentation vectorielle d'une onde plane ; a) Milieu « main droite » (MD) ; b) Milieu « main gauche » (MG)

La figure 2-17 montre un exemple de propagation d'onde dans l'espace libre ( $\epsilon_0 = 1; \mu_0 = 1; n_0 = 1$ ), puis au travers du milieu MTM main gauche avec  $\epsilon = -1; \mu = -1; n = -1$ . L'onde de réfraction est donc en opposition à l'onde incidente, cf. figure 2-17a. Le flux d'énergie et la phase d'onde de l'espace libre au MTM MG sont représentés respectivement figure 2-17b et 2-17c. Le milieu main gauche possède des propriétés uniques telles que :

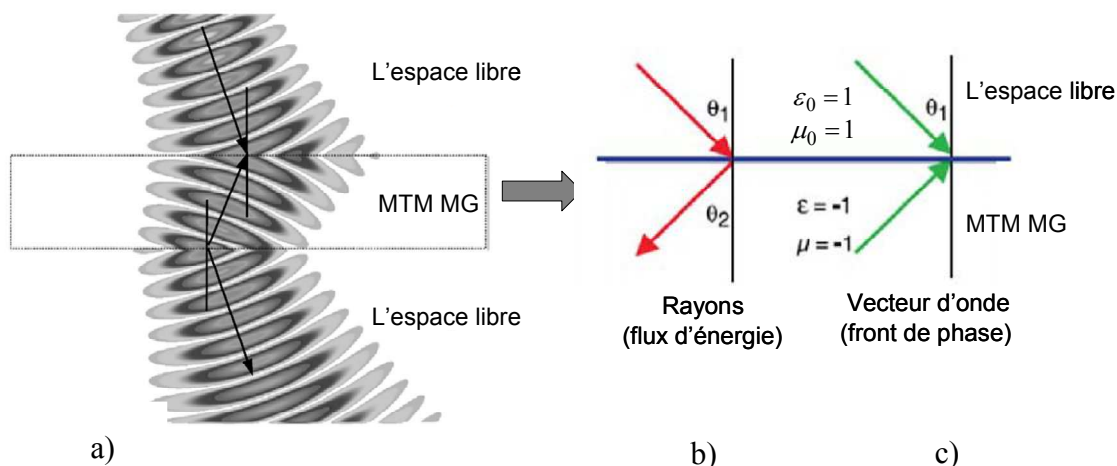
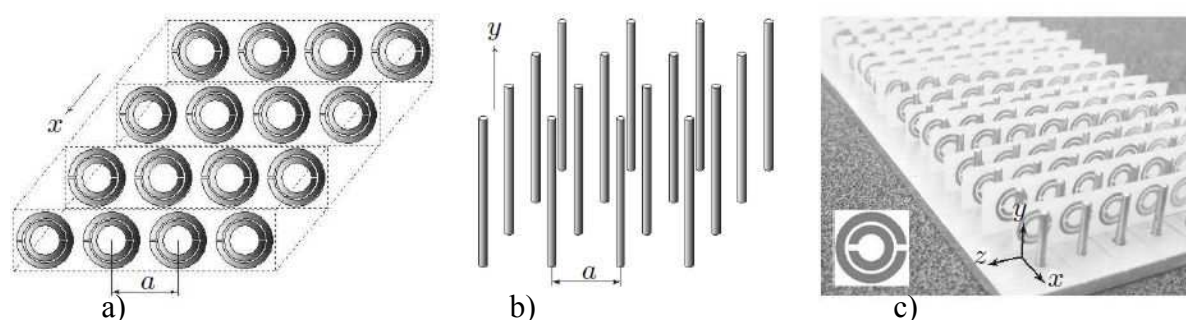


Figure 2-17 : Propagation électromagnétiques du milieu main droite au milieu main droite et du milieu main droite au milieu main gauche

- L'inversion de la loi de Snell-Descartes. En effet, lors du passage d'un milieu main droite à un milieu main gauche, une onde se verra transmise du même côté de la normale. Ce résultat conduit donc à définir un indice de réfraction négatif pour les milieux main gauche.
- L'inversion de l'effet Doppler

Après le travail de Veselago il y a 28 ans, jusqu'en 1996, les premiers matériaux MG motifs SRR (split-ring resonator) combiné avec MM (Métallique mince) ont été conçus et publiés par J. Pendry et ses collègues, cf. figure 2-18 [35-38]. Après ces résultats, plusieurs travaux ont été publiés avec d'autres motifs matériaux MG et mis au-dessous d'une antenne pour augmenter son gain.



**Figure 2-18 : Structure de Méta-matériaux ; a) Treillis SSR donne  $\mu_{eff}$  négatif si  $\vec{H} // x$  ; b) Treillis métallique mince donne  $\varepsilon_{eff}$  négatif si  $\vec{E} // y$  ; c) Structure du premier double négatif constitué de SSRs et de fils minces [36-37]**

Selon la figure 2-18, notons que le matériau MG est une structure périodique de nombre des cellules. La dimension d'une cellule est très faible par rapport à la longueur d'onde de la fréquence de fonctionnement  $\lambda$ . Le matériau MG est mis au-dessous de l'antenne de référence afin d'augmenter le gain de l'antenne grâce à la focalisation d'ondes dans la même direction du matériau MG comme pour l'antenne lentille, cf. figure 2-19. La distance entre le matériau MG et l'antenne de référence est environ de  $h = \lambda / 2$ , la forme du matériau MG est conforme à l'application pour l'antenne. Le gain relevé dépend des caractéristiques  $\varepsilon_{eff}, \mu_{eff}$  négatives du matériau MG et de la distance  $h$ . Une antenne patch peut avoir un gain jusqu'à 10 dBi au lieu de 6-7 dBi sans changer sa dimension (largeur et longueur du substrat d'antenne) grâce à la couche matériau MG.

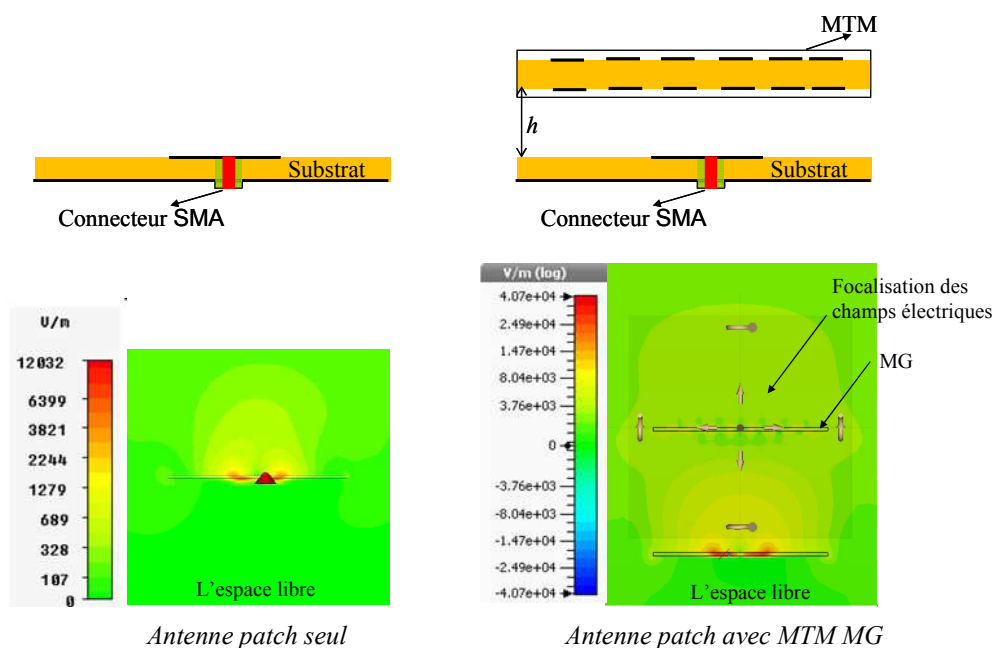


Figure 2-19 : Champ électrique dans l'antenne patch seul et associé à la couche MG simulé sur CST microwave studio 2012

b) **Matériau simple négatif** : ou matériau évanescent, il est aussi utilisé pour améliorer le gain d'une antenne. Par exemple la figure 2-19 illustre une couche MTM évanescent avec la perméabilité en direction  $z$  négative ( $\mu_{zz} < 0$ ). Ce type de matériau SNG planaire est basé sur le motif SSR de Pendry [36][39-40], les composants électriques en direction  $y$  ne peuvent donc pas être transmis à cause de l'équation (2-7). Les ondes en direction du rayonnement  $z$  sont transférées par la couche matériau SNG tandis que les ondes « sideward » sont limitées, cf. figure 2-20a. Grâce à ce résultat, nous avons une antenne à haut gain à partir d'une antenne patch avec un gain allant jusqu'à 10dBi. Ce dernier est validé par notre prototype d'antenne MTM réalisé à la fréquence de 5.8 GHz (voir figure 2-20 ci-dessous) :

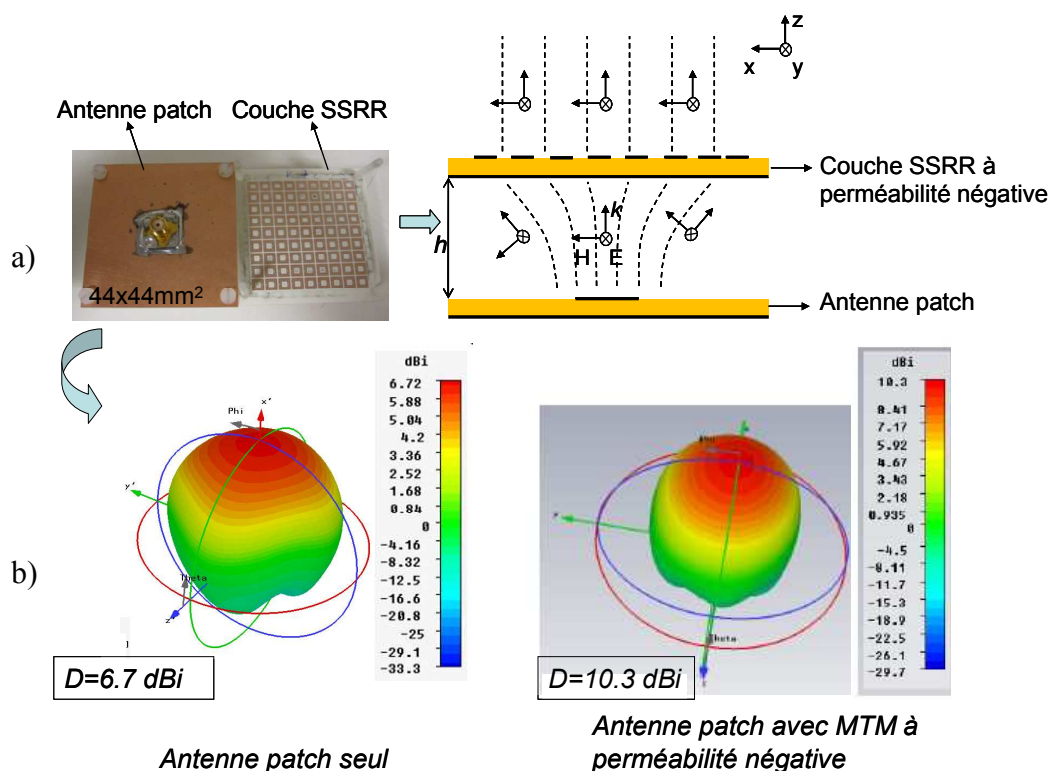


Figure 2-20 : Notre antenne haut gain comprenant une couche MTM à perméabilité négative, réalisée à l'IMEP-LAHC et publiée dans [41]

Il n'y a aucune loi ni aucune théorie qui soutient la conception de ce type d'antennes méta-matériaux ainsi que celle des méta-matériaux. Parmi plusieurs motifs de méta-matériaux MG et SNG planaire publiés par Pendry, D.R Smith [42-44] et Constantin R. Simovski [45], nous notons que la taille d'une cellule MTM est environ de  $\lambda_0/6 - \lambda_0/8$ . Ces motifs méta-matériaux MG conçus peuvent être des couches planaires pour s'adapter à l'antenne imprimée afin d'avoir une antenne haut gain, et faible encombrement. L'utilisation d'un MTM MG est intéressante pour notre objectif visant à concevoir une antenne à haut gain, avec une taille petite. Le gain va être encore plus élevé si nous utilisons un réseau d'antennes imprimées en combinaison avec la couche MTM. En particulier, grâce aux caractéristiques de propagation des ondes de MTM MG cf. figure 2-17, le gain d'antenne méta-matériau peut augmenter de plus en plus s'il y a plusieurs couches (deux couches ou trois couches...). L'utilisation de MTM est une technique très performante pour obtenir une antenne imprimée de haut gain et de petite taille. Les téléphones portables ont commencé à utiliser les antennes MTMs à partir de 2009 selon le rapport de [46].

Par ailleurs, d'autres types de méta-matériau avec la phase de l'onde réfléchiée égale à zéro où le conducteur magnétique artificiel (AMC-artificial magnetic conductor en l'anglais) est utilisé pour augmenter le gain d'antenne patch jusqu'à 20 dBi peuvent être conçus. Mais ce

type de matériau a besoin d’une large dimension du substrat avec la surface du conducteur gravée. Par exemple, une antenne patch a besoin d’une couche AMC plus grande d’un facteur quatre pour avoir un gain de 20 dBi. Le prix est donc plus cher par rapport à l’antenne MTM MG.

### 2.3.9 Bilan des antennes à hauts gains

Le tableau 2-1 regroupe les caractéristiques des antennes à haut gain, leurs avantages et leurs inconvénients afin de choisir un type d’antenne qui est approprié avec notre objectif. Le bilan théorique parmi des dispositifs existants est donc dans cette table, le paramètre directivité est noté au lieu du gain d’antenne. Le gain d’antenne se retrouve avec l’équation (2-1) :

**Tableau 2-1 : Bilan des caractéristiques des antennes à haut gain**

	Haut gain	Large Bande	Adaptation	Forme du diagramme	Autres
Antenne Hélice	😊	😊	😊	😊	😞 taille 😊 coût
Antenne Cornet	😊	😊	😊	😊	😞 taille 😊 coût
Antenne Yagi-Uda	😊	😞	😊	😊	😞 taille 😊 coût
Antenne réflecteur	😊	😊	😊	😊	😊 simplicité du concept 😞 coût 😞 perte, asymétrie, encombrement, taille
Antenne lentille	😊	😊	😊	😊 conforme par la source et la géométrie de la lentille	😊 flexibilité du dessin 😞 perte, poids, coût
Réseau d’antennes	😞	😞	😊	😊	😊 faible poids, encombrement 😞 coût 😞 perte, poids, coût
Antenne BIP	😊	😞	😊	😊	😊 faible poids, encombrement, perte limitées 😞 coût 😞 difficulté de réalisation actuelle en millimétrique
Antenne Méta-matériaux	😊	😞	😊	😊	😊 faible poids, encombrement, taille 😞 coût

## 2.4 Conclusions

Ce chapitre est un résumé du cahier des charges des antennes à concevoir pour un système d’IVT. Nous avons également présenté différents types d’antennes à haut gain afin de choisir le type satisfaisant à notre cahier des charges. La suite de ce mémoire présente des travaux

associant autant la théorie que la simulation et l'expérimentation pour la réalisation de deux nouveaux types d'antennes de fréquence 868 MHz (la technique de miniaturisation de l'antenne sera exposée pendant la simulation et la conception des antennes). Les tests de l'antenne du système seront exécutés avec la puissance donnée par la norme du tableau 1-5 présenté chapitre 1.

La conception de deux nouveaux types d'antennes à la fréquence de 5.8 GHz selon la norme EN12253 sera également présentée par la suite, au chapitre 4 de la partie A, suivant la méthodologie de conception d'antenne à haut gain que nous avons présentée. De plus, la possibilité de réduire le coût du système d'IVT grâce à ces deux nouvelles antennes sera discutée plus tard.

Nous avons utilisé le logiciel CST Microwave Studio 2012 pour la conception du fonctionnement des antennes. Les mesures des coefficients de réflexion sur toutes les antennes conçues pendant notre travail de thèse ont été effectuées au moyen de l'appareil d'analyseur vectoriel de réseau 8510C de Hewlett Packard (Vecteur Network Analyzer ou VNA 8510C). Les diagrammes de rayonnement d'antennes ont été mesurés dans la chambre anéchoïde de l'IMEP-LAHC



## Bibliographie du chapitre 2

- [1] Document online, « SkyeTek | RFID Accessories - Antennas ». [Online]. Available: [http://www.skyetek.com/ProductsServices/Accessories/RFIDAntennas/tabid/417/Default.aspx?\\_kk=4ea2ab31-8a47-4372-9e30-bce21eda29e8&\\_kt=9269279811&gclid=CObl6ZfhrrUCFcRQ3godGRMAdQ](http://www.skyetek.com/ProductsServices/Accessories/RFIDAntennas/tabid/417/Default.aspx?_kk=4ea2ab31-8a47-4372-9e30-bce21eda29e8&_kt=9269279811&gclid=CObl6ZfhrrUCFcRQ3godGRMAdQ). [Accessed: 11-févr-2012].
- [2] Document online, « RFID UHF CS468 Reader ». [Online]. Available: <http://www.rfidshop.com/cs468-long-range-16-port-reader-35-p.asp>. [Accessed: 11-févr-2012].
- [3] Huang J., Encinar J., *Reflectarray Antennas*, Wiley-IEEE Press, IEEE Books, 2008, ISBN : 9780470178775.
- [4] Document online, « UHF Long Range Reader - DL920-RFID Tag, RFID Reader, RFID Software, RFID Solutions - DAILY RFID CO.,LIMITED ». [Online]. Available: [http://www.rfid-in-china.com/2010-08-30/products\\_detail\\_2281.html](http://www.rfid-in-china.com/2010-08-30/products_detail_2281.html). [Accessed: 14-févr-2012].
- [5] Document online, « DSRC | 5.9 GHz | Site Directional ». [Online]. Available: <http://www.mobilemark.com/shop/category.asp?catid=690>. [Accessed: 12-févr-2012].
- [6] Document online, « DATA-SHEET—FZ58058 », [Online]. Available: <http://www.norbit.no/wp-content/uploads/2010/05/DATA-SHEET-%E2%80%93-FZ58058.pdf>. [Accessed: 12-févr-2012].
- [7] Document online, « Q-Free® RSE650 CEN DSRC Transceiver | Q-Free ». [Online]. Available: <http://www.q-free.com/products/q-free-rse650-dsrc-transceiver/>. [Accessed: 12-févr-2012].
- [8] CEN, « NF EN ISO 14906 ». AFNOR, 2005.
- [9] K. Thales, « Global specification for short range communication ». Kapsch, Thales, 2003.
- [10] Communication & Système Company, « Melodhy Produits Hyperfrequence ». Communication & Système.
- [11] Norme européenne, « norme NF EN 300674-1 ». AFNOR, 2005.
- [12] CEN, « DIN EN12795 ». CEN, 2002.
- [13] CEN, « DIN EN12834 ». CEN, 2002.
- [14] CEN, « DIN EN12253 ». 2002.
- [15] Document online, « Antenne “Helice” ». [Online]. Available: <http://www.xaviervl.com/Antenne/Helice-2/>. [Accessed: 26-oct-2012].
- [16] John D. Kraus, *chapter 7, Antennas*, McGraw-Hill Book Company, Inc. 1950.
- [17] A. Balanis, *Chapter 13, Antenna theory analysis and design*. 3rd Edition, John Wiley & Sons, 2005.
- [18] Document online, « L’antenne Yagi-Uda: généralités ». [Online]. Available: <http://f5zv.pagesperso-orange.fr/RADIO/RM/RM08/RM08y/RM08y00.html>. [Accessed: 31-oct-2012].

- [19] Document online, « Radar Tutoriel - Antenne Yagi-Uda ». [Online]. Available: <http://www.radartutorial.eu/06.antennas/an08.fr.html>. [Accessed: 31-oct-2012].
- [20] J.D. Kraus, « Chapitre 11: Arrays with parasitic elements », in *Antennas*, Second., McGraw-Hill Book Company, Inc., Page 661-690, 1976, p. 624-644.
- [21] C.A. Chen et D.K. Cheng, « Optimum Spacings for Yagi-Uda Arrays », *IEEE Transactions on antennas and propagation*, n° 21, sept. 1973.
- [22] A. Balanis, *Chapter 14, Antenna theory analysis and design*. 3rd Edition, John Wiley & Sons, 2005.
- [23] Y.T. Lo et S.W. Lee, *Antennahandbook-Theory Applications and Design*. Van Nostrand Reinhold Company, New York, 1988.
- [24] John D. Kraus, *chapter 14, Antennas*, Second Edition. McGraw-Hill Book Company, Inc., Page 661-690, 1988.
- [25] Vuong T.P., « Cour d'antenne ». INPG, 2010.
- [26] D. Bidou, « Contribution à l'étude d'antennes Fort Gain Application Dans le Domaine Milimétrique », mai-2003.
- [27] J.J. Lee, « Dielectric lens shaping and Coma-Correction zoning », *Part I and II-IEEE Transaction on Antenna and Propagation*, vol. AP-31, N° 1, p. 211, janv. 1983.
- [28] J.J. Lee, « Numerical Methods Make Lens Antennas Practical », *Microwave journal*, vol. 21, n° 9, p. 81, sept. 1992.
- [29] A. Balanis, « Antenna theory analysis and design ». 3rd Edition, John Wiley & Sons, 2005.
- [30] P.J.B Clarricoats, Y. Rahmat-Samii, J.R. Wait, *Hand book of Microstrip antennas*, IEE Electromagnetic Waves Series 28, Peter Peregrinus Ltd. Publication, 1989.
- [31] R.E. Collin, *Foundation for Microwave Engineering*, The IEEE Pres Series on Electromagnetic Wave Theory., vol. 3.5, page 86. A John Wiley & Son, INC., Publication.
- [32] E. Yablonovitch, « Inhibited Spontaneous Emission in Solid State Physics and Electronics », *Physical Review letters*, vol. 58, p. 2059, 1987.
- [33] Monediere T., « Contribution a L'étude D'antennes Fort Gain. Application dans le Domain Milimetrique », 2003.
- [34] V.G. Veselago, « The electrodynamics of substances with simultaneously negative values of  $\epsilon$  and  $\mu$  », *Soviet Physics Uspekhi*, févr-1968.
- [35] J.B Pendry, « Extremely Low Frequency Plasmons in Metallic Mesostructures », *The American Physical S.*, vol. 76, juin 1996.
- [36] J.B. Pendry et A.J. Holden, D.J. Robbins, W.J Stewart, « Magnetism from Conductors and Enhanced Non linear phenomena », *IEEE Transaction Microwave Theory Technology*, 1999.
- [37] C.T.J., Liu R. David R. Smith, *Metamaterials theory, design and applications*. Springer, 2010.
- [38] Richard W. Ziolkowski, « Design, Fabrication, and Testing of Double Negative Metamaterials », *IEEE Transactions on antennas and propagation*, vol. 51, No. 7., juill. 2003.

- [39] C.R Simovski, « Plane-wave Reflection and Transmission by Grids of Conducting omega particles and Dispersion of omega Electromagnetic Crystals », *AEU International Journal of Electronics and Communications*, mars-2003.
- [40] YH Liu et X.P. Zhao, « Investigation of Anisotropic Negative permeability medium cover for patch antenna », *IET Mirowaves, Antennas & Propagation*, vol. 2, n° 7, p. 737-744, avr. 2008.
- [41] **M. T. LE et Q. C. Nguyen, T.T.T. Vu, T. P. Vuong, « Design of an Directive Antenna for “Free-Flow” system application », *IEEE Conference of Advanced Technologies for Communication*, août 2011.**
- [42] D. R. Smith et W. J. Padilla, D. C. Vier, S. C. Nemat-Nasser, and S. Schultz, « Composite medium with simultaneously negative permeability and permittivity », *Phys. Rev. Lett.*, vol. 84, n° 18, p. 4184–418, mai 2000.
- [43] D.R. Smith et D. C. Vier, N. Kroll, and S. Schultz, « Direct calculation of permeability and permittivity for a left-handed metamaterials », *Applied Physics Letters*, vol. 77, oct. 2000.
- [44] David Smith et Jonah Gollub, Jack J. Mock, Willie J. Padilla, David Schurig, « Calculation and measurement of bianisotropy in a split ring », *Journal of Applied Physic* 100, 2006.
- [45] Constalitin R. et Simovski Pavel , A. Belov, « Backward wave region and negative material parameters », *Antennas and Propagation, IEEE Transactions*, 2003.
- [46] Document online, « Metamaterials Arrive in Cellphones - IEEE Spectrum ». [Online]. Available: <http://spectrum.ieee.org/telecom/wireless/metamaterials-arrive-in-cellphones>. [Accessed:15-janv-2013].

## Chapitre 3 Réalisation d’antennes UHF à haut gain de pour le système d’IVT

### 3.1 Introduction

Nous avons vu, au chapitre 1, les besoins d’antennes du lecteur RFID pour le système d’IVT. Ce chapitre est consacré à *la réalisation d’antennes à haut gain, bas coût et facile à fabriquer pour le lecteur RFID à la fréquence centrale de 868 MHz*. Les performances des antennes à fabriquer sont rappelées ci-dessous :

- Haut gain : à partir de 10 dBi, la bande de fréquence est de 865-868 MHz
- Adaptation à  $50\Omega$
- Angle d’ouverture  $\alpha$  (en horizontal) de  $30^\circ$ , cf. figure 2-1.
- Taille petite, bas coût, facile à fabriquer et à commercialiser. La taille est inférieure à  $320 \times 200 \times 30 \text{ mm}^3$  (longueur x largeur x hauteur).pour la fréquence centrale de 868 MHz, et à  $90 \times 90 \times 45 \text{ mm}^3$  (longueur x largeur x hauteur) pour la fréquence centrale de 5.8 GHz.

Dans un premier temps, nous présentons une méthodologie de conception d’une antenne satisfaisant aux demandes de l’application d’IVT.

Ensuite, selon cette méthodologie, un prototype d’antenne métallique va être conçu pour être commercialisé. La solidité, le bas coût, la facilité de fabrication et la largeur étendue de communication sont les avantages de ce type d’antenne.

Enfin une antenne cylindre métallique va être proposée, pouvant s’implanter directement au sol. Elle nous permet donc de présenter une nouvelle architecture du système d’IVT sans portique. Grâce à cette nouvelle structure, nous pouvons non seulement économiser sur le prix du système, mais également réduire la pollution du paysage causée par le portique.

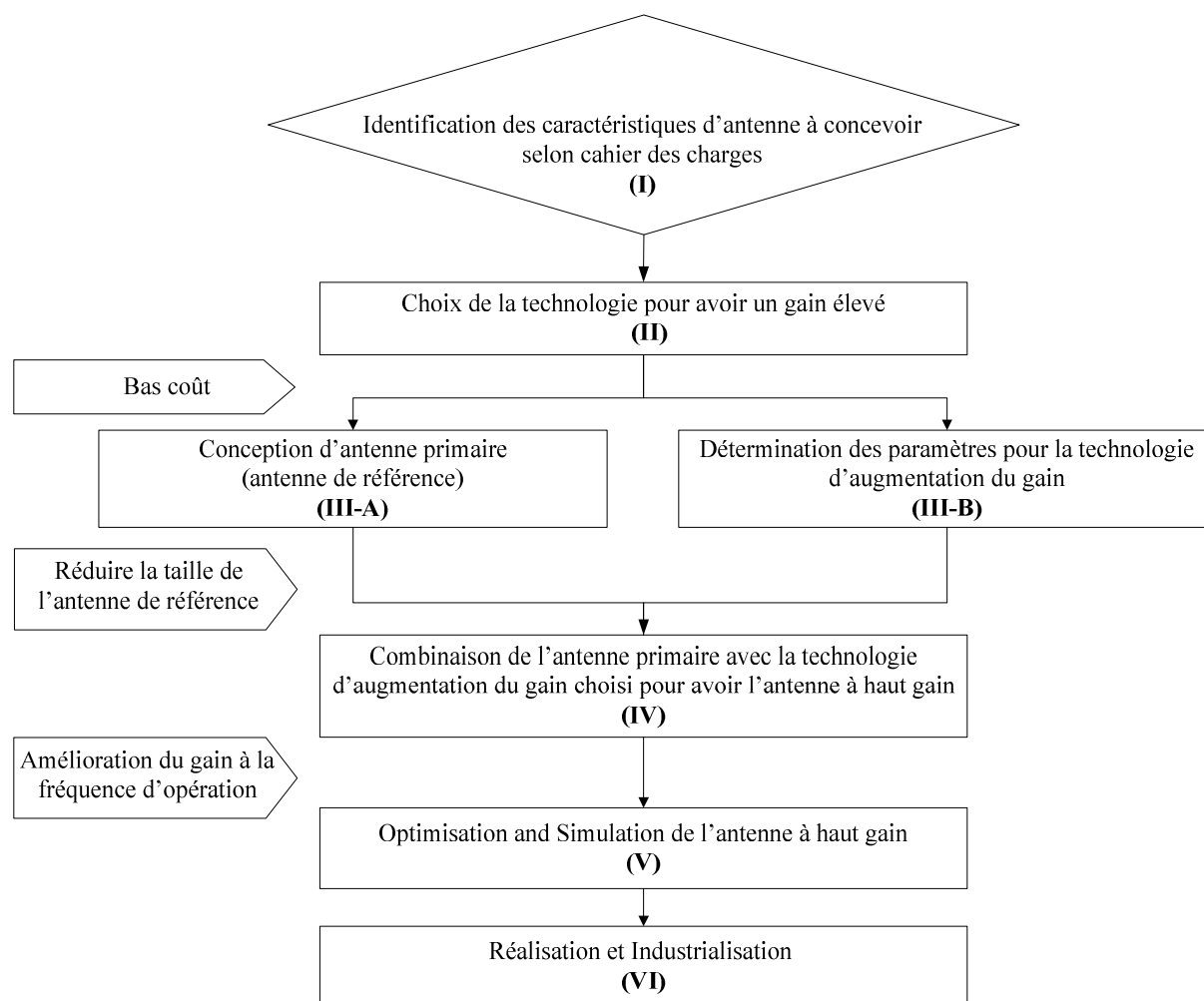
### 3.2 Méthodologie de conception d’une antenne de lecteur à haut gain et à bas coût

Dans une perspective d’industrialisation, une méthodologie de conception d’une antenne à haut gain est proposée en figure 3-1.

La première étape (I) est d’identifier les propriétés de l’antenne du lecteur pour le système d’IVT selon notre objectif : haut gain, bas coût. Cet objectif est également pris en compte

pour tous les types d’antennes que nous allons proposer pendant notre travail. Selon la liste des différents types d’antennes à haut gain présenté en paragraphe 2.3 du chapitre 2, une technologie basse coût pour avoir une antenne grand gain est choisie en étape (II).

Ensuite, une antenne élémentaire correspondant à la technologie choisie est conçue dans l’étape (III.A) tandis que l’étape (III.B) détermine les paramètres de la technologie d’augmentation du gain de l’antenne élémentaire.



**Figure 3-1 : Méthodologie de conception d’antenne à haut gain, bas coût pour le système d’IVT**

L’étape (IV) est la combinaison de l’antenne de référence de l’étape (III.A) avec la technologie de l’étape (III.B) afin de simuler et d’optimiser une antenne grand gain avec un angle d’ouverture satisfaisant au cahier des charges. Le logiciel CST Microwave Studio 2012 est utilisé pour la simulation du fonctionnement des antennes.

La possibilité de industrialiser l’antenne est validée (V) et tous les résultats sont présentés. Chaque prototype d’antenne à concevoir dans la partie suivante va être présenté selon les étapes (de II à V) de cette méthodologie. Les coefficients de réflexion des antennes conçues

sont mesurés par l’appareil analyseur vectoriel de réseau 8510C de Hewlett Packard (Vecteur Network Analyzer ou VNA 8510C), cf. figure 3-2a. Les diagrammes de rayonnement d’antennes ont été mesurés dans la chambre anéchoïde de l’IMEP-LAHC, cf. figure 3-2b

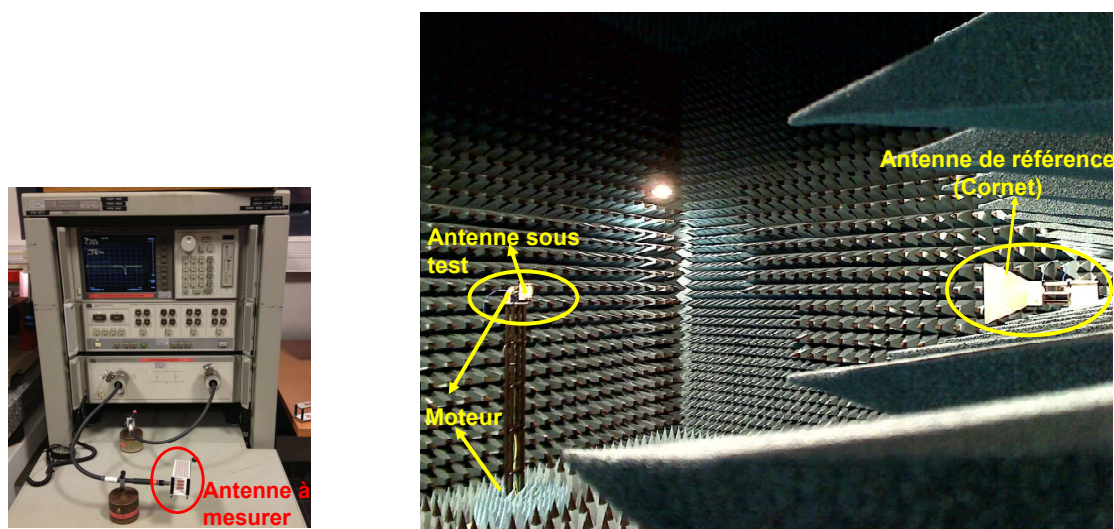


Figure 3-2 : Outil de mesures d’antennes à l’IMEP-LAHC : a) Analyseur vectoriel de réseau VNA 8510C ; b) Chambre Anéchoïde

### 3.3 Première antenne fabriquée pour le système d’IVT à la fréquence 868 MHz

La technologie du réseau d’antennes est choisie pour augmenter le gain de l’antenne. Le patch métallique avec de l’air comme substrat est choisi afin d’avoir un bas coût. Deux antennes patches métalliques sont donc mises en œuvre pour le réseau. Un coupleur ainsi que la distance entre les patches sont déterminés pour le réseau d’antennes. La conception d’un réseau d’antennes va être présentée.

#### 3.3.1 Réalisation d’une antenne métallique primaire

La géométrie de l’antenne de référence est représentée sur la figure 3-3a. C’est une antenne de type planaire utilisant un substrat d’air (d’épaisseur  $h$ ) pour répondre au cahier des charges énoncé précédemment en termes de bas coût. Une fente est ajoutée au patch afin de réduire la taille du patch cf. figure 3-3b.

La dimension du patch d’origine est calculée selon les équations (3-1) et (3-2), lesquelles sont analysées comme modèle de cavité de A. Balanis [1] (voir Annexe 1):

$$W = \frac{c}{2f_r} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} \quad (\text{Équation 3-1})$$

$$L = \frac{c}{2f_r \sqrt{\epsilon_r}} \quad (\text{Équation 3-2})$$

Où  $f_r$  : fréquence de résonance (Hz)

$c$  : vitesse de la lumière dans le vide (m/s)

$\epsilon_r$  : permittivité du substrat ( $\epsilon_r = 1$  dans ce cas)

Dans notre conception, un substrat d’air  $\epsilon_r = 1$  avec une épaisseur de 20 mm est utilisé. Les deux côtés du substrat sont le plan de masse et le patch rayonné. Ce sont deux couches métalliques d’épaisseur respectivement 2 mm et 1 mm. Cette antenne travaille à la fréquence autour de 868 MHz satisfaisant à la norme européenne. Les valeurs des paramètres sont reportées dans le Tableau 3-1:

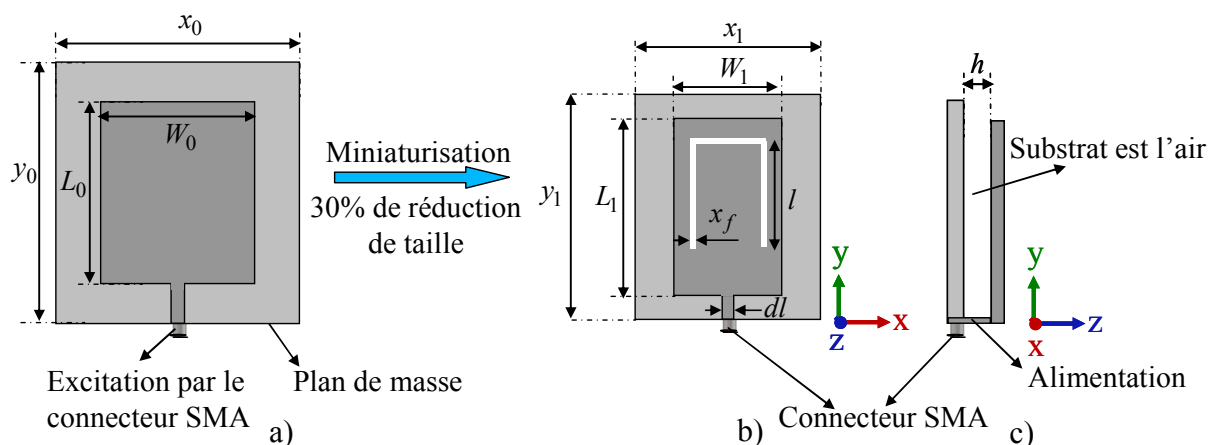


Figure 3-3 : Vue de l’antenne métallique sur substrat constitué d’air

Le tableau des paramètres de l’antenne patch avec la fente représentée figure 3-2 est :

**Tableau 3-1 : Paramètres de l’antenne patch**

Symbole	Valeur
$x_0, y_0$	234 [mm]
$W_0$	150 [mm]
$L_0$	165 [mm]
$x_1$	180 [mm]
$y_1$	200 [mm]
$W_1$	100 [mm]
$L_1$	160 [mm]
$x_f$	4 [mm]
$l$	120 [mm]
$dl$	5 [mm]
$h$	20 [mm] (Epaisseur du substrat d’air)
$\varepsilon_r$	1 (Perméabilité du substrat d’air)

La miniaturisation de l’antenne est réalisée par insertion d’une fente. Sur le patch d’origine, en introduisant une fente, le courant est conduit à contourner cette fente. Cela rallonge la longueur électrique et donc, la fréquence de résonance de la structure est abaissée. Pour une même fréquence de travail, il faut alors réduire la taille de l’antenne, cf. figure 3-4. Cette technique conduit à réduire la taille de l’antenne patch de 30% en gardant la même fréquence de résonance, la bande passante est également réduite. L’efficacité de rayonnement de cette antenne est de 99.92%. L’allongement des longueurs électriques d’antenne avec la fente est présenté dans la figure 3-4b. La densité de courant dans le patch avec fente est la même que la densité de courant dans le patch d’origine. Le diagramme de rayonnement est donc le gain d’antenne est gardé avec cette technique de miniaturiser. La figure 3-5 représente le champ électrique dans une antenne patch sans fente et avec la fente à la fréquence 868 MHz.



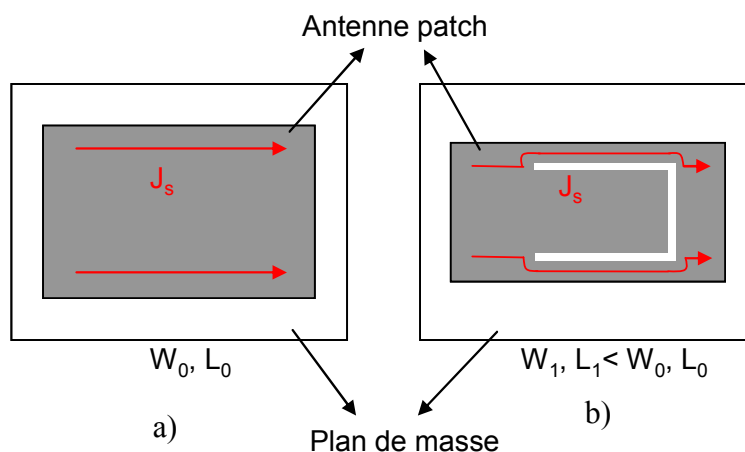


Figure 3-4 : Allongement des longueurs électriques d’antenne patch avec fente : a) courants dans l’antenne patch origine ; b) courants dans l’antenne avec fente

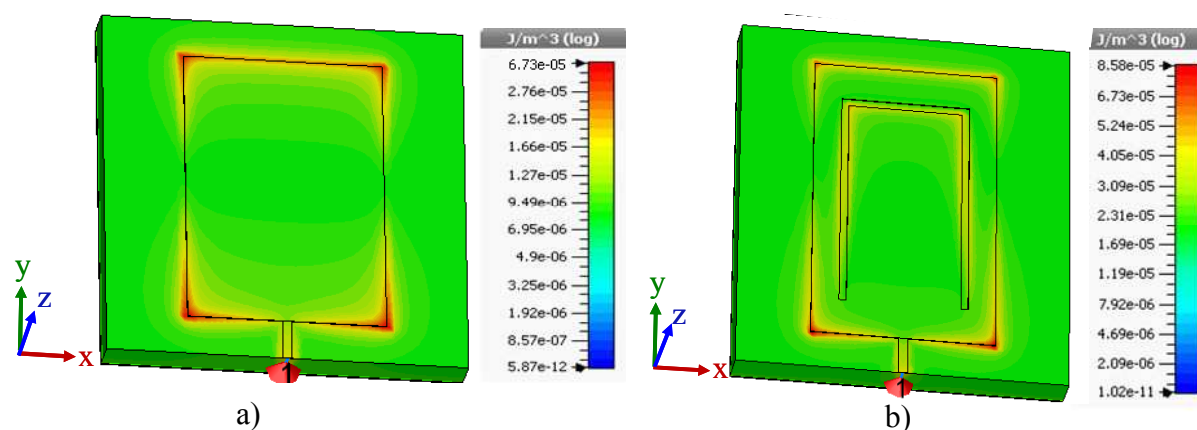


Figure 3-5: Champ électrique de l’antenne métallique à la fréquence 868 MHz : a) antenne patch origine, b) antenne patch avec fente

Notre antenne métallique fonctionne à la fréquence RFID européenne (864 MHz à 869 MHz) avec un coefficient de réflexion de -31 dB à 868 MHz en simulation et de -24 dB en mesure; la bande de passante est de 50 MHz et de 45 MHz, respectivement, cf. Figure3-6:

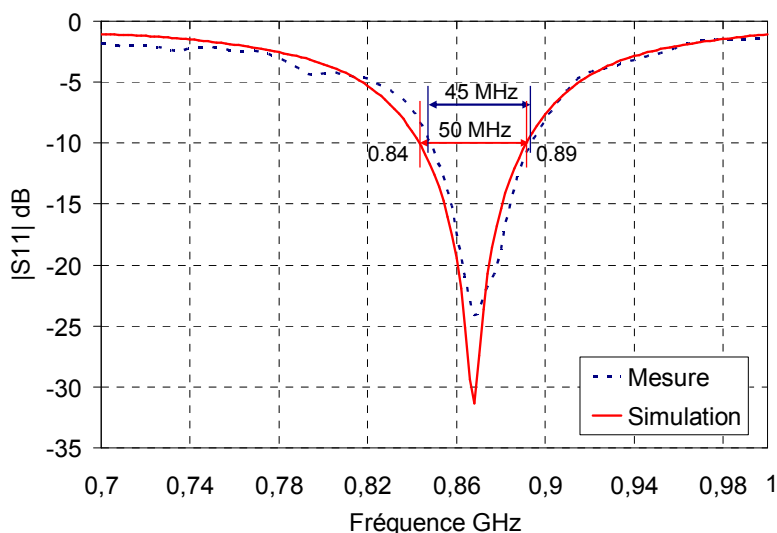


Figure 3-6 : Coefficient de réflexion en simulation et mesuré d’une antenne patch avec fente

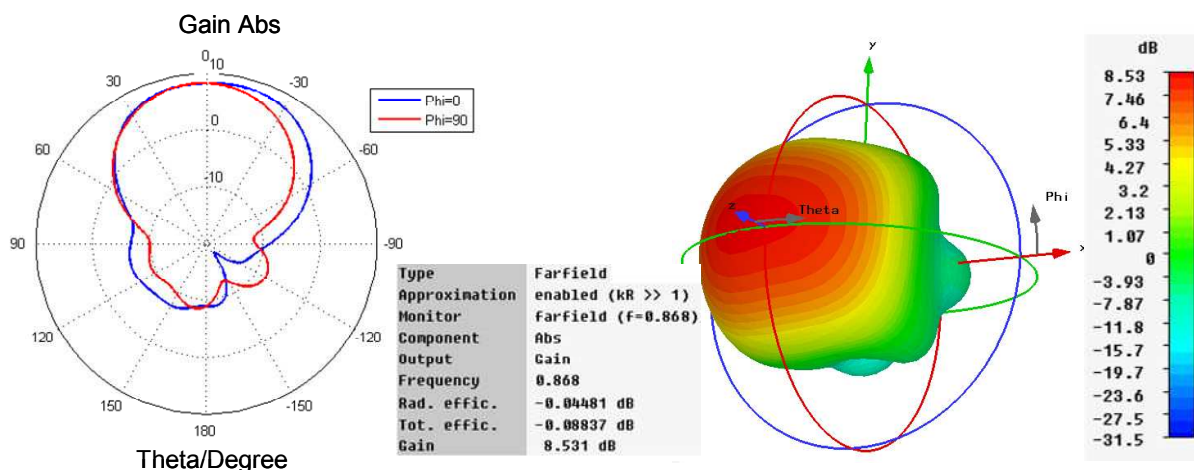


Figure 3-7 : Diagramme de rayonnement d’une seule antenne métallique à 868 MHz : a) Horizontal (Phi=0°) et Vertical (Phi=90°) ; b) Pattern en 3D

Le gain de cette antenne est de 8.5 dBi avec un angle d’ouverture en horizontal (phi=0°) de 78°, en vertical (Phi=90°) de 63°, comme présenté sur la figure 3-7. L’angle d’ouverture est de plus de 30°. La mise en œuvre d’un réseau à deux antennes primaires pour avoir un gain de 10 dBi, avec un angle d’ouverture de 30° va être présentée par la suite.

### 3.3.2 Réalisation d’un réseau d’antennes métalliques

Afin d’augmenter le gain à 10 dBi avec un angle d’ouverture d’environ 30° pour satisfaire au cahier des charges, nous avons mis en réseau deux antennes métalliques conçu en 3.3.1. La distance  $d_x$  entre les deux patches doit être déterminée ainsi que la conception d’un coupleur [2-3], cf. figure 3-8.

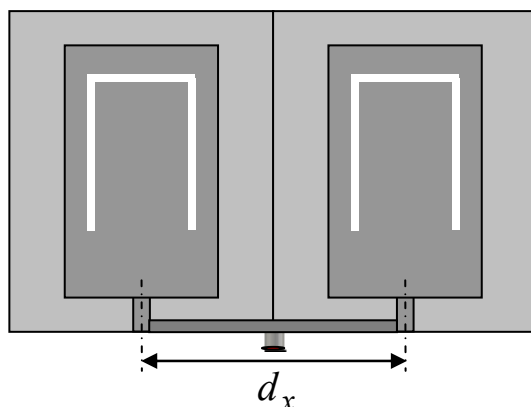


Figure 3-8 : Réseau de deux antennes métalliques sur substrat d’air

Quand toutes les antennes élémentaires sont excitées par les mêmes sources, le gain total du réseau d’antennes est déterminé par le gain d’une antenne élémentaire et par le facteur de réseau selon l’équation ci-dessous. Le gain est proportionnel au facteur de réseau (voir [Annexe 3]) :

$$G_{total} = F(G_{élément}, FR_{(N,\psi)} \cdot f_{coeff}) \quad \text{(Équation 3-3)}$$

Ou  $N$  : nombre des antennes élémentaires du réseau

$FR_{(N,\psi)}$  : facteur de réseau avec  $\psi = kd_x \cos \theta_m$

$$k = \frac{2\pi}{\lambda} : \text{vecteur d’onde}$$

$\theta_m$  : angle du lobe principal du réseau (par rapport à la direction z)

$d_x$  : distance entre les points d’excitations des antennes élémentaires

$f_{coeff}$  : perte de gain par pondération du réseau

Dans notre cas, le lobe principal du réseau de  $N = 2$  antennes est de  $\theta_m = 0^0$ , les excitations sont les mêmes pour les deux antennes métalliques primaires au niveau de la phase ainsi que de l’amplitude. Le gain du réseau est augmenté quand la distance  $d_x$  est augmentée mais la dimension du réseau est également augmentée. Une bonne distance de 170 mm est choisie. Les figures 3-9 et 3-10 représentent les adaptations et les gains du réseau d’antennes selon la distance  $d_x$  :

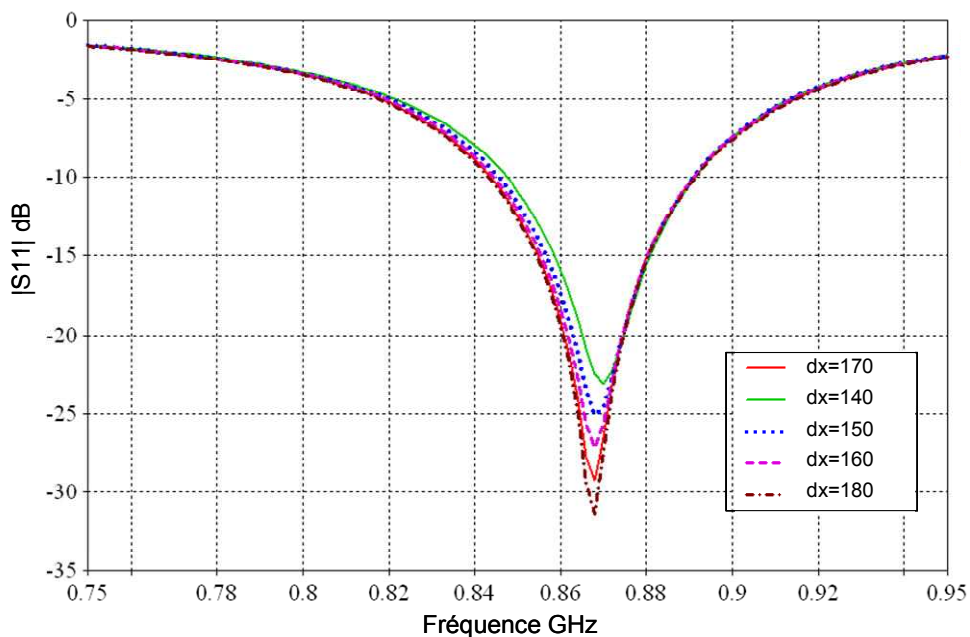


Figure 3-9 : Les coefficients du réseau de deux antennes métalliques selon  $d_x$

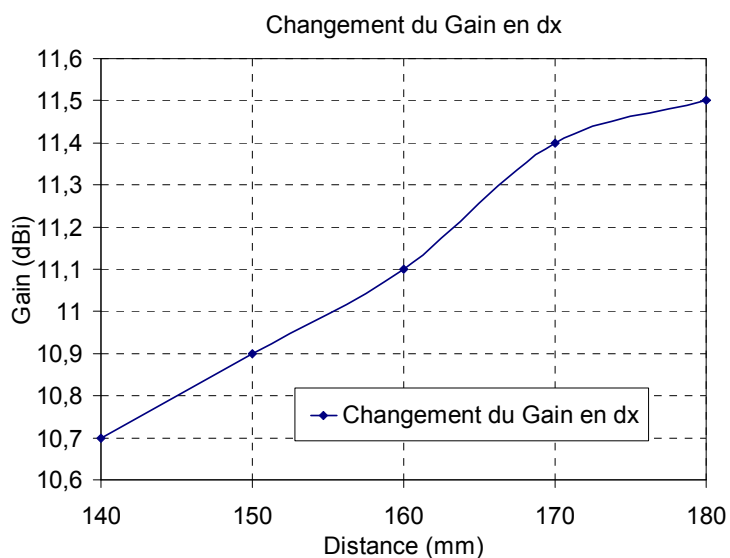


Figure 3-10: Le changement du gain selon  $d_x$

Le coupleur conçu est en FR4 pour obtenir un faible coût de fabrication. La distance  $d_x$  entre les deux antennes patch est de 170 mm. Un réseau de deux antennes métalliques est mis en œuvre en utilisant ce coupleur, la figure 3-11 illustre le prototype du réseau de deux antennes fabriqué et le coupleur soudé avec :

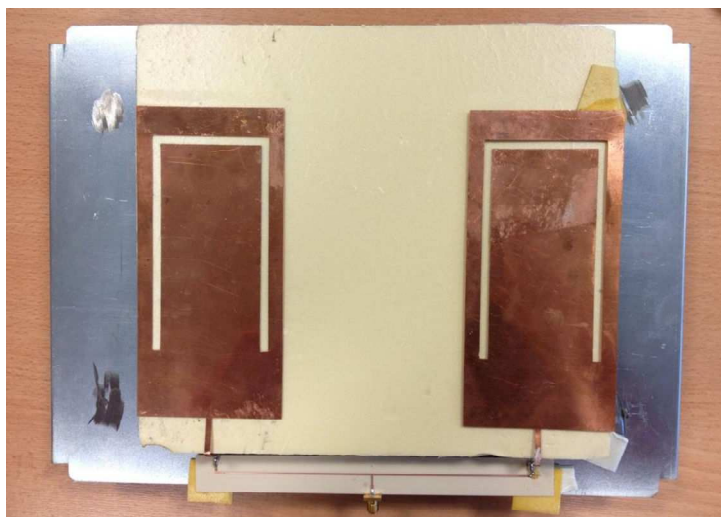


Figure 3-11 : Prototype du réseau de deux antennes métalliques sur substrat d’air avec le coupleur UHF

Les deux patches sont montés sur une plaque métallique de 35cm x 20cm. Cette nouvelle antenne est bien adaptée à la fréquence de 868 MHz. Cette antenne a un angle d’ouverture de 40° en horizontal et de 62° en vertical (cf. figure 3-12) avec le gain de 11.4 dBi en simulation.

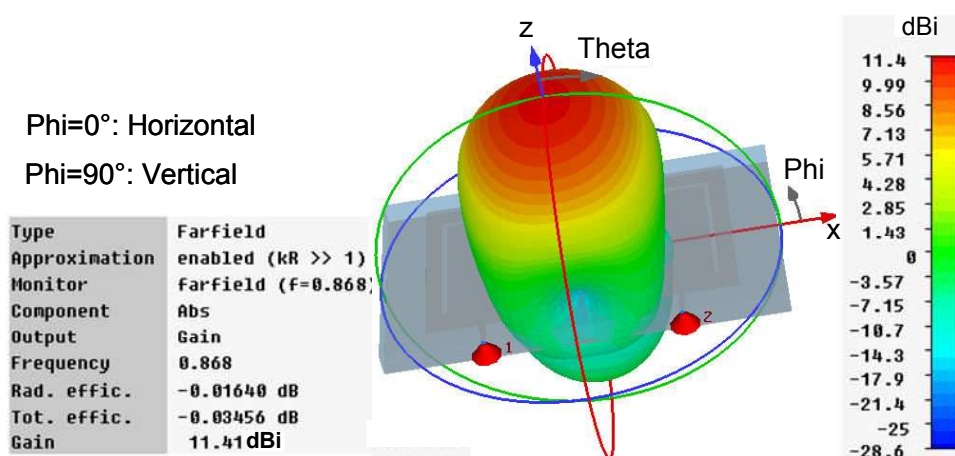
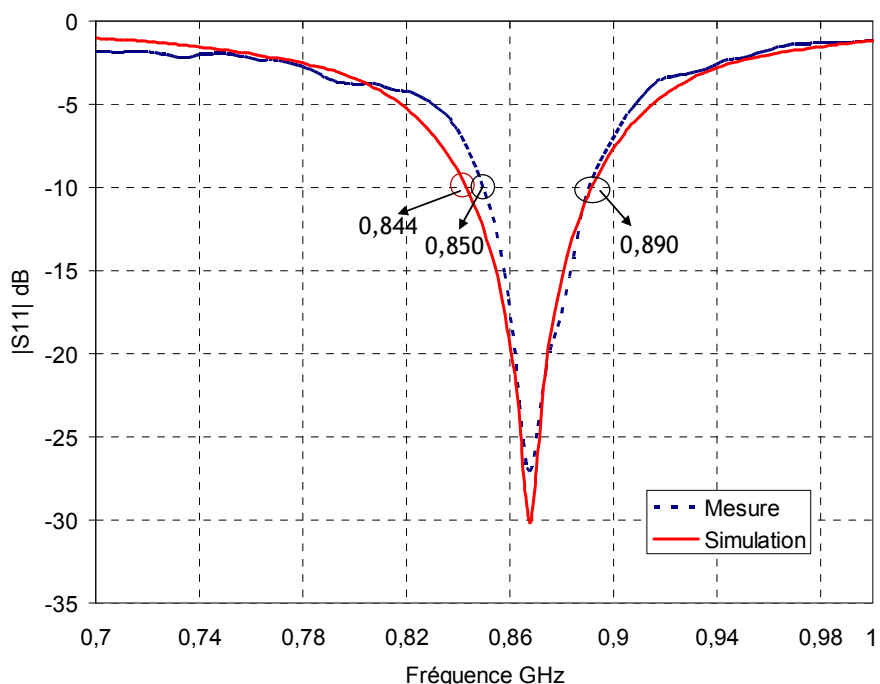


Figure 3-12: Diagramme de rayonnement 3D du réseau de deux antennes métalliques en simulation

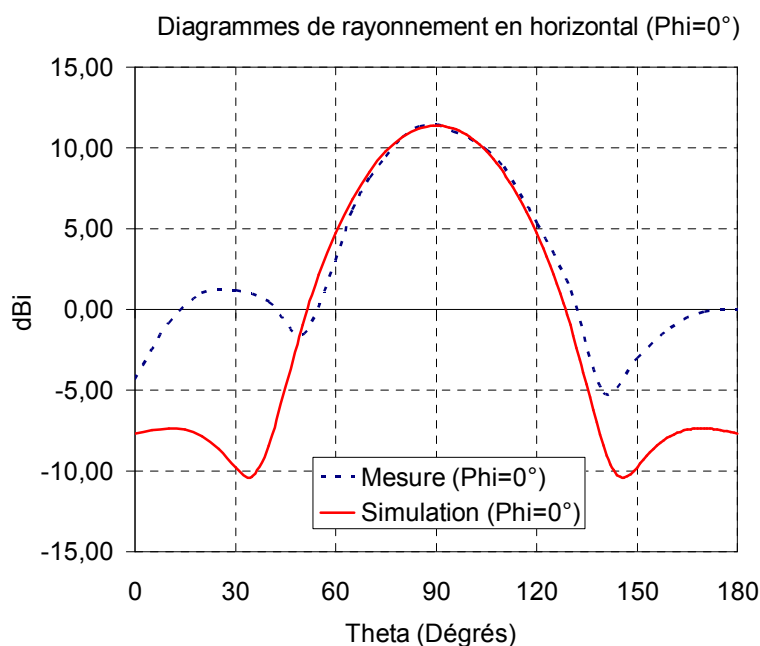
### 3.3.3 Mesures effectuées sur l’antenne métallique réalisée

L’antenne réalisée en figure 3-11 est mesurée et testée. Elle est très bien adaptée à la fréquence centrale de 868 MHz. La figure 3-13 présente le coefficient de réflexion obtenu par mesure et par simulation, le pic est de -27 dB et -31 dB, respectivement, à la fréquence de 868 MHz. La bande de passante mesurée est de 40 MHz.

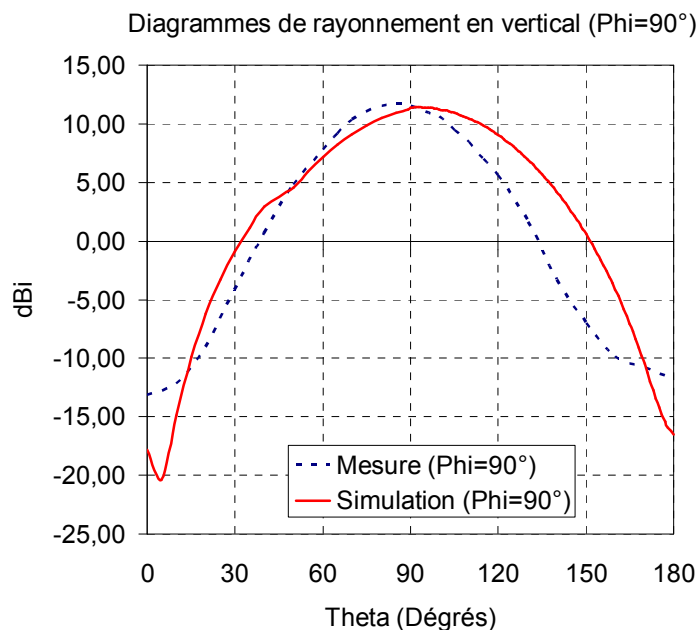


**Figure 3-13: Coefficient de réflexion obtenu par mesure et par simulation pour un réseau de deux antennes métalliques à la fréquence de 868 MHz**

La mesure du diagramme de rayonnement dans la chambre anéchoïque à l’IMEP-LAHC a montré un bon accord entre le gain mesuré et le gain obtenu par simulation, cf. figures 3-14 et 3-15. Le gain mesuré de l’antenne est de 11.41 dBi. L’angle d’ouverture en horizontal est de 40°, cf. figure 3-14 tandis que l’angle d’ouverture en vertical est de 65°, cf. figure 3-15, les ouvertures sont inférieures en mesure :



**Figure 3-14 : Mesure et simulation du diagramme de rayonnement en horizontal d’un réseau de deux antennes métalliques à la fréquence 868 MHz**



**Figure 3-15 : Mesure et simulation du diagramme de rayonnement en vertical d’un réseau de deux antennes métalliques à la fréquence 868 MHz**

Un test de cette antenne avec le lecteur RFID à 868 MHz a été réalisé au laboratoire, la distance de communication entre le lecteur et le badge est de 30 m quand la puissance utilisée du lecteur est de 30 dBm. Le tableau 3-2 résume le bilan des paramètres du réseau de deux antennes métalliques conçu :

**Tableau 3-2 : Bilan des paramètres du réseau de deux antennes patches métalliques**

f=868 MHz	RESEAU D’ANTENNE (350x200x23 mm <sup>3</sup> )	
	SIMULATION.	MESURE
S11 (dB)	-30	-27
Bande de passante (MHz)	46	40
Gain (dBi)	11.4	11.6
Largeur à -3dB en horizontal (Degrés)	40	39
Largeur à -3dB en vertical (Degrés)	65	55

Cette antenne est solide grâce à l’épaisseur du patch et du plan de masse. Par contre, il y a une difficulté pour souder les patches métalliques au connecteur SMA. Pour résoudre cette difficulté, un mur métallique a été dessiné sur un bord du plan de masse. Ce mur permet une soudure plus efficace et facile du connecteur SMA à l’antenne et pour fixer le coupleur. Le plan de masse est une partie du boîtier du lecteur du système, cela nous permet d’économiser de la matière et de réduire les dimensions. Afin d’industrialiser, des trous sont ajoutée aux

patches pour visser ces patches sur le plan de masse. Ce prototype d’antenne est a été retenu et industrialisé à Multitoll depuis 2012 dans la cadre de notre projet. Cette antenne est très robuste et commercialement intéressante.

En résumé, une première antenne métallique a été proposée et réalisée, elle est très bien adaptée à la bande UHF européenne de 865-868 MHz. Le gain obtenu est 11.4 dBi (>10 dBi) avec une distance de communication de 30 m (la puissance du lecteur est de 30 dBm). D’un point de vue technologie, la fabrication de ce type d’antenne n’a pas besoin de machine spécialisée contrairement aux autres types d’antennes imprimées. Cette antenne est de bas coût et facile à fabriquer, utilisant seulement des plaques métalliques. La possibilité de balayage du lobe principal de l’antenne en utilisant un déphaseur est un avantage de ce type d’antenne. Néanmoins, cette antenne est lourde et il est possible d’avoir des problèmes quand elle est assemblée avec les équipements du système d’IVT pour être fixée sur un portique.

Concernant cet aspect négatif, le paragraphe suivant propose un type d’antenne qui peut s’implanter au sol sans besoin de portique. Le bas coût et la facilité de fabrication sont toujours pris en compte dans notre conception.

#### ***3.4 Deuxième antenne fabriquée pour le système d’IVT à la fréquence 868 MHz***

Compte tenu des contraintes en prix et en poids de l’antenne métallique que nous nous sommes fixées, nous avons décidé de travailler avec le type d’antenne Cylindre-Yagi. Grâce à la structure de cette antenne, un système d’IVT sans portique est proposé, lequel peut réduire le prix du système ainsi que réduire la pollution visuelle. Cette antenne est basée sur l’antenne primaire Cylindre à fente. Elle est très solide et peut s’implanter directement au sol, ce qui règle le désavantage du poids de la première antenne conçue au paragraphe précédent. La structure de Yagi a été choisie (avec réflecteurs) pour augmenter du gain dans l’étape (II). La réalisation de l’antenne Cylindre-Yagi va être présentée selon la méthodologie en figure 3-1.

##### **3.4.1 Nouvelle structure d’un système d’IVT sans portique proposée**

En général, l’antenne du système d’IVT est fixée sur un portique cf. figure 3-15a. Ce système coûte cher et pollue le paysage. Afin d’enlever le portique, une nouvelle structure d’un système d’IVT sans portique est proposée figure 3-16b :



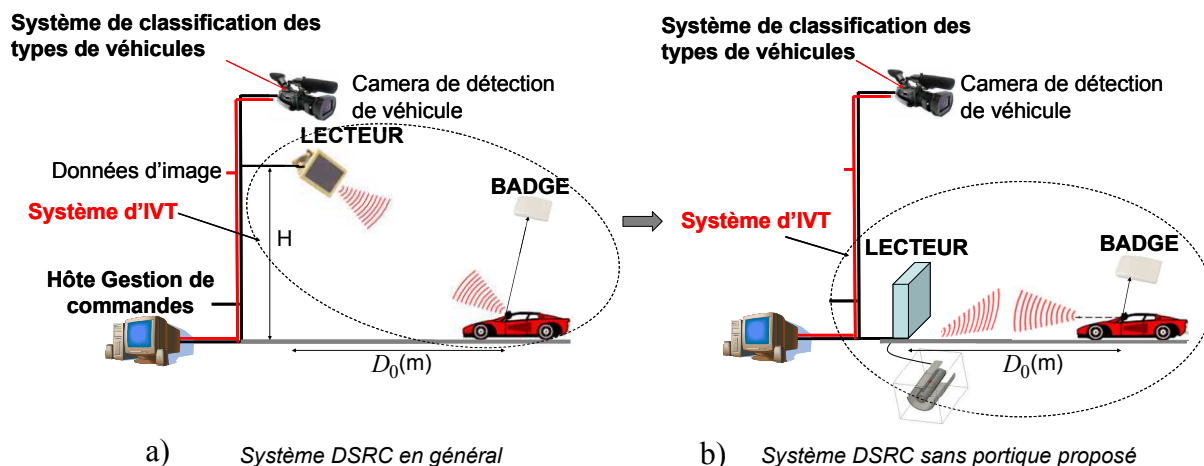


Figure 3-16: Nouveau système d’IVT sans portique proposé

Avec cette structure, nous souhaitons implanter notre système directement dans le sol, en particulier l’antenne. Afin de pouvoir enterrer notre système dans le sol, nous étudions une nouvelle structure d’antenne directive Cylindre-Yagi pour notre nouveau concept, comme présenté par la suite.

Selon l’équation (2-16) en paragraphe 2.2 du chapitre 2, en théorie, pour lire des badges à la même distance maximale le long de la droite  $D_0$ , le gain nécessaire de l’antenne du système d’IVT sans portique peut être de 1 dB inférieur comparé au gain requis de l’antenne du système d’IVT avec portique à l’intérieur de la distance  $D_0 \cong 10$  (m) (voir annexe 4).

### 3.4.2 Conception d’une antenne Cylindre à fente primaire

L’Antenne Cylindre à fente a été d’abord proposée par A. Alford en 1946 [4]. C’est à l’origine une antenne à fente. Cette dernière est une feuille métallique qui est percée par une fente axiale demi-onde (voir l’annexe 5). L’évolution de l’antenne cylindre à fente est représentée figure 3-17 selon [5]. Une feuille métallique est percée par une fente axiale de largeur très petite par rapport à la longueur d’onde, cf. en figure 3-17a. Par cintrage, cette feuille est en forme de U comme sur la figure 3-17b, et finalement nous avons une antenne cylindre à fente en figure 3-17c :

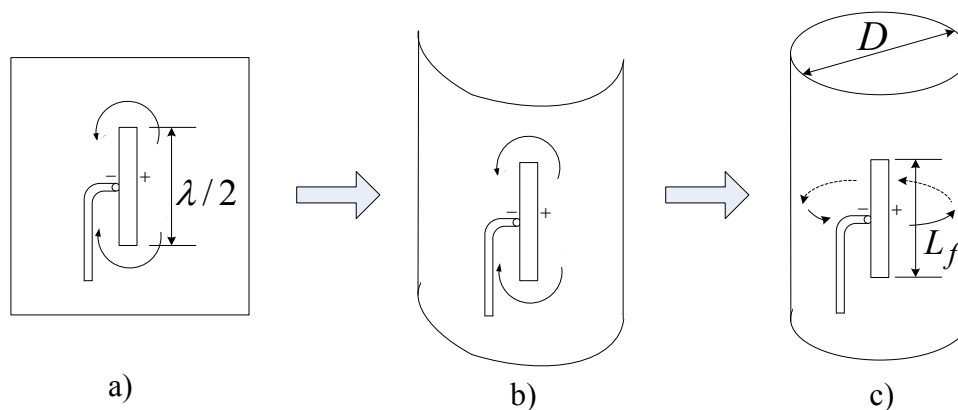


Figure 3-17 : évolution de l’antenne cylindre à fente

Nous savons qu’une antenne à fente est équivalente à un fil, de résonance liée à la longueur de la fente en  $\lambda/2$ , cf. figure 3-17a. Imaginons que ce fil est chargé par des boucles de diamètre  $D$  en séries, la vitesse de la phase d’onde dans le fil va augmenter donc la fréquence de résonance va aussi augmenter. Quand le nombre des boucles en série est assez grand, elles deviennent équivalentes à un cylindre de diamètre  $D=2a$ , cf. figure 3-17c. La fréquence de résonance de l’antenne cylindre est donc élevée par rapport à celle de l’antenne à fente. Pour abaisser la fréquence de résonance,  $L_f$  de la fente du cylindre est allongée et supérieure à  $\lambda/2$ . Selon les références [5-7], les champs électrique et magnétique normalisés de l’antenne cylindre à fente sont calculés par des équations :

$$E_{\phi}^c = \frac{V_0}{a} \frac{\cos(\frac{\pi}{2} \cos \theta)}{\sin \theta} \quad ; \quad E_{\theta}^c = 0 \quad \text{(Équation 3-4)}$$

$$H_{\theta}^c = \frac{V_0}{a} \frac{\cos(\frac{\pi}{2} \cos \theta)}{\sin \theta} \quad ; \quad H_{\phi}^c = 0 \quad \text{(Équation 3-5)}$$

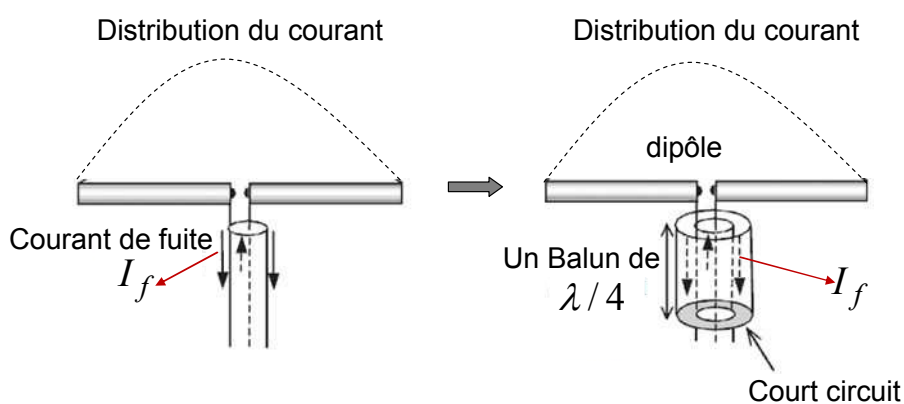
où :  $V_0$  : tension à travers la fente

$$a = \frac{D}{2} \quad : \text{ rayon du cylindre}$$

En général, le diamètre  $D$  du cylindre est supérieur de  $\lambda/8$ , le diagramme de rayonnement de l’antenne cylindre à fente est perpendiculaire à la fente, son angle d’ouverture en vertical ( $\phi=90^\circ$ ) est dipolaire. Quand  $D$  augmente, le diagramme de rayonnement devient de plus en plus unidirectionnel selon des équations (3-4) et (3-5). Donc pour réaliser une antenne directionnelle,  $D$  doit être de plus en plus petit [7]. Ce type d’antenne est excité aux deux côtés de la fente ; nous espérons avoir une largeur de fente assez petite pour avoir un

maximum de gain. Nous notons que le rayon  $a$  du cylindre doit être plus petit avec la largeur de la fente  $x_f$  faible pour avoir un diagramme de rayonnement directif.

La fente du cylindre fonctionnant comme un dipôle magnétique, un câble coaxial peut être utilisé pour être connecté aux deux côtés de la fente de cette antenne comme sur la figure 3-17. Quand le câble est connecté directement à l’antenne, le problème posé par l’alimentation est présenté en figure 3-18. Une partie du courant qui vient du conducteur central peut repartir par le blindage du coaxial ( $I_f$ ). Le câble d’alimentation devient partie de l’antenne ce qui cause ce courant de fuite. Nous avons besoin de diminuer ce courant de fuite non désirable en utilisant un balun:



**Figure 3-18 : Problématique du passage d’un mode asymétrique en un mode symétrique**

Nous avons mise en œuvre un balun imprimé sur substrat FR4 (voir figure 3-19a) pour alimenter l’antenne cylindre à fente, cf. figure 3-19b. Afin de bien opérer, la longueur totale de ce balun doit être de  $\lambda/4$ . La fréquence de résonance de l’antenne cylindre à fente est réglée selon  $L_f$ , qui est dimensionné autour de  $0.75\lambda$ . La longueur du cylindre  $L$  est supérieure à  $10D$ . Cette antenne est excitée des deux côtés de la fente, la position de l’excitation est donc soit au centre du cylindre, soit au bout du cylindre. Notre étude montre que le diagramme de rayonnement et le coefficient de réflexion sont les mêmes dans ces deux cas. La figure 3-19 présente notre antenne cylindre à fente conçu avec le balun à la fréquence de 868 MHz fixée au bout d’un cylindre. Les paramètres d’antenne sont listés au tableau 3-3:

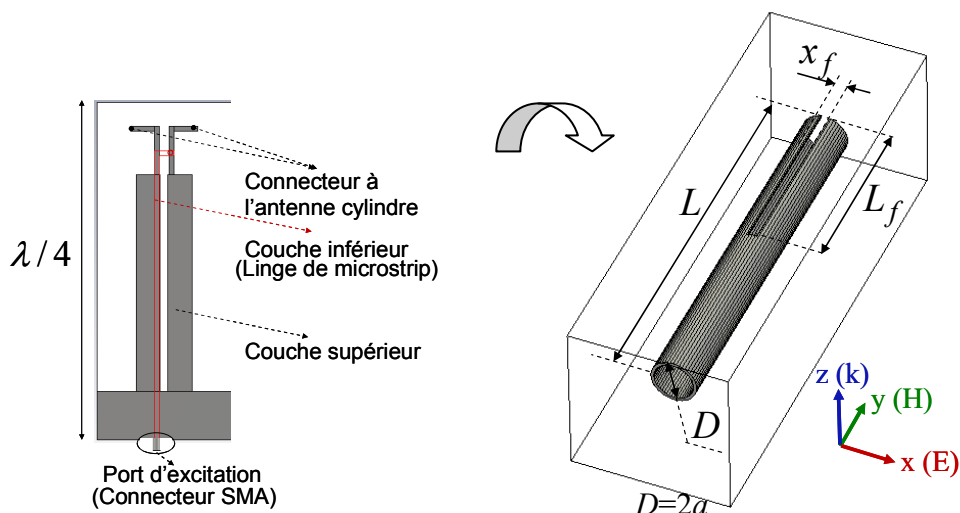


Figure 3-19: Antenne Cylindre à fente réalisée

Tableau 3-3 : Paramètres de l’antenne cylindre à fente

Symbole	Valeur
$a$	30 [mm]
$L$	475 [mm]
$x_f$	12 [mm]
$y_f$	230 [mm]

Les résultats du coefficient de réflexion ainsi que le diagramme de rayonnement de l’antenne cylindre sont illustrés aux figures 3-20 et 3-2. Le coefficient de réflexion est de -29 dB à la fréquence de 868 MHz, tandis que le gain est de 4.63 dBi avec l’angle d’ouverture en horizontal ( $\Phi=0^\circ$ ) de  $160^\circ$  et l’angle d’ouverture en vertical de  $64^\circ$ , cf. figure 3-20 :

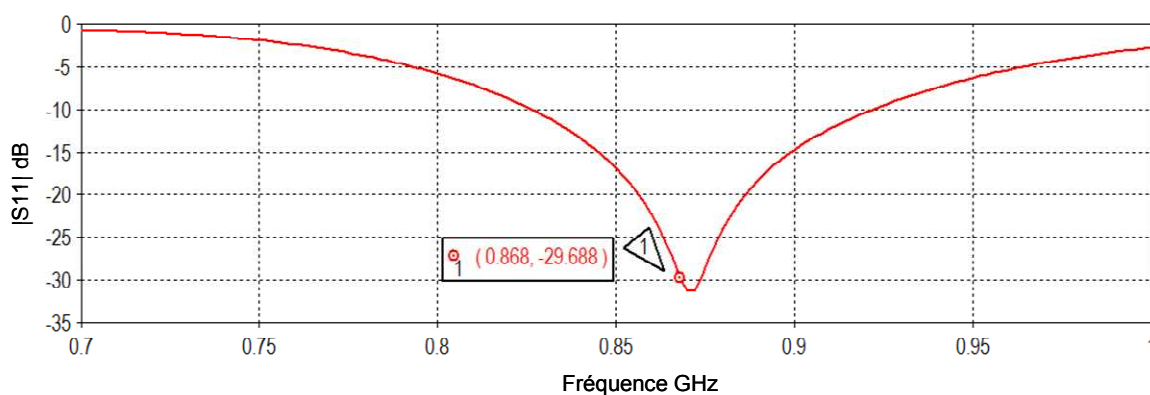
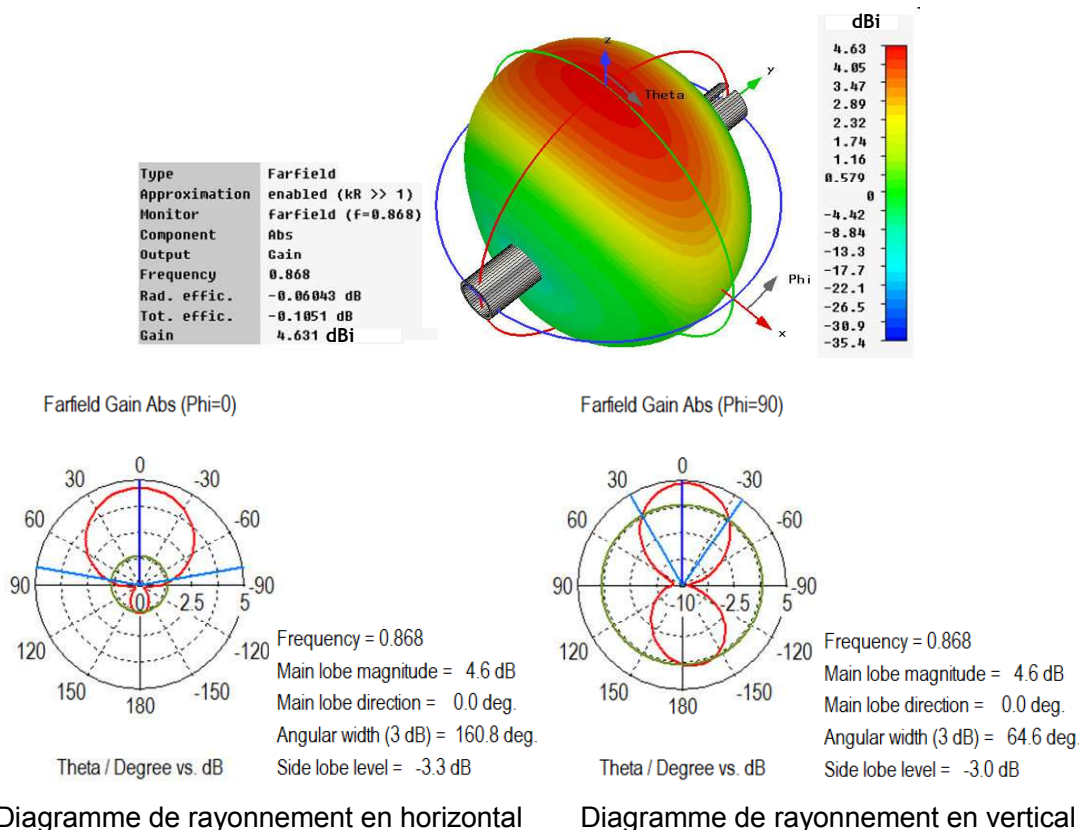


Figure 3-20 : Coefficient de réflexion de l’antenne cylindre à fente



**Figure 3-21 : Diagramme de rayonnement de l’antenne cylindre à fente à la fréquence 868 MHz**

Cette antenne est très solide grâce à l’épaisseur du cylindre de 4 mm. L’étape suivante est d’augmenter le gain de l’antenne cylindre à fente en utilisant des éléments parasites dans la structure yagi comme présenté au chapitre précédent.

### 3.4.3 Conception de l’antenne Cylindre-Yagi

La structure yagi est utilisée afin d’augmenter le gain de l’antenne cylindre présentée en 3.4.2. Pour améliorer le gain, la dimension du réflecteur doit être plus grande par rapport à celles des directeurs. Parmi les publications concernant la structure d’antenne Yagi-Uda notons celle de S. Uda et H. Yagi et Chen en 1973 dans [8][9] ce qui est présenté du chapitre 2. Notre antenne cylindre-yagi conçue selon cette publication est présentée figure 3-22. Elle se compose d’un réflecteur et de deux directeurs, lesquels sont des plaques métalliques. Notre étude montre que quand la longueur et la largeur du réflecteur sont dimensionnées à  $L$  ou  $1.5L$  et  $6x_f$ , respectivement, le plus grand gain obtenu est de 6.5 dBi. L’antenne est toujours bien adaptée à la fréquence 868 MHz dans les deux cas. Afin d’avoir une dimension totale petite, le réflecteur est choisi avec la longueur de  $L$  et la largeur de  $8x_f$  :

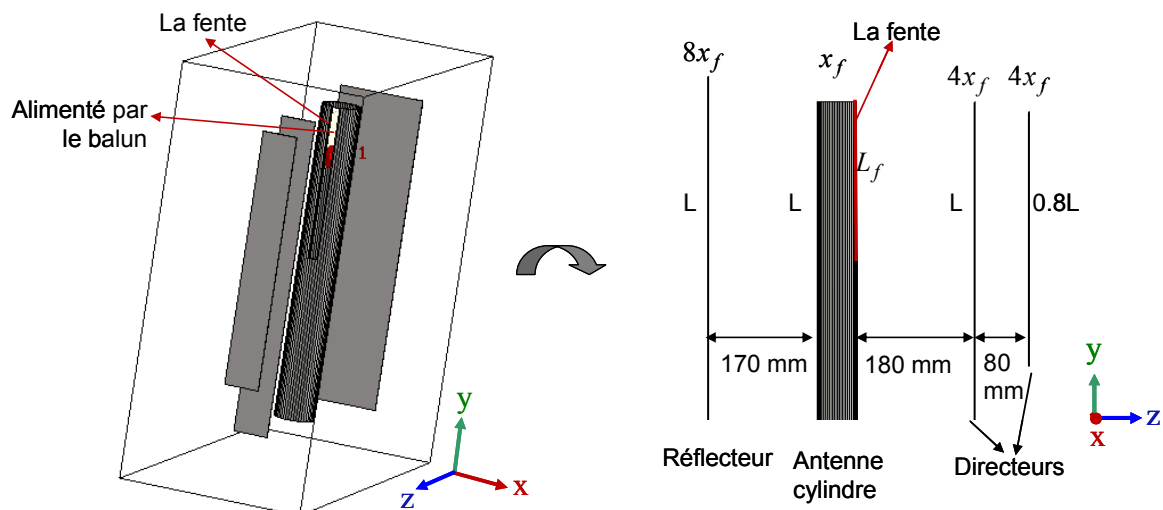


Figure 3-22 : Antenne cylindre-yagi conçue

Notre antenne cylindre-yagi a pour dimensions  $96 \times 475 \times 400 \text{ mm}^3$ , le coefficient de réflexion est de -20 dB à la fréquence de 868 MHz, cf. figure 3-23. Grâce à la structure yagi, le gain de l’antenne cylindre est augmenté de 4.63 dBi à 6.54 dBi, cf. figure 3-24, l’efficacité de ce type d’antenne est de 99% .

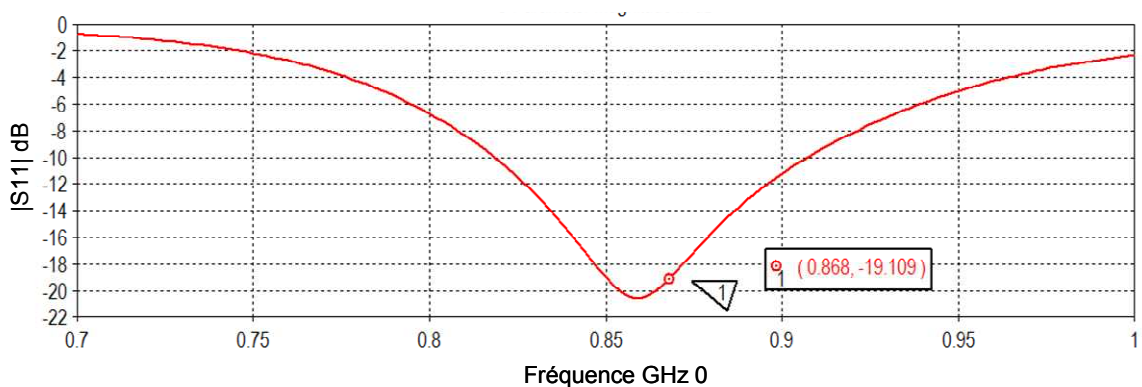
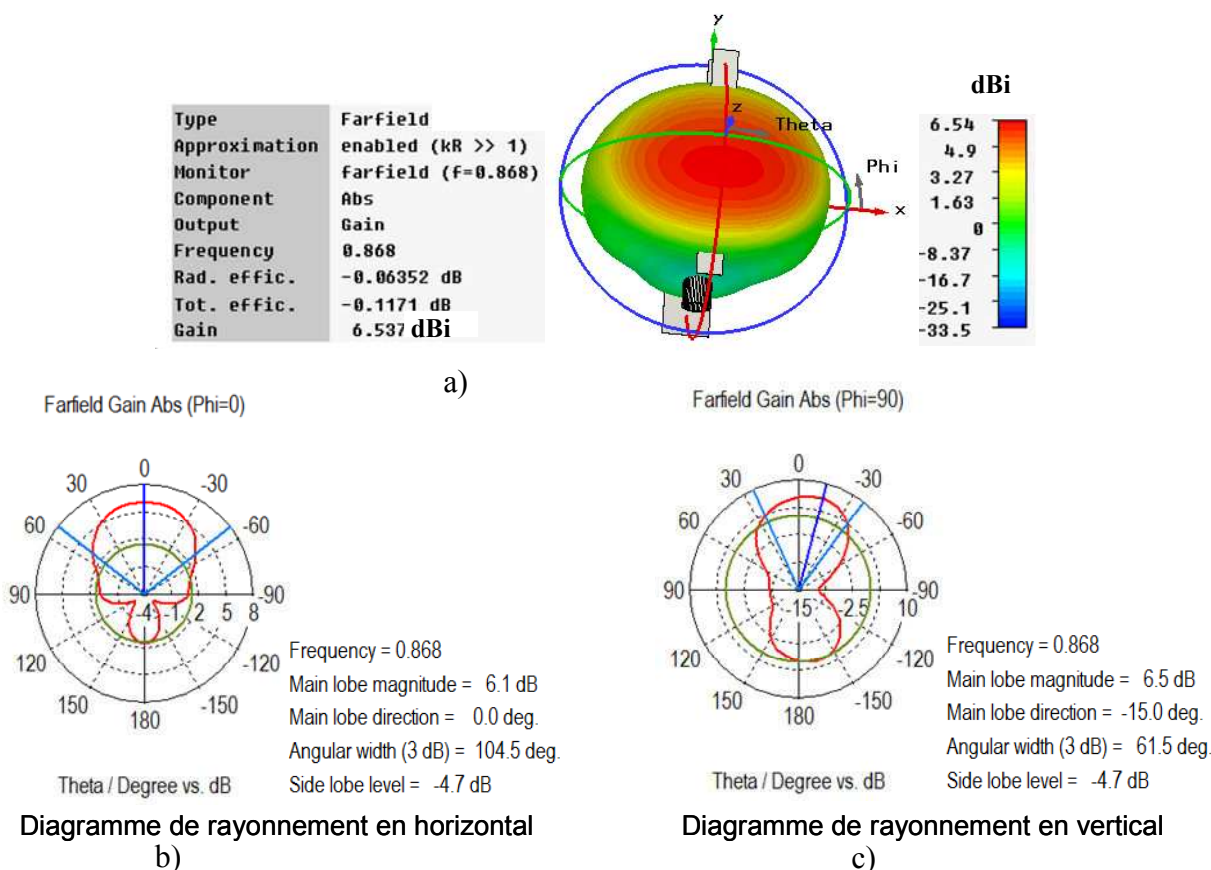


Figure 3-23 : Coefficient de réflexion de l’antenne cylindre-yagi



**Figure 3-24 : Diagramme de rayonnement de l’antenne cylindre-yagi à la fréquence 868 MHz : a) en 3D ; b) en horizontal ; c) en vertical**

L’angle d’ouverture de l’antenne cylindre-yagi est de  $104^\circ$  en horizontal et de  $61^\circ$  en vertical. Nous avons trouvé que le lobe principal de l’antenne est de  $\theta = -15^\circ$ , cf. figure 3-24b, c’est pourquoi l’amplitude du lobe principal en horizontal est de 6.1 dBi tandis que l’amplitude du lobe principal est de 6.54 dBi en vertical. Pour obtenir un gain d’environ 10 dBi avec un angle d’ouverture autour de  $30^\circ$ , un réseau de deux antennes cylindre-yagi est mis en œuvre en direction x. La distance dx entre deux antennes est de 170 mm. Ce réseau utilise le même coupleur que celui qui est conçu pour la première antenne métallique décrite au paragraphe 3.3 précédent. Le résultat du réseau de deux antennes cylindre-yagi est montré dans les figures ci-dessous :

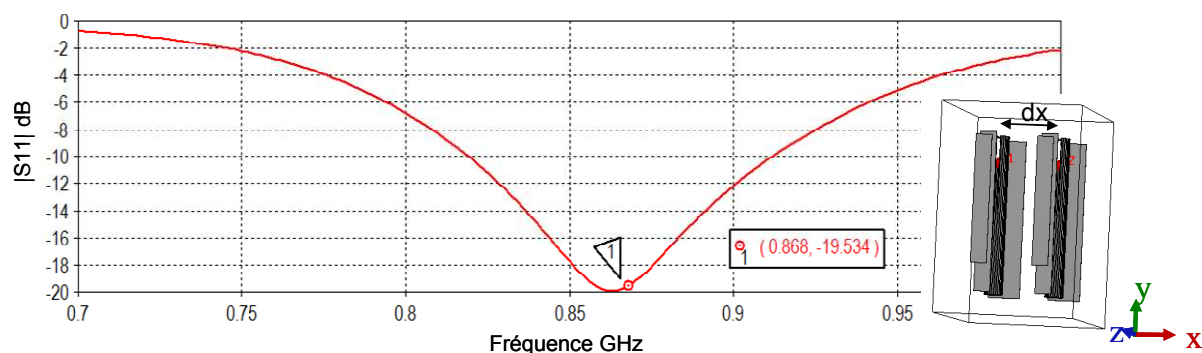


Figure 3-25 : Coefficient de réflexion du réseau de deux antennes cylindre-yagi

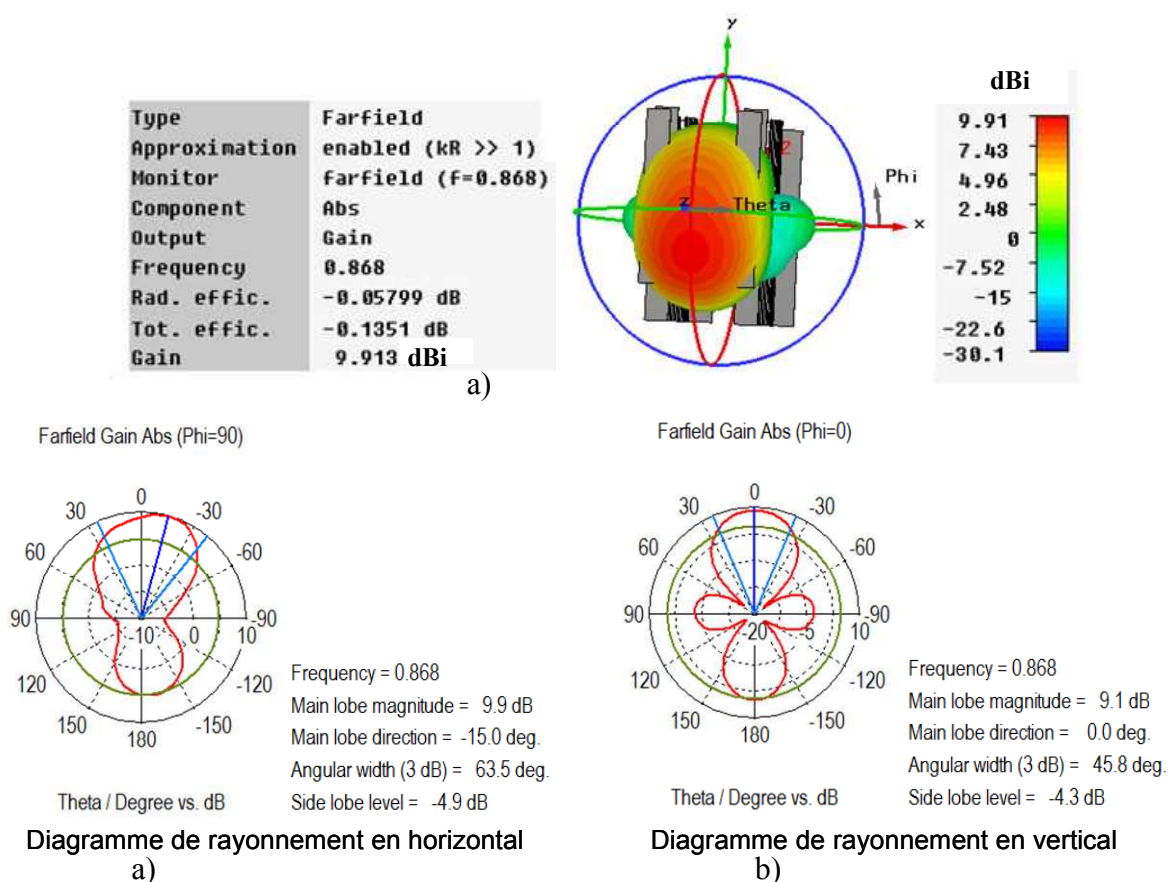


Figure 3-26 : Diagramme de rayonnement du réseau de deux antennes cylindre-yagi à la fréquence 868 MHz : a) en 3D ; b) en horizontal ; c) en vertical

Ce deuxième type d’antenne cylindre-yagi est réalisé avec un gain de 9.9 dBi, un angle d’ouverture en horizontal de  $45^\circ$ , un angle d’ouverture en vertical de  $63^\circ$ . Cette antenne est utilisée pour le nouveau système d’IVT sans portique où elle est implantée directement au sol. Soulignons que la dimension de cette antenne est plus grande que celle du cahier des charges.



### 3.5 Conclusions

Dans ce chapitre nous avons présenté une méthodologie de réalisation d'une antenne à haut gain, bas coût pour le système d'IVT. Le logiciel CST Microwave 2012 est utilisé pour nos simulations. Nous avons réalisé deux types d'antennes métalliques à la fréquence 868 MHz économique et efficace. Ces deux antennes sont utilisées chez Multitoll

La première antenne est l'antenne patch métallique. Comme nous l'avons présenté, sa fabrication est très facile, sans besoin des machines spéciales. Il n'y a pas de perte du substrat grâce à l'utilisation d'un substrat constitué d'air.

La deuxième antenne est une antenne cylindre-yagi en métal. Cette antenne est utilisée pour la nouvelle structure du système d'IVT sans portique que nous avons proposée. De même que l'antenne patch métallique, ce type d'antenne est facile à fabriquer et très solide. Bien que le poids de l'antenne soit lourd elle peut s'implanter directement au sol. Le portique du système d'IVT est enlevé grâce à l'antenne cylindre-yagi. Pour l'industrialiser, cette antenne a encore besoin d'être testé en configuration au sol d'un système d'IVT sans portique. L'effet de l'endroit où l'antenne va être implantée doit être pris en compte.

Les deux antennes conçues à la fréquence 868 MHz dans ce chapitre sont acceptables au niveau du prix. Elles sont industrialisables. Elles sont utilisées chez Multitoll dans la cadre de notre projet en 2012. Suivant la méthodologie résumée au paragraphe 3.2 du chapitre, le chapitre 4 va décrire la réalisation d'antennes à haut gain pour le système d'IVT à la fréquence centrale de 5.8 GHz selon la norme DSRC Européenne (norme EN 12253).

### Bibliographie du chapitre 3

- [1] A. Balanis, *Chapter 14, Antenna theory analysis and design*. 3rd Edition, John Wiley & Sons, 2005.
- [2] A. Balanis, *Chapter 6, Antenna theory analysis and design*. 3rd Edition, John Wiley & Sons, 2005.
- [3] R. E. Collin, *Foundation for Microwave Engineering*, The IEEE Pres Series on Electromagnetic Wave Theory., vol. 3.5, page 86. A John Wiley & Son, INC., Publication.
- [4] A. Alford, « Long slot antennas », *Proc. Natl. Electronics Conference*, 1946.
- [5] J. D. Kraus, *Chapitre 13: Slot Horn and Complementary Antennas, Antennas book*, Second., McGraw-Hill Book Company, Inc., Page 661-690, 1976.
- [6] E.C. Jordan et W.E.Miller, « Slotted Cylinder Antennas », *Electronics*, p. 90-93, févr-1947.
- [7] R. A. Burberry, *Chapitre 5: Slot antennas, Vhf and Uhf Antennas book*, Peter Peregrinus on behalf of the Institution Electrical Engineer, 1992, p. 78-87.
- [8] C.A. Chen et D.K. Cheng, « Optimum Spacings for Yagi-Uda Arrays », *IEEE Transactions on antennas and propagation*, n° 21, sept. 1973.
- [9] J. D. Kraus, *Chapitre 11: Arrays with parasitic elements, Antennas book*, Second., McGraw-Hill Book Company, Inc., Page 624-644, 1976



## Chapitre 4 Réalisation d’antennes DSRC à haut gain pour le système d’IVT

### 4.1 Introduction

Au cours de nos travaux de thèse, nous avons largement porté notre attention sur les systèmes d’IVT (cf. chapitre 1) selon la norme DSRC Européenne à la fréquence de 5.795-5.925 GHz [1]. Comme le montre l’état de l’art, ces systèmes sont de plus en plus utilisés maintenant. Nous allons proposer trois nouvelles structures d’antennes satisfaisant à cette norme. Lors de la conception des antennes, nous avons pris en compte le bas coût, les gains élevés et les systèmes compacts comparés à des structures d’antennes existantes. Dans le cadre d’un contrat de recherche avec Multitoll, nous nous sommes fixés un volume maximum de  $90 \times 90 \times 45 \text{ mm}^3$ .

Concernant notre nouvelle structure d’IVT sans portique qui est proposée au chapitre 3, la première antenne conçue est de type cylindre-yagi à la fréquence 5.8 GHz. Deux versions d’antenne à base de cylindre métallique à gain élevé à la fréquence 5.8 GHz ont été proposées et fabriquées. Ces antennes peuvent couvrir seulement une voie de l’autoroute. Elles sont de bas coûts, solides et faciles à fabriquer par rapport aux antennes réseaux traditionnelles qui doivent associer au moins 4 antennes patchs élémentaires pour avoir la même performance.

La deuxième antenne conçue est l’antenne méta-matériaux (MTM). Une nouvelle structure de méta-matériaux main gauche (MTM MG) planaire avec la permittivité négative et la perméabilité négative a été conçue. Elle permet d’améliorer le gain d’une antenne patch élémentaire.

Une antenne à balayage électronique a été étudiée afin de développer, dans le système d’IVT, les aspects multivoie (système de télépéage multivoie). C’est une solution pour réduire le prix du système. Le gain d’une antenne à balayage électronique a été augmenté grâce à notre nouvelle structure MTM MG.

Les prototypes des trois structures d’antennes ont été réalisés et testés au Laboratoire IMEP-LAHC à Minatec, Grenoble-INP.

## 4.2 Réalisation d’une antenne cylindre-yagi

Dans le but de réaliser une antenne au sol pour un nouveau système d’identification de véhicules en mouvement par des transpondeurs sans portique comme proposé au chapitre 3, nous allons retenir l’antenne cylindre-yagi fonctionnant dans la bande de fréquence de 5.795-5.925 GHz selon la norme DSRC Européenne EN 12253 [1]. Deux prototypes d’antennes cylindre-yagi ont été réalisés.

### 4.2.1 Réalisation d’une antenne Cylindre à fente primaire

Après avoir réalisé une antenne cylindre à fente à la fréquence 868 MHz, de la même manière, deux antennes cylindres à fente vont maintenant être réalisées pour la fréquence centrale de 5.8 GHz. La longueur de la fente est de l’ordre de la demi-onde. La figure 4-1a représente la version 1 de l’antenne cylindre avec la fente en bout de cylindre d’épaisseur de cuivre de 2 mm. Les paramètres de l’antenne sont décrits dans le tableau 4-1. Comme analysé chapitre 3 pour l’antenne à fente, quand la longueur du cylindre de cette antenne passe de 45 mm à 64 mm tandis que la fente se déplace vers le centre du cylindre (version 2), le rapport  $2L/D$  est plus élevé, cf. figure 4-1b. Grâce à ce rapport élevé, l’antenne cylindre dite version 2 est plus directive, elle est également plus solide avec sa fente au centre du cylindre. Grâce à cet allongement du cylindre en version 2, le gain est augmenté de 1.5 dBi par rapport au gain de la version 1. Les deux versions de l’antenne cylindre sont bien adaptées à la bande de la norme DSRC en simulation et en mesure. Les résultats des coefficients de réflexions et des diagrammes de rayonnements sont montrés figures 4-2 et 4-3 :

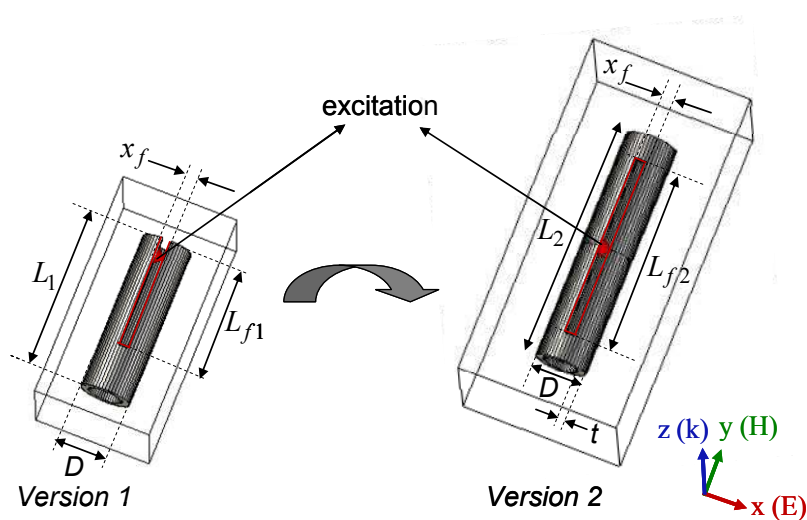
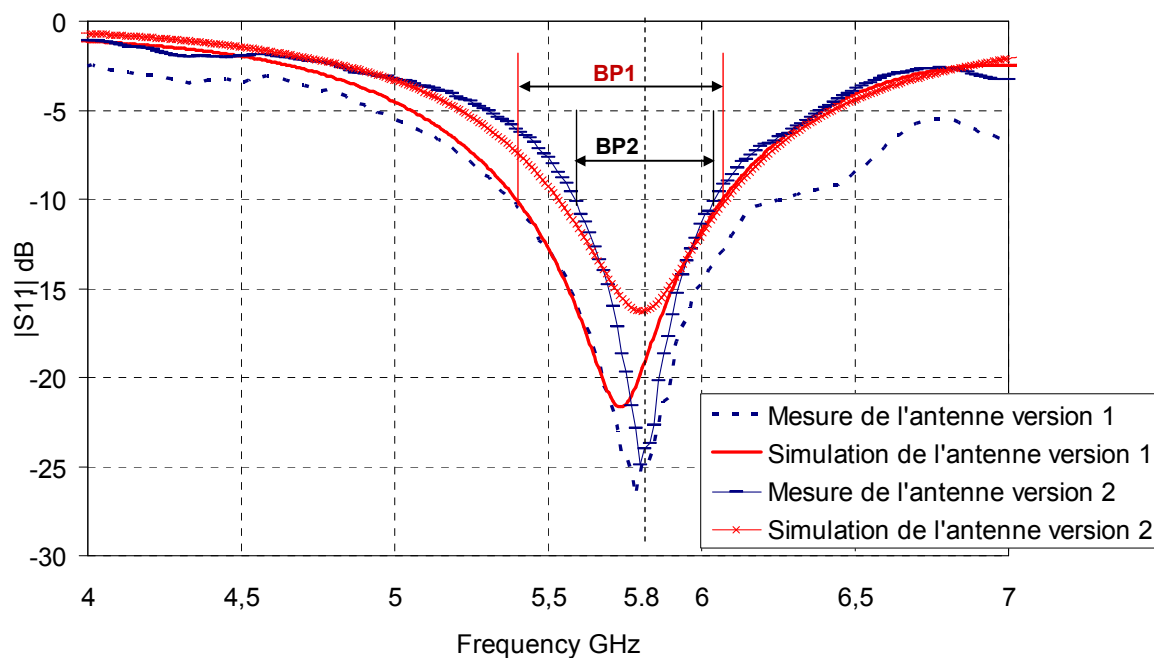


Figure 4-1 : Deux versions de l’antenne cylindre à fente

Tableau 4-1 : Paramètres de l’antenne cylindre à fente de la figure 4-1

Symbole	Valeur
$L_1$	45 [mm] (Longueur de l’antenne version 1)
$L_{f1}$	32 [mm] (Longueur de la fente de l’antenne version 1)
$x_f$	2.5 [mm]
$L_2$	64 [mm] (Longueur de l’antenne version 2)
$L_{f2}$	50 [mm] (Longueur de la fente de l’antenne version 2)
$D$	14 [mm]
$t$	2 [mm] (Epaisseur du cuivre du cylindre)



Antenne version 1: BP1 = 664 MHz

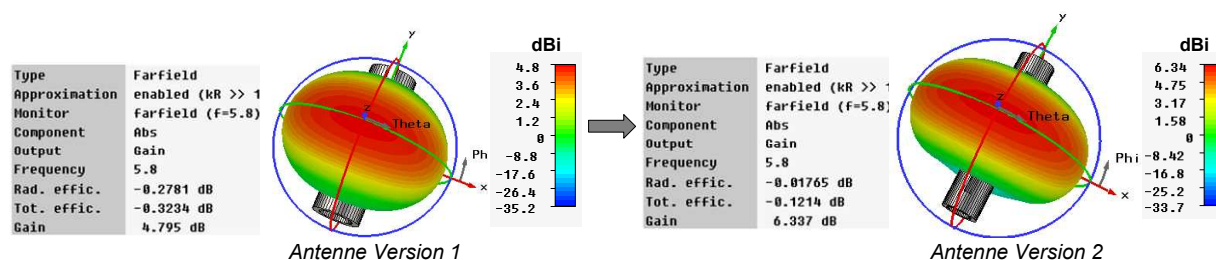
Antenne version 2: BP2 = 465 MHz

Figure 4-2 : Coefficients de réflexions des deux versions de l’antenne cylindre à fente

Pour l’antenne cylindre version 1, la bande passante est de 664 MHz ( $f_{\min 1} = 5.408$  GHz ;  $f_{\max 1} = 6.072$  GHz), le coefficient de réflexion est de -20 en simulation et de -25 en mesure à la fréquence de 5.8 GHz. Le gain de cette version d’antenne est de 4.8 dBi, cf. figure 4-3a.

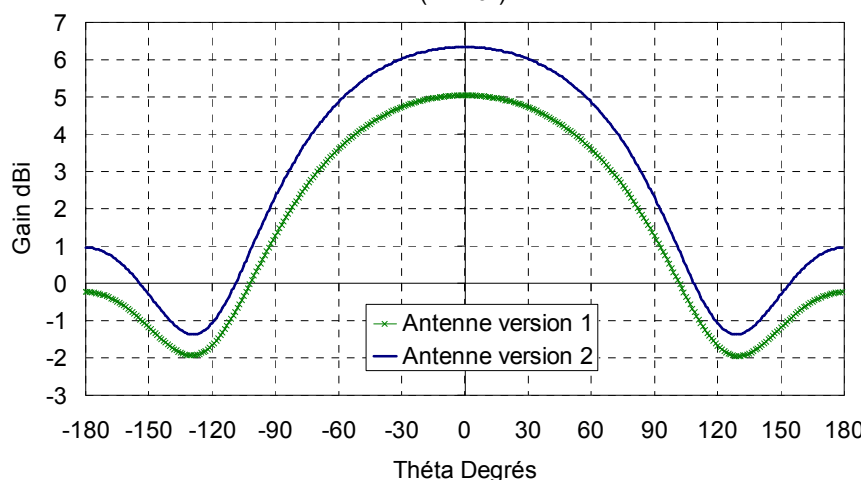
La bande passante de la version 2 de l’antenne cylindre à fente est de 465 MHz ; elle est plus petite de 200 MHz par rapport à la bande passante de l’antenne version 1 ( $f_{\min 2} = 5.59$  GHz,

$f_{\max 2} = 6.055$  GHz). Son coefficient de réflexion est de -16 dB en simulation et de -25 dB en mesure à la fréquence centrale 5.8 GHz. Son gain est de 6.3 dBi.



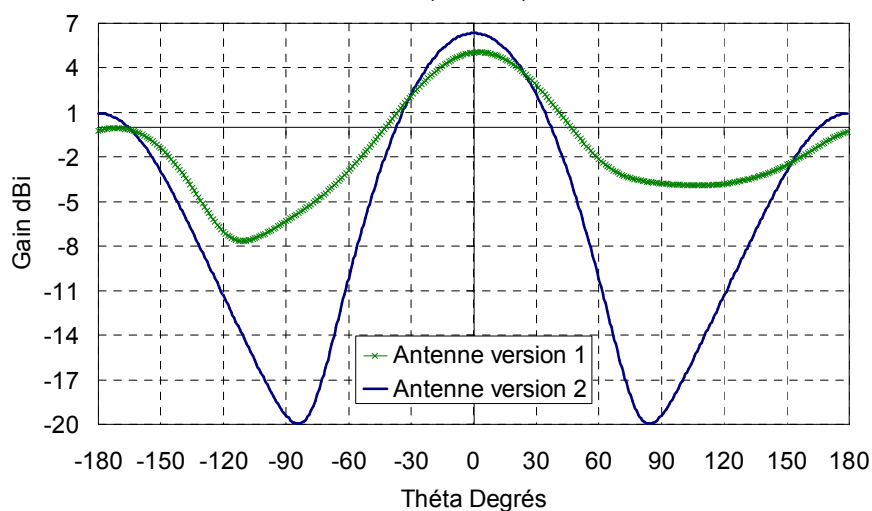
a)

Diagramme de rayonnement d'antenne cylindre à fente en horizontal (Phi=0°)



b)

Diagramme de rayonnement d'antenne cylindre à fente en vertical (Phi=90°)



c)

Figure 4-3 : Diagrammes de rayonnements des deux versions de l’antenne cylindre à fente à 5.8 GHz : a) Pattern en 3D ; b) Pattern en horizontal ; c) Pattern en vertical

Pour l’excitation, ces antennes ont également besoin de baluns. Pour les réaliser, nous avons utilisé un tube métallique de  $\lambda/4$  qui est ajouté directement au câble coaxial afin de créer un

court circuit. Ce type de balun est moins compliqué par rapport au balun de l’antenne cylindre à 868 MHz, sans besoin de circuit imprimé ainsi que sans substrat.

La mise en œuvre de l’antenne cylindre à fente avec un réflecteur et un directeur selon la structure yagi est présenté ensuite afin d’obtenir un plus grand gain.

#### 4.2.2 Réalisation d’une antenne Cylindre-Yagi

Les deux versions de l’antenne cylindre à fente réalisées ont un gain augmenté par la structure yagi (voir figure 4-4). Les structures de ces deux versions d’antennes cylindre-yagi ont été simulées et fabriquées au laboratoire Interdisciplinaire de Physique (LIPhy) à Grenoble [2-3]. Nous notons qu’à la fréquence SHF, nous avons moins de difficulté pour dimensionner les antennes par rapport à la fréquence UHF. Dans notre structure d’antenne cylindre-yagi, le réflecteur et le directeur sont en forme de cylindre en coaxial avec le cylindre à fente. Le diamètre du réflecteur (et du directeur) est de 36 mm :

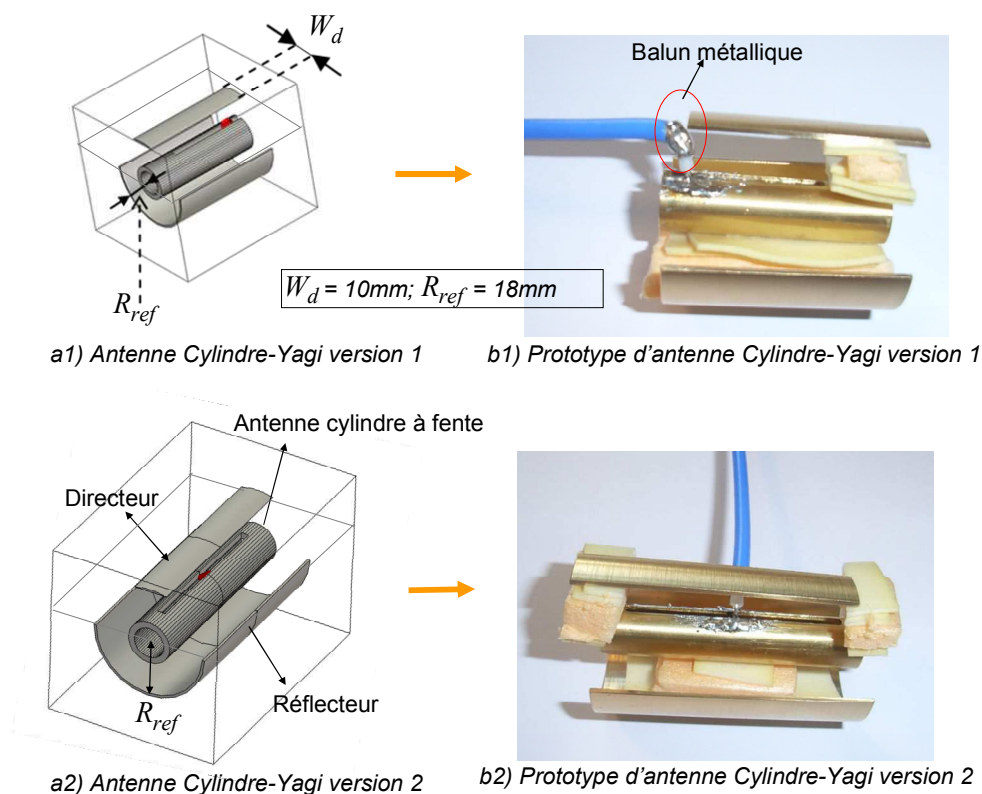


Figure 4-4 : Structures et prototypes des deux antennes cylindre-yagi à 5.8 GHz

- **Antenne cylindre-yagi version 1**, cf. figures 4-4a1 et 4-4b1 : Pour augmenter le gain de l’antenne cylindre à fente version 1, un réflecteur dont la forme est un demi cylindre de diamètre égal à  $D_{ref} = 2R_{ref} = 36$  mm et un directeur de largeur



$W_d=10$  mm ont été associés en parallèle à cette antenne selon la structure yagi. La largeur du réflecteur est plus grande tandis que la largeur du directeur est plus petite par rapport à l’antenne de référence. La longueur des réflecteur et directeur est la même que la longueur du cylindre  $L_1$ . L’épaisseur du cuivre du réflecteur et du directeur est de 2 mm.

Cette antenne cylindre-yagi fonctionne autour de la fréquence de 5.8 GHz. Le balun métallique est réalisé pour l’antenne cylindre-yagi version 1 selon la figure 4-4 b1 pour l’excitation de cette antenne. La bande de fonctionnement [5,795-5,815 GHz] selon la norme DSRC européenne est comprise dans la bande passante de 821 MHz de l’antenne cylindre-yagi version 1 [5.515–6,336 GHz]. Cet aspect est illustré figure 4-5 avec les coefficients de réflexion obtenus en mesure et en simulation. S11 mesure et S11 simulation de l’antenne cylindre-yagi version 1 sont respectivement de -18 dB et -27 dB à la fréquence centrale de 5.8 GHz. La dimension de cette antenne est de 36x45x36 mm<sup>3</sup> avec un gain de 8.26 dBi. Le gain d’antenne cylindre à fente version 1 est amélioré de 3.46 dBi grâce au réflecteur et au directeur, cf. figure 4-7.

- **Antenne cylindre-yagi version 2**, cf. figures 4-4a2 et 4-4b2 : cette deuxième version est plus solide que la première version. Cette antenne est la même que la structure d’antenne cylindre-yagi version 1 sauf que la longueur du réflecteur et du directeur est égale à 64 mm (comme la longueur de l’antenne cylindre à fente version 2).

La bande passante de l’antenne cylindre-yagi version 2 est de 880 MHz [5,31–6,19 GHz], cf. figure 4-6. Les coefficients de réflexion égalent -15 dB en mesure et -20 dB en simulation à la fréquence de 5.8 GHz. La dimension de l’antenne cylindre-yagi version 2 est de 36x64x36 mm<sup>3</sup>. Nous avons augmenté le gain de 6.3 dBi jusqu’à 9.23 dBi par le réflecteur et le directeur. Le diagramme de rayonnement de l’antenne est montré figure 4-7.

Le paramètre S11 en simulation est en accord avec le paramètre mesuré pour les deux prototypes d’antennes cylindre-yagi. Leurs gains sont équivalents à un réseau de deux antennes patch traditionnelles. Le tableau 4-2 résume les paramètres de ces prototypes d’antenne cylindre-yagi. Nous allons mettre en œuvre un réseau de deux antennes cylindre-yagi pour augmenter le gain pour qu’il soit supérieur de 10 dBi.

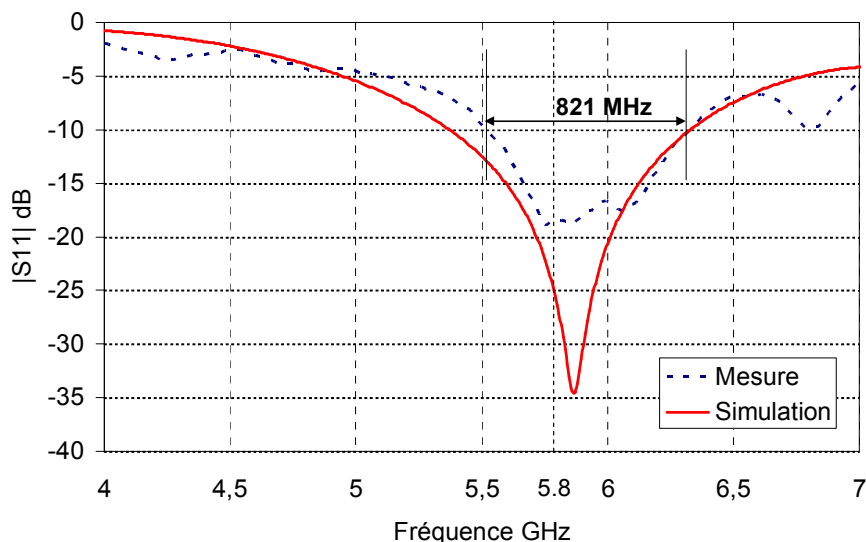


Figure 4-5 : Coefficient de réflexion de l’antenne cylindre-yagi version 1 à 5.8 GHz

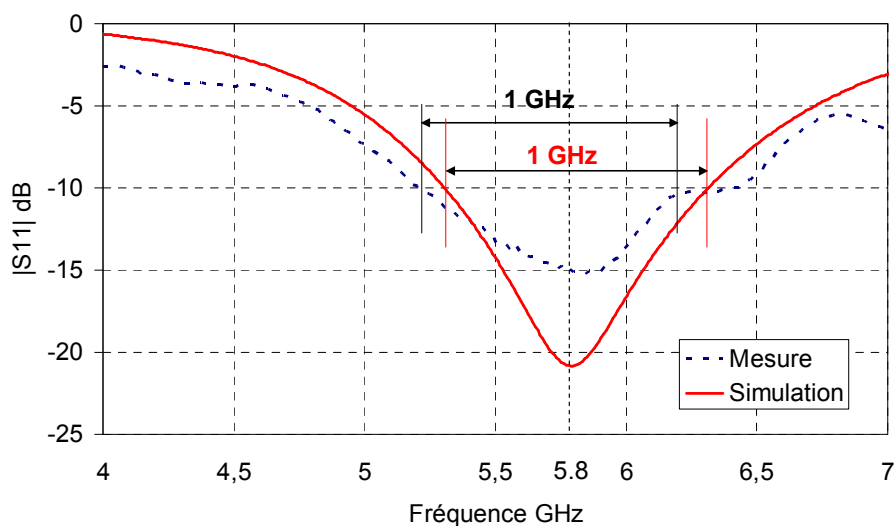


Figure 4-6 : Coefficient de réflexion de l’antenne cylindre-yagi version 2 à 5.8 GHz

Tableau 4-2 : Bilan des paramètres des deux versions d’antennes cylindre-yagi à 5.8 GHz

f = 5.8 GHz	VERSION 1 36x45x36 mm <sup>3</sup>		VERSION 2 36x64x36 mm <sup>3</sup>	
	SIMULATION	MESURE	SIMULATION	MESURE
S11 (dB)	-27	-18	-20	-15
Bande passante (MHz)	944	821	1000	1000
Gain (dBi)	8.26	7.85	9.23	9.91
Largeur à -3dB en horizontal (Degrés)	86	95	81	74x
Largeur à -3dB en vertical (Degrés)	54	50	43	40

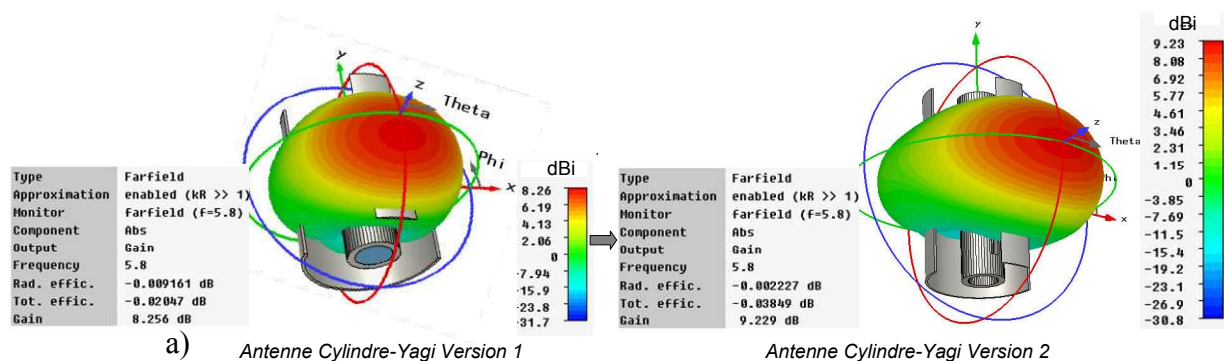


Diagramme de rayonnement des antennes cylindre-yagi en horizontal (Phi=0°)

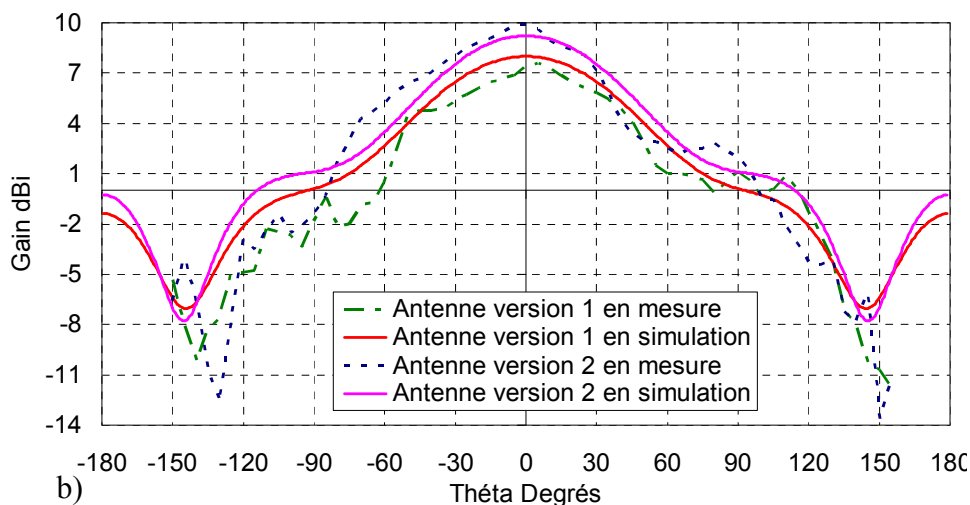


Diagramme de rayonnement des antennes cylindre-yagi en vertical (Phi=90°)

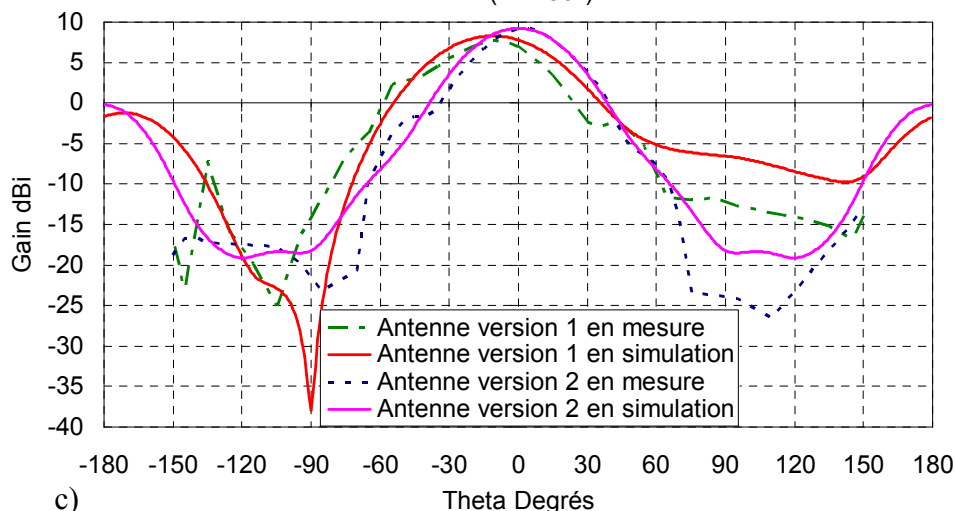
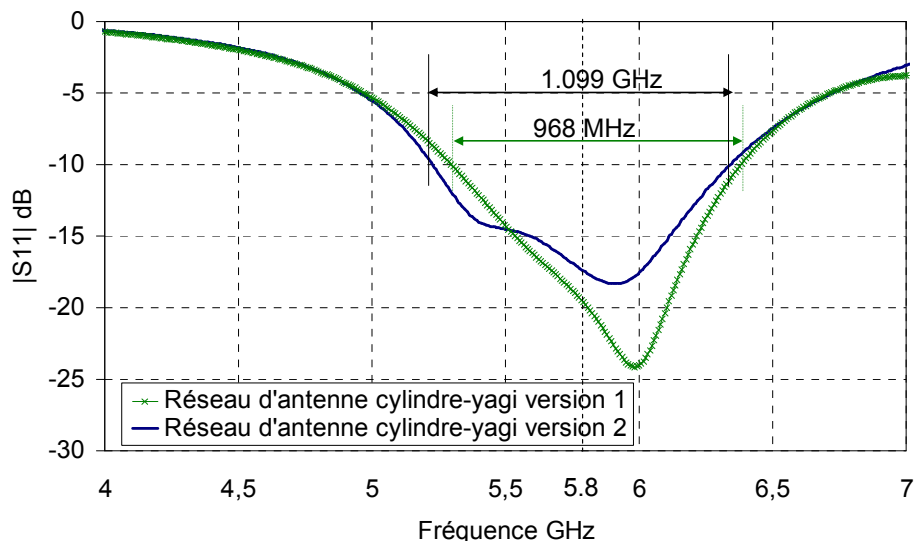


Figure 4-7 : Mesures et simulations des diagrammes de rayonnement des deux versions d’antennes cylindre-yagi à 5.8 GHz: a) Pattern en 3D ; b) Pattern en horizontal ; c) Pattern en vertical

Un réseau de deux antennes cylindre-yagi en direction x distantes de 40 mm permet d’augmenter le gain à 11.1 dBi pour la version 1 et à 12.1 dBi pour la version 2. Les résultats sont représentés figures 4-8 et 4-9. Nos deux versions de réseaux d’antennes sont toujours adaptées à la fréquence centrale de 5.8 GHz et leurs bandes passantes sont plus larges par rapport aux réseaux d’antennes patchs imprimés équivalents :



**Figure 4-8 : Coefficients de réflexion des réseaux des deux antennes cylindre-yagi**

La dimension totale est de  $76 \times 45 \times 36 \text{ mm}^3$  pour le réseau de deux antennes cylindre-yagi version 1, et de  $76 \times 64 \times 36 \text{ mm}^3$  pour le réseau de deux antennes cylindre-yagi version 2. Les caractéristiques des deux réseaux d’antennes cylindre-yagi sont résumées en tableau 4-2 ci-dessous :

**Tableau 4-3 : Bilan des paramètres des réseaux de deux antennes cylindre-yagi à 5.8 GHz**

f=5.8 GHz	RESEAU VERSION 1 $76 \times 45 \times 36 \text{ mm}^3$	RESEAU VERSION 2 $76 \times 64 \times 36 \text{ mm}^3$
S11 (dB)	-19	-17
Bande de passante (MHz)	968	1099
Gain (dBi)	11.1	12.1
Largeur à -3dB en horizontal (Degrés)	35	35
Largeur à -3dB en vertical (Degrés)	58	46

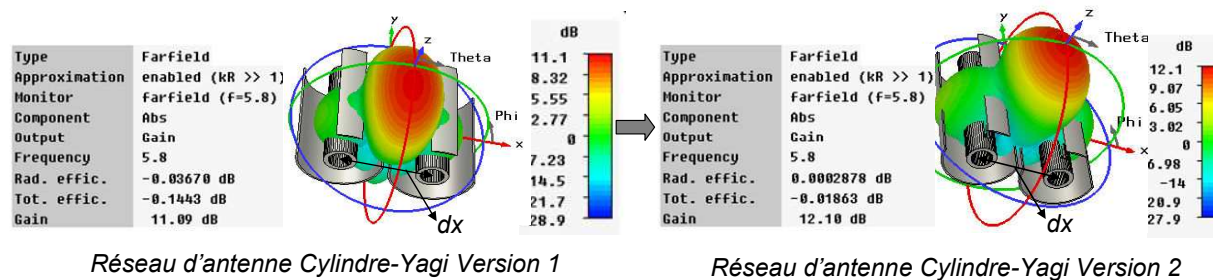
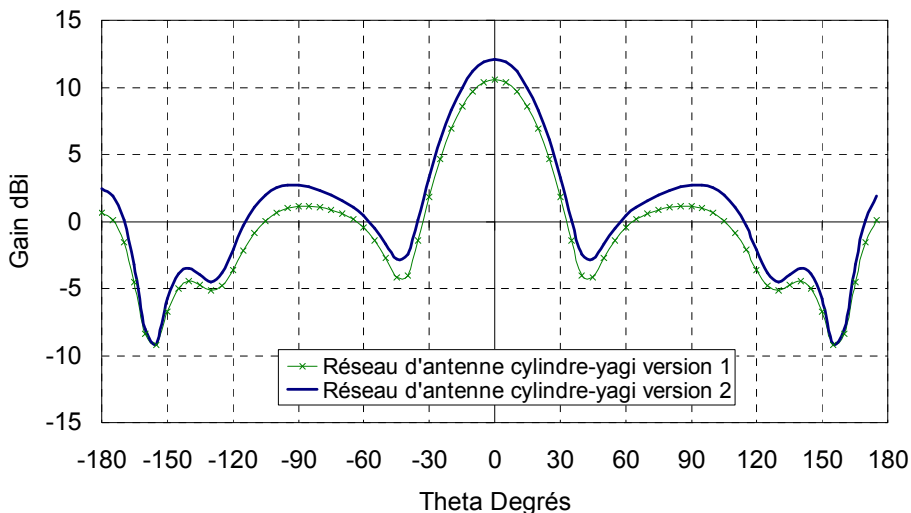


Diagramme de rayonnement du réseau de deux antennes cylindre-yagi en horizontal (Phi=0°)



**Figure 4-9 : Diagramme de rayonnement du réseau de deux antennes cylindre-yagi à 5.8 Ghz**

Nous avons étudié et proposé deux antennes de type cylindre-yagi pour le système d’IVT sans portique. Le gain a été élevé à 11.1 dBi et 12 dBi grâce à la technologie du réseau d’antennes. La largeur en horizontal est de 35° pour les deux versions et satisfait au cahier des charges.

Ces antennes sont équivalentes à un réseau de quatre antennes patch imprimées traditionnelles pour une même dimension en largeur (x) et longueur (y).

Les antennes sont fabriquées à partir de cylindres métalliques d’épaisseur 2 mm peu chers. De plus, ces antennes sont implantées au sol donc nous pouvons facilement orienter les cylindres par un système mécanique pour balayer la direction du lobe principal afin de couvrir plusieurs voies. Ce dernier point amène une réduction des équipements ainsi donc du prix total du système d’IVT. Pour industrialiser ce type d’antenne, une résine a été choisie pour enrober l’antenne. L’effet du sol sur l’antenne a été pris en compte dans cette étape. Nous avons eu des difficultés pour souder le câble coaxial aux antennes. Malgré ses avantages, nous n’avons pas voulu consacrer nos études qu’aux seuls prototypes d’antennes cylindre-yagi en métal. Nous avons conçu une antenne planaire supérieure en gain par rapport à l’antenne cylindre-

yagi pour un système d’IVT avec portique. Sa taille et son poids sont petits pour être facilement intégré au circuit électronique du lecteur DSRC fixé sur le portique. Cette nouvelle antenne est basée sur un méta-matériau choisi pour avoir un haut gain. Elle est présentée ci-après.

### **4.3 Réalisation d’une antenne méta-matériaux à la fréquence 5.8 GHz**

Cette deuxième antenne s’appuie, suivant la présentation du chapitre 2, sur la technologie méta-matériau, laquelle fonctionne comme une lentille pour focaliser les ondes. Une antenne méta-matériau se compose d’une couche MTM avec une permittivité et une perméabilité simultanément négatives et d’une antenne primaire. Dans ce type d’antenne, la couche MTM est placée au-dessous d’une antenne primaire pour augmenter son gain. Ce paragraphe est consacré à la réalisation d’une antenne méta-matériau imprimé avec un gain et une ouverture (à -3dB) souhaité, respectivement, autour de 15 dBi et de 30° à la fréquence de 5.8 GHz, pour une dimension inférieure à 90x90x45 mm<sup>3</sup>. Un petit boîtier, un bas coût sont des avantages de ce type d’antenne imprimée. Son poids léger permet un montage facile sur le portique du système d’IVT.

Pour réaliser cette antenne, une première étude a consisté à concevoir une nouvelle structure de MTM main gauche imprimé avec la permittivité effective et la perméabilité effective simultanément négatives ( $\epsilon_{eff} < 0$  et  $\mu_{eff} < 0$ ) à la fréquence 5.8 GHz. En général, la couche MTM est une structure périodique en  $p$  du nombre de cellules. La conception d’une nouvelle couche MTM MG a donc commencée par la conception d’une nouvelle structure de cellule MTM MG à la fréquence 5.8 GHz. Nous allons d’abord présenter une modélisation pour la conception d’une couche MTM MG pour n’importe quelle fréquence de fonctionnement, non pas seulement à la fréquence de 5.8 GHz.

Ensuite, la méthode de validation des valeurs permittivité effective ( $\epsilon_{eff}$ ) et perméabilité effective ( $\mu_{eff}$ ) de MTM à partir de S paramètres sera décrite. Nous avons élaboré un modèle numérique de fonctionnement d’une cellule MTM MG ce qui nous permet d’évaluer les valeurs  $\epsilon_{eff}$  et  $\mu_{eff}$  pour notre fréquence de fonctionnement.

Enfin, nous présenterons notre antenne MTM avec un gain de 15.3 dBi grâce à l’effet de la couche MTM MG.

### 4.3.1 Bref état de l’art sur les structures de méta-matériau main gauche

Au cours des dernières années, les méta-matériaux main gauche (MTMs) ont rapidement gagné en popularité comme technique pour augmenter le gain des antennes. Les MTM MG sont des matériaux artificiels avec simultanément une permittivité et une perméabilité négatives ce qui n’existe pas au naturel ; l’indice de réfraction d’une MTM MG est donc négatif. Avec la même onde incidente, l’onde réfractée dans le MTM MG est en opposition par rapport à l’onde réfractée du matériau main droite. Les MTM MG fonctionnent donc comme une lentille qui focalise les ondes en un point. La réfraction négative de -1 ouvre la possibilité de fabriquer des lentilles parfaites. En général, les MTM MG ont des structures périodiques du nombre des cellules MTM avec une dimension très petite par rapport à la longueur d’onde. L’étude des MTM MG revient à concevoir une cellule MTM MG. Il y a plusieurs publications sur les MTM MG depuis 1996 jusqu’à maintenant concernant la conception d’une cellule MTM MG à haute fréquence (21 MHz) jusqu’au proche infrarouge (200 THz). Notre travail se limite à la super-haute fréquence. Nous allons donc résumer ci-dessous les structures des cellules MTM MG traditionnelles fonctionnant aux fréquences micro-ondes. Basées sur la forme des MTM MG, elles sont regroupées en deux types : la structure en 3D et la structure en 2D. Les deux types de structures sont listés figure 4-10.

Comme présentée au chapitre 2, la première structure MTM MG en 3D a été inventée à partir de l’année 1996, par J.B. Prendy, D.R. Smith et collègues ; cette cellule MTM MG est composée d’une treillis SRR (Split Ring Resonator) ce qui donne une perméabilité effective négative [4] et un treillis de fil métallique mince (FMM) ce qui donne la permittivité effective négative à la fréquence de 5 GHz [5] . La dimension de cette cellule MTM MG est de  $8 \times 8 \times 8 \text{ mm}^3$  ( $d_x \times d_y \times d_z$ ) [6], cf. figure 4-10a à gauche. De la même manière, un autre motif MTM MG en 3D avec la dimension  $10 \times 8 \times 8 \text{ mm}^3$  à la fréquence 5 GHz a été également publié par D.R. Smith, D.C Vier et al en 2000, cf. figure 4-10a à droite [7]. Dans cette structure MTM MG, le treillis SSRR (Square Split Ring Resonator) est utilisé au lieu du treillis SRR de la première structure MTM MG.

Dans l’année 2003, concernant une structure MTM MG planaire (la structure en 2D), R.W. Ziolkowski a fabriqué et testé une cellule basée sur la structure SSRR de J.B. Prendy et D.R. Smith en figure 4-10a. Cette structure planaire se compose d’une surface de conducteur en forme de SSRR et d’une surface de conducteur en forme de ligne micro-strip chargée capacitive. Ces deux surfaces de conducteurs sont gravées sur substrat Duroid 5880 d’épaisseur 0.8 mm, la permittivité du substrat est de  $\epsilon_r = 2.2$  [8]. La figure 4-10b illustre la

structure MTM MG en 2D de R.W. Ziolkowski à la fréquence de fonctionnement de la bande X (9.6 GHz) avec la dimension de  $4.55 \times 5.05 \text{ mm}^2$  (en plan  $z0y$ ), équivalent à  $\lambda / 6$ , donc plus grand par rapport au motif en 3D.

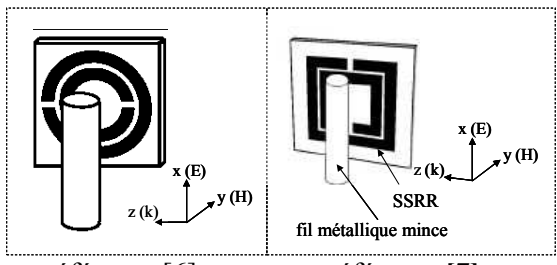
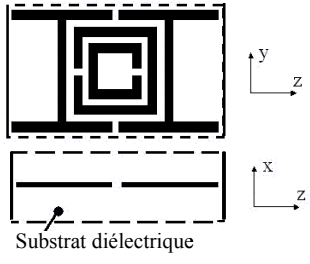
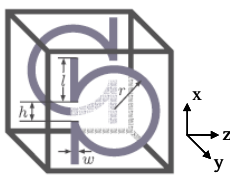
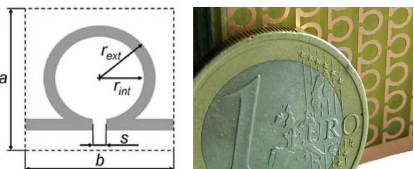
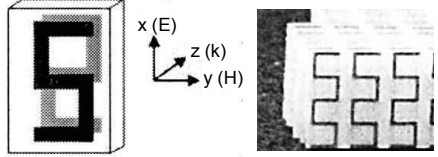
Structure MTM MG en 3D	Structure MTM MG en planaire (en 2D)
<p>a)</p>  <p>référence [6]      référence [7]</p> <p>La fréquence est de 5 GHz La dimension d’une cellule : <math>8 \times 8 \times 8 \text{ mm}^3</math> <math>\sim \lambda / 7.5</math></p>	<p>b)</p>  <p>Substrat diélectrique</p> <p>La fréquence est de 9.6 GHz, référence [8] La dimension d’une cellule : <math>4.55 \times 5.05 \text{ mm}^2</math> <math>\sim \lambda / 6</math></p>
<p>c)</p>  <p>La fréquence de 8.35 GHz, référence [9] La dimension d’une cellule : <math>4 \times 4 \times 4 \text{ mm}^3</math> <math>\sim \lambda / 9</math></p>	<p>d)</p>  <p>La fréquence de 13 GHz, référence [11] La dimension d’une cellule : <math>3.3 \times 4.1 \text{ mm}^2</math> <math>\sim \lambda / 6.5</math></p>
	<p>e)</p>  <p>La fréquence de 11 GHz, référence [12] La dimension d’une cellule : <math>5.2 \times 2.8 \text{ mm}^2</math> <math>\sim \lambda / 5 \times \lambda / 9.7</math></p>

Figure 4-10 : Résumé des structures MTM MG en 3D et en 2D publiées pour les fréquences micro-ondes

En 2003, le premier motif en forme « oméga » ( $\Omega$ ) a été introduit par C.R. Simovski [9]. La figure 4-10c représente la structure MTM MG en 3D en forme  $\Omega$ . L’avantage de cette structure par rapport de la structure de J.B. Prendy et D.R. Smith et al. est que le milieu isotrope d’une cellule et donc la taille d’une cellule sont plus petits. La dimension de cette cellule est de  $4 \times 4 \times 4 \text{ mm}^3$ , équivalent à  $\lambda / 9$  où  $\lambda$  est la longueur d’onde à la fréquence de fonctionnement de 8.35 GHz. En même temps, C.R. Simovski a inventé lui aussi le motif  $\Omega$  en 2D [10] qui s’est développé et a été fabriqué [11] en 2008 (cf. figure 10-d). La structure



consiste en deux surfaces conductrices en forme  $\Omega$  gravées sur le substrat Roger Duroid de permittivité  $\varepsilon_r = 2.2$ , avec  $h_{sub} = 0.254mm$ . La dimension de la structure MTM MG planeaire en forme  $\Omega$  est de  $\lambda/6.5$ ; elle est plus grande par rapport à la dimension de ce même motif en 3D.

Une collaboration entre l’universitaire Zheijiang en Chine et le Massachusetts Institute of Technology au États-Unis a permis à C.R Simovski et ses collègues de développer une autre structure en forme de « S » [12]. Cette MTM MG planeaire est à deux surfaces conductrices en formes de « S » gravés sur le substrat de permittivité  $\varepsilon_r = 4.6$  et d’épaisseur  $h_{sub} = 1mm$ , cf. figure 4-10e. Cette MTM MG planeaire est de dimension  $\lambda/5 \times \lambda/9.7$  en direction de x et y.

Nous notons que la structure MTM MG planeaire est très petite par rapport à la longueur d’onde à la fréquence de fonctionnement. Pour notre objectif, une cellule MTM MG planeaire est intéressante. Nous allons présenter la réalisation d’une nouvelle structure MTM MG planeaire à la fréquence 5.8 GHz de taille encore plus petite par rapport aux structures traditionnelles ainsi qu’un modèle numérique pour simuler une cellule sur CST microwave studio 2012.

### 4.3.2 Réalisation d’une nouvelle cellule MTM MG planeaire à la fréquence 5.8 GHz

La permittivité effective ( $\varepsilon_{eff}$ ) et la perméabilité effective ( $\mu_{eff}$ ) d’une cellule est exprimée respectivement par une partie réelle ( $\varepsilon'_{eff}; \mu'_{eff}$ ) et une partie imaginaire par les équations :  $\varepsilon_{eff} = \varepsilon'_{eff} + j\varepsilon''_{eff}$  et  $\mu_{eff} = \mu'_{eff} + j\mu''_{eff}$ . La figure 4-11 illustre notre nouvelle cellule MTM MG planeaire avec simultanément les parties réelles  $\varepsilon'_{eff}; \mu'_{eff}$  négatives tandis que les parties imaginaires sont proches de zéro à la fréquence de fonctionnement de 5.8 GHz. Cette structure MTM MG investiguée se compose de deux surfaces de conducteurs qui sont gravés sur le substrat Roger 4003 d’épaisseur 0.8 mm. Les paramètres de cette cellule sont représentés tableau 4-4 ci-dessous.

- Chaque face du conducteur est créée par une ligne de transmission de longueur totale  $l = 28.25$  mm (environ d’une moitié de la longueur d’onde) et de largeur  $w = 0.25$  mm. Cette ligne se replie dans une cellule de dimension  $4.3 \times 4.3$  mm<sup>2</sup>

équivalente à  $\lambda/9.5$  en utilisant une structure de ligne à méandre en direction y comme sur la figure 4-11a et c pour avoir la fréquence de résonance de 5.8 GHz.

- La distance entre deux lignes repliées dans la même surface de conducteurs est de  $s = 2$  mm.
- Deux surfaces de conducteurs sont maintenues en parallèle ensemble par le substrat Roger 4003 qui a l’épaisseur de  $h_{sub} = 0.8$  mm, la permittivité de  $\epsilon_r = 3.55$ , la perméabilité de  $\mu_r = 1$  et la tangente de perte  $\tan \delta = 0.0027$ . L’espace parallèle commun entre les deux surfaces de conducteurs est défini figure 4-11b.

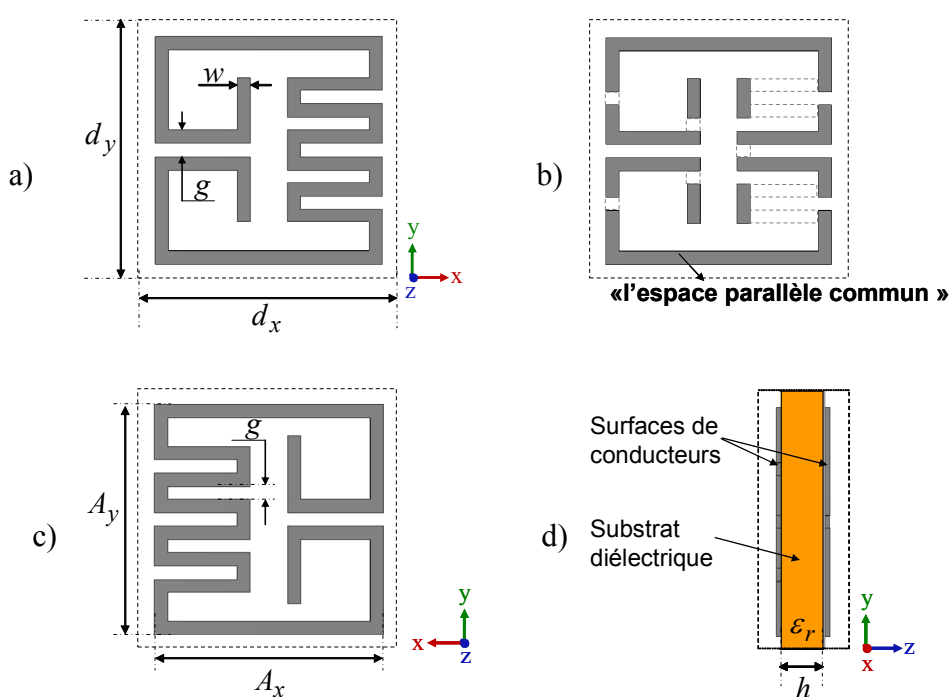


Figure 4-11 : Nouvelle cellule MTM MG à la fréquence de résonance de 5.8 GHz : a) Vue de face de la cellule MTM MG ; b) L’espace parallèle commun de la cellule MTM MG ; c) Vue arrière de la cellule MTM MG ; d) Vue de côté de la cellule MTM MG

Tableau 4-4 : Paramètres de la cellule MTM MG de la figure 4-11

Symbole	Valeur
$w$	0.25 [mm]
$l$	28.25 [mm]
$g$	0.25 [mm]
$s$	2 [mm] (Distance entre deux lignes repliées)
$A_x$	4.3 [mm]
$A_y$	4.3 [mm]
$d_x$	5.3 [mm] (Dimension d’une cellule en direction x)
$d_y$	5.3 [mm] (Dimension d’une cellule en direction y)
$\epsilon_r$	3.55 La permittivité du substrat ( $3.55 + j 0.0027$ )
$\mu_r$	1 La perméabilité du substrat

Bien qu’il y ait plusieurs publications sur les cellules MTM MG et sur les méthodes de calcul des paramètres  $\epsilon_{eff}$ ,  $\mu_{eff}$ ,  $n_{eff}$  pour chaque application à chaque fréquence de fonctionnement, il n’y a pas de théorie pour nous permettre de concevoir une MTM MG. Ce paragraphe est consacré à présenter les étapes de conception de la nouvelle structure MTM MG planaire à la fréquence 5.8 GHz. La cellule est analysée par la théorie des lignes de transmission ce qui nous permet de calculer la dimension totale d’une cellule pour avoir la fréquence de résonance souhaitée. Ensuite, cette cellule est optimisée par un modèle numérique qui a été obtenu avec des logiciels commerciaux en électromagnétique comme CST microwave studio ou HFSS. Cela nous permet de préciser la propagation des ondes au travers de la cellule MTM MG par des ondes incidentes ainsi que d’obtenir les paramètres S. Nous notons que l’onde incidente vient de l’antenne de référence au-dessous du MTM MG donc une étude sur la direction de l’onde incidente au MTM MG est pris en compte dans ce paragraphe. Les paramètres  $\epsilon_{eff}$ ,  $\mu_{eff}$ ,  $n_{eff}$  de la cellule sont déterminés à partir des paramètres S basés sur la méthode d’extraction de la permittivité effective et de la perméabilité effective.

### 4.3.2.1 Analyse de la ligne de transmission

Le substrat MTM MG est une structure périodique de  $d$  où  $d$  est la dimension d’une cellule MTM MG. Cette cellule est représentée par le circuit équivalent de la figure 4-12 basé sur la méthode de la ligne de transmission :

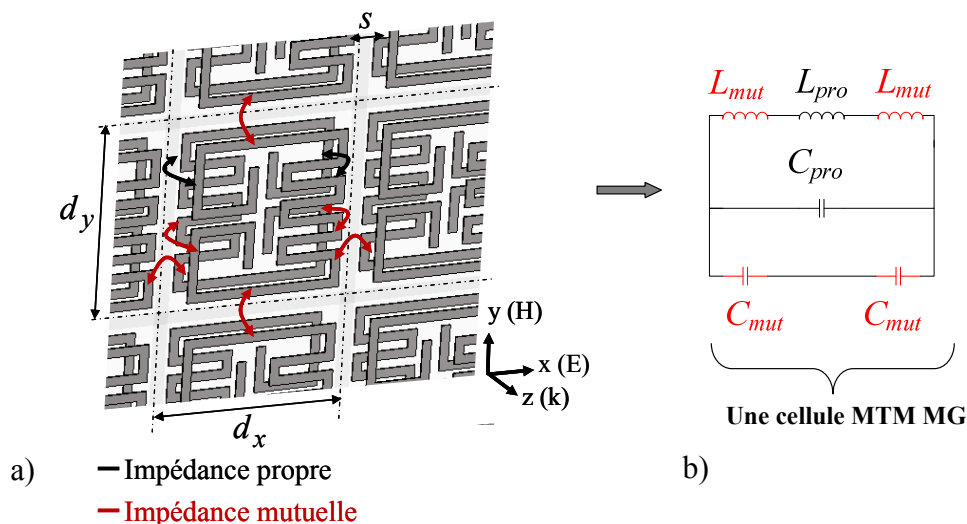


Figure 4-12 : a) Substrat MTM MG créé par le réseau périodique des cellules MTM MG ; b) Circuit équivalent d’une cellule MTM MG

Selon ce circuit, la fréquence de résonance d’une cellule peut être estimée par l’équation 4-1 :

$$f = 1/2\pi\sqrt{L_t C_t} \quad \text{(Équation 4-1)}$$

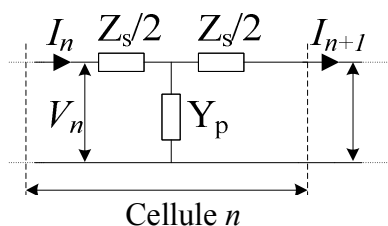
où  $L_t$  et  $C_t$  expriment respectivement l’inductance totale et la capacitance totale d’une cellule :

$$L_t = L_{self} - 2L_{mutual} \quad \text{(Équation 4-2)}$$

$$C_t = C_{self} + 2C_{mutual} \quad \text{(Équation 4-3)}$$

La distance  $s$  entre deux surfaces de conducteurs adjacentes de deux cellules adjacentes détermine le couplage mutuel entre elles. Si deux cellules sont plus proches ensemble, l’impédance mutuelle est réduite, l’amplitude du courant est plus grande donc la fréquence de résonance sera plus élevée selon les équations (4-1)-(4-3). Nous avons trouvé que les composants  $L_t$  et  $C_t$  définissent la fréquence de résonance ainsi que la permittivité effective et la perméabilité effective de la cellule. Pour faciliter la compréhension et la conception, une cellule est représentée par le modèle de circuit symétrique figure 4-13 basé sur [13-14], où

l’inductance totale  $L_t$  est divisée en une composante série ( $L_s$ ) et une composante parallèle ( $L_p$ ). De même pour la capacitance totale  $C_t$  :



**Figure 4-13 : Cellule MTM MG décrite par le modèle de circuit symétrique**

$L_s$  est proportionnel à la longueur totale de la ligne micro-strip  $l$  de la surface du conducteur ; sa valeur  $L_s$  est dominante dans l’impédance série ( $Z_s$ ). De l’autre côté,  $C_p$  est déterminé par « l’espace parallèle commun » entre deux surfaces de conducteurs qui sont gravés aux deux faces du substrat, cf. figure 4-11b. La valeur  $C_p$  est également dominante dans l’admittance shunt ( $Y_p$ ). En conséquence, nous pouvons changer la longueur totale de la ligne micro-strip  $l$  de la surface du conducteur ou bien « l’espace parallèle commun » entre deux surfaces de conducteurs parallèles d’une cellule pour obtenir la fréquence résonance désirée. C’est-à-dire que si la longueur  $l$  est plus grande, ou si l’espace parallèle commun entre deux surface de conducteur parallèle de la cellule est augmenté, la fréquence de résonance de la cellule est abaissée. L’impédance série et l’admittance shunt sont obtenues par les équations ci-dessous :

$$Z_s = -j\omega L_s - 1/(j\omega C_s) \quad \text{(Équation 4-4)}$$

$$Y_p = -j\omega C_p - 1/(j\omega L_p) \quad \text{(Équation 4-5)}$$

En utilisant le théorème de Bloch pour le modèle de la figure 4-13, nous pouvons calculer la permittivité effective et la perméabilité effective de la cellule. Nous commençons par la relation du courant et de la tension à travers une cellule  $n$  :

$$I_{n+1} = I_n e^{j\beta} \quad \text{(Équation 4-6)}$$

$$V_{n+1} = V_n e^{j\beta} \quad \text{(Équation 4-7)}$$

Où  $\beta$  est la phase à travers une cellule et  $k$  est le vecteur d’onde de la cellule.

$$\beta = kp \quad \text{(Équation 4-8)}$$

$p$  est la période (d’une cellule), dans notre cas  $p = d_x = d_y = d$  dans la direction  $x$  et  $y$ . Nous obtenons la permittivité effective, la perméabilité effective d’une cellule impliquant la dispersion spatiale selon [13][15] par les équations ci-dessous :

$$\mu_{eff} = \frac{\omega L_s - \frac{1}{\omega C_s}}{2\omega p \beta \tan(\frac{\beta}{2})} \quad \text{(Équation 4-9)}$$

$$\varepsilon_{eff} = \frac{2\beta \tan(\frac{\beta}{2})}{(\omega L_s - \frac{1}{\omega C_s})\omega p} \quad \text{(Équation 4-10)}$$

La phase  $\beta$  est trouvée par :

$$\sin^2(\beta/2) = Z_s' Y_p' / 4 \quad \text{(Équation 4-11)}$$

La condition à la limite de l’équation (4-11) est exprimée par :

$$0 \leq Z_s' Y_p' / 4 \leq 1 \Leftrightarrow 0 \leq Z_s' Y_p' \leq 4 \quad \text{(Équation 4-12)}$$

Où  $Z_s', Y_p'$  sont des parties réelles qui peuvent être négatives ou positives car elles dépendent des valeurs de  $L_s, C_s$  et  $L_p, C_p$  par les équations :

$$Z_s' = \omega L_s - 1/(\omega C_s) \quad \text{(Équation 4-13)}$$

$$Y_p' = \omega C_p - 1/(\omega L_p) \quad \text{(Équation 4-14)}$$

L’impédance d’onde d’une cellule MTM est donc calculée par :

$$Z = \frac{V_n}{I_n} = \frac{1}{2} \frac{Z_s'}{\tan(\beta/2)} \quad \text{(Équation 4-15)}$$

Parmi les équations (4-9) et (4-10), nous notons que nous pouvons obtenir une cellule MTM MG en choisissant des valeurs convenables de  $L_s, C_s$  and  $L_p, C_p$  satisfaisant aux conditions :

$$\omega L_s < \frac{1}{\omega C_s} \quad \text{(Équation 4-16)}$$

$$\omega C_p < \frac{1}{\omega L_p} \quad \text{(Équation 4-17)}$$

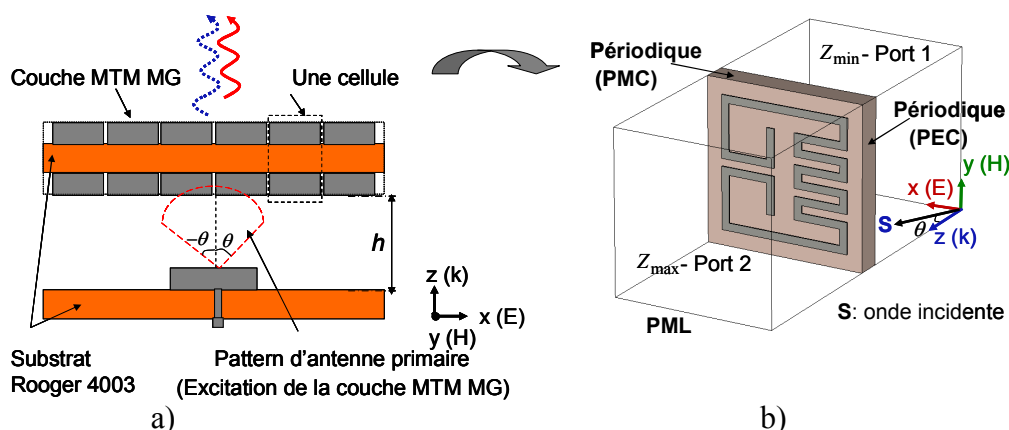
Pour plus de commodité, nous supposons que  $L_t$  et  $C_t$  sont définis avec  $L_s = 32.73$  nH,  $C_s = 0.018$  pF tandis que  $C_p = 0.95$  pF pour que la cellule ait la permittivité effective et la perméabilité en négatif selon (4-9) et (4-10). Comme nous l’avons présenté, si la longueur totale de la ligne micro-strip repliée  $l$  est augmentée, la fréquence de résonance de la cellule est plus élevée. De cette façon, nous pouvons régler MTM MG à n’importe quelle fréquence de fonctionnement.

Nous avons trouvé qu’à partir de cette analyse nous pouvons avoir la MTM MG désirée par des valeurs de  $L$  et  $C$ . Néanmoins, nous avons eu des difficultés à évaluer les inductances mutuelles et les capacitances mutuelles ainsi que l’effet « fringing » des cellules. De plus, pour une amélioration du gain d’antenne, la MTM MG est excitée par une antenne de référence et les ondes incidentes sont alors en correspondance avec le faisceau de l’antenne primaire. Le modèle est donc pris en compte pour simuler dans tous les différents angles de l’onde incidente. Nous proposons un modèle numérique pour une cellule MTM MG qui peut être facilement simulé par la méthode FDTD (Finite Difference Time Domain method) qui est un outil dans les logiciels de simulation électromagnétique.

### 4.3.2.2 Modèle numérique d’une cellule MTM MG

Un modèle d’une cellule MTM MG a été créé pour observer l’onde incidente à l’entrée de la cellule et l’onde transmise (« forward wave » en l’anglais) à la sortie de la cellule. A partir de ces ondes, nous pouvons déterminer le champ électrique et le champ magnétique d’une cellule lesquels tiennent compte de la capacitance et de l’inductance mutuelle entre les cellules. Les caractéristiques effectives de la cellule seront donc évaluées.

En général, pour une application d’amélioration du gain d’antenne, la couche MTM MG est placée en-dessous d’une antenne primaire quelconque, cf. figure 4-14a. Dans ce cas, l’antenne primaire a pour rôle d’exciter la couche MTM MG en direction  $z$ . Imaginons que le pattern de l’antenne primaire est équivalent à plusieurs ondes planes à balayage de  $-\theta^0$  à  $+\theta^0$ . Un modèle de cellule MTM MG est créé et étudié avec une onde incidente plane de direction  $\theta$  comme sur la figure 4-14b, où  $\theta$  est balayé dans toutes les directions de  $-90^\circ < \theta < 90^\circ$  pour couvrir tous les types d’antennes primaires. Cela nous permet de penser à utiliser aussi cette MTM MG pour augmenter du gain d’une antenne à balayage.



**Figure 4-14 : a) Structure d’antenne MTM MG. Le gain de l’antenne primaire est amélioré par la couche MTM MG. L’antenne primaire est l’excitation pour la couche MTM MG. La ligne rouge continue représente l’onde transmise et la ligne bleue pointillée indique l’onde réfléchi au dos du MTM MG; b) Modèle numérique d’une cellule MTM MG**

Les ondes totales sorties d’une cellule MTM MG (ou couche MTM MG) se propagent en direction  $+z$ . Ces ondes se composent de l’onde transmise (ligne rouge continue) et de l’onde réfléchi au dos du MTM MG. Ces deux ondes ont la même phase afin que l’amplitude de l’onde résultante soit augmentée. Grâce à cette opération, le gain de l’antenne primaire est amélioré.

Pour ce modèle,  $z_{\max}$  est réglé pour une zone absorbante parfaitement adapté (open boundary). En raison de la symétrie géométrique et de la symétrie électrique d’une cellule cf. figure 4-12, la paroi des côtés de chaque cellule peut être remplacée par une condition aux limites périodique. En particulier, les limites  $x = x_{\min}$  et  $x = x_{\max}$  sont réglées pour un conducteur électrique parfait (PEC) tandis que les limites  $y = y_{\min}$  et  $y = y_{\max}$  sont réglées pour un conducteur magnétique parfait (PMC)

Ce modèle est testé sur le logiciel électromagnétique commercial CST micro-wave studio 2012. Les distributions du champ électrique et du champ magnétique sont illustrées figure 4-15. Les coefficients de réflexion et de transmission de la cellule avec l’onde incidente plane de direction  $\theta$  quelconque sont obtenus cf. figure 4-16. Dans la littérature [16-18], la méthode d’extraction des valeurs  $\varepsilon_{eff}$ ,  $\mu_{eff}$  et de l’indice de réfraction à partir des paramètres S de MTM MG est démontrée et validée grâce à un bon accord entre le résultat de mesure et le résultat de simulation. Cette méthode sera présentée et utilisée pour récupérer les valeurs  $\varepsilon_{eff}$ ,  $\mu_{eff}$  et l’indice de réfraction de la nouvelle structure MTM MG proposée.



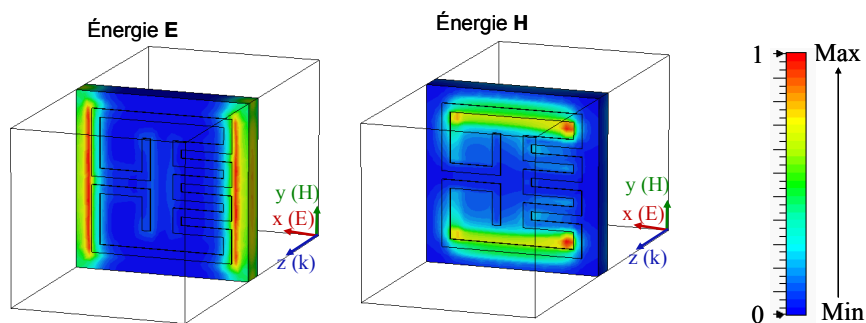


Figure 4-15 : Distribution du champ E et champ H de la nouvelle cellule MTM MG

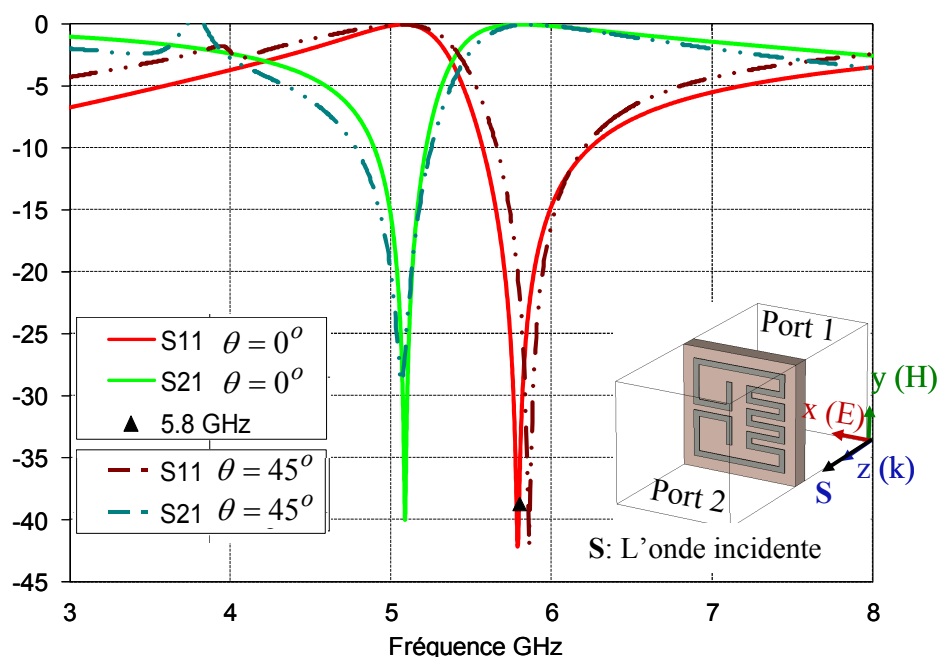


Figure 4-16 : Coefficients de réflexion et de transmission de la cellule MTM MG excitée par l’onde incidente en direction de  $0^\circ$  et de  $45^\circ$

### 4.3.2.3 Détermination de la permittivité et de la perméabilité effectives

La permittivité effective et la perméabilité effective ainsi que l’indice de réfraction d’une cellule ont pu être calculés à partir du champ électrique moyen et du champ magnétique moyen local d’une cellule lesquels sont calculés directement par les équations de Maxwell avec les conditions aux limites. Compte tenu de notre modèle numérique MTM MG, ces derniers sont obtenus par les coefficients de réflexion et de transmission d’une cellule à partir de la propagation de l’onde à travers la cellule. Pour extraire les paramètres d’une

cellule  $\epsilon_{eff}, \mu_{eff}, n$ , nous avons besoin alors d’analyser ainsi que de quantifier les paramètres S d’une cellule :

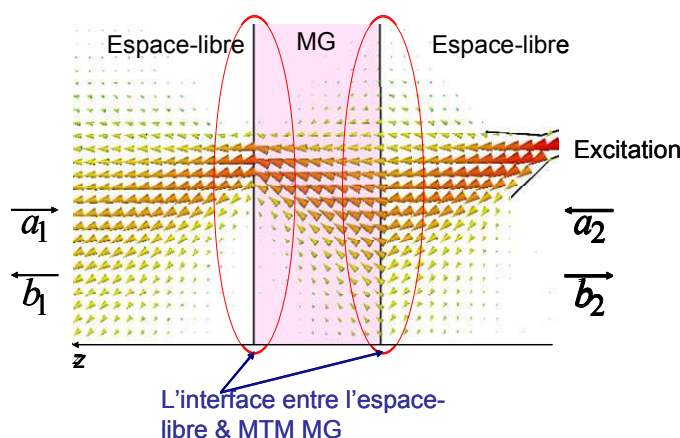


Figure 4-17 : Propagation d’onde de l’espace libre à travers le MTM MG

Comme sur la figure 4-17, la cellule MTM MG d’épaisseur  $d$  est excitée par une onde incidente plane en direction  $z$ . Les coefficients de réflexion et de transmission de la cellule MTM MG sont exprimés par les équations (4-18) et (4-19) selon [8][16][19].

$$S_{11} = \frac{b_1}{a_1} = \frac{(1-T^2)R}{1-R^2T^2} \quad \text{(Équation 4-18)}$$

$$S_{21} = \frac{a_2}{a_1} = \frac{(1-R^2)T}{1-R^2T^2} \quad \text{(Équation 4-19)}$$

Où  $R$  est le coefficient de réflexion de l’onde incidente à l’interface entre MTM MG et l’espace-libre, alors que  $T$  est le terme de transmission à travers la couche MTM MG planaire :

$$R = \frac{Z - Z_0}{Z + Z_0} = \frac{z - 1}{z + 1} \quad \text{(Équation 4-20)}$$

$$T = e^{-jk_0nd} \quad \text{(Équation 4-21)}$$

$Z_0, k_0$  sont respectivement l’impédance et le vecteur d’onde en espace libre. L’impédance normalisée  $z = Z / Z_0$  et l’indice de réfraction  $n$  du MTM MG sont exprimés en termes de paramètres S comme ci-dessous :

$$z = \pm \sqrt{\frac{(1 + S_{11})^2 - S_{21}^2}{(1 - S_{11})^2 - S_{21}^2}} \quad \text{(Équation 4-22)}$$

$$n = -\frac{1}{k_0 d} \left\{ \left[ \left[ \ln(T) \right]'' + 2m\pi \right] - j \left[ \ln(R) \right]' \right\} \quad \text{(Équation 4-23)}$$

Où  $m$  est un nombre entier lié à l'indice de branche  $n'$  (la valeur principale est de  $m=0$ )

Le terme de transmission est une fonction des paramètres S représentée par :

$$T = \frac{1 - S_{11}^2 + S_{21}^2}{2S_{21}} \pm j \sqrt{1 - \left( \frac{1 - S_{11}^2 + S_{21}^2}{2S_{21}} \right)^2} \quad \text{(Équation 4-24)}$$

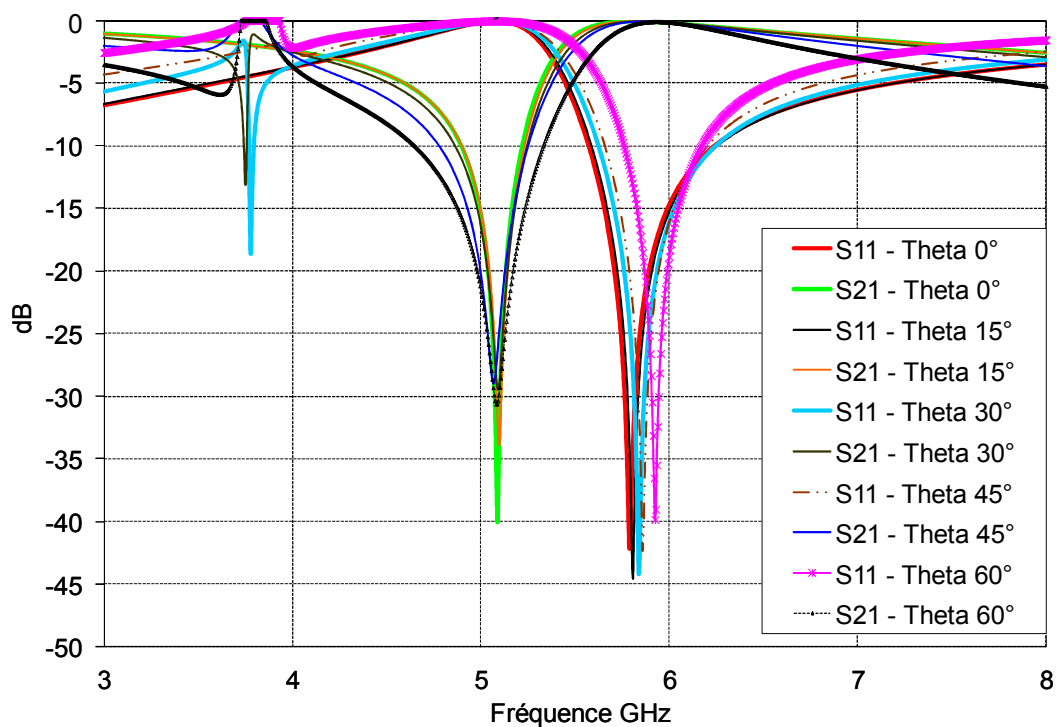
La permittivité effective et la perméabilité effective du MTM MG sont calculées directement à partir de l'indice de réfraction effectif  $n$  et de l'impédance normalisée  $z$  :

$$\epsilon_{eff} = \frac{n}{z} \quad \text{(Équation 4-25)}$$

$$\mu_{eff} = nz \quad \text{(Équation 4-26)}$$

L'extraction des valeurs effectives  $\epsilon_{eff}, \mu_{eff}$  de n'importe quel matériau à partir des paramètres S selon les équations (4-22)-(4-26) est une méthode assez précise, surtout pour les MTM planaire. Cette méthode nous permet de caractériser un MTM quelconque ainsi que de nous donner une théorie pour évaluer les valeurs effectives  $\epsilon_{eff}, \mu_{eff}$  à partir des paramètres S. Néanmoins le bruit en mesure/simulation des paramètres S est beaucoup influencé par l'impédance effective considérée. Il faut donc faire attention aux réglages préalables pour les mesure/simulation.

Comme nous l'avons analysé sur le modèle numérique d'une cellule MTM, nous avons pris en compte tous les paramètres S correspondant à l'onde incidente en direction  $\theta$  variable de  $-90^\circ < \theta < 90^\circ$ . Grâce à la structure périodique de la couche MTM, nous avons trouvé que, quand la direction  $\theta$  est variable de  $0^\circ$  à  $90^\circ$ , les résultats des paramètres S se répètent par rapport à  $\theta$  variable de  $-90^\circ$  à  $0^\circ$ . Nous avons alors seulement considéré la direction de l'onde incidente variable de  $0^\circ$  à  $90^\circ$ . La figure 4-18 montre des paramètres S de MTM MG quand l'onde incidente varie de  $0^\circ$  à  $90^\circ$ .



**Figure 4-18 : Coefficients de réflexion et de transmission de la cellule MTM MG excitée par une onde incidente plane avec un balayage de 0° à 90°**

Nous notons que les paramètres S sont stables quand theta balaye de 0° à plus de 30°, la fréquence de résonance est de 5.8 GHz. Quand theta varie de 30° à 50°, les paramètres S sont changés, la fréquence de résonance est plus élevée (plus de 5.8 GHz) ; par ailleurs, une deuxième fréquence de résonance apparait à 3.8 GHz. Quand theta est supérieur à 50°, la fréquence de résonance va être décalée à plus de 5.8 GHz. Cela amène une condition aux limites pour la largeur du pattern de l’antenne primaire.

A partir des équations (4-18)-(4-26), nous avons calculé les paramètres effectifs de notre nouvelle MTM MG à partir des paramètres S qui sont obtenus selon la figure 4-18 en utilisant le modèle numérique présenté dans le paragraphe 4.2.1. Les valeurs  $\epsilon_{eff}$ ,  $\mu_{eff}$ ,  $n$  et  $z$  de la nouvelle structure MTM MG à 5.8 GHz sont représentées dans ces figures :

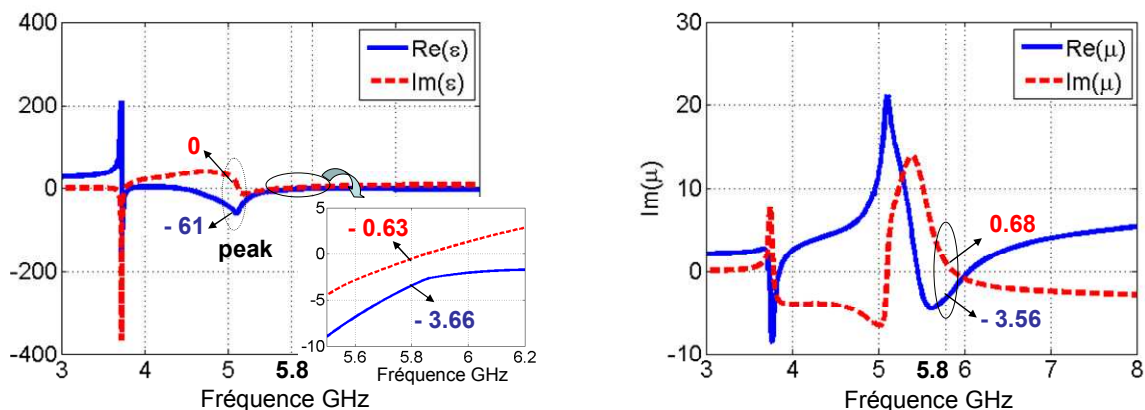


Figure 4-19 : Permittivité effective (gauche) et perméabilité effective (droite) de la cellule MTM MG excitée par l’onde incidente en direction de  $45^\circ$  à partir des paramètres S

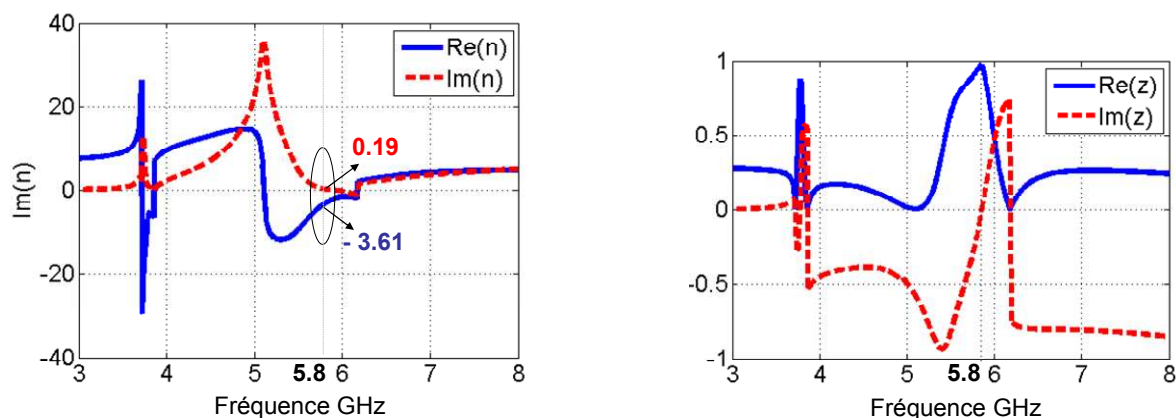


Figure 4-20 : Indice de réfraction effectif (gauche) et impédance normalisée (droite) de la cellule MTM MG excitée par l’onde incidente en direction de  $45^\circ$  à partir des paramètres S

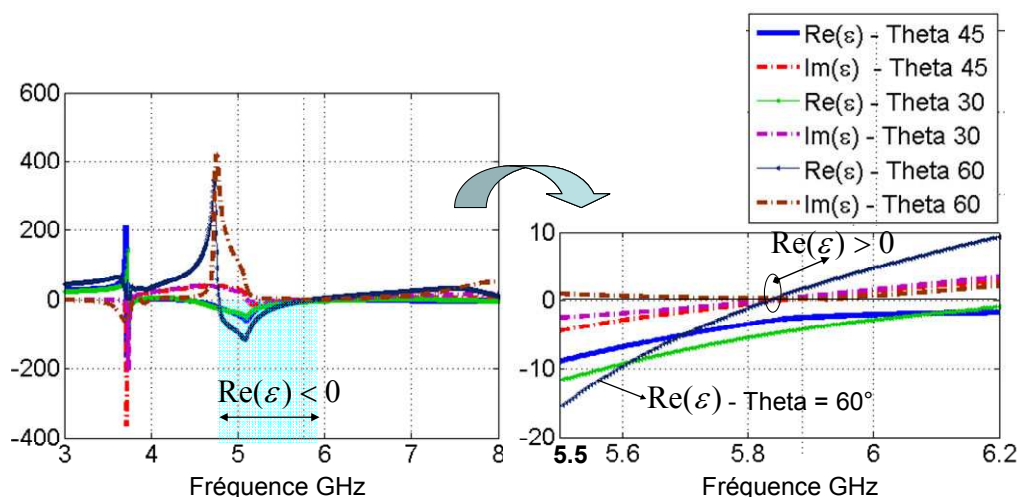
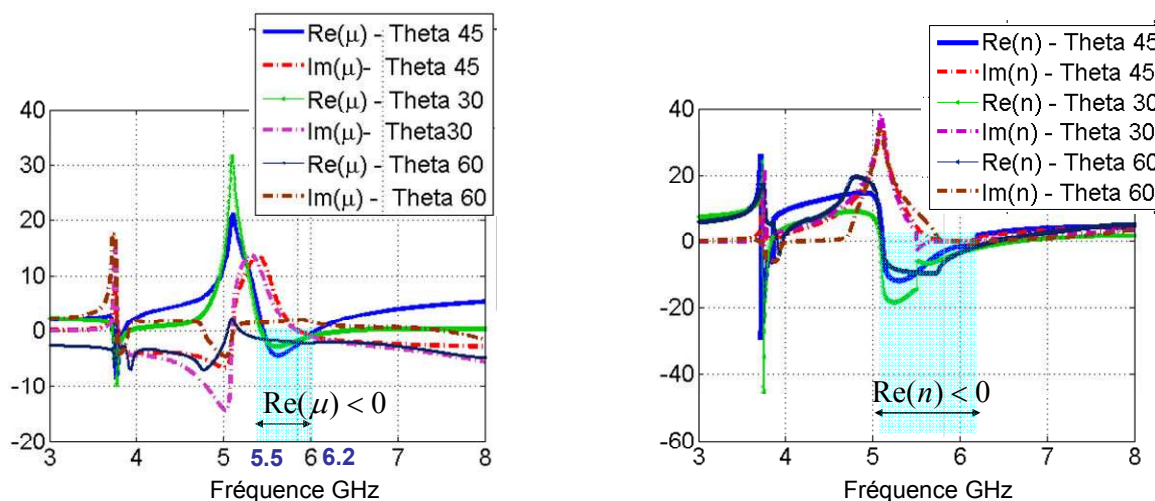


Figure 4-21 : Permittivité effective de la cellule MTM MG excitée par l’onde incidente selon la direction



**Figure 4-22: Perméabilité effective (gauche) et indice de réfraction effectif (droite) de la cellule MTM MG excitée par une onde incidente selon la direction**

La partie réelle de la permittivité effective et de la perméabilité effective est simultanément négative dans la bande de 5.5 – 6.2 GHz (la bande passante du MTM MG), selon les figures 4-21 et 4-22, tandis que l’indice de réfraction est négatif dans la bande de 5.1 – 6.2 GHz (la bande de passante MTM). A l’intérieur de la bande passante du MTM MG, les parties réelles (lignes continues) sont négatives et les parties imaginaires (lignes pointillées) sont près de zéro. Cela montre que la nouvelle structure MTM MG fonctionne très bien dans la bande 5.5 – 6.2 GHz avec une faible perte, particulièrement dans la direction de  $\theta = -45^\circ \leq \theta \leq 45^\circ$ .

Notre nouvelle cellule MTM MG planaire a une taille très petite ( $\lambda/9.5$ ) par rapport aux structures MTM MG traditionnelles publiées comme listées en 4.2.1. Nous allons par la suite présenter l’effet de la couche MTM MG pour augmenter le gain de l’antenne primaire en gardant ses performances. L’antenne primaire peut améliorer son gain tout en gardant sa polarisation circulaire ou bien le balayage possible.

### 4.3.3 Réalisation de l’antenne primaire

Nous commençons par réaliser une antenne primaire (que nous notons antenne primaire 1) qui est une antenne patch de polarisation circulaire de dimensions  $46 \times 46 \times 0.8 \text{ mm}^3$  (le plan de masse de l’antenne est environ de  $0.85\lambda$ ) à la fréquence 5.8 GHz, cf. figure 4-23.

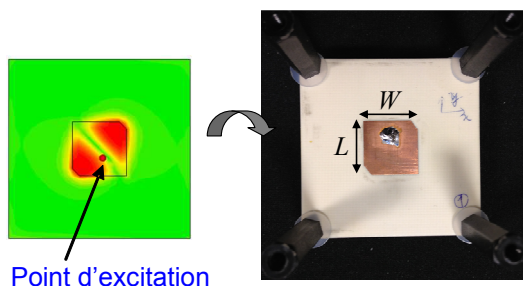


Figure 4-23 : Prototype d’antenne patch en polarisation circulaire à 5.8 GHz [21]

**Antenne primaire 1** : Un patch carré est gravé sur le substrat Roger 4003 d’épaisseur de 0.8 mm (le même substrat avec la couche MTM MG). La dimension du patch est  $W=L=13.1$  mm. La polarisation circulaire est obtenue en rognant les deux coins opposés du patch carré selon [20-21]. L’excitation au point d'alimentation est effectuée comme sur la figure 4-23.

Un rapport axial est quantifié pour mesurer la qualité de la polarisation circulaire d’une antenne. Notre antenne primaire a obtenu le rapport axial  $AR_1 = E_{\max} / E_{\min} = -0.08$  dB, le gain d’antenne est de 6.5 dBi avec un coefficient de réflexion S11 qui est de -15 dB en mesure et de -20 dB en simulation à la fréquence de résonance 5.8 GHz, cf. figure 4-25.

**Antenne primaire 2** : A partir de cette antenne patch, un réseau de 2x2 antennes patches est mis en œuvre pour avoir un gain élevé. La distance entre deux patches en direction x et y est de  $d_x = d_y = d = 35$  mm pour que la largeur à -3 dB de l’antenne soit environ de 30°. Un coupleur 1-4 est réalisé à cette distance pour l’excitation du réseau cf. figure 4-24 (à droite). La dimension totale du réseau est de 90x90x1.6 mm<sup>3</sup>. Nous avons toujours obtenu une bonne adaptation du réseau d’antennes 2x2 à la fréquence de fonctionnement 5.8 GHz en simulation ainsi qu’en mesure, cf. figure 4-25 [22].

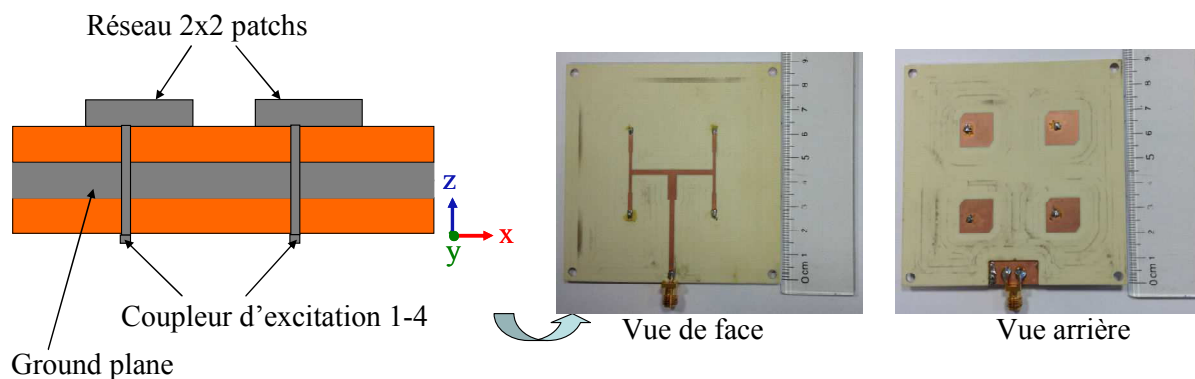
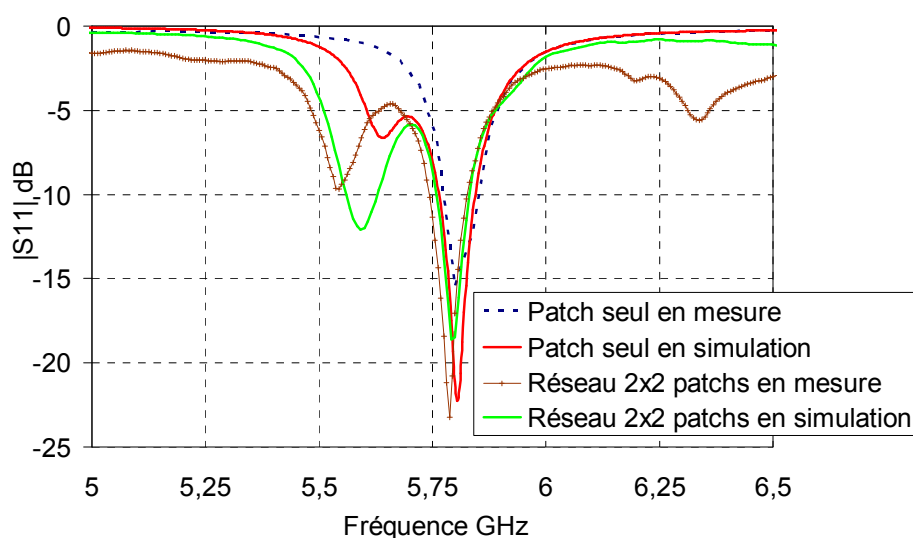


Figure 4-24 : Prototype du réseau 2x2 antennes patches à 5.8 GHz [22]

Le coefficient de réflexion du réseau 2x2 antennes patchs est de -17 dB en mesure et de -18 dB en simulation à la fréquence de 5.8 GHz.

Le gain du réseau 2x2 antennes patchs est de 12.7 dB à 5.8 GHz mais le rapport axial du réseau 2x2 patchs est réduit à  $AR_2 = -8$  dB. La structure du réseau 2x2 patchs a besoin d’une couche du coupleur pour exciter le réseau. Nous pouvons enlever cette couche par économie et ainsi éviter l’effet des 4 patchs sur la performance de l’antenne. Néanmoins, cette structure choisie est très simple et facile à intégrer avec les déphaseurs pour que ce réseau puisse balayer et couvrir plusieurs voies de la route. Tous les résultats de l’antenne patch seule et du réseau de 2x2 antennes patchs sont résumés tableau 4-5.



**Figure 4-25 : Coefficients des antennes (antenne patch seul et réseau 2x2 antennes patchs) en mesure et simulation à la fréquence 5.8 GHz**

**Tableau 4-5 : Bilan des paramètres de deux antennes primaires à 5.8 GHz**

f = 5.8 GHz	ANTENNE PATCH SEUL 44x44x0.8 mm <sup>3</sup>		RESEAU 2X2 PATCHS 90x90x1.6 mm <sup>3</sup>	
	SIMULATION	MESURE	SIMULATION	MESURE
S11 (dB)	-20	-15	-18	-17
Bande de passante (MHz)	110	100	80	90
Gain (dBi)	6.6	6.5	12.7	12.1
Largeur à -3dB en horizontal – ou Plan H (Degrés)	78	80	37	38
Largeur à -3dB en vertical – ou Plan E (Degrés)	78	78	35	36



### 4.3.4 Réalisation d’une antenne méta-matériaux

Le gain de l’antenne primaire va être augmenté par l’utilisation de la couche MTM MG conçue à 5.8 GHz. Nous commençons par étudier l’effet de MTM MG pour augmenter le gain de l’antenne primaire 1 (antenne patch seul en polarisation circulaire) pour déterminer la structure d’antenne MTM comme décrit figure 4-14a. Les paramètres sont : la distance entre l’antenne primaire et la couche MTM MG et la dimension de la couche MTM MG.

**Antenne MTM 1:** La figure 4-26 montre le prototype d’antenne MTM 1 [21]. Dans cette antenne, l’antenne primaire est une antenne patch de polarisation circulaire et qui est placée en-dessous de la couche MTM MG à 5.8 GHz à la distance  $h$  :

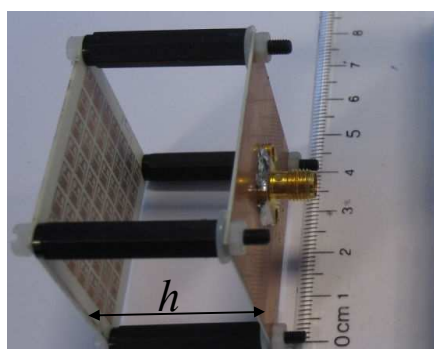


Figure 4-26 : Prototype d’antenne MTM 1 [21]

Quand l’antenne patch seule est couverte par la couche MTM MG à la distance  $h$ , notre étude a montré que l’antenne est toujours bien adaptée avec une épaisseur d’air  $h$  de 28 – 31 mm, cf. figure 4-27 tandis que le gain de l’antenne MTM est augmenté jusqu’à 9.5 dBi. La figure 4-28 représente l’augmentation du gain par rapport au changement de l’épaisseur d’air  $h$ .

L’épaisseur d’air  $h = 30$  mm est choisie grâce à une très bonne valeur  $AR = -0.12$  et à un haut gain obtenu, cf ; figure 4-4-29. Avec  $h = 30$  mm, le coefficient de l’antenne MTM est inférieur de -20 dB. Ce dernier est la valeur S11 de l’antenne patch seule. Nous notons que l’antenne est toujours adaptée à 5.8 GHz, et pourtant le pic de S11 en mesure est décalé vers une fréquence plus élevée par rapport au résultat en simulation, cf. figure 4-29.

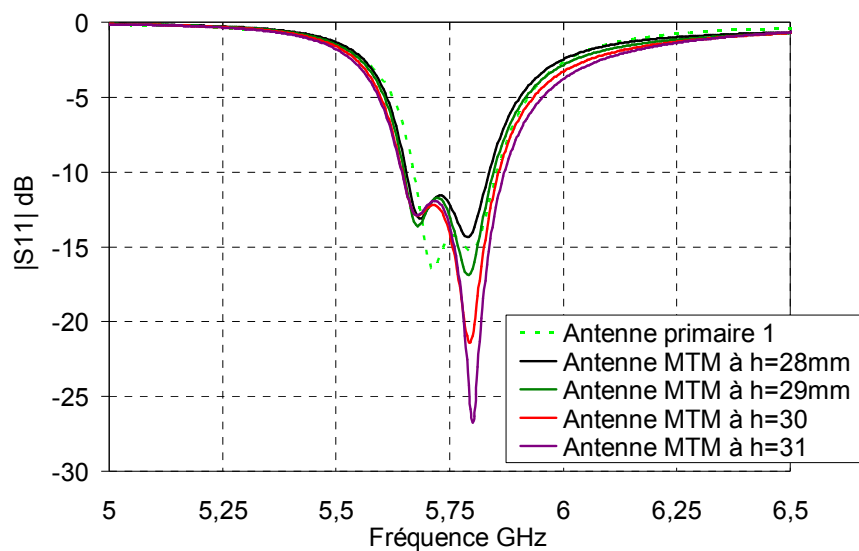


Figure 4-27: Coefficients de réflexion de l'antenne MTM 1 en changeant l'épaisseur  $h$  de l'air

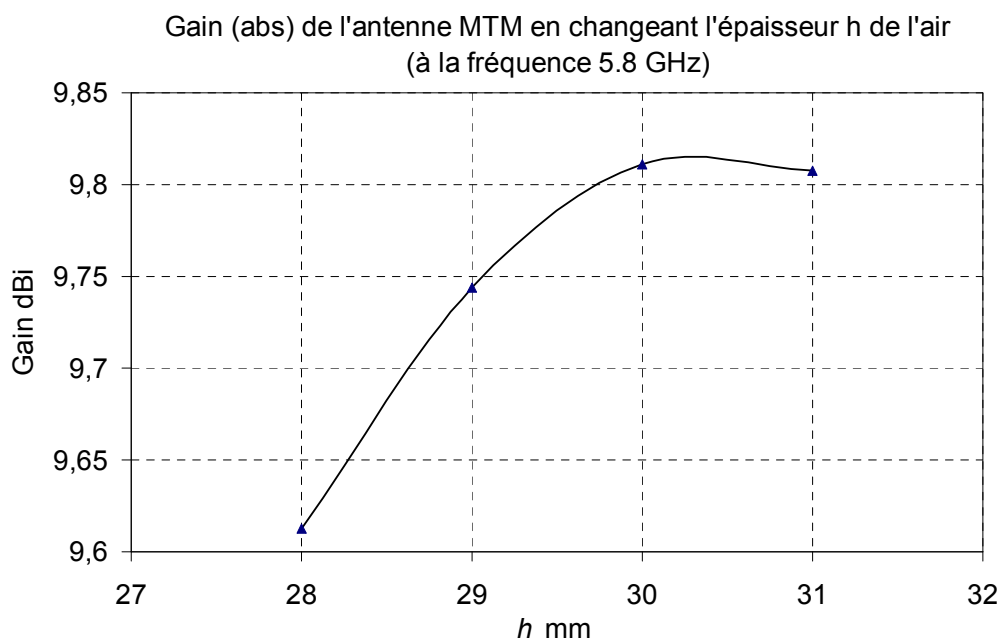


Figure 4-28 : Gain de l'antenne MTM 1 à la fréquence 5,8 GHz en changeant l'épaisseur  $h$  de l'air

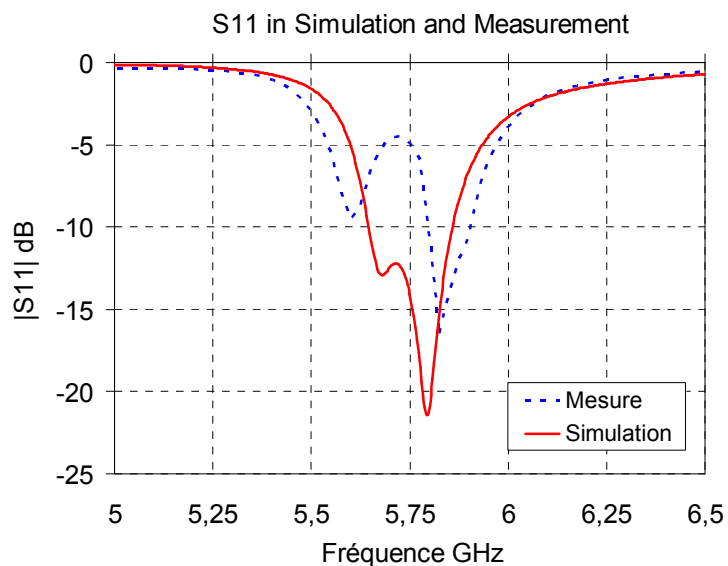


Figure 4-29 : Coefficient de réflexion obtenu par mesure et par simulation de l’antenne MTM 1

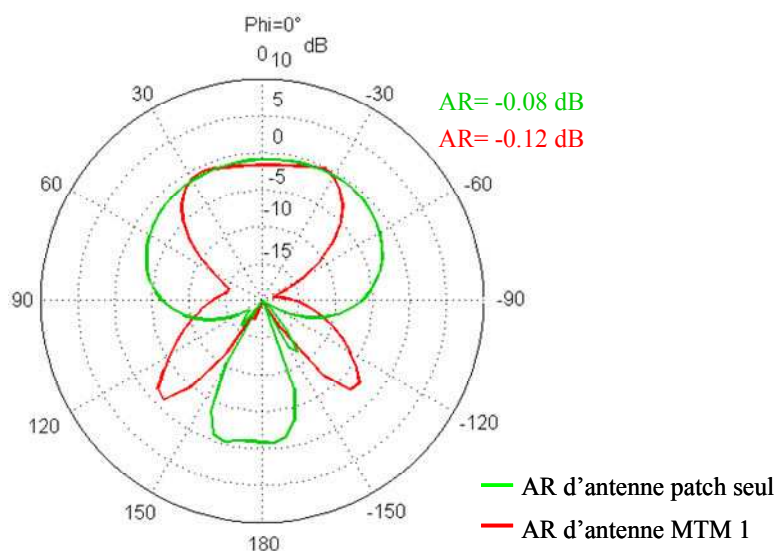
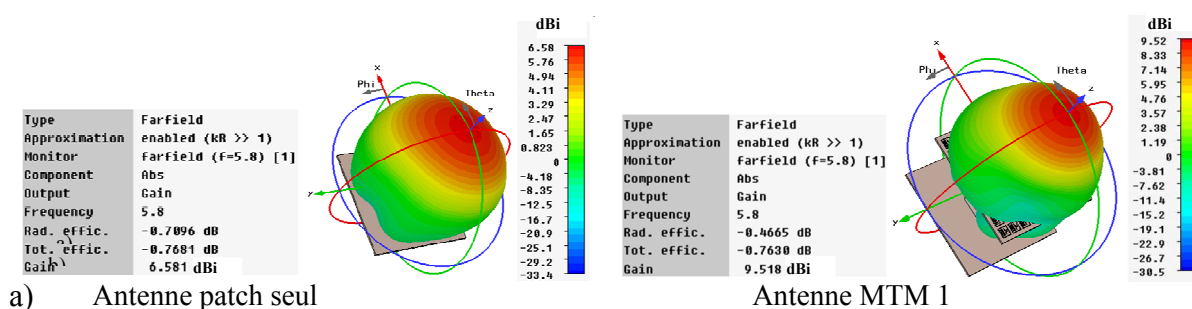


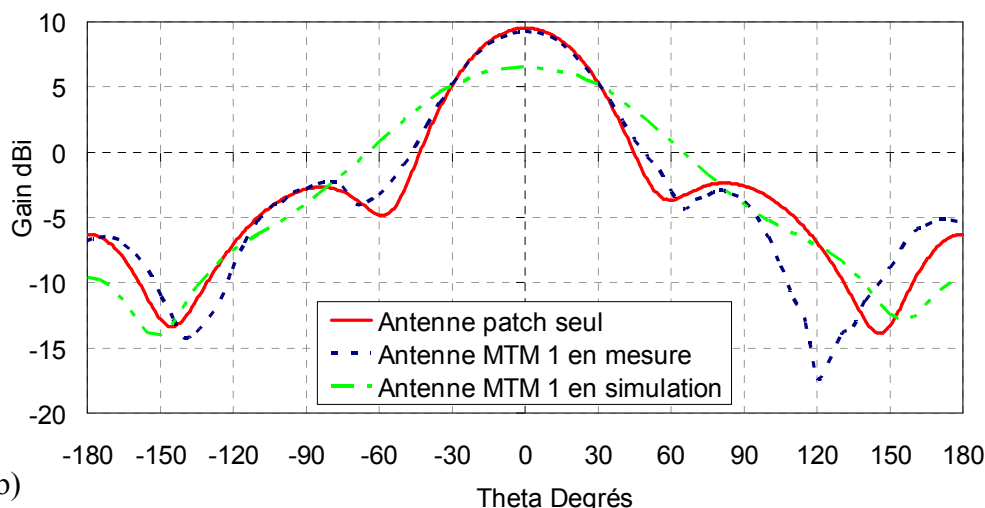
Figure 4-30 : Rapport axial de l’antenne patch seule et de l’antenne MTM 1 à la fréquence 5.8 GHz



a) Antenne patch seul

Antenne MTM 1

Diagramme de rayonnement d’antenne MTM 1 en horizontal (Phi=0)



b)

Figure 4-31 : Mesure et simulation du diagramme de rayonnement de l’antenne MTM 1 à la fréquence 5.8 GHz ; en 3D ; b) en horizontal

Nous notons que l’épaisseur de l’air  $h = 30$  mm est fixée dans la structure de l’antenne MTM à 5.8 GHz. La dimension de la couche MTM MG est déterminée par la dimension effective de l’antenne primaire ainsi que par l’épaisseur d’air  $h$ .

Dans notre première étude avec l’antenne patch seule, le gain est augmenté de 2.9 dBi grâce à la couche MTM MG. L’angle d’ouverture de l’antenne MTM 1 en horizontal et vertical est respectivement de  $54^\circ$  et  $55^\circ$ . Les résultats en mesure et en simulation sont en accord. C’est-à-dire qu’avec la couche MTM MG, le gain de l’antenne patch seule est amélioré de 2.9 dBi mais la largeur à -3 dB est abaissée à  $23^\circ$ .

**Antenne MTM 2** : De la même manière, le réseau à 2x2 patchs est l’antenne primaire utilisée dans l’antenne MTM 2 comme présenté figure 4-32 [22]:

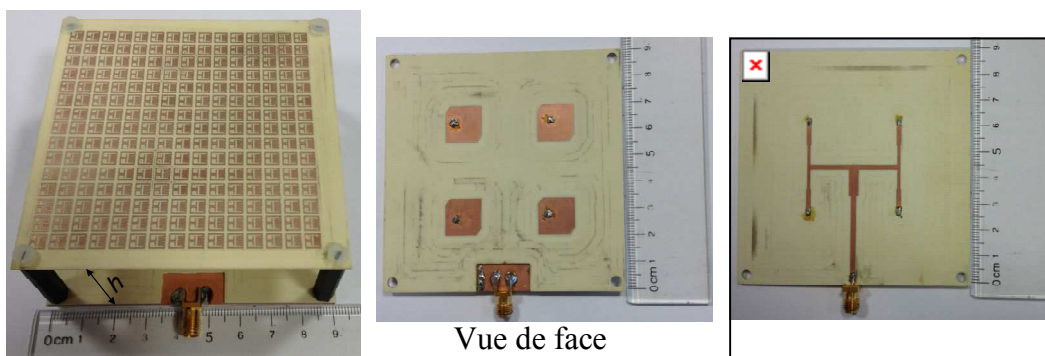


Figure 4-32 : Prototype d’antenne MTM 2 : a) Réseau 2x2 antennes patchs en-dessous de la couche MTM  $h=30\text{mm}$  ; b) Réseau 2x2 antennes patchs ; c) coupleur 1-4 [22]

La figure 4-33 présente le coefficient de réflexion de l’antenne MTM 2 en mesure et en simulation. Le pic de  $S_{11}$  de notre antenne est décalé à 5.9 GHz, mais elle reste adaptée à la bande de 5.795-5.925 GHz de la norme DSRC Européenne.

Le gain du réseau 2x2 antennes patchs est amélioré de 12.7 dBi à 15.3 dBi par la couche MTM MG. La largeur à -3 dB est diminuée de 37° à 30°. Le diagramme de rayonnement de cette antenne en simulation et en mesure est illustré sur la figure 4-34

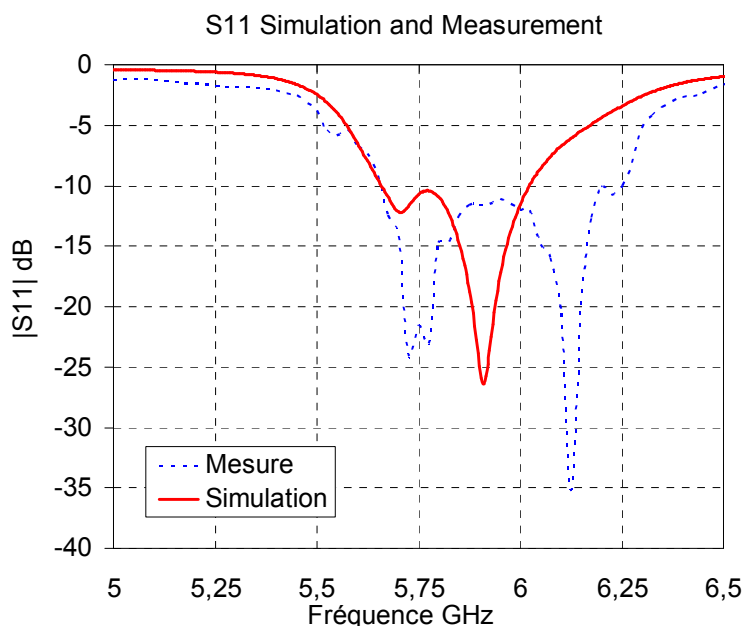
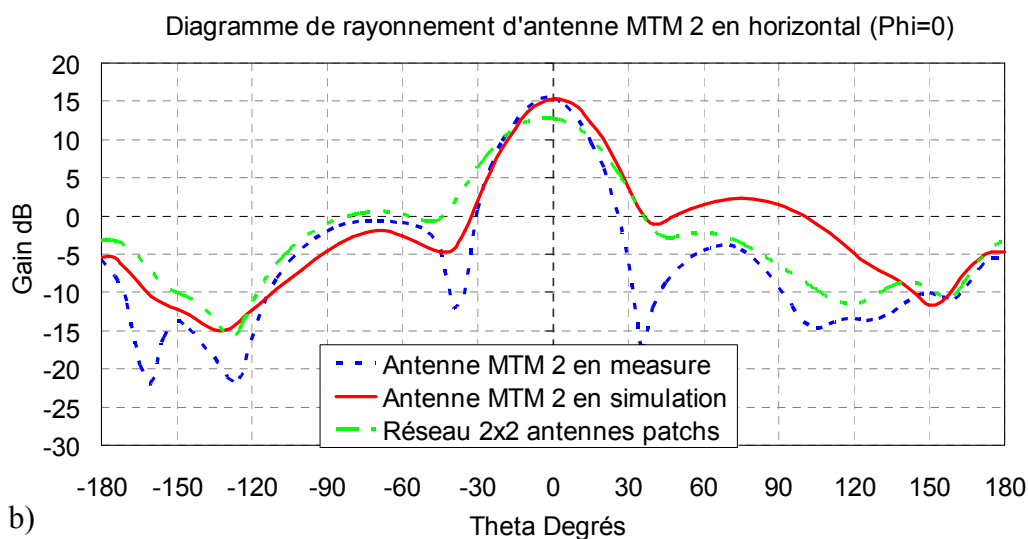
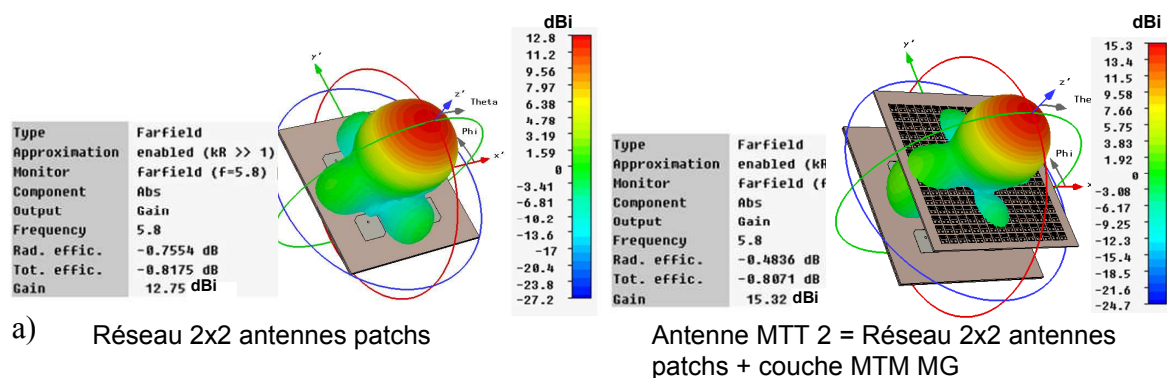


Figure 4-33 : Coefficient de réflexion obtenu par mesure et par simulation de l’antenne MTM 2



**Figure 4-34 : Mesure et simulation du diagramme de rayonnement de l’antenne MTM 2 à la fréquence 5.8 GHz ; en 3D ; b) en horizontal**

Nous avons conçu et réalisé une antenne imprimée avec un gain de 15.3 dBi grâce à la technologie réseau d’antennes combiné avec MTM MG. La dimension de cette antenne est de 90x90x31.6 mm<sup>3</sup>. Les résultats en mesure de cette antenne sont en accord avec les résultats en simulation obtenus en utilisant CST 2012. Néanmoins, les résultats de S11 en mesure pour les deux prototypes d’antennes MTM sont décalés vers une fréquence plus élevée par rapport aux résultats de simulation. Le tableau 4-6 résume un bilan des deux antennes MTM décrites dans ce paragraphe :

**Tableau 4-6 : Bilan des paramètres des deux antennes MTMs à 5.8 GHz**

f=5.8 GHz	ANTENNE MTM 1 (patch + MTM MG)		ANTENNE MTM 2 (réseau 2x2 patches+MTM MG)	
	SIMUL.	MESURE	SIMUL.	MESURE
S11 (dB)	-21	-11	-12	-14
Fréquence du pic de S11 (GHz)	5.796	5.825	5.910	5.775 et 6.125
Bande de passante (MHz)	108	125	359	536
Gain (dBi)	9.5	9.2	15.3	15.4
Largeur à -3dB en horizontal (Degrés)	54	52	30	26

La couche MTM MG placée au-dessous de l’antenne primaire à la distance de  $\lambda/2$  nous permet d’augmenter le gain. Dans notre travail, la couche MTM MG est placée à la distance  $h=30$  mm pour améliorer de 2.9 dBi (de 6.6 dBi à 9.5 dBi) le gain de l’antenne patch seule sans besoin de changer la dimension de l’antenne patch. Ce gain est équivalent à un réseau de deux antennes patch. De la même manière, cette couche a augmenté le gain du réseau de 2x2 antennes patches de 12.8 dBi à 15.3 dBi. Grâce à cet effet de la couche MTM MG, nous pouvons obtenir une antenne à haut gain sans changer le dessin. Parfois, la technologie MTM est utilisée pour miniaturiser la taille d’antenne.

Dimension de notre antenne MTM MG DSRC est plus petite comparé avec les antennes DSRC existants cf. tableau 4-7 :

**Tableau 4-7 : Comparaison avec les antennes DSRC existants**

Antennes existants	Nom	Horizontal (degrés)	Vertical (degrés)	Gain (dBi)	Dimension (mm)	Longueur d'onde ( $\lambda$ )
<i>Mobimark Inc.</i>	DSRC 12dBi	30	55	12	161x70x14	3.09x1.35x0.27
<i>Q-free Inc.</i>	DSRC 14dBi	45	45	14	320x76x1	6.15x1.46x0.02
<i>Norbit Inc.</i>	DSRC 19dBi	19	9.5	19	580x110x10	11.2x2.11x0.19
<i>Laird Inc.</i>	Plat Antenna 58	16	8	19	190x190x20	3.66x3.66x0.38
<b>Notre antenne</b>	<b>MTM DSRC</b>	<b>30</b>	<b>36</b>	<b>15</b>	<b>90x90x32</b>	<b>1.73x1.73x0.61</b>

Comme nous l’avons remarqué pendant nos études sur la conception de la nouvelle structure MTM MG, cette MTM peut également augmenter du gain pour une antenne à balayage. Par la

suite, nous allons utiliser cette couche MTM MG pour effectivement améliorer le gain d’une antenne à balayage.

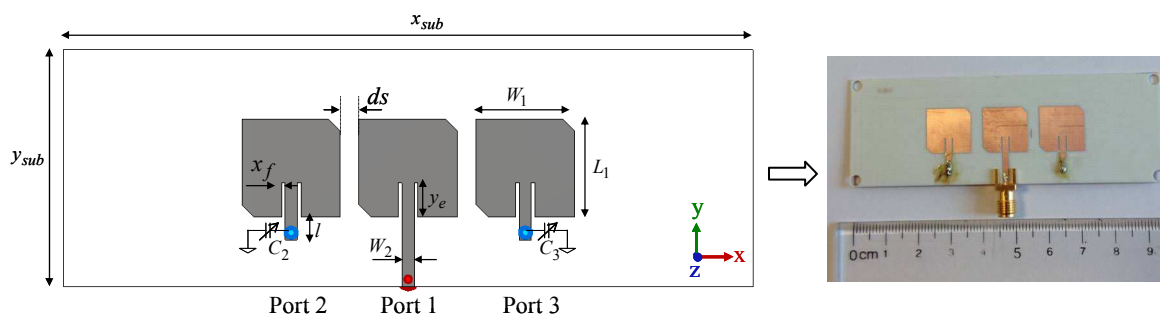
#### **4.4 Antenne MTM à balayage pour le système d’IVT à la fréquence 5.8 GHz**

Une autre solution pour réduire le coût du système d’IVT consiste à utiliser une antenne à balayage pour couvrir plusieurs voies au lieu d’utiliser une antenne pour chacune des voies. Ce système d’IVT utilisant une antenne à balayage s’appelle « le système d’IVT multivoies ». Pour l’application de paiement de péage automatique multivoies un moyen très facile de balayage avec une antenne est l’utilisation d’un équipement mécanique fixé derrière l’antenne. Ce système mécanique demande des moteurs et est très compliqué à installer. Avec un réseau d’antennes avec des déphaseurs, le balayage de l’antenne s’effectuera sans problème. Ce type d’antenne est coûteux à cause du prix des déphaseurs, et sa taille est grande. Le prix et la taille sont des désavantages de ce type d’antenne mais il se développe de plus en plus.

Nous allons proposer maintenant un nouveau type d’antenne à balayage, haut gain utilisant la couche MTM MG. Notre antenne effectue un balayage au moyen d’éléments passifs, son gain est augmenté grâce à la nouvelle couche MTM MG que nous avons conçue au paragraphe 4.2.2.

##### **4.4.1 Réalisation d’une antenne primaire à balayage**

Le prototype de l’antenne à balayage est montré figure 4-35. Cette antenne se compose d’une antenne patch active au centre (patch 1) et de deux patchs passifs des deux côtés (patch 2 et patch 3) en direction x selon [23-25]. Le patch actif 1 est excité par une ligne de micro-strip soudée avec un connecteur SMA à la porte 1. Les patchs passifs 2 et 3, respectivement, sont chargés par des éléments réactifs C2 et C3 :



**Figure 4-35 : Structure et prototype de l’antenne à balayage primaire à 5.8 GHz**



**Tableau 4-8 : Paramètres de l’antenne à balayage primaire de la figure 4-35**

Symbole	Valeur
$W_1$	14 [mm]
$L_1$	14 [mm]
$ds$	3 [mm] (distance entre les patches)
$y_e$	5 [mm]
$x_f$	0.5 [mm]
$W_2$	1.7 [mm]
$l$	2 [mm]
$x_{sub}$	30 [mm] (substrat Roger 4003)
$y_{sub}$	90 [mm]

Le facteur de réseau est exprimé par l’équation ci-dessous selon [25-26] :

$$FR = \sum_{i=1}^3 \left| \frac{I_i}{I_1} \right| e^{j(k*d_x*\sin\theta + \text{ang}(\frac{I_i}{I_1}))} \quad \text{(Équation 4-27)}$$

Où  $I_1$  : courant du patch actif

$I_2, I_3$  : courants des patches passifs 2 et 3, respectivement

$d_x = ds + W_1$  : distance entre les points d’alimentation des patches

Les couplages mutuels entre les patches sont proportionnels à la distance  $ds$  entre eux. Quand  $ds$  diminue, l’impédance mutuelle entre les patches augmente, l’amplitude du courant du patch actif est également augmentée. Le gain de l’antenne est donc réduit. Nous pouvons contrôler l’amplitude du courant du patch pour contrôler le gain et donc le diagramme de rayonnement de l’antenne en changeant l’amplitude du facteur de réseau

Les décalages de phase entre les antennes patches sont obtenus en changeant les valeurs des charges réactives (valeurs des capacités  $C_2$  et  $C_3$ ). Grâce à ces dernières, la direction du lobe principal change en correspondance. Nous notons ci-dessous trois cas de valeurs des capacités, correspondant à trois directions du lobe principal de l’antenne :

- **Cas 1** :  $C_2=C_3=0.2$  pF. Le décalage de phase égale  $0^\circ$ , le lobe principal est à  $\theta=0^\circ$
- **Cas 2** :  $C_2=2$  pF et  $C_3=0.2$  pF. Le lobe principal est à  $\theta=20^\circ$
- **Cas 3** :  $C_2=0.2$  pF et  $C_3=2$  pF. Le lobe principal est à  $\theta=-20^\circ$

Les figures 4-36 et 4-37 présentent les coefficients de l’antenne pour les trois cas obtenus par mesure et par simulation. L’antenne est très adaptée aux trois cas de changement des capacités C2 et C3. Les résultats en simulation sont accord avec les résultats de mesure

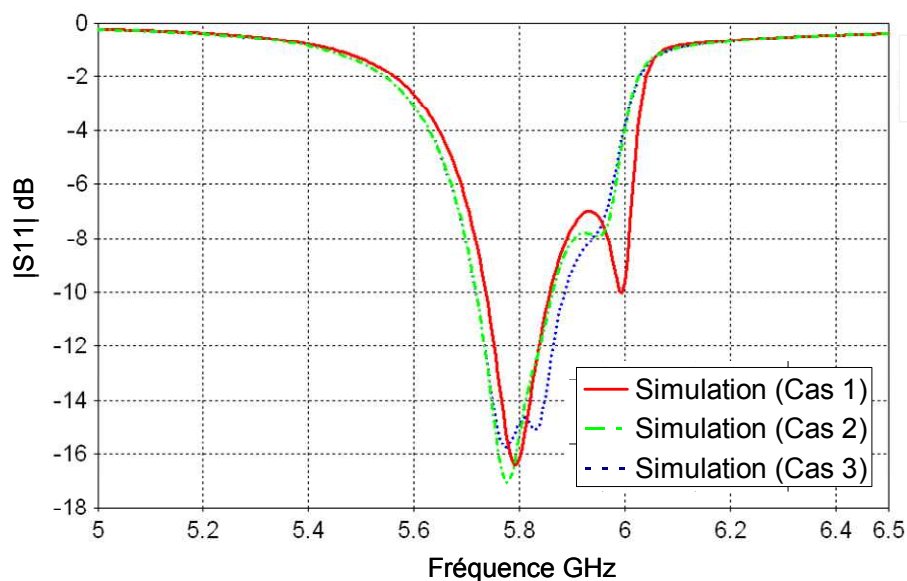


Figure 4-36 : Coefficient de réflexion de l’antenne à balayage primaire dans trois cas de simulation

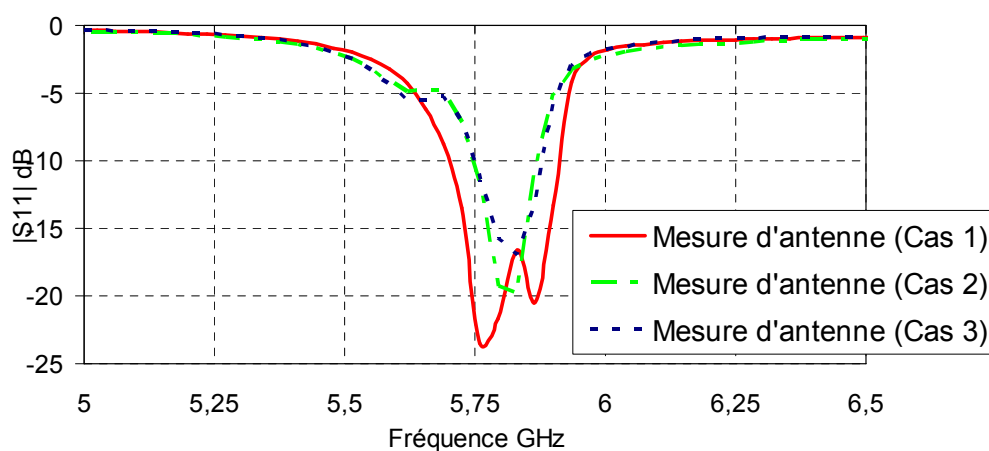


Figure 4-37 : Coefficient de réflexion de l’antenne à balayage primaire dans trois cas obtenu par mesure

Le diagramme de rayonnement de l’antenne à balayage, de  $-20^{\circ}$ - $0^{\circ}$ -à  $20^{\circ}$  en simulation, est montré figure 4-38 ; la figure 4-39 représente le diagramme de rayonnement obtenu par mesure dans la chambre anéchoïde du laboratoire. Le gain obtenu est de 8-8.3 dBi pour les trois cas en simulation, cf. figure 4-38. Il est égal à 7.7-8 dBi en mesure, cf. figure 4-39. La méthode de balayage par des varacteurs est beaucoup moins onéreuse par rapport à des déphaseurs, mais la limite de l’angle de balayage est un désavantage de ce type antenne. La dimension de l’antenne à balayage primaire est de  $90 \times 30 \times 1 \text{ mm}^3$

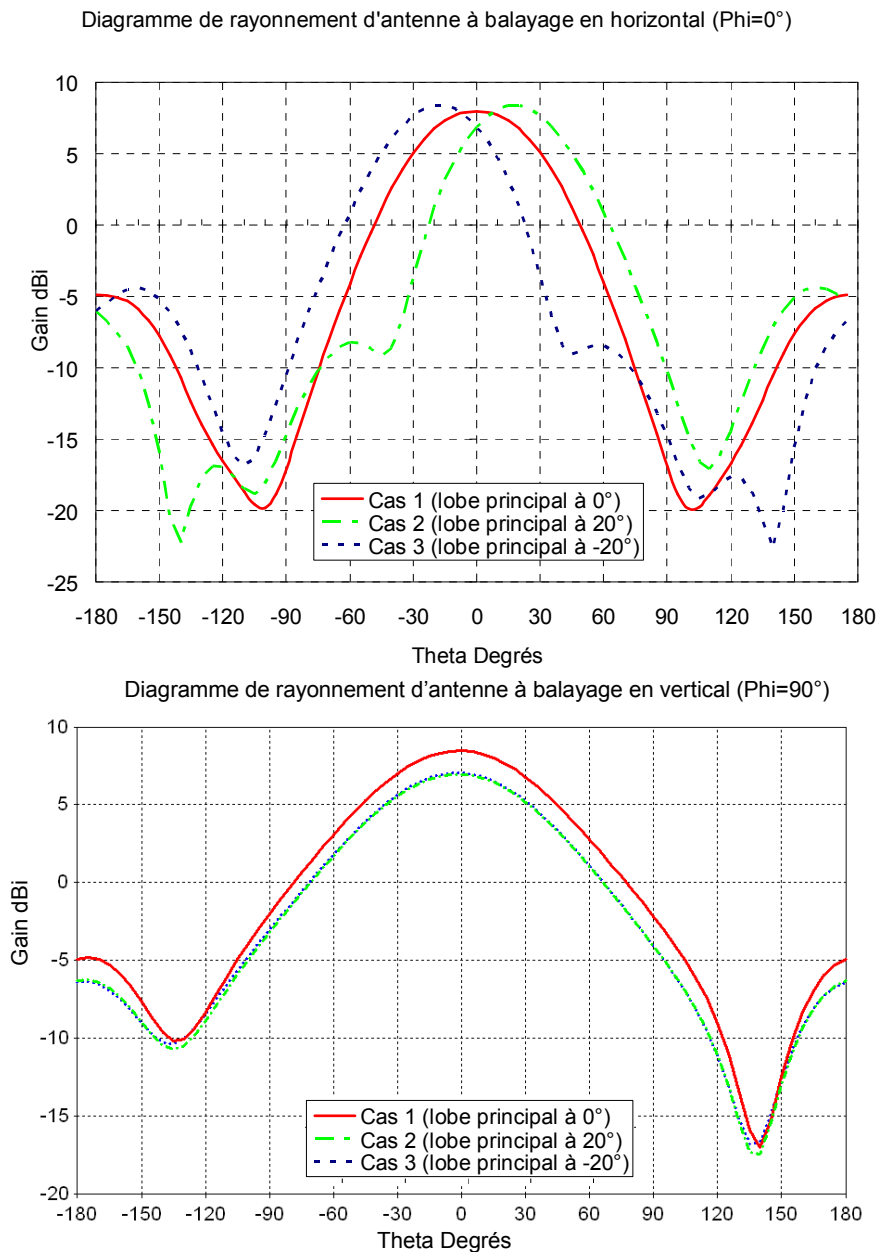


Figure 4-38 : Diagrammes de rayonnement en horizontal et en vertical de l’antenne à balayage obtenus par simulation

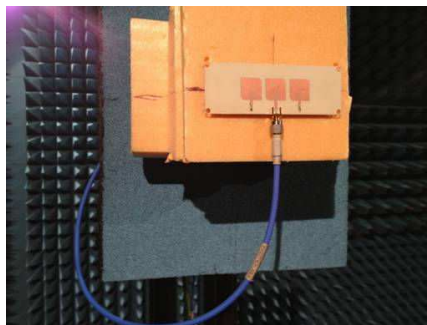


Diagramme de rayonnement d’antenne à balayage en horizontal

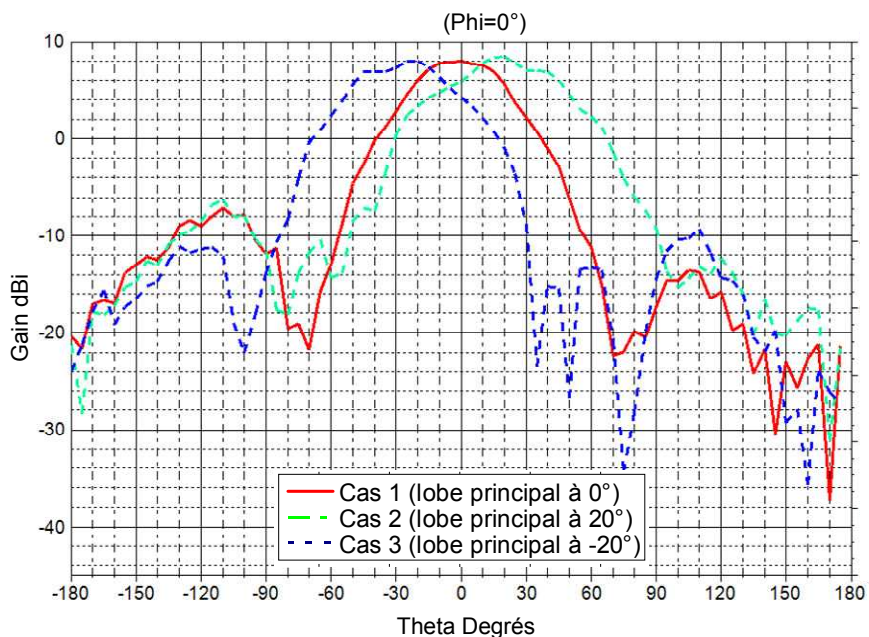


Diagramme de rayonnement d’antenne à balayage en vertical

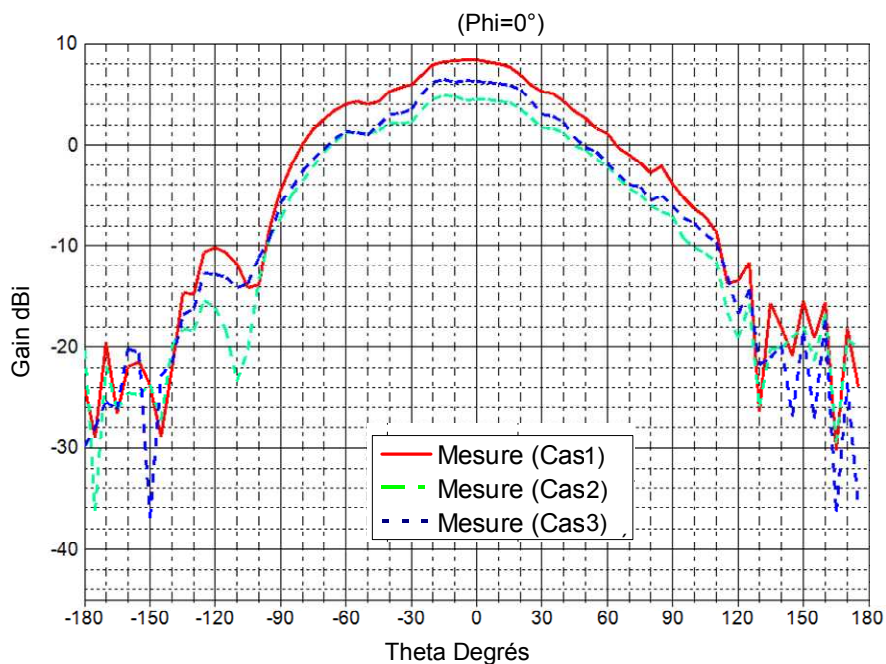


Figure 4-39 : Diagrammes de rayonnement en horizontal et en vertical de l’antenne à balayage obtenus par mesure

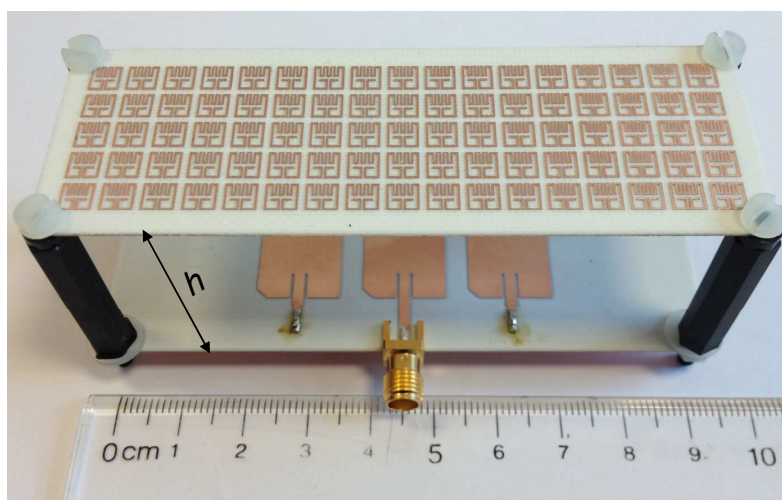
Le tableau 4-9 résume les résultats de l’antenne à balayage primaire obtenus par simulation et par mesure :

**Tableau 4-9 : Bilan des paramètres de l’antenne à balayage primaire à 5.8 GHz**

f=5.8 GHz	ANTENNE A BALAYAGE (90x30x1 mm <sup>3</sup> )					
	SIMULATION.			MESURE		
	CAS1	CAS2	CAS3	CAS1	CAS2	CAS3
S11 (dB)	-16	-15	-14	-21	-19	-15
Bande de passante (MHz)	128	145	171	190	180	120
Gain (dBi)	8.2	7.7	7.8	8.3	7.5	7.5
Largeur à -3dB en horizontal (Degrés)	56	51	49	55	55	55

#### 4.4.2 Réalisation d’une antenne méta-matériaux à balayage

Nous avons augmenté le gain de l’antenne à balayage primaire par une structure d’antenne MTM à 5.8 GHz comme présenté en 4.2.1. La figure ci-dessous montre le prototype de l’antenne MTM à balayage réalisé dans notre laboratoire :



**Figure 4-40 : Prototype de l’antenne MTM à balayage**

De la même manière qu’avec les antennes MTM 1 et MTM 2 que nous avons réalisées, le gain de l’antenne MTM à balayage augmente grâce à la couche MTM MG placée à la distance  $h=30$  mm. Les résultats de cette antenne pour les 3 cas d’orientation du lobe sont illustrés par les figures ci-dessous :

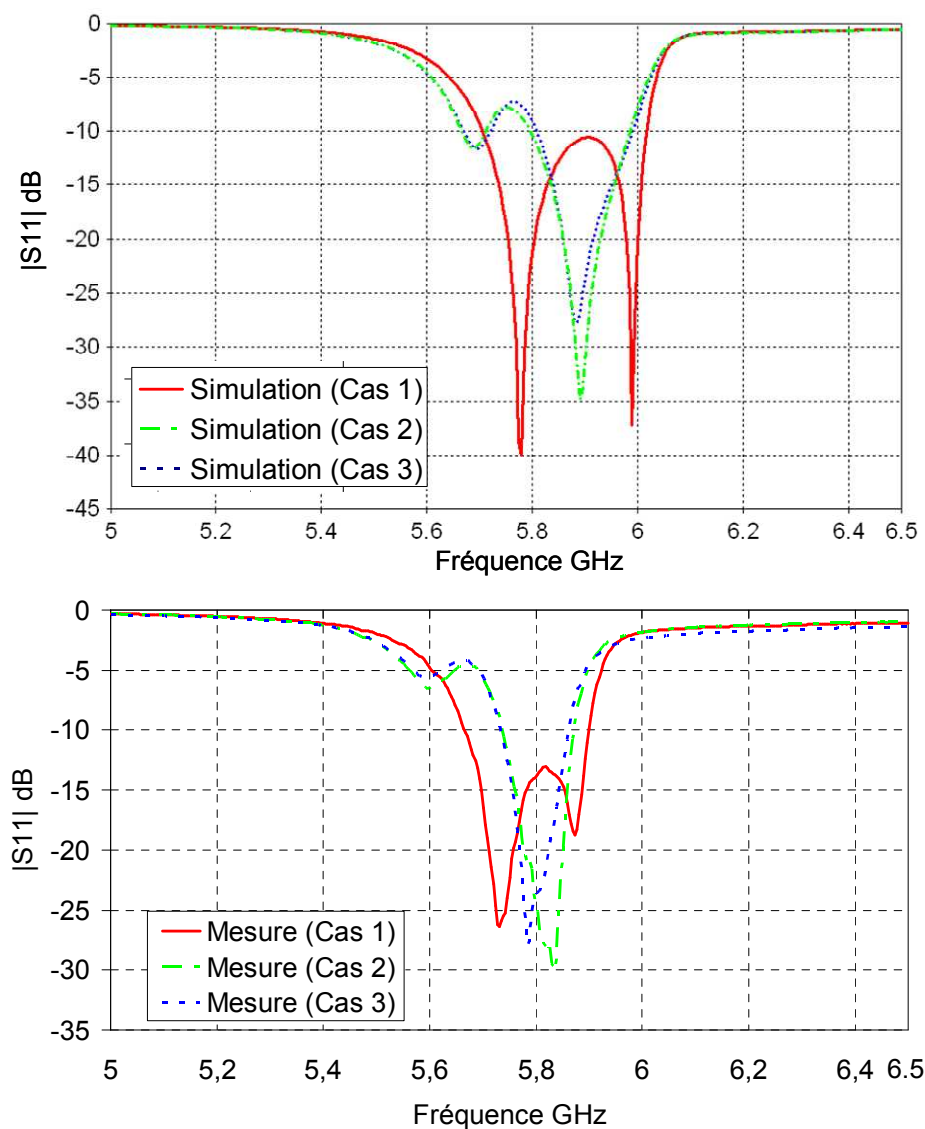


Figure 4-41 : Coefficients de réflexion de l’antenne MTM à balayage obtenus par simulation et par mesure

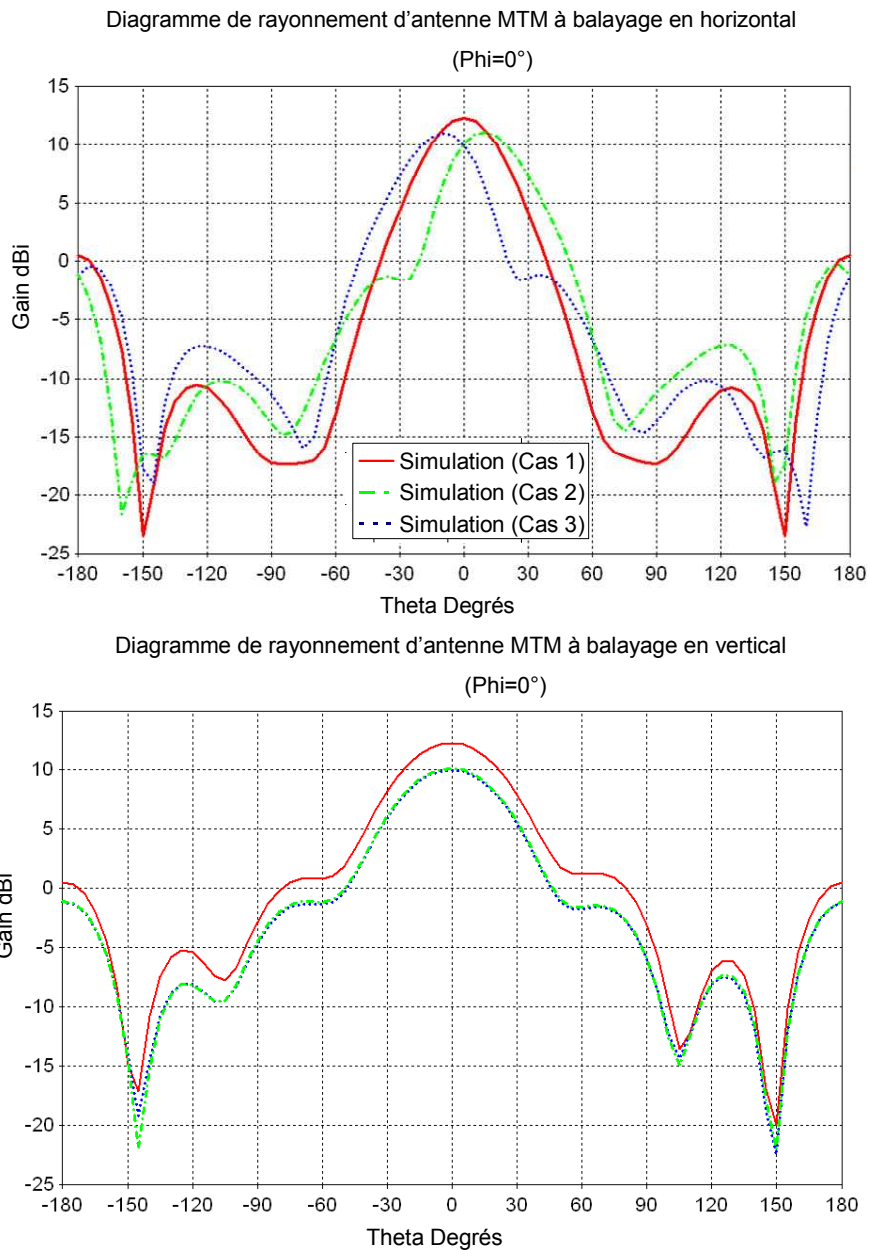


Figure 4-42 : Diagrammes de rayonnement en horizontal et en vertical de l’antenne MTM à balayage à la fréquence 5.8 GHz obtenus par simulation

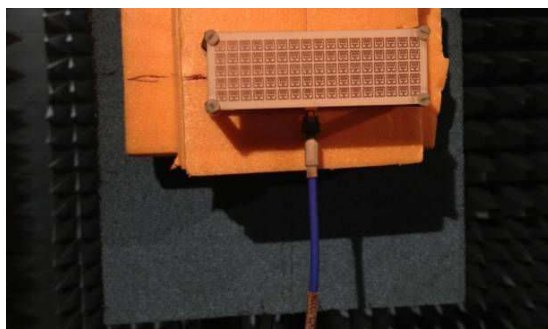


Diagramme de rayonnement d'antenne MTM à balayage en horizontal  
(Phi=0°)

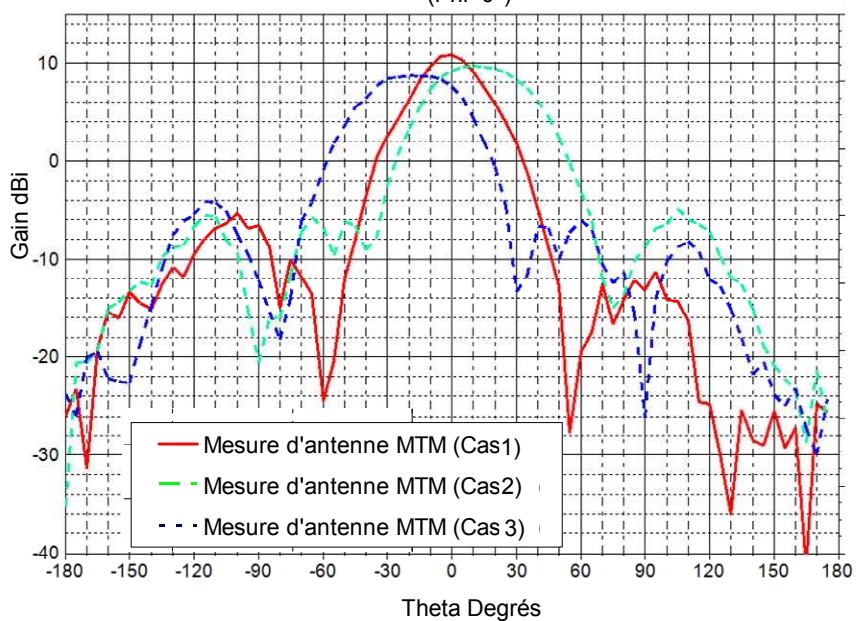


Diagramme de rayonnement d'antenne MTM à balayage en vertical  
(Phi=90°)

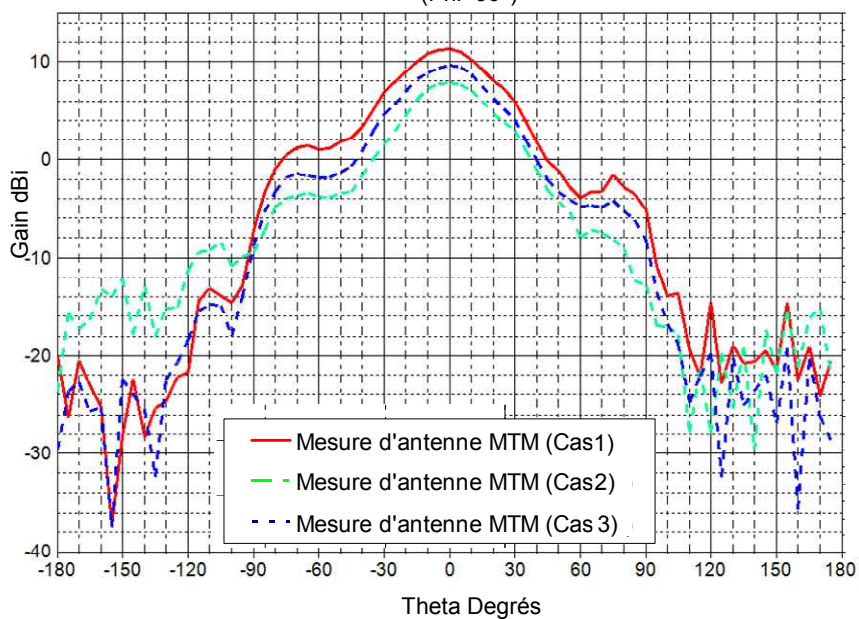


Figure 4-43 : Diagrammes de rayonnement en horizontal et en vertical de l'antenne MTM à balayage à la fréquence 5.8 GHz obtenus par mesure



Nous avons réalisé et validé l’antenne MTM à balayage avec la dimension de 90x30x31 mm<sup>3</sup>. Les paramètres de cette antenne sont présentés dans le tableau 4-10 ci-dessous :

**Tableau 4-10 : Bilan des paramètres de l’antenne MTM à balayage à 5.8 GHz**

f=5.8 GHz	ANTENNE MTM A BALAYAGE (90x30x31 mm <sup>3</sup> )					
	SIMULATION.			MESURE		
	CAS1	CAS2	CAS3	CAS1	CAS2	CAS3
S11 (dB)	-13	-17	-16	-15	-27	-24
Bande de passante (MHz)	277	179	194	250	120	140
Gain (abs) en horizontal (dBi)	12	11.1	11	11.6	10	9.8
L’augmentation du gain grâce à MTM MG (dBi)	3.8	3.4	3.2	3.3	2.5	2.3
Largeur à -3dB en horizontal (Degrés)	35	35	34	34	48	54

Nous notons que, avec la couche MTM MG, le gain de l’antenne à balayage primaire est augmenté de 8.2 dBi à 12 dBi (cas 1) et à 11 dBi (cas 2 et cas 3) en simulation. En mesure, il passe de 8.3 dBi à 11.6 dBi pour le cas 1. Mais il est augmenté de 7.5 dBi à 10 dBi pour le cas 2 et à 9.8 dBi pour le cas 3.

La différence de gain moins élevée dans les cas 2 et 3 par rapport au cas 1 peut être expliquée par trois raisons : 1) à cause de la configuration : notre petite antenne est fixée au moteur dans le système de mesure, cf. figure 4-42 ; 2) à cause de la soudure des condensateurs à l’antenne ainsi que à cause des vias utilisés sur l’antenne; 3) à cause des conditions aux limites que nous avons notées en 4.2.2 quand l’angle des ondes incidentes est supérieur à 50°.

L’antenne MTM à balayage balaie 10° pour le cas 2 et -10° pour le cas 3, ce qui est une réduction de 10° par rapport à l’angle de balayage de l’antenne primaire. Cette différence de l’angle de balayage est liée à la propagation de l’onde au travers de la couche MTM MG selon la loi de Snell ainsi qu’à la condition aux limites de notre MTM MG avec une onde incidente d’angle supérieur à 50°. Bien que l’antenne ne puisse pas balayer un angle large, ce type d’antenne nous conduit à penser à une méthode de contrôle du gain et du diagramme de rayonnement d’une antenne par des éléments passifs et des charges réactives. Ce résultat peut être intéressant non seulement pour l’application au système d’IVT mais aussi pour des systèmes de localisation et de détection d’une cible quelconque. Nous pouvons également contrôler l’amplitude du courant dans les patchs pour améliorer le gain de l’antenne.

### 4.5 Conclusions

Ce chapitre a été consacré à la réalisation de trois différents types d’antennes pour le système d’IVT.

Le premier type est l’antenne cylindre-yagi métallique. Le bas coût, la solidité et la facilité de fabrication sont les avantages de ce type d’antenne. De plus, ce type est un candidat potentiel pour le système d’IVT sans portique que nous avons proposé. Deux versions d’antennes cylindre-yagi ont été réalisées :

- La version 1 est l’antenne cylindre-yagi avec une fente en bout. Sa dimension est de  $36 \times 45 \times 36 \text{ mm}^3$  avec une longueur du cylindre de 45 mm. Le gain de l’antenne version 1 est de 8.26 dBi.
- La version 2 est l’antenne cylindre-yagi avec une fente au centre. Cette version est plus solide, directive mais plus longue par rapport à l’antenne version 1. Sa dimension est de  $36 \times 64 \times 36 \text{ mm}^3$  avec une longueur du cylindre de 64 mm. Le gain de l’antenne version 2 est de 9.23 dBi.

Un réseau de deux antennes cylindre-yagi a été mis en œuvre en direction x, la distance entre les deux antennes est de 40 mm pour avoir une largeur à -3dB de  $30^\circ$  et un gain élevé de 11.1 dBi pour l’antenne version 1 ( $80 \times 45 \times 80 \text{ mm}^3$ ) et de 12.1 dBi pour l’antenne version 2 ( $80 \times 64 \times 80 \text{ mm}^3$ ).

Le deuxième type d’antenne est un réseau de 2x2 antennes imprimées avec la largeur à -3 dB de  $30^\circ$ , dont le gain s’élève à 15.3 dBi grâce à la technologie méta-matériaux ; la dimension est de  $90 \times 90 \times 32 \text{ mm}^3$ . Une nouvelle structure de MTM MG a été investiguée dans la bande de 5.5-6.2 GHz ; elle a également un indice de réfraction négative dans la bande 5.1-6.2 GHz pour toutes les directions de l’onde incidente, théoriquement. La dimension de cette nouvelle cellule MTM MG planaire est de  $\lambda/9.5$  ; elle est plus petite par rapport à celle des structures traditionnelles publiées. Cette antenne est validée par un accord entre les valeurs mesurées et les valeurs de la simulation.

La structure MTM MG a été utilisée dans le dernier type d’antenne ; c’est une antenne MTM à balayage qui peut être utilisée pour un système d’IVT multivoies. Cette antenne balaie grâce à des changements de réactances de charge sur les deux patches passifs. La couche MTM MG est placée au-dessous pour élever le gain de l’antenne à balayage. Malgré la différence de gain obtenu en mesure et en simulation, on peut dire que la couche apporte une augmentation de 2.5 dBi. Nous avons obtenu un gain supérieur à 10 dBi avec ce type d’antenne MTM à

## **Chapitre 4 – Réalisation d’antennes DSRC à haut gain pour le système d’IVT**

---

balayage. De plus, cette antenne nous permet de proposer une antenne avec gain et direction du lobe principal contrôlables dans le cadre d’un futur travail (antenne avec diagramme de rayonnement contrôlable).

## Bibliographie du chapitre 4

- [1] CEN, « DIN EN12253 ». 2002.
- [2] M.T. Le, T.T.T. Vu, T.T. Trinh, Q.C. Nguyen, T.P. Vuong, « New concept of highway toll without gantry », *SEATUC SYMPOSIUM Proc.*, Hanoi, Vietnam, févr-2011.
- [3] M.T. Le, Q.C. Nguyen, T.P. Vuong, « Nouvelle antenne directive à 5.8 GHz pour l'application DSRC «Free-Flow» sans portique », *17èmes Journées Nationales Microondes*, Brest, France, mai-2011.
- [4] J.B. Pendry et A.J. Holden, D.J. Robbins, W.J. Stewart, « Magnetism from Conductors and Enhanced Non linear phenomena », *IEEE Transaction Microwave Theory Technology*, 1999.
- [5] J.B. Pendry, « Extremely Low Frequency Plasmons in Metallic Mesostuctures », *The American Physical S.*, vol. 76, juin 1996.
- [6] D. R. Smith et W. J. Padilla, D. C. Vier, S. C. Nemat-Nasser, and S. Schultz, « Composite medium with simultaneously negative permeability and permittivity », *Phys. Rev. Lett.*, vol. 84, n° 18, p. 4184–418, mai 2000.
- [7] D.R. Smith et D. C. Vier, N. Kroll, and S. Schultz, « Direct calculation of permeability and permittivity for a left-handed metamaterials », *Applied Physics Letters*, vol. 77, oct. 2000.
- [8] Richard W. Ziolkowski, « Design, Fabrication, and Testing of Double Negative Metamaterials », *IEEE Transactions on antennas and propagation*, vol. 51, No. 7, juin. 2003.
- [9] C.R. Simovski et S. He, « Frequency range and explicit expressions for negative permittivity and permeability for an isotropic medium formed by a lattice of perfectly conducting omega particles », *Physics Letters A*, vol. 311, p. 254-263, 2003.
- [10] C.R. Simovski, « Plane-wave Reflection and Transmission by Grids of Conducting omega particles and Dispersion of omega Electromagnetic Crystals », *AEU International Journal of Electronics and Communications*, mars-2003.
- [11] E. Lheurette, G. Houzet, J. Carbonell, et F.i Zhang, O. Vanbésien, D. Lippens, « Omega-Type Balanced Composite Negative Refractive Index Materials », *IEEE Transaction on Antenna and Propagation*, vol. 56, n° 11, nov. 2008.
- [12] H. Chen, L. Ran, J. Huanfu, X. Zhang, K. Chen, et T. M. Grzegorzcyk, J. A. Kong, « Left-handed materials composed of only S-shaped resonators », *Physical Review E* 70, 2004.
- [13] T. J. Cui et Liu R. David R. Smith, *Metamaterials theory, design and applications*, Springer. 2010.
- [14] T. J. Cui, « A symmetrical circuit model describing all kinds of circuit metamaterials », vol. Progress In Electromagnetics Research B, Vol. 5, 63-76, 2008, 2008.
- [15] Rean Valn Bladel, *Electromagnetic Fields*, Second Edition, IEEE Pres Serie on Electromagnetic Wave Theory. .
- [16] Xudong Chen et Tomasz M. Grzegorzcyk, Bae-Ian Wu, Joe Pacheco, Jr. Jin Au Kong, « Robust Method to Retrieve the Constitutive Effective Parameters of Metamaterial », *Physical Review E* 70, juin-2004.

- [17] YH Liu et X.P. Zhao, « Investigation of Anisotropic Negative permeability medium cover for patch antenna », *IET Mirowaves, Antennas & Propagation*, vol. 2, n° 7, p. 737-744, avr. 2008.
- [18] Thomas Zwick et Arun Chandrasekhar, Christian W. Baks, Ullrich R. Pfeiffer, Steven Brebels, Brian P. Gaucher, « Determination of the Complex Permittivity of Packaging Materials at Millimeter-Wave Frequencies », *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 54, mars 2006.
- [19] D.R. Smith et , D. C. Vier, Th. Koschny, C. M. Soukoulis, « Electromagnetic parameter retrieval from inhomogeneous metamaterials », *Physical Review E* 71, 2005.
- [20] A. Balanis, *Chapter 14, Antenna theory analysis and design*. 3rd Edition, John Wiley & Sons, 2005.
- [21] **M.T. Le, Q.C. Nguyen, T.P. Vuong, C. Defay, «New Metamaterial Structure for the Design of a High Gain Antenna at 5.8 GHz», *Proc. of IEEE International Conference on Wireless Information Technology and Systems*, Novembre 2012.**
- [22] **M.T. Le, Q.C. Nguyen, T.P. Vuong, « Design of a High Gain Antenna at 5.8 GHz Using a New Metamaterials Structure», *Proc. of IEEE International Conference on Communications and Electronics*, Août 2012.**
- [23] Inder Bahl, *Lumped Elements for RF and Microwave Circuits*, Artech House INC. 2003.
- [24] Yazid Yusuf et Xun Gong, « A Low-Cost Patch Antenna Phased Array With Analog Beam Steering Using Mutual Coupling and Reactive Loading », *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 7, p. 81-84, 2008.
- [25] D. V. Thiel and V. Moyle, « Using mutual coupling to calculate the radiation pattern for parasitic patch antennas », *Proc. Antennas Propag. Soc. Int. Symp.*, vol. 1, n° 22, p. 597-600, 2003.
- [26] J.J. Luther et S. Ebaki, X. Gong, « Electrically steerable passive array radiator (ESPAR) antennas », *IEEE Antennas and Wireless Propagation*, vol. 60, n° 4, p. 1803-1815, avr. 2012.

## *Conclusions de la Partie A*

La partie A (allant du chapitre 1 au chapitre 4) a présentée un état de l'art des systèmes d'identification de véhicules en mouvement par des transpondeurs (système d'IVT) existant dans le monde, les problématiques posées par la conception de ces systèmes ainsi que des solutions proposées pour réaliser de nouveaux systèmes plus performants.

Au chapitre 1 on décrit le fonctionnement général des systèmes d'IVT. Ces systèmes sont utilisés afin de réduire le nombre des employés des péages ainsi que les temps de paiement, en particulier aux pics de trafic sur la route. Ils permettent de réaliser de manière automatique les paiements de péage des véhicules sans arrêt à la station grâce à une liaison badge (d'une voiture)-lecteur (de la station) effectuée par des antennes. La bande de fréquence utilisée pour la liaison répond aux normes du RFID UHF et du DSRC. Pour que ces systèmes soient de plus en plus utilisés dans les tous les pays en général et dans les pays européens en particulier, nous avons cherché à augmenter la distance de communication entre le lecteur et le badge tout en que réduisant le coût, ainsi que la taille du système par des antennes répondant à ces critères. Le chapitre 2 a été consacré à étudier différents types d'antennes à haut gain existants afin de choisir un type satisfaisant à nos objectifs qui sont rappelés ci-dessous :

- Haut gain : supérieur à 10 dBi à la fréquence centrale de 868 MHz, supérieur à 14 dBi à la fréquence centrale de 5.8 GHz.
- Adaptation à  $50 \Omega$
- Angle d'ouverture  $\alpha$  (en horizontal) de  $30^\circ$
- Taille petite, bas coût, facile à fabriquer et à commercialiser. La taille est inférieure à  $320 \times 200 \times 30 \text{ mm}^3$  (longueur x largeur x hauteur).pour la fréquence centrale de 868 MHz, et à  $90 \times 90 \times 45 \text{ mm}^3$  (longueur x largeur x hauteur) pour la fréquence centrale de 5.8 GHz.

Bien que les transpondeurs à UHF ne soient plus utilisés en Europe, ils existent encore en États-Unis et en Asie. Cette première fréquence de travail a été malgré tout retenue pour les utilisations en Asie, et surtout au Vietnam. Deux types d'antennes à la fréquence centrale de 868 MHz ont été conçus au chapitre 3. Nous avons également proposé dans ce chapitre une nouvelle structure de système d'IVT sans portique. La première antenne patch métallique réalisée a un gain de 11.4 dBi, la distance de communication avec le badge (tag) RFID UHF commercial est au moins de 30 m avec une puissance du lecteur de 30 dBm. La dimension de

cette antenne est de  $350 \times 200 \times 23 \text{ mm}^3$ . Elle satisfait au cahier des charges. La deuxième antenne conçue et réalisée est une antenne cylindre-yagi qui peut être utilisée dans le système d'IVT sans portique proposé. Un balun est nécessaire pour alimenter cette antenne. L'antenne a un gain de 9.9 dBi avec une taille égale à  $266 \times 475 \times 400 \text{ mm}^3$ . Cette taille est plus grande par rapport à la première antenne, mais elle est très solide et peut être implantée au sol dans le cas d'un système sans portique. Alors la taille et le poids de cette antenne ne posent pas de difficulté.

Le chapitre 4 a été consacré à trois nouvelles antennes fonctionnant à la fréquence centrale de 5.8 GHz. Il est focalisé sur la nouvelle structure d'un système sans portique proposé au chapitre 3. Des antennes cylindre-yagi ont été réalisées avec un gain maximum de 9.8 dBi, et une taille de  $36 \times 64 \times 63 \text{ mm}^3$ . Le gain atteint 12.1 dBi avec un réseau de deux antennes cylindre-yagi alors que la taille est de  $76 \times 64 \times 36 \text{ mm}^3$ .

Une nouvelle structure avec méta-matériau a été étudiée pour concevoir une deuxième antenne. La taille réduite est un avantage de la cellule MTM MG comparée aux structures MTM traditionnelles. Grâce à la couche MTM MG, une antenne MTM a été réalisée avec un gain de 15.3 dBi (avec accord entre les mesures et la simulation), la taille est de  $90 \times 90 \times 31.6 \text{ mm}^3$ . Il est à noter qu'il n'y a aucune loi ni théorie qui soutient la conception d'une antenne méta-matériau en particulier ainsi que l'utilisation des méta-matériaux en général. Dans ce chapitre, nous avons présenté un modèle pour concevoir une antenne méta-matériau ainsi qu'une cellule méta-matériau fonctionnant à une fréquence quelconque.

Notre dernière antenne réalisée à la fréquence de 5.8 GHz est une antenne méta-matériau à balayage. Nous avons réalisé une antenne à balayage primaire, dont le lobe principal est balayé de  $-20^\circ$  à  $20^\circ$  en changeant les valeurs des capacités chargeant deux patches passifs. Grâce à la couche MTM, un gain élevé mesuré est obtenu de 11.6 dBi mais cette antenne MTM à balayage balaie entre  $10^\circ$  et  $-10^\circ$ , ce qui est une réduction de  $10^\circ$  par rapport à l'angle de balayage de l'antenne primaire. Bien que l'antenne ne puisse pas balayer un angle large, ce type d'antenne nous conduit à penser à une méthode de contrôle du gain et du diagramme de rayonnement d'une antenne par des éléments passifs et des charges réactives. Cette antenne peut être intéressante non seulement pour l'application au système d'IVT mais aussi pour des systèmes de localisation et de détection d'une cible quelconque, ou bien pour le système de classification de véhicules que nous allons développer dans la partie B par la suite. Pour de telles applications, nous pouvons également contrôler l'amplitude du courant dans les patches pour améliorer le gain de l'antenne au lieu d'utiliser la technologie méta-matériau.

## Partie B– *Système de classification des types de véhicules par ondes électromagnétiques*

Suivant l'objectif de notre travail de thèse défini dans l'introduction générale, la première partie (la partie A qui se compose des chapitres 1 à 4) concerne la conception d'antennes directives pour un système d'identification de véhicules en mouvement par des transpondeurs. Dans la partie B, nous allons présenter la conception d'un système de classification des types de véhicules par les ondes électromagnétiques afin d'aider à déterminer le montant du péage du véhicule ainsi qu'à détecter les violations si elles existent. Fonctionnant en parallèle avec le système d'IVT, ce système détecte et puis reconnaît le type du véhicule. Un véhicule sera classé par catégories dont le tarif du péage va varier en conséquence à partir de la classification. La reconnaissance doit être pratiquement instantanée lors du passage du véhicule devant le capteur, soit sur une durée inférieure à 160-200ms. Ce temps est défini à partir du temps total mis par le système d'IVT selon [1-4] pour effectuer une transaction de paiement du péage. D'un autre côté, pour l'industrialiser, le système de reconnaissance doit être à bas-coût et avec possibilité de l'intégrer dans un système embarqué.

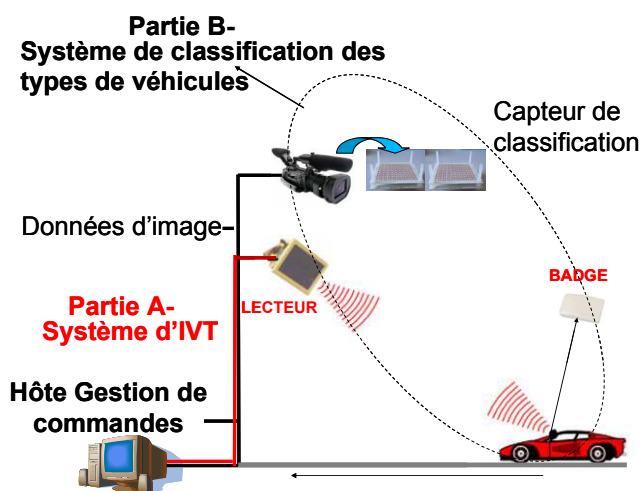


Figure 5-0 : Structure générale du système de classification des types de véhicules pour l'application de télépéage

L'objectif de notre travail, au cours de cette partie B, est la conception d'un système de classification des types de véhicules (système de CTV) à partir du rayonnement électromagnétique partant de l'antenne de l'émetteur et recueilli par l'antenne de réception au passage du véhicule.



## **Partie B – Système de classification des types de véhicules par ondes électromagnétiques**

Pour ce faire, nous allons présenter dans chapitre 5 un état de l'art des différentes technologies de classification des type de véhicules, avec les avantages et les désavantages de chacune des techniques.

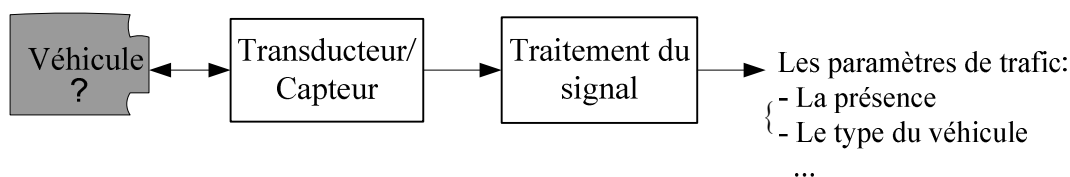
Nous proposons un système de CTV basé sur les ondes diffusées. Pour déterminer le type des véhicules, nous envoyons une onde vers le véhicule et à partir de la mesure de l'onde diffusée du véhicule nous pouvons déterminer la position et le type du véhicule. Les éléments (générateur, antennes) ainsi que les paramètres fondamentaux du système seront étudiées dans le chapitre 6. Deux cas sont pris en compte : le véhicule est immobile et le véhicule est en mouvement. Nous notons qu'un véhicule à classifier fonctionne comme « une cible » dans notre système de CTV.

Ce chapitre s'attache à étudier la faisabilité de trois méthodes de classification du type de cible que nous proposons ainsi que l'influence de l'interaction entre le milieu d'opération et les signaux de nature électromagnétique recueillis sur la fiabilité de chaque méthode.

Plusieurs enregistrements des ondes diffusées par une cible concernée ont été effectués. Deux expérimentations au laboratoire ont été mises en œuvre afin de valider notre système de classification par rapport aux trois méthodes proposées au chapitre 5. Les descriptions ainsi que les résultats obtenus sont décrits dans le chapitre 6.

## Chapitre 5      Etat de l’art des systèmes de classification des types de véhicules.

Les systèmes de classification des types de véhicules de ces dernières années sont basés sur différentes techniques visant à déterminer la présence ainsi que le type d’un véhicule observé face avant ou bien de coté ou bien face arrière. En général, un système de CTV se compose de trois composants : le transducteur/capteur, le dispositif de traitement du signal et le dispositif de traitement des données.



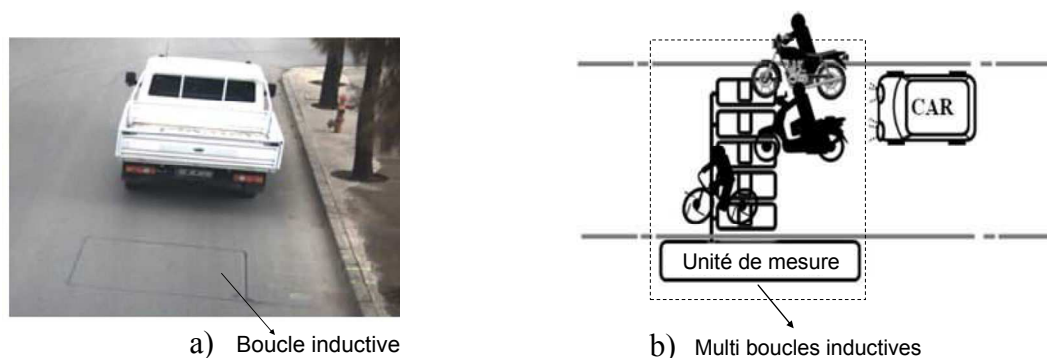
**Figure 5-1 : Structure générale du système de classification des types de véhicules**

Le transducteur/capteur détecte la présence du véhicule, cette présence est convertie en signal électrique normé par le transducteur. Le dispositif de traitement du signal se compose d’un processeur et d’un logiciel qui convertit les signaux électriques issus du transducteur/capteur en paramètres de trafic. Les paramètres de trafic sont : la présence, le type, la vitesse, l’occupation etc. du véhicule. Le logiciel de traitement du signal est conçu selon la technologie du capteur choisi. Cette technologie a un rôle très important pour la qualité et la fiabilité du système CTV. Parmi les systèmes CTV existants, nous pouvons relever les types de capteurs [1-6]:

- La boucle inductive
- Le capteur infra rouge passif
- Le réseau de capteurs infra rouge
- Le LIDAR (Light Detection and Ranging)
- Le RADAR (Radio Detection And Ranging)
- La caméra

### 5.1 Boucle inductive

La technologie de la boucle inductive est utilisée depuis le début des années 1960. Durant cette période, les performances des boucles inductives ont de plus en plus augmentées, et les systèmes de CTV utilisant des boucles inductives deviennent réputés avec l’avantage d’avoir un prix bas par rapport à celui de la caméra ou du lidar. La structure d’une boucle inductive est très simple : c’est une boucle de fil qui est intégrée dans le sol de la route et qui fonctionne par détection de changement d’inductance. La boucle est assez large pour couvrir toute la largeur de la voie à observer. Le capteur du système de CTV peut être une seule boucle inductive (figure 5-2a) où multi-boucles inductives (figure 5-2b).

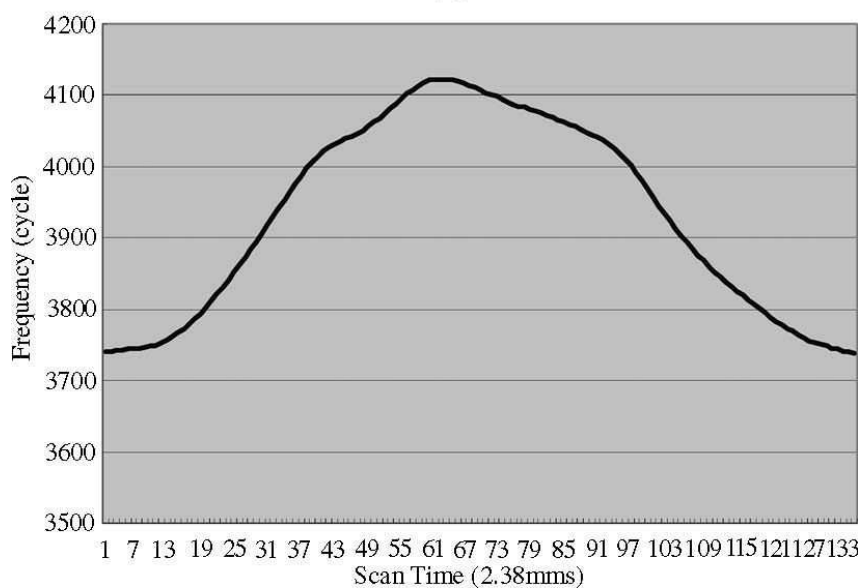


**Figure 5-2 : a) Structure du système avec une boucle inductive [7] ; b) Structure du système multi-boucles inductives [8]**

Le système classe les véhicules selon les changements d’inductance. C’est-à-dire que la boucle résonne à une fréquence basse lorsqu’il n’y a pas de véhicule sur la boucle. Quand un véhicule se déplace au-dessus de la boucle, la fréquence de résonance augmente. Le véhicule est alors détecté par le changement de fréquence de résonance correspondante, cf. figure 5-3. Différentes catégories de véhicules produisent des signaux qui diffèrent par la forme, l’amplitude, des paramètres statistiques, la durée et le spectre des fréquences. Le signal avec ses caractéristiques propres est noté comme le profil magnétique du véhicule. Les profils de chaque véhicule sont enregistrés dans une base de données. Un logiciel de traitement du signal va classer les types de véhicules à partir des profils. Si on utilise simplement les profils magnétiques des véhicules pour reconnaître leurs types, la précision sera très faible. Il faut combiner avec différentes techniques comme les réseaux de neurones, pour avoir une meilleure précision.



(a)



(b)

**Figure 5-3 : Changement de fréquence de la boucle pendant le passage d’un véhicule sur la boucle inductive : a) Véhicule passant sur la boucle inductive ; b) Changement de fréquence correspondante [9]**

Nous notons que la précision de reconnaissance et le temps de traitement du signal de ce système dépendent principalement à l’algorithme du logiciel de CTV. Les travaux sur le système de CTV utilisé par cette technologie se sont notamment focalisées afin d’améliorer l’algorithme du logiciel de traitement du signal pour augmenter la précision de CTV et pour reconnaître les véhicules en réel temps. Parmi des publications [7-12], on note que le taux maximal global de reconnaissance des types de véhicules atteint 91.15%, selon la publication en 2006 par Y.K. Ki [9] lequel utilise un réseau de neurones à rétro-propagation à trois couches où la couche d’entrée comprend 16 neurones, la couche cachée est avec un nombre de 20 neurones internes, la couche de sortie est de 5 classes correspondant à 5 catégories de véhicules qui sont : Voiture particulière, Van, Bus, Camion, Motorcycle à partir d’un ensemble

de 1055 données. La figure 5-4 représente l’algorithme de Y.K. Ki. Cette algorithme a moins de fiabilité pour classifier la voiture particulière par rapport au Van.

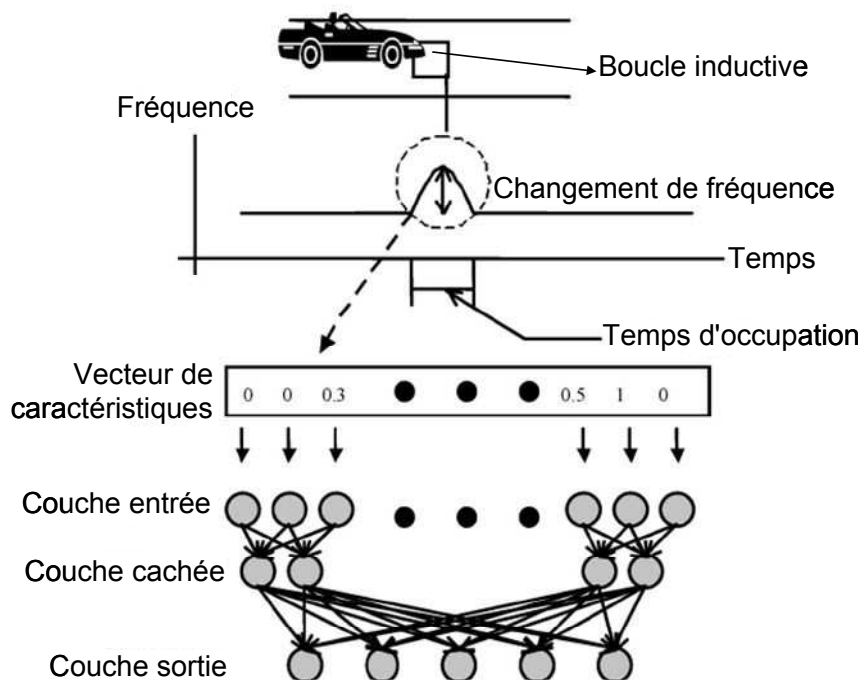


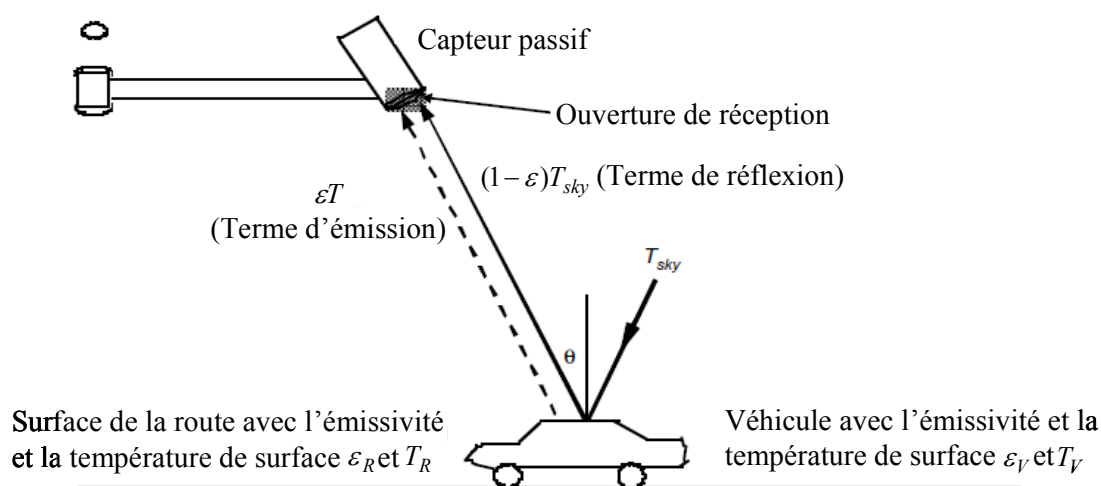
Figure 5-4 : Modèle de classification de véhicules utilisant les boucles inductives et le réseau de neurones [9]

Cet algorithme a été amélioré en 2010 par T. S. Meta pour obtenir un taux de reconnaissance de 94.21% [7]. Il utilise 17 neurones pour la couche des entrées au lieu de 16 comme avec Y.K. Ki. Cependant, le système de CTV a des difficultés d’installation (par exemple, la réalisation des rainures dans l’asphalte, cf. figure 5-2) [7-8][13]. Par ailleurs, la fréquence de la boucle change quand l’environnement change avec la pollution de l’air, le brouillard, crosstalk, la connexion entre la boucle avec l’unité de mesure. De plus, elle est très sensible avec un changement de température. Si la température de la boucle inductive augmente, la fréquence de résonance diminue. La fiabilité de ce type de système est très faible pour reconnaître des véhicules dans le cas où il y a plusieurs véhicules passant en même temps et dans le cas où deux véhicules sont l’un derrière l’autre. Le temps de reconnaissance est déterminé par la performance de l’ordinateur utilisé pour le logiciel ainsi que par le nombre des neurones utilisés de la couche cachée du réseau de neurones.

## 5.2 Capteur d’infrarouges passif

Le système n’envoie pas d’énergie au véhicule appelé passif. La figure 5-5 représente le principe de fonctionnement du système de capteur passif d’infrarouges qui est basé sur le facteur de température de l’émissivité du corps gris qui peut être la route (sans véhicule) ou le

véhicule (avec véhicule). L'**émissivité** d'un matériau (souvent écrite  $\varepsilon$ ) est un nombre sans unité, représentant le rapport entre l'énergie rayonnée par un matériau particulier à l'énergie rayonnée par un corps noir à la même température. Le corps noir est un matériau qui absorbe tous les rayonnements incidents, l'émissivité du corps noir est égale à 1. Tous les autres matériaux réels ne sont pas totalement absorbants donc leurs émissivités sont moins de 1,  $\varepsilon < 1$  ; ces matériaux sont appelés « corps gris » [14].



**Figure 5-5 : Onde émise et onde réfléchi par la surface de la route et la surface du véhicule au capteur infrarouge passif**

Quand il n’y a pas de véhicules, le capteur reçoit l’onde réfléchi de la surface de la route. Par contre, lorsque le véhicule arrive dans le champ de vue du capteur passif, un signal proportionnel à la différence d’émissivité entre la surface de la route et la surface du véhicule est induit dans le capteur passif. La température effective de la surface de la route et la température effective de la surface du véhicule sont des facteurs qui affectent le signal réfléchi sur le capteur.

Les capteurs passifs sont très utilisés pour l’observation multivoies selon le principe décrit dans le paragraphe précédent.

Le désavantage du système de capteur d’infrarouges passif est lié aux reflets indésirables des rayons du soleil. Il embrouille le fonctionnement du système. Les intempéries donnent des effets sur le système. L’onde réfléchi, l’onde de diffusion et l’effet d’absorption sur le capteur passif sont sensibles à la température, la neige, la pluie, la fumée etc. Tout ceci est résumé par Kranig et al. 1997 [15].

### 5.3 Réseau de capteurs infrarouges

Le système se compose de couples de capteurs d’émission-réception infrarouges. Ils sont mis de chaque côté d'une voie, cf. figure 5-6. Le principe du système est basé sur la caractéristique du signal infrarouge. Le signal infrarouge ne peut pas traverser le véhicule. Normalement, les capteurs d’émetteur envoient des signaux infrarouges à des capteurs de réception ; quand il n’y a pas de véhicule sur la voie les capteurs de réception capturent tous ces signaux. Par contre, il n’y a pas de signal dès qu’il y a un véhicule sur la voie. Ce système va se compliquer dans le cas d’observation de deux voies ou plus où nous aurons besoin de beaucoup de capteurs donc l’installation des capteurs sur les voies devient difficile [15-16]. De plus, le climat modifie la sensibilité du capteur infrarouge et donc la fiabilité du système. Tout ceci est désavantageux pour le réseau de capteurs infra rouges.

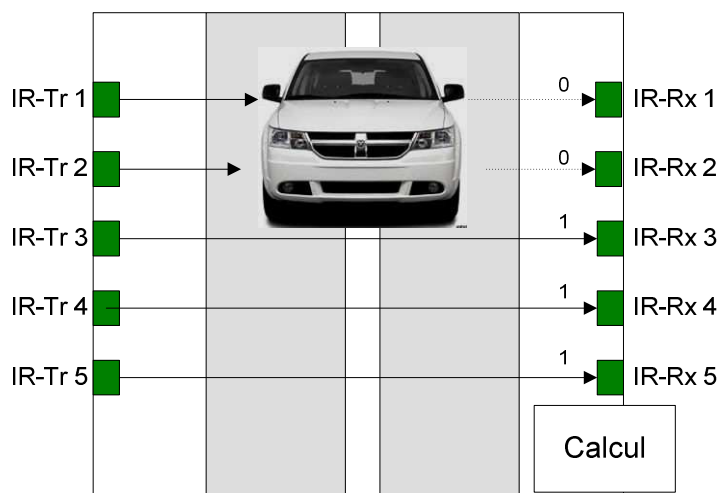


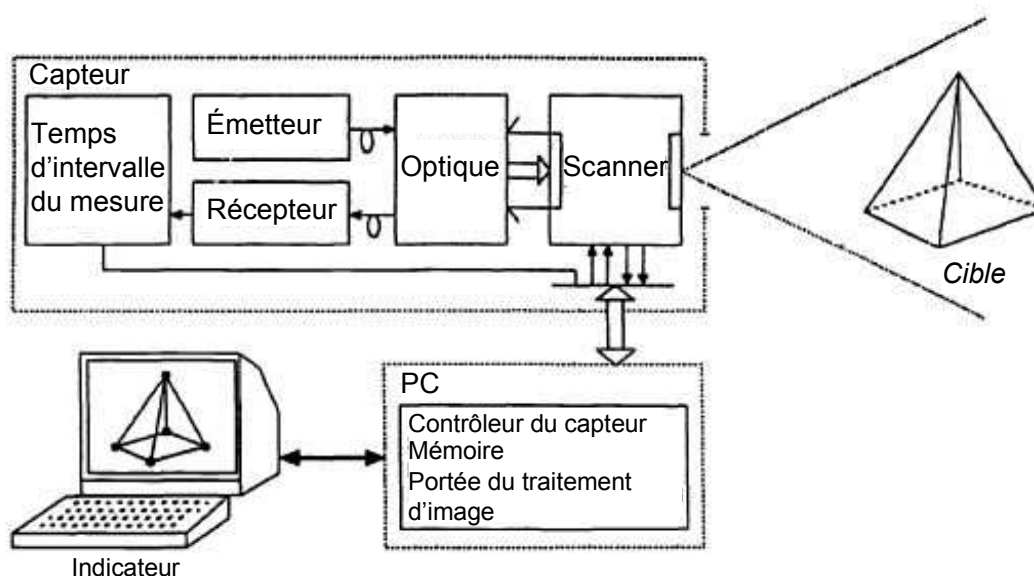
Figure 5-6 : Principe du système infrarouge

Mais l’avantage du système des capteurs infrarouges est sa capacité à augmenter la précision des mesures des dimensions, de la vitesse et de la position du véhicule en utilisant des émetteurs multifaisceaux.

### 5.4 LIDAR

Le système radar laser ou LIDAR (Light Detection and Ranging) se compose de deux parties optiques : l’émetteur optique et le récepteur optique. L’émetteur optique illumine la zone de détection par des diodes lasers dans la région proche du spectre de  $0.85 \mu m$ . Grâce à ces diodes lasers la puissance émise est faible. L’impulsion optique émise par la diode laser se scinde en deux faisceaux optiques au niveau de l’émetteur. Ces deux faisceaux sont séparés

avec un angle de quelques degrés, cf. figure 5-7a. Les ondes réfléchies du véhicule vers le capteur sont focalisées par un système d’optique qui est monté sur le plan focal.



**Figure 5-7 : Structure générale du système LIDAR [17]**

Le nombre de faisceaux du capteur lidar peut être 2, 4, 6 ou 8 et la vitesse de balayage de chaque faisceau dépend de la marque et du modèle du produit ainsi que de l’application du système : système à une seule voie ou système multivoies. Normalement, l’angle d’incidence optique dépend de la position du laser sur le portique, l’angle d’ouverture du capteur est d’environ de  $30^\circ$  ou  $34^\circ$  pour les deux directions (horizontal et vertical) [6][18].

La vitesse du véhicule est mesurée selon les temps enregistrés par le capteur, ces temps sont comptés à partir du moment où le véhicule entre dans la zone d’observation du capteur jusqu’à sa sortie. Les impulsions réfléchies du lidar sont les signaux utilisés pour classifier les types de véhicules. La distance du véhicule au capteur est déterminée par les différences de temps du trajet de l’onde. Le système peut également reconstruire la forme du véhicule en 2-D ou 3-D par un algorithme de traitement du signal sur l’ordinateur combiné à la géométrie de balayage des faisceaux émis par le véhicule, cf. figure 5-8b, 5-8c et 5-8d selon [19-20]. L’algorithme a un rôle très important dans le système de CTV:



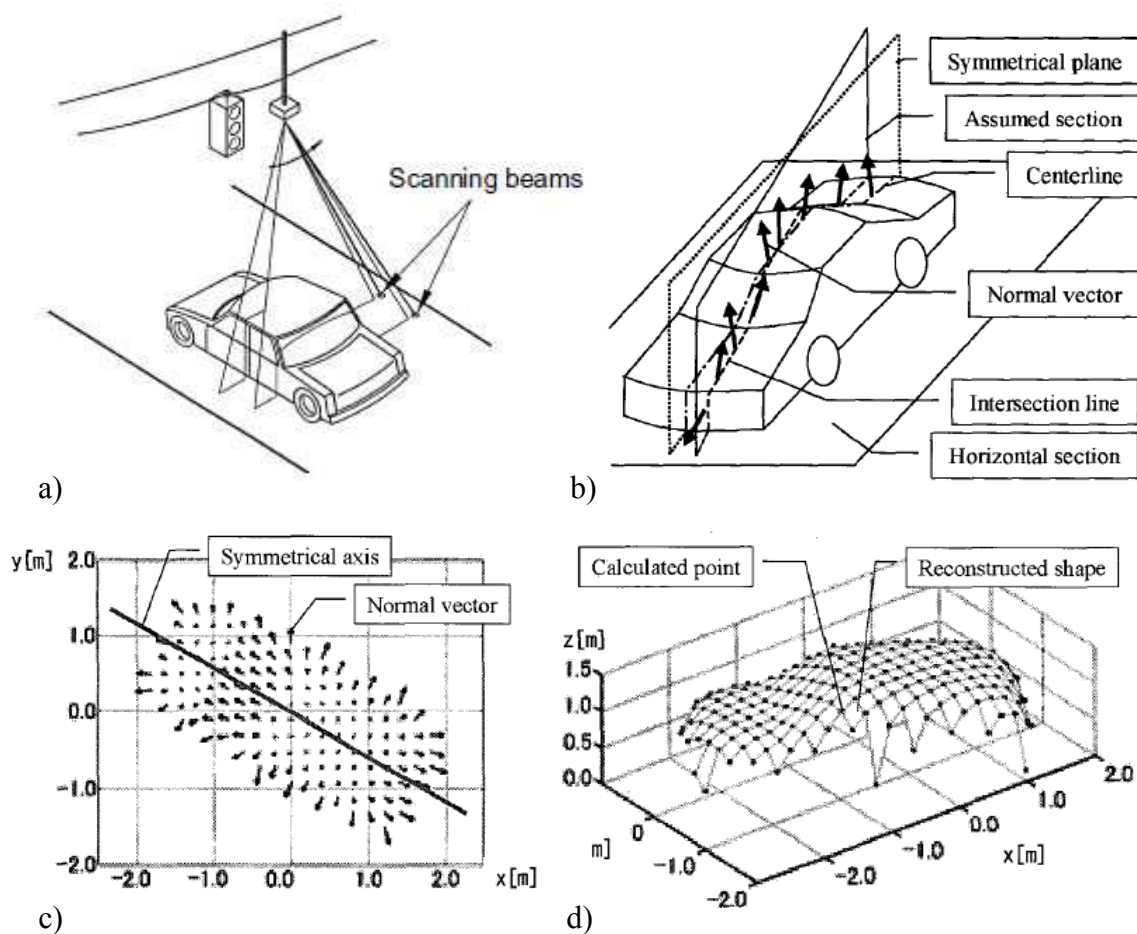


Figure 5-8 : Principe de reconstruction du véhicule par imagerie laser [19]

L’avantage du système lidar est sa bonne précision pour reconnaître la forme et les dimensions (longueur et largeur) du véhicule par rapport aux autres techniques précédentes. Les multi-capteurs sont installés au même endroit sans interférence entre les signaux émis et les signaux reçus.

L’inconvénient majeur des lidars est qu’ils ne sont pas efficaces par temps de pluie, de pollutions, smogs, et sont presque aveugles en cas de brouillard [6][15][18-20].

### 5.5 Caméra

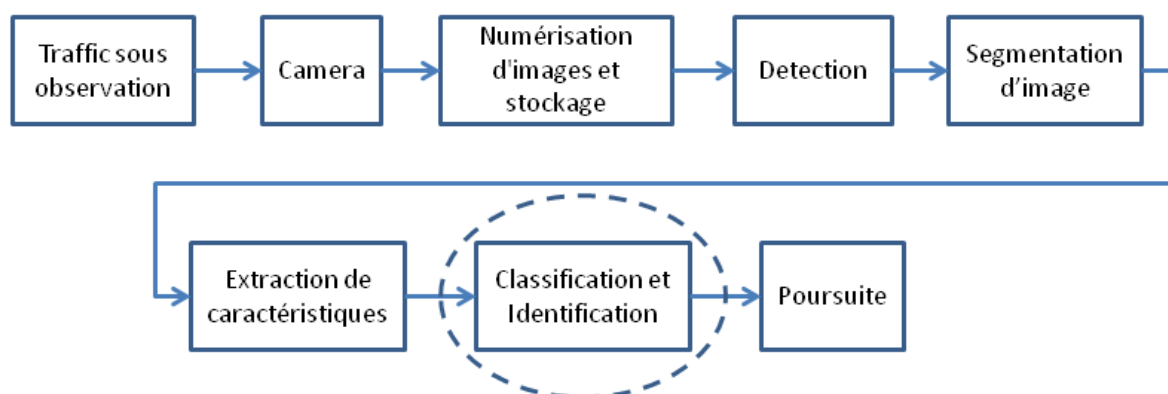
La caméra vidéo est utilisée dans le système de gestion de trafic car l’information est facilement visible par les humains. Un système de traitement d’images vidéo est constitué d’une ou de plusieurs caméras, d’un micro-processeur  $\mu P$  pour traitement des images, d’un logiciel d’interprétation d’images qui convertit le signal en paramètres de trafic.



**Figure 5-9 : Système de processeur d'images vidéo (Photograph courtesy of Iteris, CA) [6]**

Normalement un système de traitement d'images vidéo peut réaliser plusieurs tâches, par exemple : la détection, la classification et la poursuite des véhicules. Donc la classification est une des tâches du système.

Le principe du système est le suivant : Les images du véhicule sont prises par la caméra sur une période de temps. Toutes les images sont numérisées et puis stockées par trames successives. Le véhicule est détecté à partir de changements entre les trames successives. Les caractéristiques pertinentes sont extraites à partir des images stockées. Basés sur ces caractéristiques, les paramètres de trafic, y compris la présence et le type du véhicule sont identifiés. L'algorithme de traitement d'images doit être conçu pour tenir compte des conditions horaires (la journée, la nuit), de la température où la caméra est installée ainsi que des caractéristiques de la caméra choisie. Le logiciel de traitement d'image a fait l'objet de recherches pour diminuer la probabilité de fausses alarmes au niveau de la classification et de la détection du véhicule. La figure 5-10 présente le diagramme de traitement des images du système.



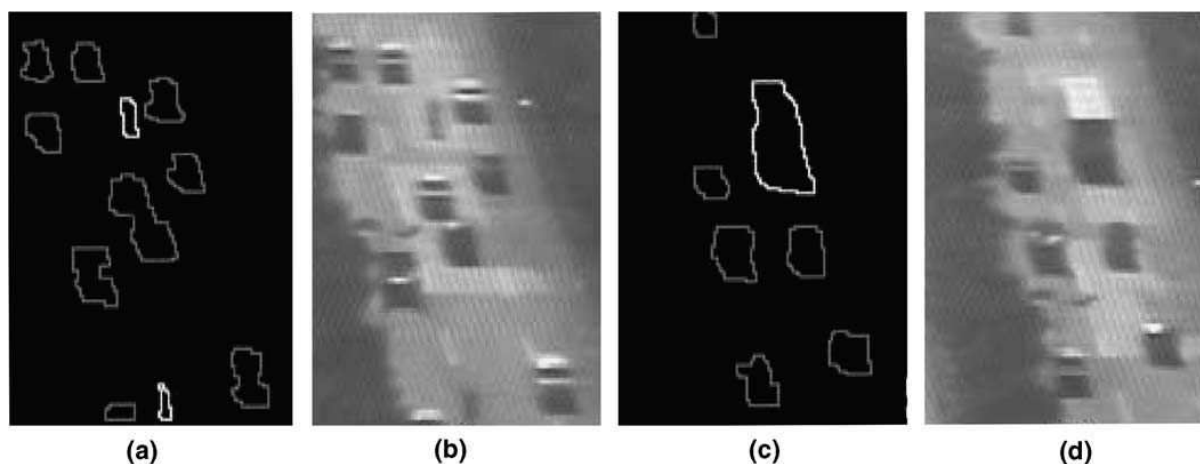
**Figure 5-10 : Traitement des images pour la détection, la classification et la poursuite des véhicules (d’après Klein, 2006) [5]**

Pour la classification des véhicules, il existe deux approches de classification des véhicules par caméra. Une approche est basée sur l'estimation de la dimension du véhicule tandis que l'autre est basé sur une recherche de correspondance.

Dans la première approche, les dimensions du véhicule sont estimées à partir des images 2D capturées par une ou plusieurs caméras après calibrage de la caméra. La trame 3D du véhicule peut être ensuite reconstruite. Après cela, la classification peut être effectuée en considérant ces paramètres dimensionnels [21]

Dans la deuxième approche, le classement se fait directement sur l'image en faisant correspondre les caractéristiques de modèles mis en mémoire dans une base de données à celles du véhicule. En cas de besoin, les dimensions peuvent être déduites par une mise à l'échelle à partir du modèle en ce qui concerne les tailles de la région extraite et sa position dans l'image [22].

Nous voyons que la qualité de la caméra et la vitesse du traitement d'images de l'ordinateur sont des facteurs pour la précision du système. La précision du système dépend aussi de la hauteur de l'installation des caméras et de la zone d'observation de la caméra ainsi que de la vitesse des véhicules. La figure 5-11 montre un exemple de classification des véhicules sur autoroute en utilisant les dimensions des véhicules [23]



**Figure 5-11 : (a) Comparaison entre deux motos (contour gras blanc) et les voitures (contour blanc). (b) La figure originale de (a). Comparaison entre un bus (contour gras blanc) et les voitures (contour blanc). (c) La figure originale de (b). (d) La figure originale de (c) (D'après Rad et Jamzad) [23]**

Rad et Jamzad [23] proposent un système de suivi et de classification des véhicules sur les routes. Les véhicules sont d'abord classés en trois catégories en fonction de la largeur de la

zone de délimitation et de la vitesse de déplacement. Les détections des trois catégories sont suivies en utilisant un filtre de Kalman. Le taux d’erreurs qui est de 5,4% .

Un désavantage du système par caméra est sa vulnérabilité à la visualisation des véhicules aux intempéries, aux passages "jour-à-nuit", au contraste entre le véhicule et la route. Pour augmenter la précision, ce système demande des caméras spéciales qui peuvent capturer des photos la nuit et le jour mais le prix du système augmente également. De plus, une caméra, par rapport à un télémètre laser, n’a pas la même la capacité de détection pour des obstacles lointains. Un autre inconvénient de ce système est la diminution de ses performances par temps de pluie ou de brouillard. Les difficultés de fonctionnement du système s’accroissent avec la densité de trafic et avec des véhicules proches ; plusieurs véhicules peuvent alors être détectés comme un grand véhicule. Finalement, le coût du système augmente avec les bonnes performances tout ceci à cause du matériel et du logiciel de traitement d’images [5][15].

### 5.6 Conclusions

Le tableau 5-1 récapitule un bilan des systèmes de classification des types de véhicules existant [6] :

**Tableau 5-1 : Bilan des systèmes de classification des types de véhicules existants**

TECHNOLOGIE	PRECISION	BANDE DE PASSANCE DE COMMUNICATION	PRIX
Boucle inductive	++ <sup>1</sup>	Bas à modérée	Bas
Infrarouge	+	Bas à modérée	Bas à haut
Lidar	+++ <sup>2</sup>	Modérée	Bas à haut
Caméra	+++	Bas à haut	Modérée à haut

<sup>1</sup> : Avec des équipements spécialisés contenant le logiciel embarqué qui permet de classer les véhicules

<sup>2</sup> : Avec le processeur et le logiciel de traitement du signal

Après étude des différentes techniques de classification de véhicules, nous retenons la technique radar utilisant les ondes électromagnétiques laquelle est très souvent utilisée dans les systèmes de localisation d’avions, mais elle n’a pas encore été utilisée dans les systèmes de classification des types de véhicules. Par contre, le RADAR est utilisé pour l’application de détection de la présence de véhicules et de mesure de la vitesse de véhicules. L’acronyme RADAR vient de l’anglo-saxon Radio Detection And Ranging et signifie : détection radio par mesure de distance. Le radar est un appareil émettant et recevant des ondes

électromagnétiques, utilisé pour localiser des cibles dans l’espace et déterminer la distance entre les cibles et le radar. Le radar émet des ondes électromagnétiques et reçoit les échos réfléchis par la cible. Grâce à l’analyse de ces échos, nous pouvons alors estimer le temps de vol des ondes. La vitesse de propagation des ondes électromagnétiques dans l’air étant connue, nous pouvons calculer la distance d’une cible au radar. La mesure de la vitesse du véhicule s’effectue soit en dérivant l’information de distance (sur plusieurs mesure pour avoir une bonne précision) pour le type de radar à impulsions, soit en effectuant un traitement Doppler sur les ondes diffusées pour le type de radar à ondes continues à modulation de fréquence (FM-CW : Frequency Modulated Continuous Wave). Les puissances issues des radars micro-onde sont règlementées par les FCC (Federal Communications Commissions). Le radar est insensible aux intempéries, mais la mesure de la distance et de la vitesse est de mauvaise précision dans le cas où les véhicules sont immobiles.

Par ailleurs, on trouve des méthodes de reconnaissance de la forme d’avions, bateaux, à grande distance. La forme des avions est reconnue en 2D ou 3D à partir de la surface équivalente de radar (Radar Cross Section en anglais). Ce paramètre est très important pour déterminer les dimensions ou l’image de la cible (l’avion/bateau). Beaucoup de travaux sont consacrés à ces méthodes de reconnaissance [24-26]. Le radar peut détecter jusqu’à des distances de quelques centaines de kilomètres à des milliers de kilomètres. Son coût est élevé.

Rappelons que notre objectif est la classification du type d’un véhicule pour le catégoriser afin de valider son prix de péage, et qu’un système à bas coût est désiré. Nous notons que le principe du radar est très efficace pour notre objectif. Grâce à ce principe, nous allons proposer un système de classification du type de véhicules basé sur les ondes diffusées avec trois méthodes. Par ailleurs, un logiciel de traitement des données correspondant à chaque méthode afin de déterminer le type du véhicule a été réalisé et a donné les premiers résultats expérimentaux. Notre système de CTV va être présenté par la suite.

## Bibliographie du chapitre 5

- [1] Norme européenne, « norme NF EN 300674-1 ». AFNOR, 2005.
- [2] CEN, « DIN EN12795 ». CEN, 2002.
- [3] CEN, « DIN EN12834 ». CEN, 2002.
- [4] K. Thales, « Global specification for short range communication ». *Kapsch. Thales*, 2003.
- [5] L.A. Klein, *Traffic Detector Handbook*, Federal Highway Administration, 2006.
- [6] Luz Elena Y. Mimbela et Lawrence A. Klein, « A Summary of Vehicle Detection and surveillance technologies used in intelligent transportation system », *Federal Highway Administration s (FHWA) Intelligent Transportation Systems Joint Program Office*, Nov. 2000.
- [7] Meta, S. et Cinsdikici M.G., « Vehicle-Classification Algorithm Based on Component Analysis for Single-Loop Inductive Detector », *IEEE Transation on Veh. Technol.*, vol. 59, n° 6, p. 2795-2805.
- [8] S. Sheik Mohammed Ali, B. George, L Vanajakshi, J. Venkatraman, « A Multiple Inductive Loop Vehicle Detection System for Heterogeneous and lance-less Traffic », *IEEE Transaction on Instrumentation and measurement*, vol. 61, n° 5, p. 1353-1360, mai 2012.
- [9] Y.K. Ki et D.K. Baik, « Vehicle-Classification Algorithm for Single-Loop Detectors Using Neural Networks », *IEEE Transaction on Vehicular Technology*, vol. 55, n° 6, p. 1704 - 1711, nov. 2006.
- [10] Gajda J., Sroka R., Stencel M., Wajda A., Zeglen T., « A vehicle classification based on inductive loop detectors », *Instrumentation and Measurement Technology Conf. Proces. of the 18th IEEE*, mai-2001.
- [11] Sroka R., « Data fusion methods based on fuzzy measures in vehicle classification process », *Proc. of the 21st IEEE Instrumentation and Measurement Tech. Conf.*, mai-2004.
- [12] G. Zhang, Y. Wang, H. Wei, « Artificial Neural Network Method for Length-Based Vehicle Classification Using Single-Loop Outputs », *Journal of the Transportation Research Board*, vol. 1945, p. 100-108, févr. 2007.
- [13] S. Tropartz, E. Horber, et K.L. Griiner, « Experiences and results from vehicle classification using infrared overhead laser sensors at tollplazas in New York City », *Proc. of Intelligent Transportation Systems Conf.*, 1999.
- [14] Document online, « emission\_lecture.pdf (Objet application/pdf) », [Online] Available: [http://www.geo.mtu.edu/~scarn/teaching/GE4250/emission\\_lecture.pdf](http://www.geo.mtu.edu/~scarn/teaching/GE4250/emission_lecture.pdf). [Accessed: 28-févr-2012].
- [15] Kranig J., E. Minge, and C. Jones, « Field Test of Monitoring of Urban Vehicle Operations Using Non-Intrusive Technologies, FHWA-PL-97-018, Federal Highway Administration, U.S. Department of Transportation, Washington, D.C., May 1997 ».
- [16] Chang, E. C-P and H. Kunhuang, « Incident Detection Using Advanced Technologies, Paper 930943, 72nd Annual Meeting, Transportation Research Board, Washington, D.C., 1993 ».

- [17] I. Moring, T. Heillinen, et R. Myllylä, « Acquisition of three dimensional image data by scanning laser range finde », *Optical Engineering* 28, vol. 8, p. 897-802, 1989.
- [18] Document online, « Vehicle identification system - Thales ». [Online]. Available: [http://www.thalesgroup.com/Portfolio/Security/D3S\\_ProductPage\\_Vehicle\\_identification\\_car\\_metrics/?pid=1568](http://www.thalesgroup.com/Portfolio/Security/D3S_ProductPage_Vehicle_identification_car_metrics/?pid=1568). [Accessed: 28-févr-2012].
- [19] T. Yano, T. Tsujimura, K. Yoshida, « Vehicle Identification Technique using Active Laser Radar System », *IEEE Conf. on Multisensor Fusion and Integration for Intelligent Systems*, p. 275-280, 2003.
- [20] Khaled F. Hussain, Ghada S. Moussa, « Automatic Vehicle Classification System using Range Sensor », *Proc. IEEE of ITCC 05*.
- [21] S. Gupte, O. Masoud, R.F.K. Martin, and N.P. Papanikolopoulos, « Detection and classification of vehicles », *IEEE Transactions on Intelligent Transportation Systems*, vol. 3, n° 1, p. 7–47, mars 2002.
- [22] P. Dalka, A. Czyżewski, M. Szczuka, M. Kryszkiewicz, S. Ramanna, R. Jensen, Q. Hu, E. B. Heidelberg, S. B. Heidelberg, « Vehicle Classification Based on Soft Computing Algorithms », *Rough Sets and Current Trends in Computing*, vol. 6086, p. 70–79, 2010.
- [23] R. Rad et M. Jamzad, « Real time classification and tracking of multiple vehicles in highways », *Pattern Recognition Letters*, vol. 26, n° 10, p. 1597–1607, juin. 2005.
- [24] Document online, « Understanding radar systems - Simon Kingsley, Shaun Quegan - Google Livres ». [Online]. [Accessed: 27-févr-2012].
- [25] Caner Ozdemir, « Inverse Synthetic Aperture Radar Imaging With MATLAB Algorithms », *Google Livres*, [Online]. [Accessed: 14-mai-2012].
- [26] Eugene F. Knott, John F. Shaeffer, et Michael T. Tuley, « Radar Cross Section », *Second Edition. Scitech Publisling, INC*, 2004.

## Chapitre 6      **Système de classification des types de véhicules par ondes électromagnétiques proposé**

### **6.1 Introduction**

Dans ce chapitre, nous étudierons le champ diffusé et introduirons la distribution de la densité de puissance de diffusion de la surface d'une cible quelconque illuminée par un champ incident connu. Cela nous permet de développer une méthode de détection de la largeur normalisée de la cible à partir de mesures des champs diffusés. Un système de classification des types de véhicules basé sur les ondes diffusées sera proposé.

Trois méthodes différentes d'analyse de ces ondes diffusées pour classifier une cible seront proposées. Les trois méthodes sont :

1. Méthode 1 : Méthode de classification des types de cibles en utilisant l'antenne avec l'angle d'ouverture large basée sur le changement de la forme d'onde. Cette méthode est nommée par la **méthode AALF**
2. Méthode 2 : Méthode de classification des types de cibles en utilisant l'antenne avec l'angle d'ouverture large basée sur le changement de la puissance de diffusion. Cette méthode est nommée par la **méthode AALP**.
3. Méthode 3 : Méthode de classification des types de cibles en utilisant l'antenne à balayage basée sur le changement de la puissance de diffusion. Cette méthode est nommée par la **méthode ABP**.

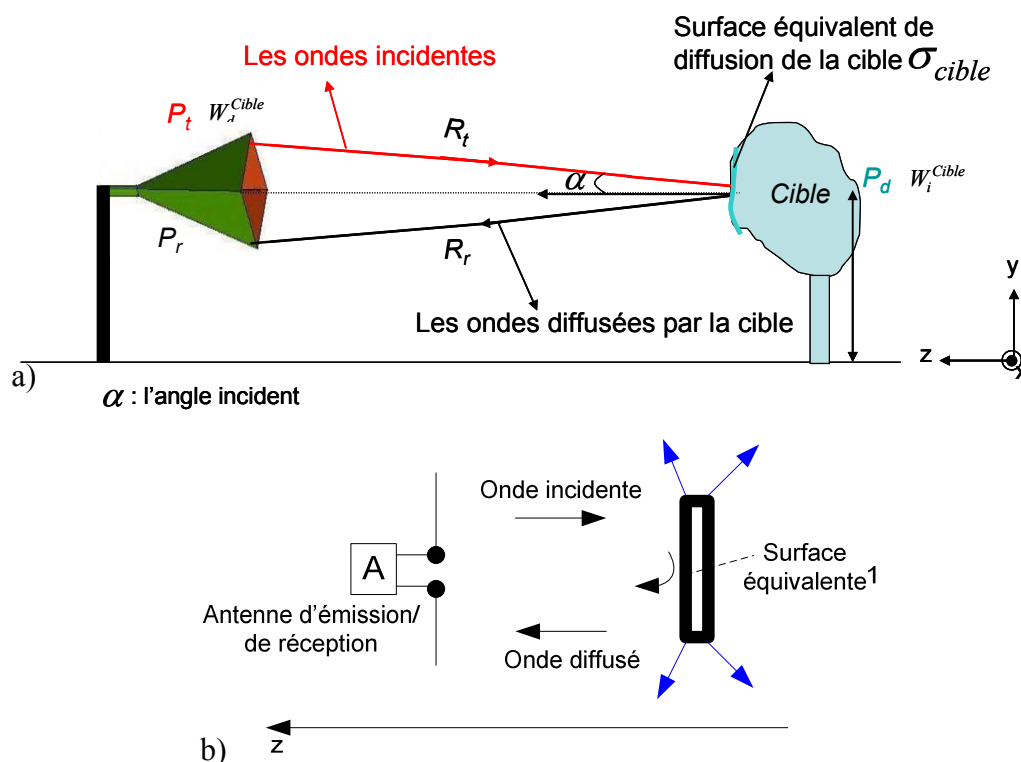
### **6.2 Etude de l'onde diffusée par une cible**

#### **6.2.1 Description de la surface équivalente d'une cible**

Nous présentons tout d'abord le principe de fonctionnement du système qui consiste à sonder l'espace en y propageant des ondes électromagnétiques hyperfréquences. Lorsque ces ondes rencontrent une cible, cette dernière va rétrodiffuser une partie de l'énergie incidente partout dans l'espace, générant en particulier une quantité d'ondes diffusées vers l'antenne du récepteur. Analysées par le récepteur, ces ondes diffusées permettront notamment de calculer la position et la vitesse de la cible. Seule l'énergie de diffusion de la cible est intéressante



pour déterminer les dimensions de la cible. La grandeur qui caractérise la capacité de diffuser l'énergie d'une cible soumise à un champ électromagnétique est appelée Surface Equivalente de Diffusion d'une cible (SED) [1-8]. La figure 6-1 décrit le phénomène de diffusion d'une cible illuminé par les ondes EMs:



<sup>1</sup> La puissance de diffusion capturée par l'antenne de réception est maximale quand l'angle incident  $\alpha$  est égal à zéro (l'onde incidente est perpendiculaire avec la surface équivalente de la cible)

**Figure 6-1 : Surface équivalente de diffusion de la cible : a) Système général de diffusion ; b) Les ondes de diffusion dans le cas optimal**

Une cible quelconque est illuminée par l'onde incidente de l'antenne émise de l'émetteur à une distance  $R_i$ . Cette onde est exprimée par la densité de puissance incidente  $W_i^{cible}$  (W/m<sup>2</sup>). Quand l'antenne d'émission est directive avec le gain  $G$ , la densité de puissance à la distance  $R_i$  est définie par la formule suivante :

$$W_i^{cible}(R_i) = \frac{P_t \cdot G}{4\pi R_i^2} \quad \text{(Équation 6-1)}$$

où  $P_t$  : puissance émise du système (W)

$R_i$  : distance entre l'antenne d'émission et la cible observé (m)

La quantité d'énergie capturée par la cible à certain distance  $R_i$  est exprimée par l'équation ci-dessous :

$$P_d^{cible} = \sigma_{cible} W_i^{cible} (R_i) \quad \text{(Équation 6-2)}$$

Où :  $P_d^{cible}$  (W) : quantité d'énergie capturée par la cible à certain distance  $R_i$ .

$\sigma_{cible}$  (m<sup>2</sup>) : surface équivalente de diffusion de la cible

La densité de puissance de diffusion de la cible est exprimée par l'équation (6-3) :

$$W_d^{cible} (R_r) = \frac{P_d^{cible}}{4\pi R_r^2} \quad \text{(Équation 6-3)}$$

Où :  $R_r$  : distance de la cible à l'antenne de réception, cf. figure 6-1

Selon les équations (6-2) et (6-3), la densité de puissance de diffusion est réécrite en (6-4) :

$$W_d^{cible} (R_r) = \frac{P_d^{cible}}{4\pi R_r^2} = \frac{W_i^{cible} (R_i)}{4\pi R_r^2} \sigma_{cible} \quad \text{(Équation 6-4)}$$

Par ailleurs, dans le cas où le système utilise une seule antenne pour l'émetteur et le récepteur (système monostatique), cette puissance de diffusion dépend également à l'angle incident  $\alpha$  (par rapport à l'axial z), cf. figures 6-1a et b, quand l'angle incident  $\alpha$  augmente, la puissance de diffusion va diminuer. L'équation (6-4) nous donne :

$$W_d^{cible} (R_r) = \frac{P_d^{cible}}{4\pi R_r^2} = \frac{W_i^{cible} (R_i)}{4\pi R_r^2} \sigma_{cible} (\alpha) \quad \text{(Équation 6-5)}$$

Ce résultat montre que la puissance de diffusion de la cible dépend de la position de la cible : de la distance entre le cible et l'émetteur/le récepteur du système :  $R_i$  et  $R_r$  et de l'angle incident  $\alpha$ . Elle est également proportionnelle à la surface équivalente de la cible. Ces ondes diffusées sont capturées par l'antenne de réception du récepteur selon l'équation (6-6) :

$$P_r = W_d^{cible} (R_r) . A_r = \frac{W_i^{cible} (R_i) \sigma_{cible} (\alpha)}{4\pi R_r^2} (A_r) \quad \text{(Équation 6-6)}$$

En combinaison avec l'équation (6-1), nous obtenons :

$$P_r = W_d^{cible}(R_r) \cdot A_r = \frac{\left(\frac{P_t G}{4\pi R_i^2}\right) \sigma_{cible}(\alpha)}{4\pi R_r^2} (A_r) \quad (\text{Équation 6-7})$$

Où :  $A_r$  : l'ouverture effective de l'antenne de réception ( $m^2$ )

Selon (6-6), l'énergie de diffusion d'une cible quelconque peut être déterminée par la puissance reçue du système. Quand nous fixons les mêmes conditions de mesures, ces ondes de diffusion sont également fonctions du taux de surface de la cible et du matériau de la cible. C'est-à-dire que quand les cibles sont placées dans la même direction du système, la largeur de la surface équivalente de chaque cible est déterminée par sa valeur  $\sigma_{cible}$  dans l'équation (6-7). Pour déterminer le type de la cible, nous devons donc quantifier le champ diffusé par la cible ainsi que sa valeur  $\sigma_{cible}$ . Ce point sera présenté par la suite.

### 6.2.2 Détermination du champ diffusé

Le signal reçu par l'antenne du récepteur est l'onde diffusée de la cible dans la direction du système d'observation. Parmi [4-15], la détermination du champ diffusé est donc réalisée par l'analyse de cette onde diffusée à certaine position de la cible au moment où elle est mesurée.

L'amplitude du champ diffusé est mesurée par la puissance reçue au récepteur selon (6-7), la surface équivalente d'une cible à une distance quelconque est donc obtenue par la puissance reçue et la puissance émise ainsi que par la distance entre la cible et le système selon l'équation ci-dessous :

$$\sigma_{cible}(\alpha) = \frac{P_r 4\pi R_r^2}{\left(\frac{P_t G}{4\pi R_i^2}\right) A_r} \quad (\text{Équation 6-8})$$

Comme nous l'avons noté en paragraphe précédent, les différents types de cibles donnent différentes surfaces équivalentes ( $m^2$ ) à une certaine distance selon l'équation (6-8). Pour la mesurer, la distance entre la cible et le système doit être mesurée. Quand la polarisation, l'angle incident, les gains des antennes et la distance entre la cible et le système sont connus, la surface équivalente d'une cible peut être exprimée par une fonction :

$$S_{cible(1D)} = f\{P_r / P_t, R_i(t), R_r(t), FLP\} \quad \text{(Équation 6-9)}$$

où  $FLP$  : le facteur de perte à cause de la polarisation et de la propagation de l'onde émise et de l'onde diffusée au moment de la mesure

$FLP$  est un facteur qui affecte beaucoup le champ diffusé de la cible quand la cible bouge. Dans le cas où la cible en mouvement est toujours illuminée par les ondes incidentes connues, sa surface équivalente est une fonction de la position de la cible au moment de l'observation si la cible est mobile  $R(t)$ , cf. figure 6-2a. Par ailleurs, le facteur  $FLP$  peut diminuer en utilisant une seule antenne pour l'émetteur et le récepteur comme sur la figure 6-2b mais le bruit causé par la circulation est un facteur à considérer. La calibration du système nous permet de quantifier le facteur de l'angle incident ( $\alpha$ ) ainsi que le facteur  $FLP$ .

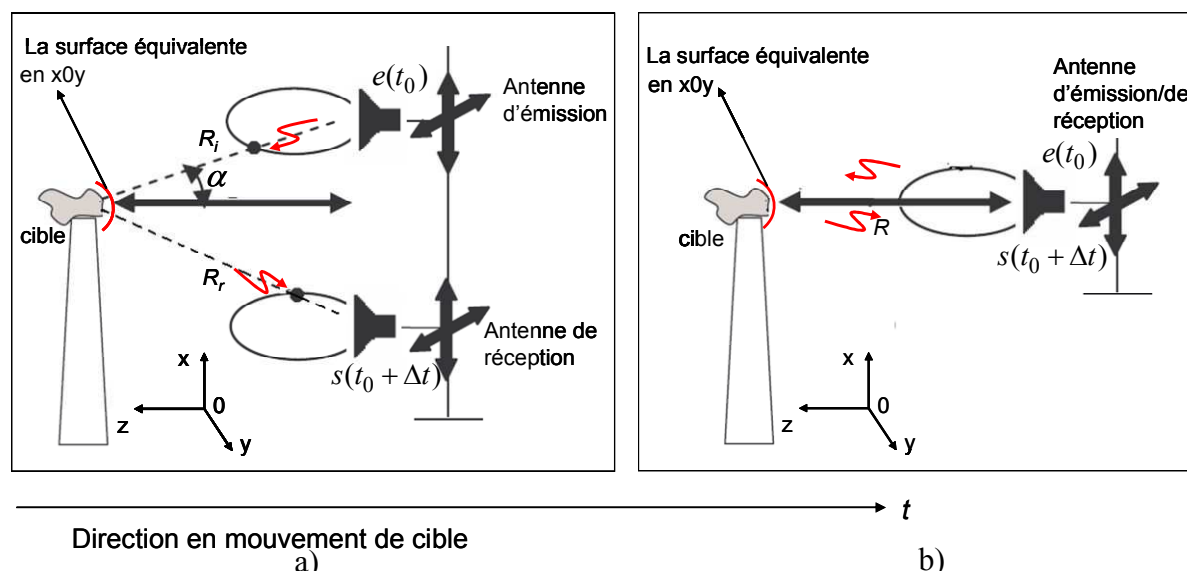


Figure 6-2 : Largeur équivalente de la cible sur la direction oz; a) système bistatique ; b) système monostatique

Dans un système monostatic, la valeur  $R_i$  est égale à la distance  $R_r$  au temps de mesure, notons  $R$ . Nous avons pris en compte deux cas pour la cible : cible immobile et cible mobile.

**Dans le cas où les cibles à détecter sont immobiles :** La distance  $R$  entre la cible à mesurer et l'antenne est déterminée. Les différents types de cibles sont exprimés par les différentes valeurs  $S_{cible}$  ce qui se retrouve facilement par l'équation (6-8) et (6-9). Parmi les facteurs en (6-7), pour avoir le même facteur de bruit ainsi que  $FLP$  pour les ondes diffusées, les cibles à déterminer sont placées à une certaine distance avec la même calibration du système à

mesurer les ondes diffusées. La distance  $R$  entre la cible et le système est mesurée par le temps vol de l'onde ce qui va être présenté par la suite.

**Dans le cas de la cible mobile** : la cible bouge avec une vitesse  $\vec{v}$  sur la route en direction du récepteur, cf. figure 6-2. A partir du temps  $t_0$  dès que la cible est détectée, la distance  $R_0 = R(t_0)$  est mesurée en temps réel puis enregistrée dans la mémoire du système jusqu'à sa disparition. La distance de la cible au système diminue pendant le temps d'observation de la cible à partir du temps  $t_0$  :

$$R(t) = R_0 - v.(t - t_0) \quad \text{(Équation 6-10)}$$

Ici on considère seulement les instances  $t$  :

$$t = t_0 + i. \frac{1}{f_e} \quad \text{(Équation 6-11)}$$

où  $f_e$  : fréquence d'émission du signal du système

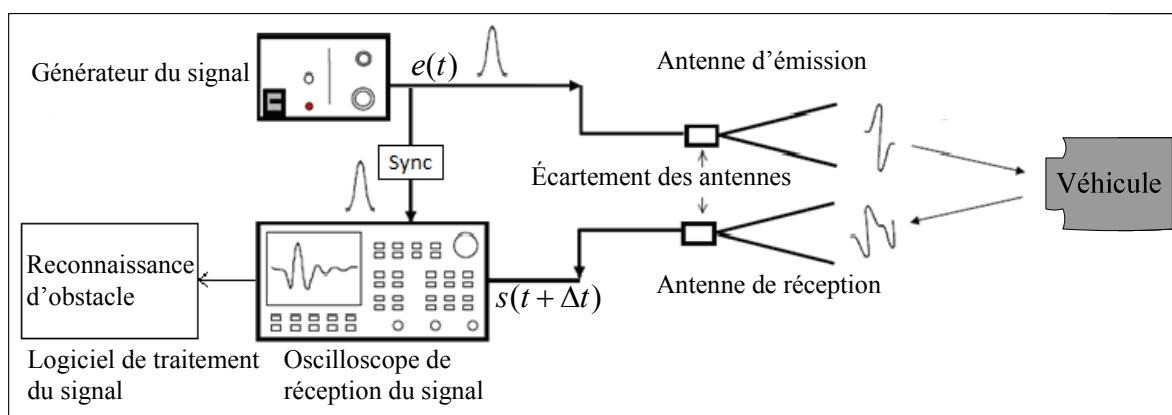
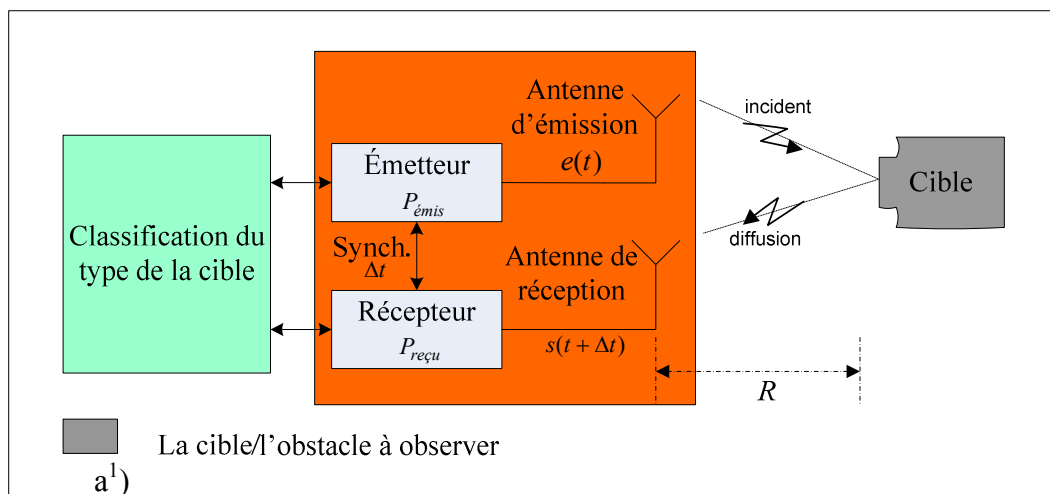
$i$  : nombre de mesures ( $i$  est compté à partir de la présence de la cible jusqu'à sa disparition) ;  $i = \overline{1, \dots, n}$

La distance est calculée par le temps de retard de l'onde émise par rapport à l'onde reçue. Grâce à la mesure de la distance  $R_i(t)$ , la vitesse de la cible est obtenue par l'équation (6-10). Avec la vitesse  $v$  connue, au temps  $t_i$ , la distance de la cible au système est calculée par (6-12)

$$R(t) = R_0 - v.i. \frac{1}{f_e} = R_0 - i.\Delta R \quad ; i = \overline{1, \dots, n} \quad \text{(Équation 6-12)}$$

### ***6.3 Système de classification des types de véhicules proposé***

Nous avons trouvé que la classification des cibles peut être basée sur les ondes diffusées des cibles. La mesure des ondes diffusées est très importante pour le système de CTV. Parmi des publications [16-41], la structure du système de classification est représentée dans la figure 6-3a. Une maquette du système a été réalisée au laboratoire pour évaluer quelques expériences de classification des cibles, cf. figure 6-3b [41].



b)

<sup>1</sup>: Le système peut utiliser une seule antenne d'émission/réception avec un ordinateur au lieu d'utiliser deux antennes pour mesurer plus facilement les ondes diffusées

**Figure 6-3 : a) Structure du système de classification des types de véhicules par les ondes EMs ; b) Système réalisé au laboratoire**

Une cible peut être n'importe quel véhicule (petite voiture, grande voiture, camion,...) et être décrite par les trois dimensions : la largeur (L), la hauteur (H) et la longueur (Lg). Selon la liste des catégories de véhicules pour le péage, la largeur ou la longueur de chaque véhicule est une donnée utilisée pour classifier. Quand un véhicule quelconque passe sur la route, sa largeur est en face des antennes du système. Toutes les cibles à observer sont placées en face de l'antenne de notre système pour mesurer leurs ondes diffusées dans la même configuration de mesure. Le couplage entre l'antenne d'émission et l'antenne de réception est pris en compte [37].

L'antenne d'émission/réception est fixée à une distance de référence  $R_{ref}$  connue, à une hauteur de référence  $H_{ref}$  connue en face de la cible observée. La puissance d'émission est choisie pour satisfaire à la réglementation de la CEPT (Commission Européenne des Postes et Télécommunications), elle ne doit pas dépasser 10mW [16].

Nous allons présenter par la suite les éléments du système et les méthodes de classification des cibles.

### 6.3.1 Récepteur/Emetteur

Dans le cas où la cible est mobile, nous pouvons obtenir des signaux diffusés à toutes les fréquences par l'antenne de réception Ultra Large Bande (ULB).

Typiquement, le système est constitué d'un **émetteur** (générateur) associé à une antenne d'émission. La réponse temporelle d'une cible est reçue par une antenne de réception ULB. L'acquisition est réalisée dans le domaine temporel par un échantillonneur rapide pour enregistrer les échos avec une bonne qualité.

La forme choisie de l'impulsion émise est monocycle (dérivée première de l'impulsion gaussienne) suivant de nombreux travaux [38-44]. L'impulsion de type monocycle est une solution pour améliorer la dynamique du système de mesure. Le signal a moins de distorsion avec ce type d'impulsion. L'impulsion est exprimée par la formule :

$$e(t) = -\frac{A}{\sqrt{2\pi}} \frac{t}{\tau} \exp\left(-\frac{t^2}{2\tau^2}\right) \quad \text{(Équation 6-13)}$$

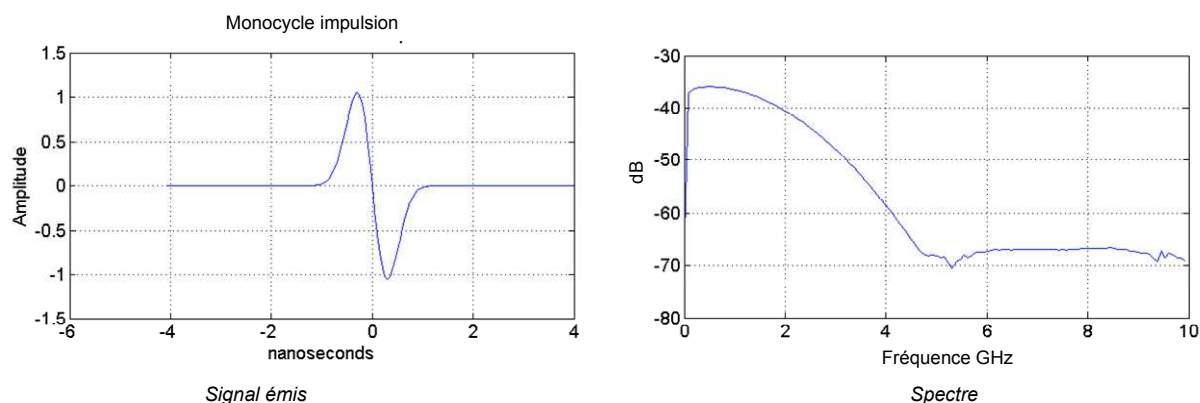
où  $A$  : Amplitude du signal

$\tau$  : largeur de l'impulsion

Grâce à cette forme d'onde, nous pouvons mesurer la distance avec une bonne précision. La résolution en distance augmente avec une réduction en largeur de l'impulsion. Le choix de la fréquence de répétition des impulsions émises permet de diminuer les effets d'échos.

Dans notre système, l'émetteur émet une impulsion monocycle très courte de  $\tau = 300ps$  (la largeur de l'impulsion est choisie pour avoir une bonne résolution en distance) [28][31-32][38-45], cf. figure 6-4. L'amplitude de l'impulsion est normalisée. Pour avoir une portée

plus grande, nous pouvons augmenter la puissance émise du système ou, d'une autre manière, nous pouvons augmenter la bande passante. En effet, la puissance d'un système micro-ondes sur route est standardisée par la CEPT (Commission Européenne des Postes et Télécommunications), elle ne doit pas dépasser 10mW (valeur moyenne), donc nous avons augmenté la bande passante au lieu d'augmenter la puissance.



**Figure 6-4 : Signal émis utilisé dans le système de classification**

**Le récepteur** est un oscilloscope, le signal détecté est amplifié, digitalisé puis stocké en mémoire d'un ordinateur. Une partie de l'énergie d'émission est renvoyée vers le récepteur pour la synchronisation (le champ de référence). Les échos obtenus  $s(t + \Delta t)$  sont alors traités par l'ordinateur pour montrer les résultats de classification du type de véhicules. Cette réponse permet également de localiser la cible en calculant le temps de parcours de l'impulsion. La forme du signal reçu peut différer de celle du signal émis et avoir une distorsion liée à l'échantillonnage.

Dans notre système, un oscilloscope WaveMaster 8620A est utilisé pour le récepteur avec un échantillonnage direct de 20 GÉchantillons/s. La fréquence reçue maximale est de 6 GHz [47].

### 6.3.2 Algorithmes de classification des types de cibles proposés

Les ondes diffusées dépendent de la distance à la cible donc pour mesurer ces ondes, nous avons besoin de mesurer cette distance. Les ondes diffusées reçues sont traitées par notre algorithme pour détecter la présence, la distance et le type de cible. L'organigramme du processus de classification d'une cible est décrit sur la figure 6-5 laquelle montre les diverses étapes correspondant à nos méthodes proposées de classification du type de cible, elles sont :



- Méthode 1 : Méthode de classification du type d'une cible en utilisant l'antenne avec l'angle d'ouverture large basée sur le changement de la forme d'onde. Cette méthode est nommée **méthode AALF**
- Méthode 2 : Méthode de classification du type d'une cible en utilisant l'antenne avec l'angle d'ouverture large basée sur le changement de la puissance de diffusion. Cette méthode est nommée **méthode AALP**.
- Méthode 3 : Méthode de classification du type d'une cible en utilisant l'antenne à balayage basée sur le changement de la puissance de diffusion. Cette méthode est nommée **méthode ABP**.

La méthodologie conduit à définir trois fonctions **A**, **B** et **C** afin de détecter le type de cible

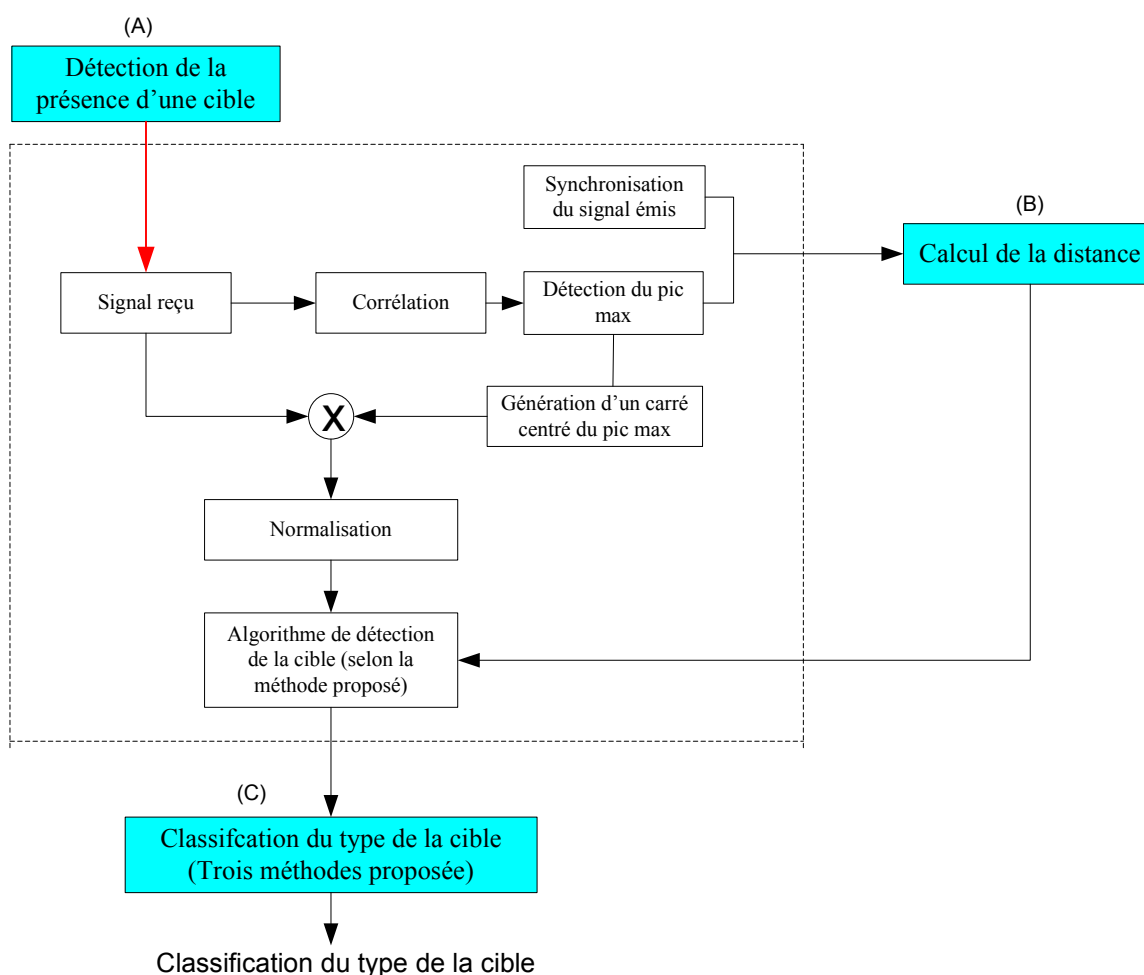


Figure 6-5 : Algorithme de classification des types de cibles

### 6.3.2.1 Détection de la présence d'une cible

Chaque onde diffusée est mesurée et puis traitée par la **fonction de détection de la présence d'une cible selon** [41] avant d'arriver au processus de détection du type de cible qui est présenté figure 6-5. Nous avons deux hypothèses pour un signal reçu quelconque  $s(t)$  par le récepteur :

- **Hypothèse 1** :  $s(t)$  peut être un bruit blanc gaussien  $n(t)$  ajouté au signal de diffusion d'une cible  $s_r(t)$ . Nous allons détecter et filtrer le signal selon le rapport signal sur bruit (SNR : Signal to Noise Ratio) :

$$RSB(dB) = 10 \log_{10} \left( \frac{E_{s_r}}{E_n} \right) \quad (\text{Équation 6-14})$$

$E_{s_r}$  : énergie du signal de diffusion  $s_r(t)$

$E_n$  : énergie du bruit signal  $n(t)$

- **Hypothèse 2** :  $s(t)$  n'est qu'un bruit blanc gaussien  $n(t)$ . Dans ce cas, le bruit est de moyenne nulle avec seuil très faible  $\delta^2$  :

$$E_n = 10^{-RSB/20} \sqrt{E_{s_r}} \quad (\text{Équation 6-15})$$

Nous présentons les deux hypothèses du signal reçu dans la formule suivante :

$$s(t) = \begin{cases} s_r(t + \Delta t) + n(t) & \text{Hypothèse 1} \\ n(t) & \text{Hypothèse 2} \end{cases} \quad (\text{Équation 6-16})$$

Ces formules sont utilisées pour détecter la présence d'une cible (hypothèse 1) ainsi que pour la calibration du système (hypothèse 2).

Dès qu'une cible est détectée, elle est classifiée par les fonctions (B) et (C) selon la méthodologie de la figure 6-5. Ce système peut classifier le type du véhicule selon l'analyse des ondes diffusées reçues. Nous proposons par la suite trois méthodes différentes pour analyser les ondes diffusées en vue de détecter le type du véhicule ainsi que pour calculer la distance de la cible en temps réel.

### 6.3.2.2 Calcul de la distance

La distance de la cible au système est mesurée par le temps de retard  $\Delta t$  du signal reçu  $s(t + \Delta t)$  par rapport au signal émis  $e(t)$ , cf. figure 6-6. Ce temps est obtenu par la fonction de synchronisation d'émission avec la réception. Cette distance est donnée par la formule suivante :

$$R(t) = \frac{c \cdot \Delta t}{2} \quad \text{(Équation 6-17)}$$

Où  $c$  : la vitesse de l'onde dans l'air  $c = 3 \cdot 10^8 \text{ m/s}$

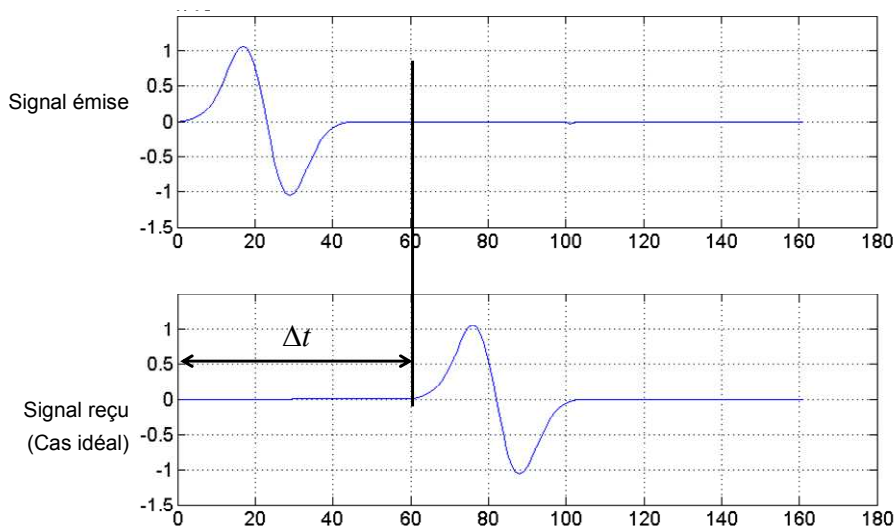


Figure 6-6 : Distance mesurée par le temps retard entre l'émission et la réception

Selon les échos reçus, la présence d'une cible et puis sa distance à l'émetteur/récepteur est déterminée. Grâce à cette dernière, les informations des champs diffusés de cible sont analysées afin de classer ou distinguer les catégories de cibles.

### 6.3.3 Méthodes de classification des types de cibles

#### 6.3.3.1 Méthode 1 : Méthode AALF

Cette méthode doit utiliser l'antenne avec un angle d'ouverture large pour toute la surface de la cible afin de s'assurer que les ondes diffusées sont toutes capturées. Le principe de la

méthode est basé sur la différence de changement de la forme du signal pendant son trajet à partir du système.

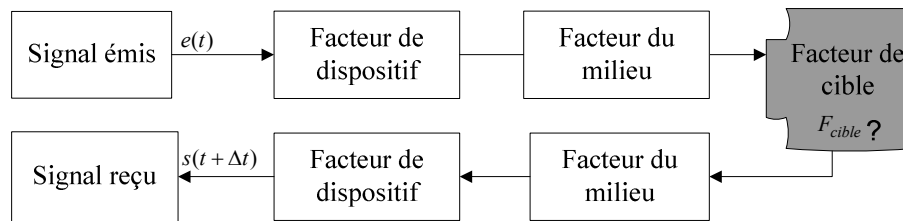


Figure 6-7 : Propagation du signal du système

Nous commençons par la description du changement de la forme du signal émis  $e(t)$  après sa propagation de l'émetteur – à la cible – au récepteur  $s(t + \Delta t)$ . Ce changement est lié aux facteurs du système où le signal se propage et aux caractéristiques de la cible cf. figure 6-7. Ils sont :

- Le facteur de la ligne de transmission du générateur à l'antenne d'émission
- Le facteur d'antenne
- Le facteur du milieu d'opération (dans notre cas le milieu est l'air)
- Le facteur de la cible

Le facteur de la ligne de transmission, le facteur de l'antenne sont notés par le facteur du dispositif du système. Ce dernier avec le facteur du milieu donne **le facteur du système**  $F_s = \sum(F_{dispositif} + F_{milieu})$  lequel est utilisé pour obtenir le signal référence du système. Le signal est donc maintenant exprimé par la formule suivante :

$$s(t + \Delta t) = e(t) \cdot F_s \cdot F_{cible} \quad (\text{Équation 6-18})$$

Quand l'impulsion monocycle  $e(t)$  est utilisée pour toutes les cibles, chaque facteur de cible est obtenu par l'équation (6-18) en fonction de chaque forme du signal reçu  $s(t + \Delta t)$ . Les différents types de cibles sont représentés par les différentes formes du signal reçu. Nous pouvons alors classifier les types de cibles. Cette situation idéale a été présentée dans la thèse de doctorat de Sakkila Laïla en 2012 [41].

Nous considérons que, avec le signal émis  $e(t)$ , quand toutes les cibles observées sont placées dans la même configuration de mesure avec le facteur du système connu  $F_s$  :

Si deux cibles sont de même famille, les formes correspondantes du signal reçu sont identiques. Cette situation est exprimée par un grand coefficient de corrélation mutuelle.

Si deux cibles ne sont pas de la même famille, alors les formes du signal reçu ne sont pas identiques. Les coefficients de corrélation mutuelle seront nuls [45-46].

▪ **Auto-Corrélation**

La définition du coefficient d'auto-corrélation du signal  $s_1(t)$  s'écrit :

$$R_{11}(\tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} s_1(t)s_1(t+\tau)dt \tag{Équation 6-19}$$

▪ **Corrélation Croisée**

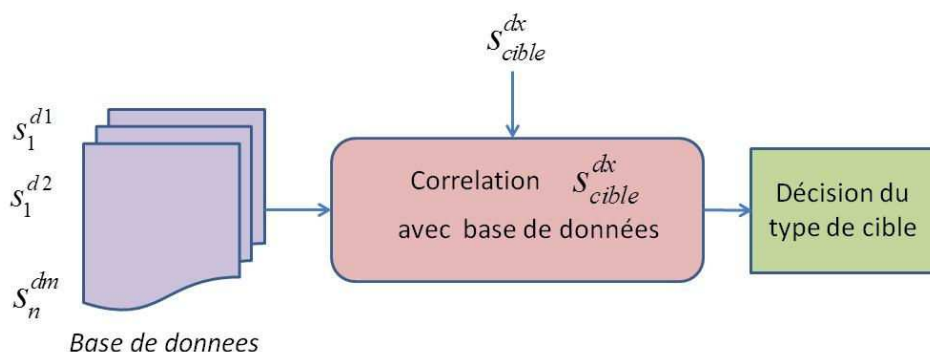
La corrélation croisée de deux signaux  $s_1(t)$  et  $s_2(t)$  est définie par les expressions :

$$R_{12}(\tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} s_1(t)s_2(t+\tau)dt \tag{Équation 6-20}$$

$$R_{21}(\tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} s_2(t)s_1(t+\tau)dt \tag{Équation 6-21}$$

Il est bien évident que généralement  $R_{12} \neq R_{21}$ .  $R_{12}$  est maximal quand  $s_1$  est une réplique de  $s_2$ ,  $R_{12}$  est nul quand  $s_1$  n'est pas corrélé avec  $s_2$ .

Nous allons utiliser les équations (6-19)-(6-21) pour classifier le type d'une cible selon la valeur du coefficient de corrélation mutuelle entre le signal reçu quelconque et les signaux d'une base de données. L'algorithme de traitement du signal de la méthode proposée demande la création d'une base des données des types de cibles à reconnaître. Ensuite, le signal reçu inconnu est corrélé avec les signaux de la base de données pour déterminer le facteur de cible lequel nous permet de classifier le type de cible.



**Figure 6-8 : Détection du type de cible par la méthode AALF**

### 6.3.3.2 Méthode 2 : Méthode AALP

L'intérêt de cette méthode est d'utiliser une antenne avec un angle d'ouverture large pour couvrir toute la largeur de la voie de la zone d'opération afin d'assurer que toutes les cibles observées sont illuminées par l'onde émise et qu'ainsi les ondes diffusées de la surface de la cible sont toutes capturées. Rappelons la théorie de détermination du champ diffusé de la cible des parties 6.2.2 : quand une cible quelconque est placée en parallèle de l'antenne, alors sa largeur équivalente est proportionnelle à sa taille, sa forme et sa matière. L'idéal de la méthode de reconnaissance du type de cible est d'utiliser l'antenne avec un angle d'ouverture basé sur la puissance diffusée de la cible (AAL de puissance).

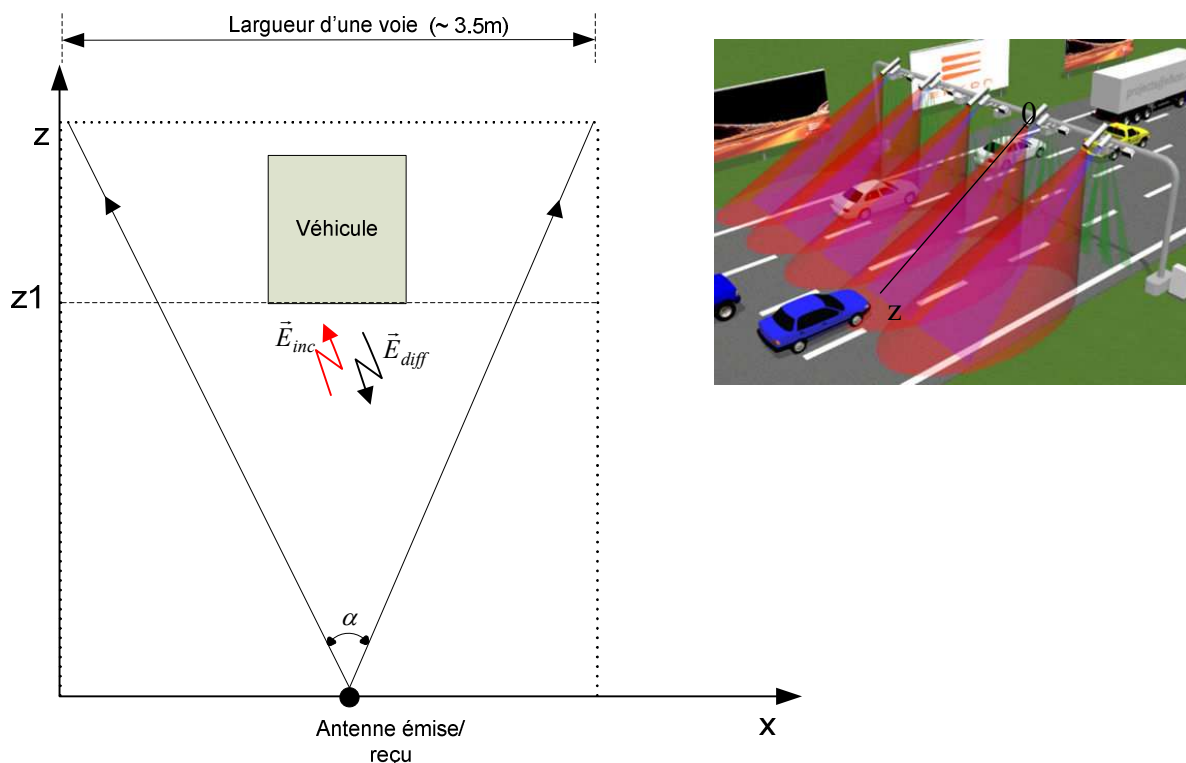
Dans le cas où toutes les cibles sont d'une matière de même famille, à la même position d'observation  $z$  (figure 6-9), une grande surface équivalente de la largeur  $\sigma_{cible}$  donne une forte puissance reçue selon les équations (6-8) & (6-9) alors nous pouvons classer une cible par la détermination de sa valeur  $\sigma_{cible}$ .

Selon les équations (6-8) & (6-9), la surface équivalente d'une cible est réécrite par la formule suivante :

$$\sigma_{cible} = \chi \cdot R_i^2 \cdot R_r^2 \cdot \frac{P_{reçu}}{P_{émise}} = \chi \cdot R^4 \cdot \frac{P_r}{P_e} \quad \text{(Équation 6-22)}$$

où  $\chi$  : valeur fonction de la performance de l'antenne du système

Pour mesurer  $\sigma_{cible}$ , nous devons déterminer la puissance émise, la puissance de diffusion de la cible et ainsi que la distance  $R$ . La distance  $R$  est donnée en 6.3.2.2. Nous allons présenter ici la détermination de la puissance émise et de la puissance de diffusion de la cible.



**Figure 6-9 : Méthode de reconnaissance de la cible utilisant l’antenne avec un angle d’ouverture large basée sur la puissance de diffusion**

**Détermination de la puissance émise et de la puissance de diffusion :** L’impulsion  $e(t)$  est l’excitation de l’antenne d’émission. Cette impulsion est générée par un générateur lequel est caractérisé par son impédance  $Z_g = R_g + X_g$ . La puissance émise par l’antenne d’émission du système est exprimée par la formule suivante [48]:

$$P_e = \frac{|v_e(t)|^2}{8} \frac{R_r}{R_r + R_L} = \frac{|v_e(t)|^2}{8} \frac{R_r}{R_g} \quad \text{(Équation 6-23)}$$

où :

$v_e(t)$  : amplitude des impulsions =  $e(t)$  (V)

$R_g$  : résistance de l’impédance du générateur ( $\Omega$ )

$R_r$  : résistance de rayonnement de l’antenne ( $\Omega$ )

$R_p$  : résistance de perte de l’antenne ( $\Omega$ )

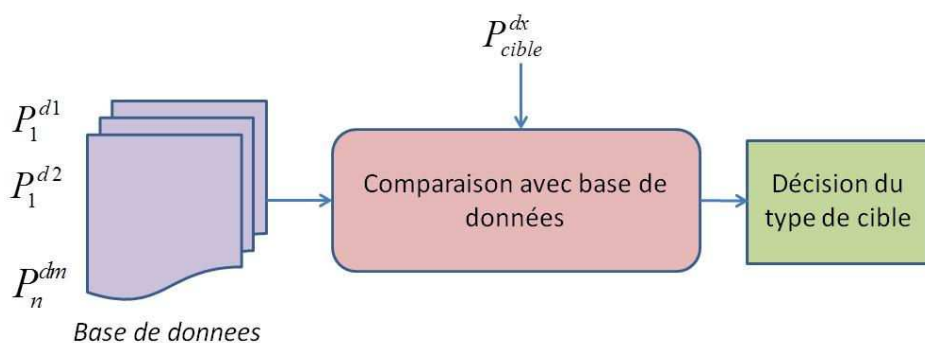
La résistance de l'impédance du générateur est connue. La résistance de rayonnement de l'antenne peut être prévue. Selon l'équation (6-23), alors la puissance normalisée  $P_e$  est définie comme ci-dessous avec  $\tau$  qui est la largeur de l'impulsion  $e(t)$ :

$$P_e = \langle e^2(t) \rangle = \lim_{\tau \rightarrow \infty} \frac{1}{\tau} \int_{-\tau/2}^{\tau/2} e^2(t) dt \quad \text{(Équation 6-24)}$$

De la même manière, la puissance de diffusion capturée par le système  $P_r$  est calculée par l'écho  $s(t + \Delta t)$  du récepteur.

Selon l'équation (6-22), quand nous plaçons les cibles à la même position d'observation, la valeur  $\sigma_{cible}$  donc la puissance de diffusion  $P_r$  est plus grande quand la surface équivalente de la cible est plus grande. Nous reconnaissons donc les différents types de véhicules selon les différentes valeurs de la puissance de diffusion reçue par le récepteur du système  $P_r$ . Ces puissances sont équivalentes aux valeurs  $\sigma_{cible}$  des cibles à une certaine distance.

L'algorithme de cette méthode est représenté figure 6-10 :



**Figure 6-10 : Détection du type de cible par la méthode AALP**

Avec cette méthode, il faut noter que dans le cas d'un véhicule mobile, la sensibilité de notre système est présentée par la figure 6-11 [31-36]. Notre système ne peut pas distinguer deux positions  $z_1$  et  $z_2$  très proches l'une de l'autre :  $z_1 - z_2 = \Delta z = \delta_R$ . Cette valeur de résolution en distance du système ( $\delta_R$ ) dépend de la largeur de bande du système ( $B$ ) ou de la largeur de l'impulsion émise  $\tau$  :



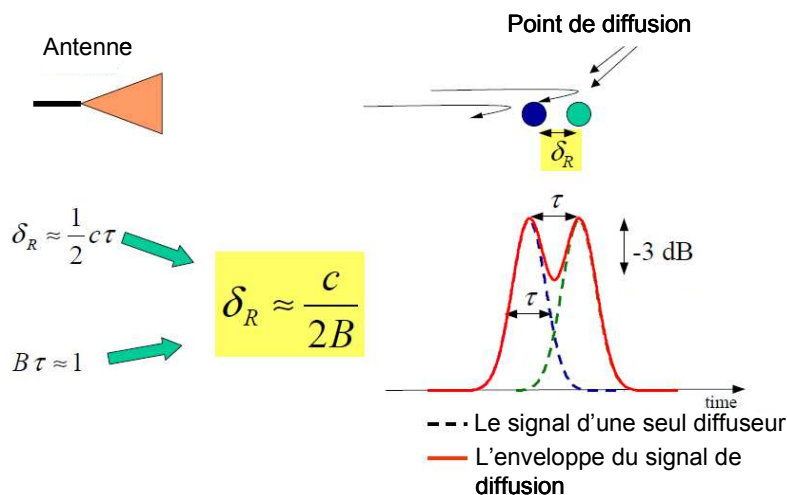


Figure 6-11 : Résolution en distance du système

### 6.3.3.3 Méthode 3 : Méthode ABP

Le principe de cette méthode est basé sur la méthode AALP laquelle classifie la cible grâce à sa puissance de diffusion comme proposée au paragraphe 6.3.3.2 précédent. La différence est que l'angle d'ouverture de l'antenne de réception est très faible. Cette antenne balaie la largeur de la cible afin de calculer la largeur du véhicule, cf. figure 6-12.

Considérons une cible laquelle est détectée à certaine distance  $R = z_i$ . L'équation (6-25) exprime la surface  $\Delta x$  illuminée par l'antenne avec un angle d'ouverture  $\alpha$  (à -3dB) :

$$\Delta x = 2R \cdot \sin \frac{\alpha}{2} \quad (\text{Équation 6-25})$$

La surface  $\Delta x$  à une distance  $R$  est proportionnelle à l'angle d'ouverture de l'antenne. Quand le faisceau de l'antenne est faible alors la surface illuminée  $\Delta x$  est faible, la surface de diffusion de la cible est donc faible. Quand l'antenne balaie la largeur de la cible, nous pouvons calculer la largeur de la cible.

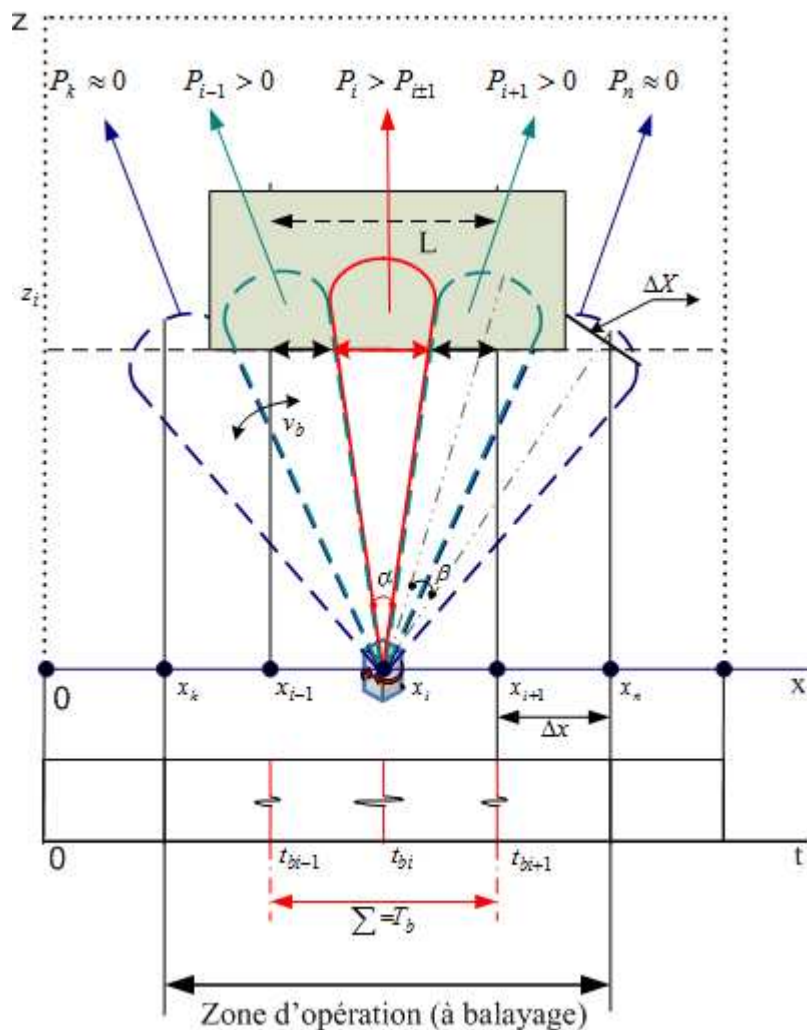


Figure 6-12 : Méthode de reconnaissance du type de cible en utilisant l'antenne à balayage basée sur la puissance de diffusion

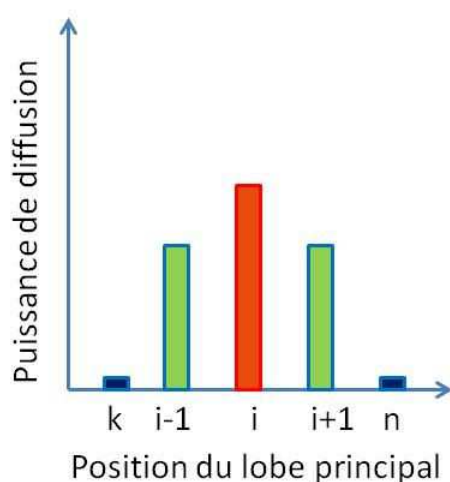


Figure 6-13 : Distribution de la puissance de diffusion de la cible de la figure 6-12

Notons que l'angle de balayage de l'antenne  $\beta$ , la vitesse de balayage  $v_b$  sont contrôlés par un circuit électronique. Au temps  $t_0=0$  origine du temps de balayage de l'antenne, l'intervalle de la surface illuminée  $\Delta x$  est proportionnel à l'intervalle de balayage  $\Delta t_b = t_{bi} - t_{bi-1}$  et à la vitesse de balayage  $v_b$  selon la formule suivante :

$$\Delta x = v_b \cdot \Delta t_b \quad \text{(Équation 6-26)}$$

La puissance de diffusion est obtenue lorsqu'une cible est détectée. L'amplitude de cette puissance dépend de la position d'illumination sur la cible, elle est plus forte quand le faisceau d'antenne est perpendiculaire à la largeur de la cible (le faisceau en rouge de la figure 6-12), elle diminue au bord de la cible quand l'antenne balaye toute la largeur de la cible. Il n'y a pas de puissance reçue quand il n'y a pas d'obstacle dans certaines directions (les faisceaux en bleu dans la figure 6-12). La figure 6-13 représente la distribution de la puissance de diffusion de la cible en correspondance avec la position du faisceau d'antenne à balayage de l'émetteur. Avec cette méthode, nous pouvons avoir une base de données des puissances de diffusions correspondant aux positions d'illumination avec le temps :  $\{(x_i, z_i, t_{bi}), P_r\}$ . La largeur de la cible est donc trouvée à partir des temps de balayage de l'antenne et de la vitesse de balayage selon la formule 6-27 :

$$L = v_b \cdot T_b \quad \text{(Équation 6-27)}$$

où  $v_b$  : la vitesse de balayage d'antenne

$T_b$  : le temps de balayage d'antenne le long de la largeur de la cible tant qu'elle existe à une certaine distance  $z_i$

Pendant l'illumination de la largeur de la cible, la puissance reçue par le système change selon la position du lobe principal de l'antenne à balayage ainsi que la direction de l'illumination et la dimension de la surface de cible. L'algorithme de cette méthode est exprimé par la figure 6-14 :

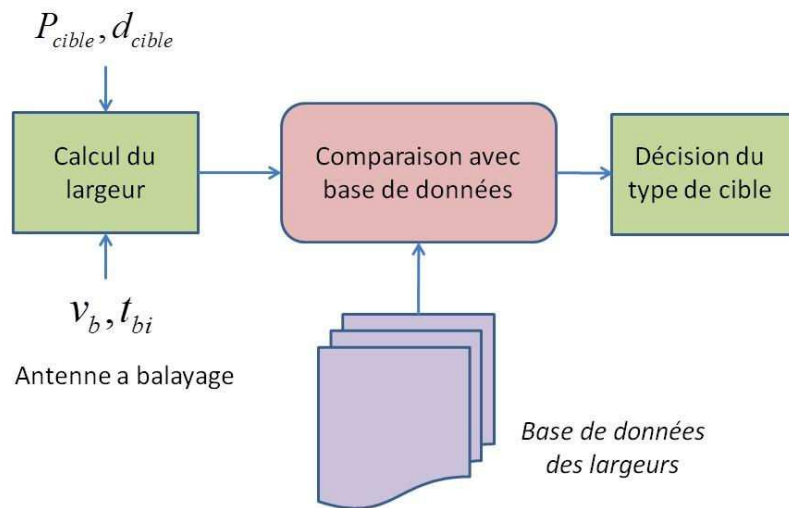


Figure 6-14 : Détection du type de cible par la méthode ABP

De même que pour la méthode AALP, la résolution en distance du système doit être prise en compte.

Avec cette méthode dans le système de classification du type de véhicule, il faut noter que quand l’antenne balaye chaque point de la largeur du véhicule, grâce au changement de puissance reçu, nous pouvons distinguer les bords de la largeur de la cible. L’angle d’ouverture de l’antenne est très faible (environ de  $10^\circ$  ou  $15^\circ$ ) pour assurer que la surface du véhicule illuminée par l’onde incidente est petite afin de détecter deux véhicules dans le cas où deux/trois véhicules se retrouvent sur la route en même temps. Mais il y a une limitation de distinction de deux véhicules espacés d’une distance inférieure à  $\Delta l = \tan(\alpha/2) \cdot z_{\min}$ . Par exemple, quand deux véhicules à observer sont alignés à une distance de 3 m, l’espace entre les deux véhicules doit être d’au moins 30 cm pour que notre système de reconnaissance de véhicule puisse fonctionner et détecter tous les deux véhicules.

#### 6.4 Conclusions

Nous avons présenté un système de classification des types de cibles ainsi que les paramètres importants qui sont utilisés pour concevoir ce système. Le processus de reconnaissance de type de cible a été décrit. Une cible quelconque peut être classifiée parmi différents types de véhicules. Nous avons également proposé trois méthodes de détection de types de cibles dans ce chapitre : méthode AALF, méthode AALP et méthode ABP.

Les performances du système doivent encore être évaluées. Cette évaluation va être décrite au chapitre suivant dans un cas réel.

Parmi les trois méthodes proposées, nous rappelons les caractéristiques du système :

- La vitesse de la cible mobile et donc la distance mesurée en temps réel est exprimée par l'équation (6-10)-(6-12).
- La distance minimale de notre système est de 2 m.
- L'ambiguïté en distance est définie par la résolution en longitude  $\Delta z = 5$  (cm).

Les trois méthodes proposées ont été expérimentées au laboratoire afin d'étudier leurs précisions ainsi que d'obtenir les paramètres optimisés à partir de résultats expérimentaux. L'évaluation des trois méthodes proposées va être réalisée pour fournir un modèle du système complet de classification des types de véhicules satisfaisant à de notre objectif.

## Bibliographie du chapitre 6

- [1] Eugene F. Knott, John F. Shaeffer, et Michael T. Tuley, *Radar Cross Section*, Second Edition. Scitech Publishing, INC, 2004.
- [2] J. Van Bladel, *Chapter 11: Scattering: Generalities, Electromagnetic Field*, Second Edition., A John Wiley & Sons, Inc., Publication, 2007, p. 560-586.
- [3] B.R Mahafza, *Radar Systems Analysis and Design using Matlab*, Chapman & Hall/CRC, 2000.
- [4] H. Scharfman, D. D. King, « Antenna-Scattering Measurements by Modulation of the Scatterer », *Proc. of IRE*, p. 854-858, mai 1953.
- [5] R.B. Dybdal, « Radar Cross Section Measurements », *Proc. of IEEE Journal & magazines*, vol. 75, n° 4, p. 498-516, avr. 1987.
- [6] Z.H. Ying, « RCS calculations, transformations and comparisons under spherical and plane wave illumination », *Proc. of Antennas and Propagation Society International Symposium*, vol. 4, p. 1918-1921, juin 1995.
- [7] D. Voyer, H. Aubert, and J. David, « Radar cross section of self similar planar targets », *Electron. Lett.*, vol. 41, n° 4, p. 215-217, févr. 2005.
- [8] A. J. Cox, Alan J. DeWeerd, J. Linden, « An experiment to measure Mie and Rayleigh total scattering cross sections », *Am. J. Phys.* 70, p. 620-625, juin 2002.
- [9] D. Voyer, H. Aubert, J. David, « Scale Changing Technique for the Electromagnetic Modeling of Planar Self-Similar Structures », *IEEE Transaction on Antenna and Propagation*, vol. 54, n° 10, p. 2783-2789, oct. 2006.
- [10] A.C Marie, *Thèse de doctorant de l'université de Cergy-Pontoise: Détermination de la Surface Equivalente Radar d'une cible à partir d'un Modèle de Mesure Multistatistiques en Champs Proche Exploitant les Matrices de Répartition du Système de Mesure*. mars-2008.
- [11] M. Damien Voyer, *Thèse de doctorat de l'Institut de National Polytechnique de Toulouse: Modélisation électromagnétique par changement d'échelle appliquée aux structures fractales planaires*. 2005
- [12] Voyer D., Aubert H. et David J., "Radar Cross Section of discrete self-similar objects using a recursive electromagnetic analysis", *Proc. of IEEE AP-S International Symposium and USNC/URSI National Radio Science Meeting*, pp. 4260-4263, Juin 2004
- [13] D. Voyer, J. David, E. Blanié, H. Aubert et T.H. Vuong, « Mesure de la SER de petites cibles avec un Radar FMCW », *Journées de Caractérisation Micro-ondes et Matériaux*, mars-2006.
- [14] Doren W. Hess, « Introduction to RCS Measurements », *Proc. of Loughborough Antennas & Propagation Conference*, p. 37-44, mars 2008.
- [15] J.M. Beste, *Chapter 13: Reflectivity measurements, Microwave Antenna Measurements book*, 3rd Edition., J.S. Hollis, T.J. Lyon, & L. Clayton, Eds. CD ROM, MI Technologies, Suwanee, GA, 2007.
- [16] Federal Communications Commission, « Revision of part 15 of the Communication's Rules », *FCC 02-48*, April 2002, pp. 1-174. <http://hraunfoss.fcc.gov>

- [17] E. Staderini., « Everything you always wanted to know about UWB radar: A practical introduction to the Ultra Wideband Technology. <http://www.uniroma2.it/fismed/faculty/Stadero/papers/osee.pdf>. » .
- [18] J.D. Taylor, *Introduction to Ultra-Wideband Radar Systems*. CRC Press, 1994.
- [19] T.E. McEwan, *Ultra-wideband receiver. United States Patent 5,345,471*, 1997.
- [20] Larry W. Fullerton, *Spread spectrum radio transmission system*. 1987.
- [21] J.D. Taylor, *Ultra-Wideband Radar Technology*. CRC Press, 2000.
- [22] A. Fhager, M. Persson, P. Linner, H. Zirath, « Accuracy Evaluation of Ultrawideband Time Domain Systems for Microwave Imaging », *IEEE Transaction on Antenna and Propagation*, vol. 59, n° 11, p. 4279-4285, nov. 2011.
- [23] A.J. Brag, C. Gentile, « An Ultra-Wideband Radar System for Through-the-Wall Imaging using a Mobile Robot », *IEEE International Conference on Communication*, p. 1-6, juin-2009.
- [24] J. Sachs, M. Aftanas, S. Crabbe, M. Drutarovsky, R. Klukas, D. Kocur, T. Nguyen, P. Peyerl, J. Rovnakova, and E. Zaikov, « Detection and tracking of moving or trapped people hidden by obstacles using ultra-wideband pseudo-noise radar », *Proc. EuRad 2008*, p. 1-4, oct-2008.
- [25] Hirsch O.; Janson M.; Wiesbeck W., Thomä R. S, « Indirect Localization and Imaging of Objects in an UWB Sensor Network », *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, Vol. 59, No. 11, Nov. 2010, p. 2949-2957.
- [26] Andrews, « UWB signal sources, antennas and propagation », *Wireless Communication Technology, 2003. IEEE Topical Conference on*, p. 439 - 440, oct. 2003.
- [27] M.G.M Hussain, « Ultra-wideband impulse radar - an overview of the principles », *IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine*, Vol.13, No.9, September 1998, p.9-14, ISSN: 0885-8985.
- [28] Andrews, « UWB signal sources, antennas and propagation », *Wireless Communication Technology, 2003. IEEE Topical Conference on*, p. 439 - 440, oct. 2003.
- [29] M. Z. Win and R. A. Scholtz, “Impulse radio: how it works,” *IEEE Commun. Lett.*, vol. 2, p. 10–12, Feb. 1998.
- [30] P. Withington II, « An impulse radio communications système », *International Conference on Ultra-Wideband, Short Pulse Electromagnetics*, p. 113-120, oct-1992.
- [31] M.G.M Hussain, « Principles of High-Resolution Radar Based on Nonsinusoidal Waves-Part I: Signal Representation and Pulse Compression », *IEEE transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 31, n° 4, nov. 1989.
- [32] M.G.M Hussain, « Principles of High-Resolution Radar Based on Nonsinusoidal Waves: Part 11. Radar-Target Reflectivity Model », *IEEE transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 32, n° 2, p. 144-152, mai 1990
- [33] Robert J. Fontana, « Recent System Applications of Short-Pulse Ultra-Wideband (UWB) Technology », *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 52, n° 9, 2004.

- [34] A.F. Molisch, « Ultrawideband propagation channels-theory, measurement, and modeling », *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 54, n° 5, p. 1528-1545, sept. 2005.
- [35] W.J. Vogel, U.S. Hong, « Measurement and modeling of land mobile satellite propagation at UHF and L-band », *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 36, n° 5, p. 707-719, mai 1988
- [36] P.B. Silverstein et O.S. Sands, F.D. Garder, « Radar target classification and interpretation by means of structural descriptions of backscatter signals », *Proc. of IEEE Radar Conference*, p. 21-25, mars-1991.
- [37] W. Sorgel, W. Wiesbeck, « Influence of the Antennas on the Ultra-Wideband Transmission », *EURASIP Journal on Applied Signal Processing*, Vol.3, 2005, p.296-305
- [38] A. Mroué, Marc Heddebaut, F. Elbahhar, A. Rivenq, J.M. Rouvaen, « UWB Radar for Railway Fall on Track Object Detection and Identification », *Proc. of VTC Spring*, 2009.
- [39] L. Sakkila, A. Rivend, C. Tatkeu, Y. E. Hillali, J.P. Ghys, J.M. Rouvaen, « Methods of target recognition for UWB radar », *Proc. of IEEE Intelligent Vehicles Symposium University of California*, p. 949-954, juin-2010.
- [40] L. Sakkila, C. Tatkeu, F. Boukour, Y.E. Hillali, A. Rivenq, J.M. Rouvean, « UWB Radar System for Road anti-collision Application », *Proc. of Information and Communication Technologies: From Theory to Application Internal. Conference*, p. 1□6, avr-2008.
- [41] Laila SAKKILA, *Thèse de doctorat de L'universite de Valenciennes et du Hainaut Cambresis: Etude et implémentation d'un radar ultra large bande pour la détection et la reconnaissance d'obstacles en milieu Routier*. 2011.
- [42] B. Allen, « A review of Pulse Design of Impulse Radio », *IEEE Utra-Wideband Communication Technologies and System Design*, juill. 2004.
- [43] David M. Pozar, « Waveform Optimizations for Ultrawideband Radio Systems », *IEEE Transaction on Antenna and Propagation*, vol. 51, n° 9, p. 2335-2345, sept. 2003.
- [44] B. Fall, F. Elbahhar, M. Heddebaut, A. Rivenq, « Time-Reversal UWB Positioning Beacon for Railway Application », *Wireless Engineering and Technology*, vol. 4, n° 1, p. 28-39, janv. 2013.
- [45] E. Pancera, T. Zwick, W. Wiesbeck, « Correlation Properties of UWB Radar Target Impulse Responses », *Proc. of IEEE Radar Conference*, p. 1-4, mai-2009.
- [46] CH.Sinivasu, K.R. Rajeswari, « Auto Correlation Properties Using Multiple Ultra Wide band (UWB) Pulses », *International Journal of Engineering Science and Technology*, vol. 3, n° 4, p. 2939-2944, avr. 2011
- [47] Datasheet, « Datasheet of WaveMaster 8620A/8600A/8500A/8300A Oscilloscopes ». Lecroy, 2003.
- [48] W.D. Stanley, « Digital signal processing », *Reston Pub. Co Inc*, 1975.





## Chapitre 7 Réalisation du système de classification de véhicules proposé

Nous avons décrit trois méthodes de classification des types de véhicules au chapitre précédent. Dans ce chapitre, une maquette pour valider nos propositions va être réalisée, basée sur ces trois méthodes. Pour ce faire, nous commençons par la détermination des champs diffusés des cibles. A partir de ces signaux, les cibles peuvent être reconnues par traitement de ces signaux selon les trois méthodes proposées. Les résultats permettent l'évaluation des possibilités de détection ainsi que les caractéristiques du système de détection du type de cible afin de proposer un système industriel.

### 7.1 Description du système réalisé au laboratoire

La configuration de mesures du système de classification est réalisée au laboratoire UVHC de l'université de Valenciennes avec l'aide de Mr Yassin ELHILLALI et de Mme Laïla SAKKILA. Cette configuration est décrite figure 7-1 [1]. Dans notre configuration, deux antennes sont utilisées pour l'émetteur et le récepteur, cf. figure 7-1 :

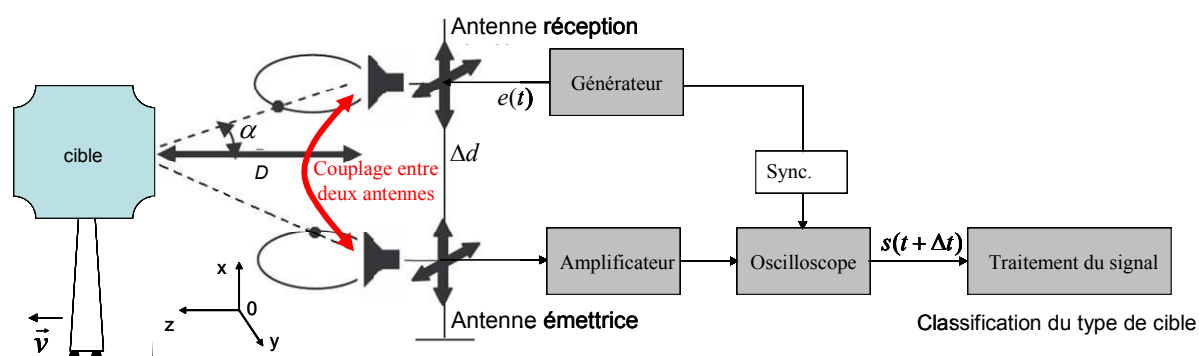


Figure 7-1 : Configuration du système de classification des cibles testé au laboratoire

- **L'émetteur** est réalisé en utilisant le générateur AWG7000 de Tektronix [2] : le signal émis  $e(t)$  est une impulsion monocycle de largeur  $\tau = 300\text{ps}$ , l'amplitude de l'impulsion est normalisée à 1V comme présenté au chapitre 6. La capacité de distinguer deux ou plusieurs cibles situées dans la même direction mais à des distances différentes est de :  $\delta_R = \Delta z \approx \frac{1}{2} c \cdot \tau = \frac{1}{2} 3 \cdot 10^8 \cdot 300 \cdot 10^{-12} = 4.5\text{ cm}$  [3-4]
- **Les antennes d'émission/de réception** : le système réalisé utilise une antenne cornet pour émettre et une antenne cornet pour recevoir le signal diffusé de la cible à observer. Nous avons pris en compte le couplage entre les deux antennes. Il dépend de

la distance  $\Delta d$  entre elles. Quand  $\Delta d$  augmente, le couplage diminue mais la taille du système augmente ainsi que la valeur de l'angle incident. A cause de ce dernier, le signal diffusé qui est capturé par l'antenne de réception est faible selon le paragraphe 6.2 au chapitre 6.

- **Le récepteur** est réalisé par l'oscilloscope digital. Ce dernier peut recevoir le signal à la fréquence maximum de 6 GHz, la fréquence d'échantillonnage est de  $f_s = 20\text{Ge}/s$
- **Le synchroniseur** est réalisé par la connexion du générateur à l'oscilloscope.

La photo du dispositif du système réalisé au laboratoire est présentée en figure 7-2 :

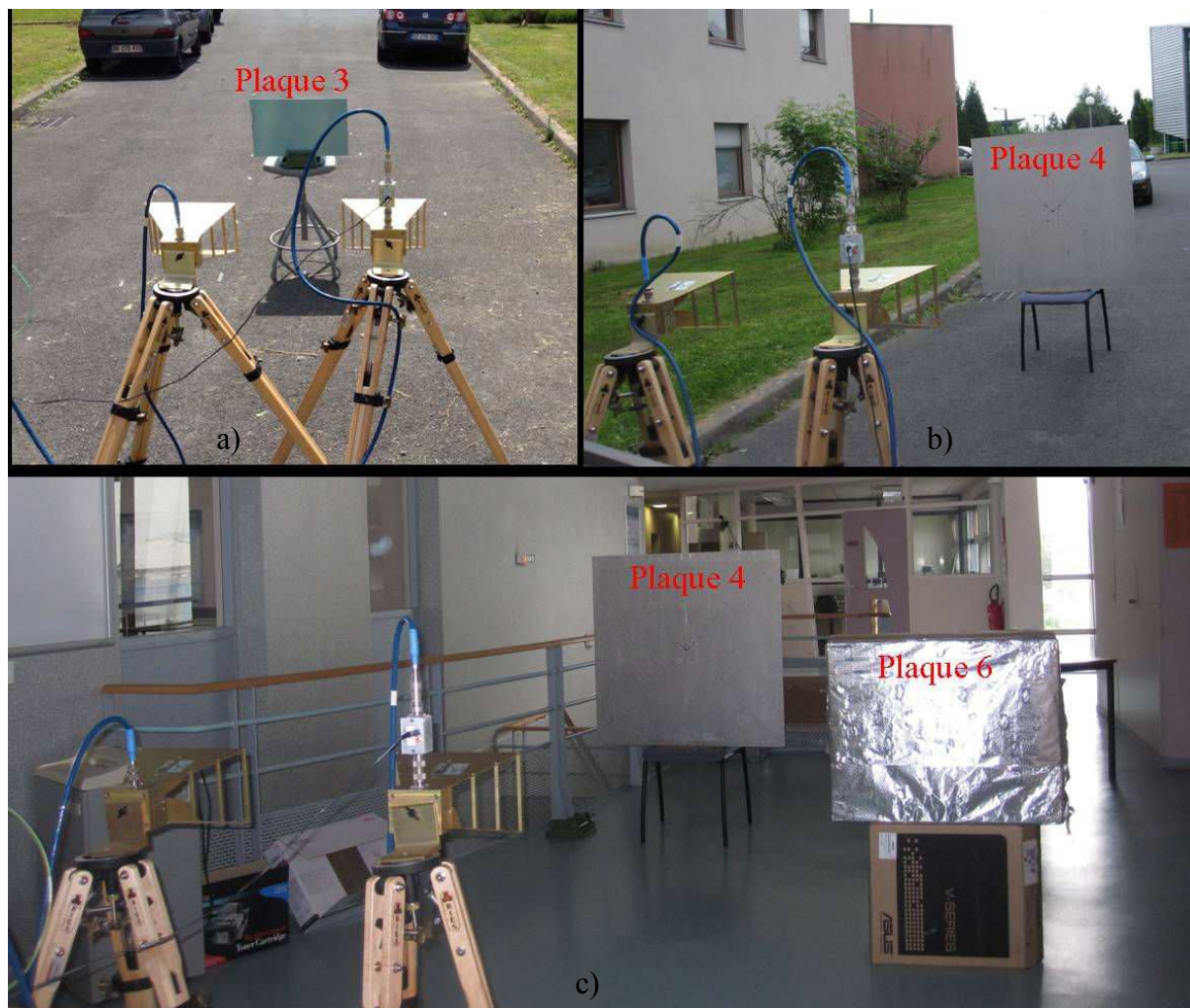


Figure 7-2 : Prototype du système de classification des types de cibles réalisé au laboratoire

### 7.2 Expérimentation de mesure des signaux diffusés

Pour valider le système de classification des véhicules avec les trois méthodes proposées, nous avons besoin de mesurer des ondes diffusées de tous les différents types de véhicules à observer. Pour ce faire, nous avons besoin des différents types de véhicules dans les catégories de péage comme : moto, petite voiture, grande voiture, bus, camionnette, camion. Nous avons tout d'abord testé ce système en laboratoire, aussi les mesures des signaux diffusés sont effectuées avec des plaques de différentes tailles soit en métal soit en carton couvert par de l'aluminium à la place des différents types de véhicules. La première expérimentation qui va être décrite par la suite a été effectuée avec ces plaques dont les matériaux sont identiques à ceux des véhicules. Notre deuxième expérimentation a été effectuée à partir de la tête et de l'arrière de voitures Twingo et Laguna pour un essai du système de classification. Ces deux expérimentations ont été effectuées dans un environnement avec pluie faible, cf. figures 7-1 et 7-2.

- **Expérimentation 1** : Les cibles utilisées dans la première expérimentation sont des plaques rectangulaires. Cette expérimentation permet d'enregistrer les signaux diffusés correspondant à différentes tailles de plaques. Les configurations de mesures sont illustrées dans la figure 7-3. Pour le cas mobile, nous avons placés 6 plaques rectangulaires avec des dimensions différentes à plusieurs distances.



**Figure 7-3 : Expérimentation d'enregistrement de signaux diffusés par des plaques : a) mesures par temps ensoleillé ; b) mesures par temps légèrement pluvieux ; c) mesures en intérieur**

Liste des cibles utilisées pour la première expérimentation :

- Groupe de matériel 1 (plaque métallique) : Largeur x Hauteur
  - ✓ Plaque 1 (P1) : 30cm x 30cm
  - ✓ Plaque 2 (P2) : 50cm x 30cm
  - ✓ Plaque 3 (P3) équivalente à la Plaque 2\_horizontale : 30cm x 50cm
  - ✓ Plaque 4 (P4): 1m x 1m

## Chapitre 7: Réalisation du système de classification de véhicules proposé

- Groupe de matériel 2 (l'extérieur de la plaque en carton est en feuille d'aluminium Albal) : Largeur x Hauteur
  - ✓ Plaque 5 (P5): 51cm x 48,5cm (l'extérieur du carton est en feuille d'aluminium Albal)
  - ✓ Plaque 6 (P6): 76,5cm x 62cm (l'extérieur du carton est en feuille d'aluminium Albal)
- **Expérimentation 2** : la deuxième expérimentation consiste à enregistrer les signaux diffusés par les voitures. La figure 7-4 illustre respectivement les configurations de mesure avec la voiture Twingo et la voiture Laguna. Pour les voitures, nous avons fait des mesures : en avant (ou en tête) et en arrière.
  - Groupe de matériel 3 : les voitures Laguna et Twingo pour l'expérimentation.
    - ✓ Voiture Laguna (vL)
    - ✓ Voiture Twingo (vT)



Figure 7-4 : Expérimentation d'enregistrement de signaux diffusés par les voitures : a) par l'arrière de la voiture Twingo; b) par l'arrière de la voiture Laguna; c) par la tête de la voiture Laguna

La table 1 résume la liste des cibles qui sont utilisées dans les deux expérimentations :

**Tableau 7-1 : Liste des cibles expérimentées au laboratoire**

<b>Groupe de matériel</b>	<b>Cible</b>	<b>Dimensions Largueur x Hauteur (cm)</b>	<b>Symbole</b>
1	Plaque métallique 1	30x30	P1
1	Plaque métallique 2	50x30	P2
1	Plaque métallique 3	30x50	P3
1	Plaque métallique 4	100x100	P4
2	Plaque de carton couvert par l'aluminium Albal 5	51x48.5	P5
2	Plaque de carton couvert par l'aluminium Albal 6	76.5x62	P6
3	Voiture Twingo	l'arrière de voiture	vT
3	Voiture Laguna	l'arrière de voiture	vR
3	Voiture Laguna	la tête de voiture	vRt

### 7.3 Résultats

#### 7.3.1 Signaux diffusés reçus

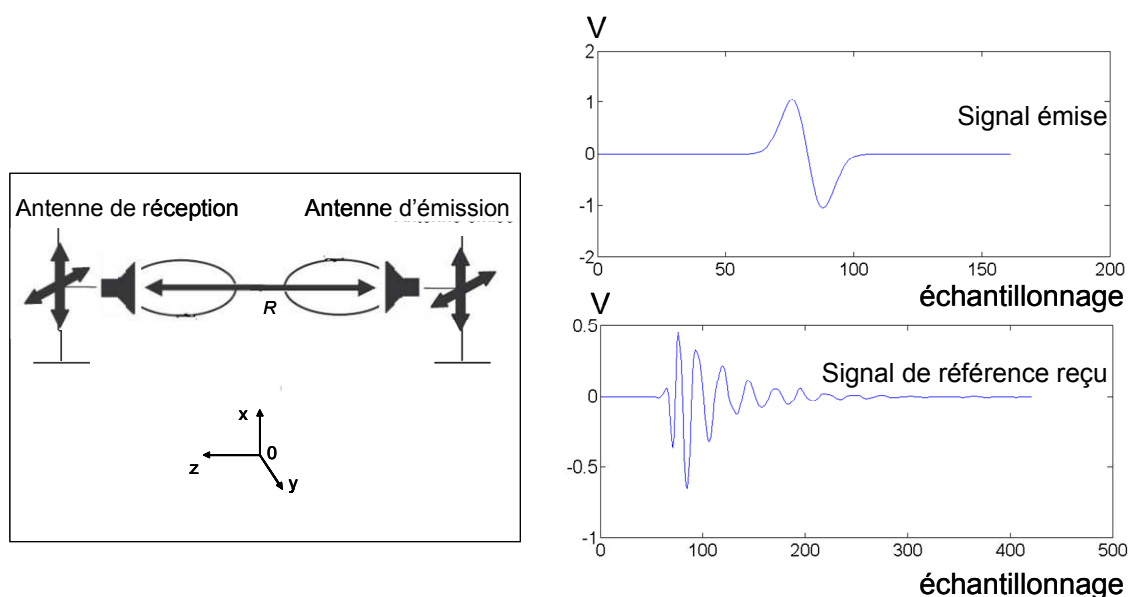
Dans ce paragraphe, nous présenterons les signaux diffusés pour les deux expérimentations. Avant de mesurer les signaux diffusés, nous devons effectuer des calibrations. La figure 7-5 représente deux calibrations:

- La première calibration est décrite en figure 7-5 (à gauche). Deux antennes sont placées face à face. L'impulsion monocycle émis par l'antenne d'émission arrive directement à l'antenne de réception. Le signal reçu par l'antenne de réception qui est l'origine l'impulsion monocycle se déforme le long de son trajet de l'antenne d'émission à l'antenne de réception à cause du 'facteur du système  $F_S$ ' (le facteur d'antenne et le facteur de l'espace air entre les deux antennes). Par l'équation (6-18), nous calculons le facteur du système. Grâce à ce dernier, nous pouvons soustraire les bruits du milieu des signaux diffusés mesurés. Nous notons le signal obtenu par cette calibration par le terme « signal de référence », cf. figure 7-5 (à droite).
- La deuxième calibration est décrite en figure 7-6 (à gauche). Deux antennes sont placées côte à côte. Le signal reçu par l'antenne de réception dans cette calibration est lié au couplage entre les deux antennes. Le coefficient de couplage entre les deux antennes peut être exprimé à partir des éléments de la matrice S ou de la matrice Z du

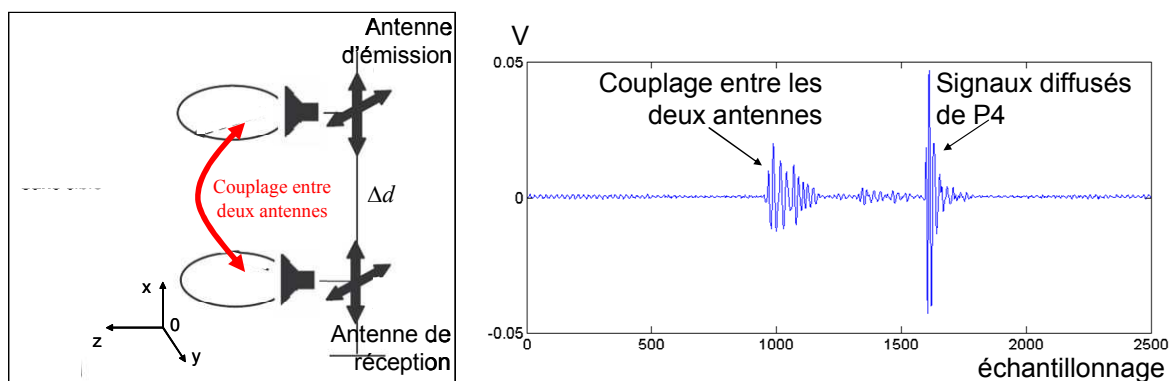
système des deux antennes. La forme la plus courante du coefficient de couplage entre deux antennes identiques, à une fréquence  $f$  est donnée par [5]:

$$C_{dB}(f) = 10 \text{Log}_{10} \left( \frac{|S_{12}(f)|^2}{1 - |S_{11}(f)|^2} \right) \quad (\text{Équation 7-1})$$

Cette expression peut être obtenue aussi bien à partir des paramètres  $Z$  ou  $Y$  du système des deux antennes. Comme nous le voyons, le facteur du couplage  $C$ , dépend non seulement du terme mutuel  $S_{12}$ , mais aussi du paramètre  $S_{11}$ , qui traduit le niveau d'adaptation de l'antenne. Ce phénomène est souvent observé dans les réseaux volumineux où plusieurs antennes sont placées dans un espace limité. Dans notre cas, nous considérons que les antennes cornets sont très adaptées, et le couplage dépend du terme mutuel entre les deux antennes. L'amplitude du couplage va diminuer quand la distance  $\Delta d$  entre les deux antennes augmente. Pourtant, afin de capturer le maximum de puissance de diffusion par la cible observée  $\Delta d$  ne peut pas beaucoup augmenter. Une distance de  $\Delta d = 30$  mm est choisie pour notre système. A cause du couplage, la distance de la cible à mesurer à l'antenne de réception doit être supérieure à 1.5 m pour que les signaux diffusés puissent être distingués malgré le couplage. La position dans le temps du signal représentatif du couplage est fixe car elle est déterminée par la longueur du câble de connexion entre les antennes et les appareils (l'oscilloscope et le générateur), cf. figure 7-6 (à droite)

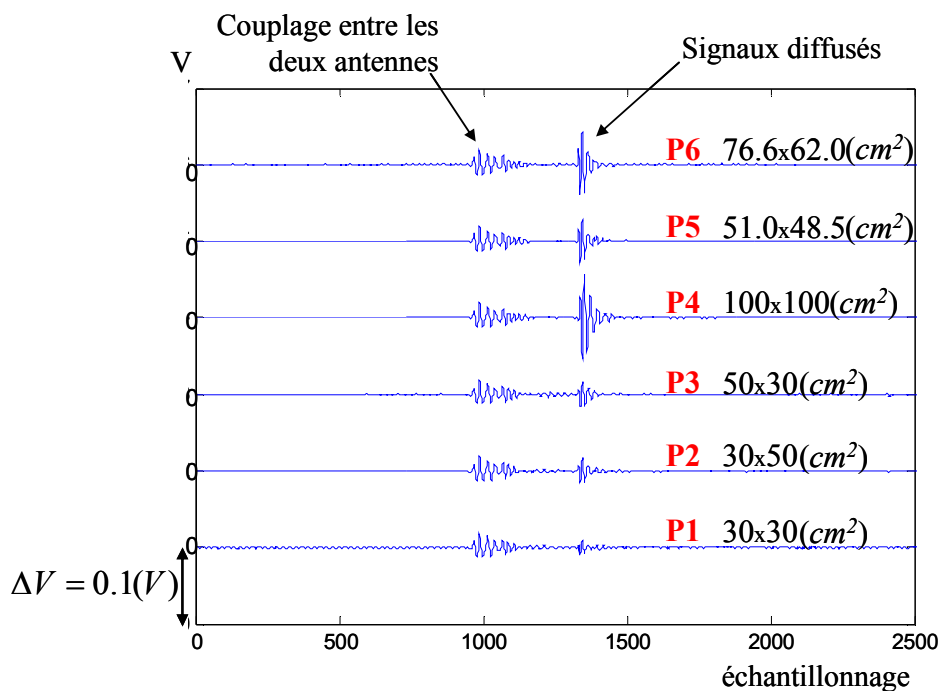


**Figure 7-5 : Configuration de la première calibration (à gauche) et le signal de référence obtenu par la calibration (à droite)**



**Figure 7-6 : Configuration de la deuxième calibration (à gauche) et le signal lié au couplage entre les deux antennes (à droite)**

La Figure 7-7 montre les signaux diffusés des différentes plaques à la distance de 3m lors de la première expérimentation. Les Figures 7-8 et 7-9 illustrent les signaux diffusés des plaques 4 et 6 à plusieurs distances obtenus par l'expérimentation 1 :



**Figure 7-7 : Signaux diffusés des cibles à la distance 3 m**



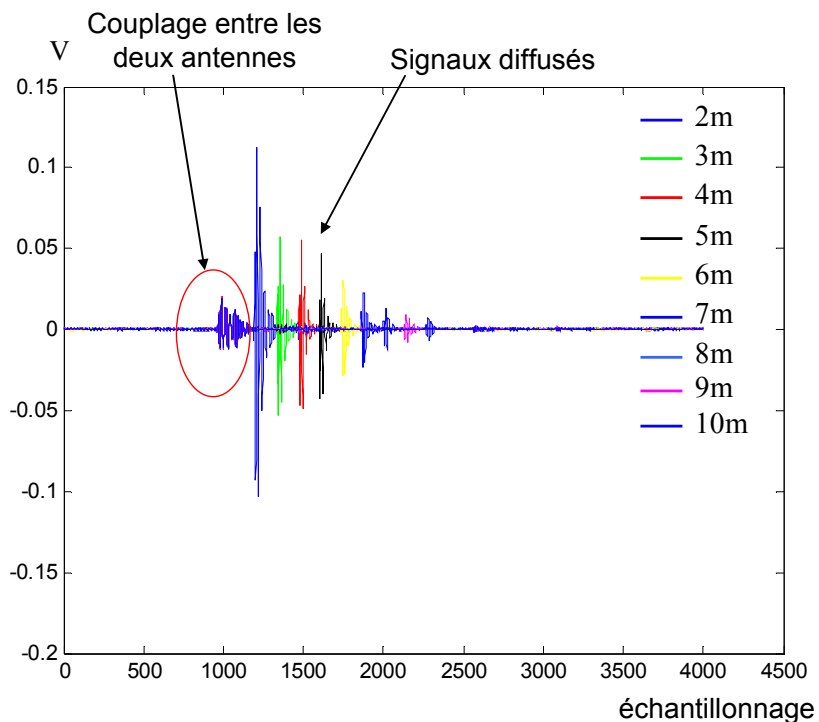


Figure 7-8 : Signaux diffusés de la plaque 4 à plusieurs distances

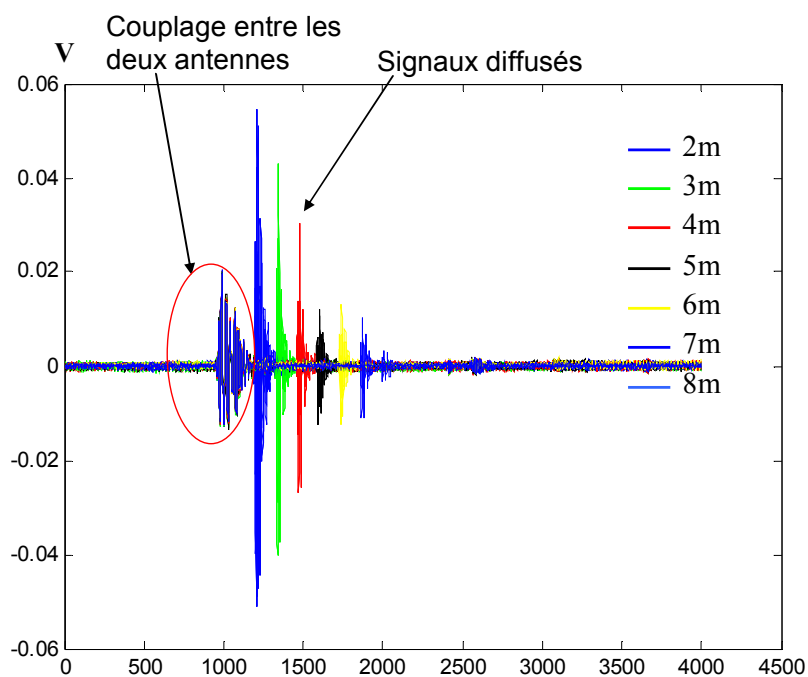


Figure 7-9 : Signaux diffusés de la plaque 6 à plusieurs distances

Les signaux diffusés de l'arrière de la voiture Twingo obtenu à une certaine distance par l'expérimentation 2 :

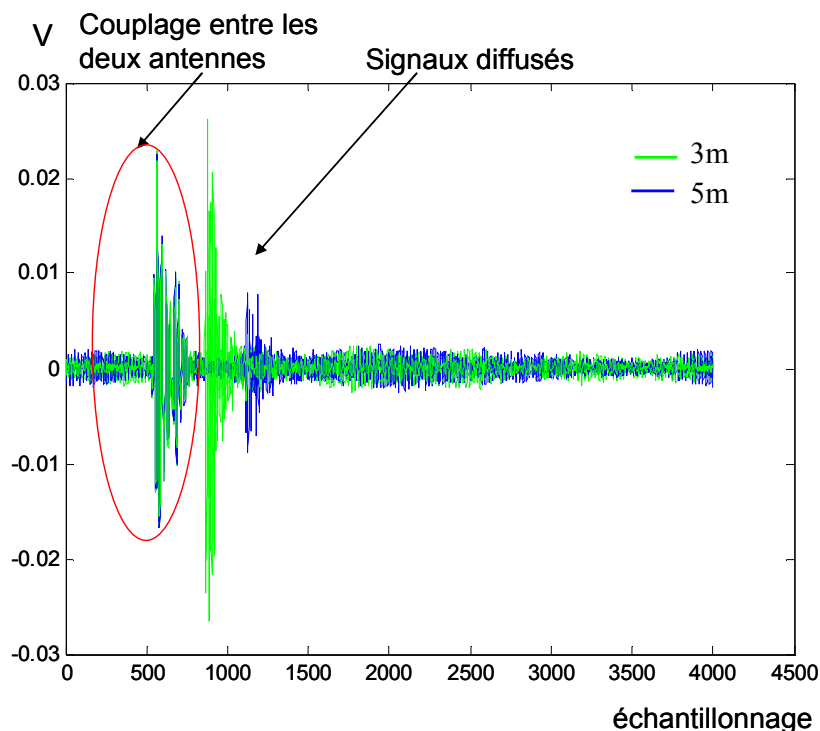


Figure 7-10 : Signaux diffusés de l'arrière de la voiture Twingo à plusieurs distances

Dans les signaux diffusés par les cibles dans les figures 7-7, 7-8, 7-9 et 7-10, le signal lié au couplage entre les deux antennes est toujours visible. Quand nous fixons la distance entre ces deux antennes, la position du signal de couplage est stable pendant les mesures avec toutes les cibles. Nous pouvons donc distinguer le signal de couplage dans le signal diffusé.

Ces signaux diffusés mesurés seront analysés par la suite en utilisant l'un des algorithmes de classification de cibles présenté au chapitre 6.

### 7.3.2 Résultats de classification du type de cible

#### 7.3.2.1 Distance mesurée

La distance d'une cible est mesurée à partir des échos reçus par le système comme montré en 6.3.2 :2 du chapitre 6. Le temps de retard de l'écho par rapport au signal émis  $e(t)$  comprend deux phases, cf. figure 7-11 :

- Le retard de la ligne de transmission du générateur à l'antenne d'émission (aller), plus le retard de la ligne de retard de transmission de l'antenne de réception à l'oscilloscope (retour). De même, la distance entre les deux antennes est prise en compte. Nous notons ce temps par  $\Delta t_s$ . Ce temps est proportionnel à la longueur du

câble qui connecte les deux antennes avec le générateur et l'oscilloscope. Il est connu au début de l'installation de mesures.

- Le retard de propagation de l'antenne d'émission à la cible (aller), et de la cible à l'antenne de réception (retour). Nous notons ce temps par  $\Delta t$ . Ce temps est obtenu grâce aux mesures sur les signaux diffusés par les cibles.

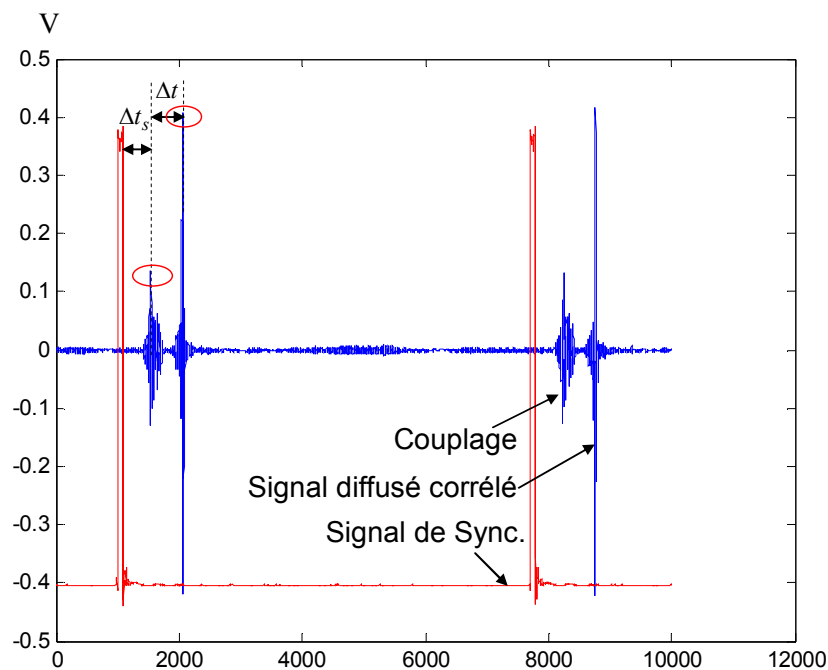


Figure 7-11 : Temps de retard du signal diffusé reçu par rapport au signal émis

La figure 7-12 illustre le temps de retard  $\Delta t$ , le temps de retard  $\Delta t_s$ . Pour déterminer la distance de la cible au système, nous utilisons l'algorithme en 6.3.2.2 (figure 6-6) basé sur l'équation (6-17):

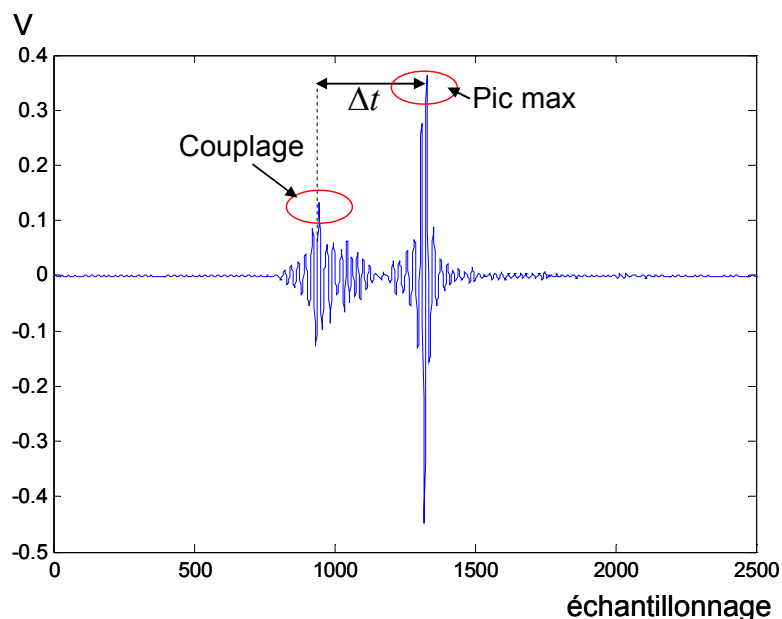


Figure 7-12 : Détermination du temps de retard pour calculer la distance à la cible

Les résultats des distances mesurées à partir des signaux diffusés reçus pour toutes les plaques P1, P2, P3, P4, P5, P6 et les voitures sont présentés dans le tableau 1 :

Tableau 7-2 : Distance mesurée des cibles par rapport à la distance réelle

	P1	P2	P3	P4	P5	P6
Distance réelle (m)	Distance mesurée (m)	Distance en mesure (m)	Distance en mesure (m)	Distance en mesure (m)	Distance en mesure (m)	Distance en mesure (m)
2	1,875	1,875	1,89	1,925	1,95	1,8975
3	2,9	2,9	2,97	2,955	2,9025	2,895
4	3,975	3,975	3,96	3,96	3,8775	3,90
5	4,9275	4,98	4,9875	4,965	4,845	4,815
6	x	5,9625	5,955	6,075	5,88	5,865
7	x	x	x	7,0275	6,9375	6,9225
8	x	x	x	8,0625	X	7,8675
9	x	x	x	8,88	X	x
10	x	x	x	9,9075	X	x
	L'arrière de la voiture Twingo		L'arrière de la voiture Renault		La tête de la voiture Renault	
Distance réelle (m)	Distance mesurée (m)		Distance mesurée (m)		Distance mesurée (m)	
3	2,895		2,8925		2,85	
5	4,7175		4,825		4,785	

X : non mesuré

Nous remarquons que la distance mesurée est proche de la distance réelle. L'erreur de mesure en distance est acceptable.

### 7.3.2.2 Résultats de la méthode de classification AALF

La première évaluation est basée sur l'algorithme de détection du type de cible selon la méthode 1 représentée en Figure 6-5 et 6-8 au paragraphe 6.3.3.1 avec les étapes 1 et 2 suivantes. Nous rappelons en figure 7-13 l'algorithme de la méthode AALF :

#### **Étape 1 :** Création de la base de données des signaux des références

Pour classifier les cibles, nous avons besoin d'une base de données de références. Dans notre système, nous avons enregistré les signaux diffusés des 8 cibles divisées en trois groupes de matériels comme présenté dans tableau 7-1 Le signal diffusé d'une cible à classifier sera comparé avec les références en utilisant les valeurs de corrélation. A partir des valeurs maximales de corrélation, nous déciderons quelle cible est classée dans l'un des trois groupes de matériels.

#### **Étape 2 :** Classification des cibles fondée sur l'information de corrélation

Quand une cible quelconque est détectée, son signal diffusé reçu est traité et normalisé selon l'algorithme de la Figure 6-5. Ensuite, ce signal normalisé est corrélé avec ceux des références de l'étape 1 selon les équations (6-19)-(6-21) pour déterminer les coefficients de corrélation. Les coefficients de corrélation nous permettent de classifier la cible par rapport aux types de cibles. Le coefficient du signal corrélé  $R(s_1, s_2)$  est le plus haut quand le signal  $s_1$  est le plus proche du signal  $s_2$ .

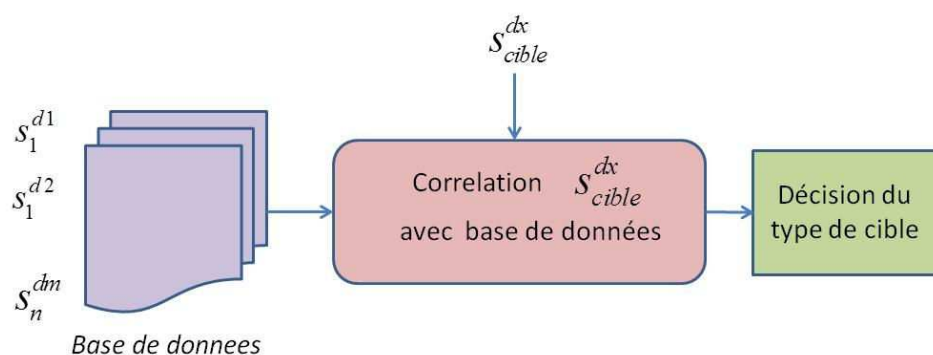
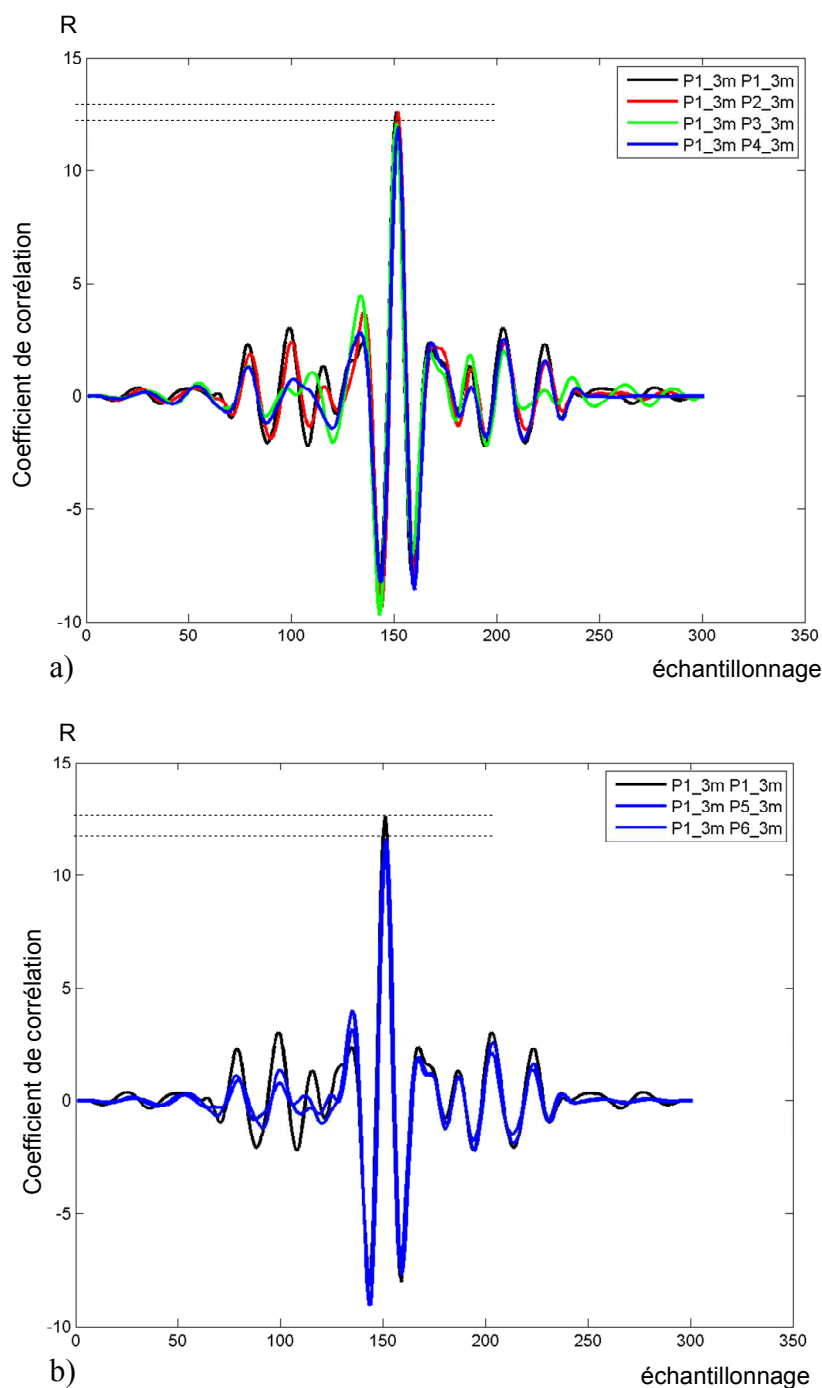


Figure 7-13 : Détection du type de cible par la méthode AALF

Pour cette méthode nous avons expérimenté deux tests :

- **Test 1 : La classification entre les cibles de la même famille** (cf. figure 7-14 et 7-15) :  
Dans le tableau 7-1, nous avons 8 cibles dans lesquelles il y a 3 types de matériels différents : les plaques métalliques {P1, P2, P3, P4 } ; les plaques en carton en carton recouvertes d'aluminium Albal {P5, P6} et les voitures {vT, vR, vRt}. Pour le Test 1, nous voulons essayer de comparer une plaque avec les autres plaques, une voiture avec les autres voitures.
  - Le signal reçu normalisé de la plaque 1 est corrélé avec la base des données selon l'équation (6-19)-(6-21),  $R\{P1, Pi\}, i = \overline{1,6}$ . La plaque observée P1 est plus similaire à P1, P2, P3 (Figure 7-14a) selon le coefficient  $R\{P1, Pi\}, i = \overline{1,3} > R\{P1, Pj\}, j = \overline{4,6}$  des figures 7-13a et 7-13b. Avec un signal diffusé à détecter qui vient de la plaque 1, nous avons obtenu un bon accord pour une même taille de plaques : les coefficients  $R\{P1, Pi\}, i = \overline{1,3}$  sont plus grands par rapport aux  $R\{P1, Pj\}, j = \overline{4,6}$ . Grâce à ces grands coefficients de corrélation nous pouvons classifier la plaque 1 dans le même groupe 1 des plaques de petite taille de 30x30-50x30 cm<sup>2</sup>.



**Figure 7-14 : Forme du signal corrélé de la plaque 1 avec les signaux des plaques de références.**

*Ici, la notation  $P_i\_Xm P_j\_Ym$  est la corrélation entre le signal de la plaque  $P_i$  dont la distance est à  $X$  mètres et le signal de la plaque  $P_j$  dont la distance est à  $Y$  mètres*

- De la même manière, la figure 7-15 montre la forme du signal corrélé entre les voitures. Ce signal est distordu à cause des différences de forme de la largeur observées du véhicule. L'arrière de la voiture Twingo et l'arrière de la voiture Laguna sont similaires (le signal en vert sur la figure 7-15). Néanmoins,

l'arrière de la voiture Twingo est vraiment différent par rapport à la tête de la voiture Laguna, comme exprimé en ligne bleu sur la Figure7-15 :

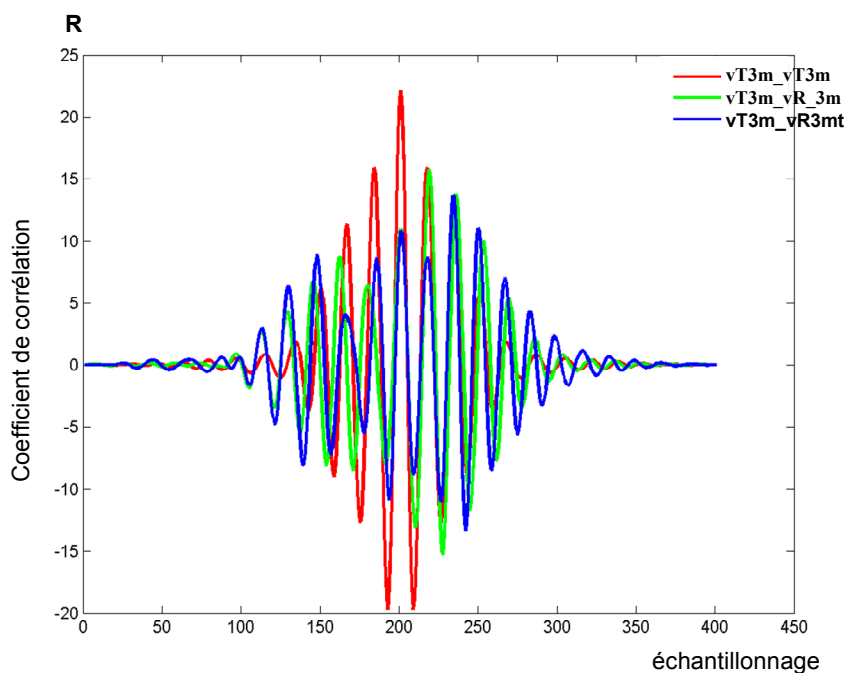


Figure 7-15 : Forme du Signal Corrélé de l'arrière de la voiture Twingo avec les signaux des voitures de la base de données

- **Test 2 : Classification du type d'une cible quelconque** (cf. figure 7-16 ; 7-17 et 7-18) : Nous supposons qu'il y a trois types de cibles à détecter lesquels sont les plus proches des types de véhicules :
  - **Type 1** : l'arrière de la voiture Twingo et de la voiture Laguna. Notons en vT & vR respectivement
  - **Type 2** : la tête de la voiture Laguna, vRt
  - **Type 3** : la plaque métallique 100x100cm<sup>2</sup> (P4), la plaque de carton couvert par l'aluminium Albal 76.5x62cm<sup>2</sup> (P6).

Les résultats obtenus ci-dessous distinguent le type d'une cible à partir de la corrélation entre le signal de la cible avec ceux de la base de données pour les trois types de cibles.

La figure 7-16 représente la reconnaissance du type 1 de l'arrière de la voiture Twingo et de la Laguna basée sur le signal corrélé.



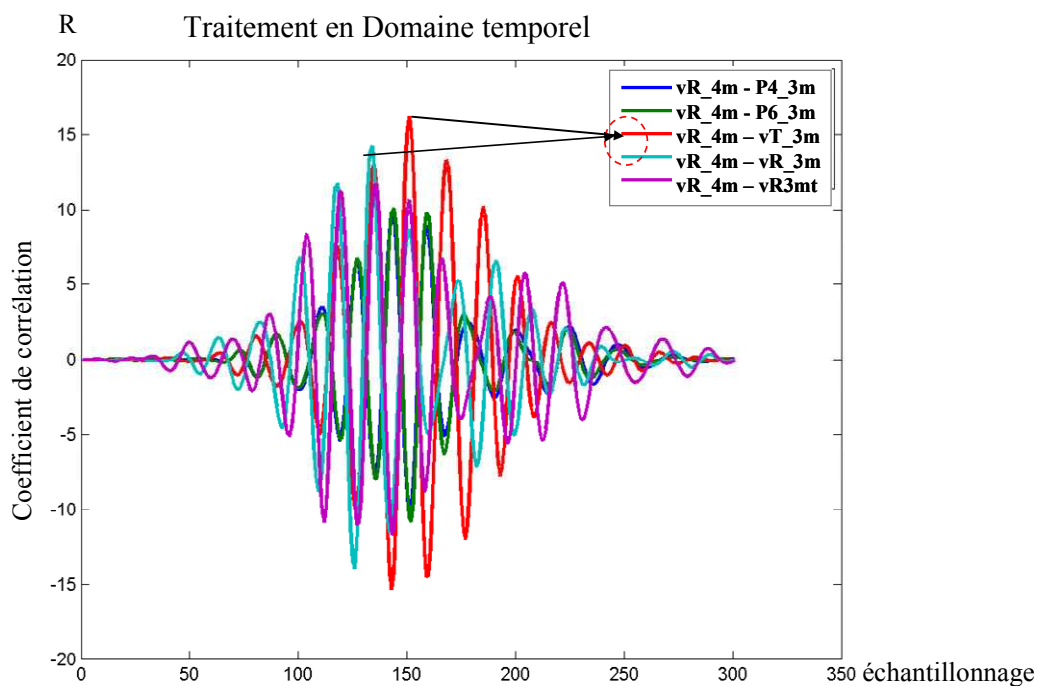


Figure 7-16 : Classification du type 1 de l'arrière de la voiture

De la même manière, la figure 7-17 illustre la détection du type 2 de la tête de la voiture Laguna :

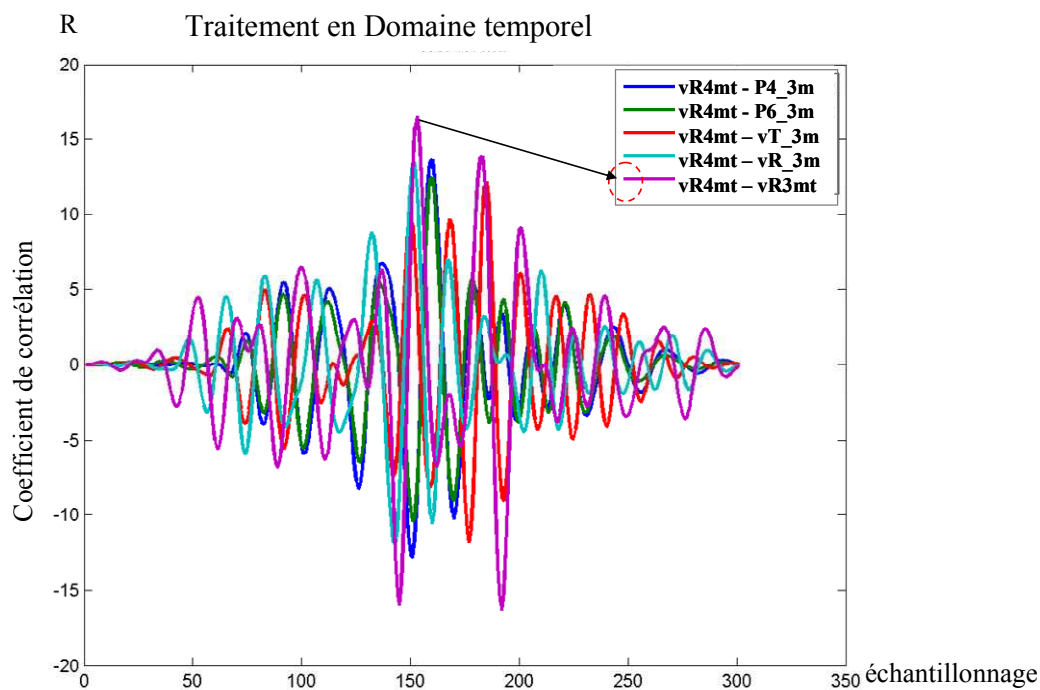


Figure 7-17 : Classification du type de la tête de voiture

Les figures 7-18 a & b illustrent la détection du type 3 des plaques 4 & 6, respectivement :

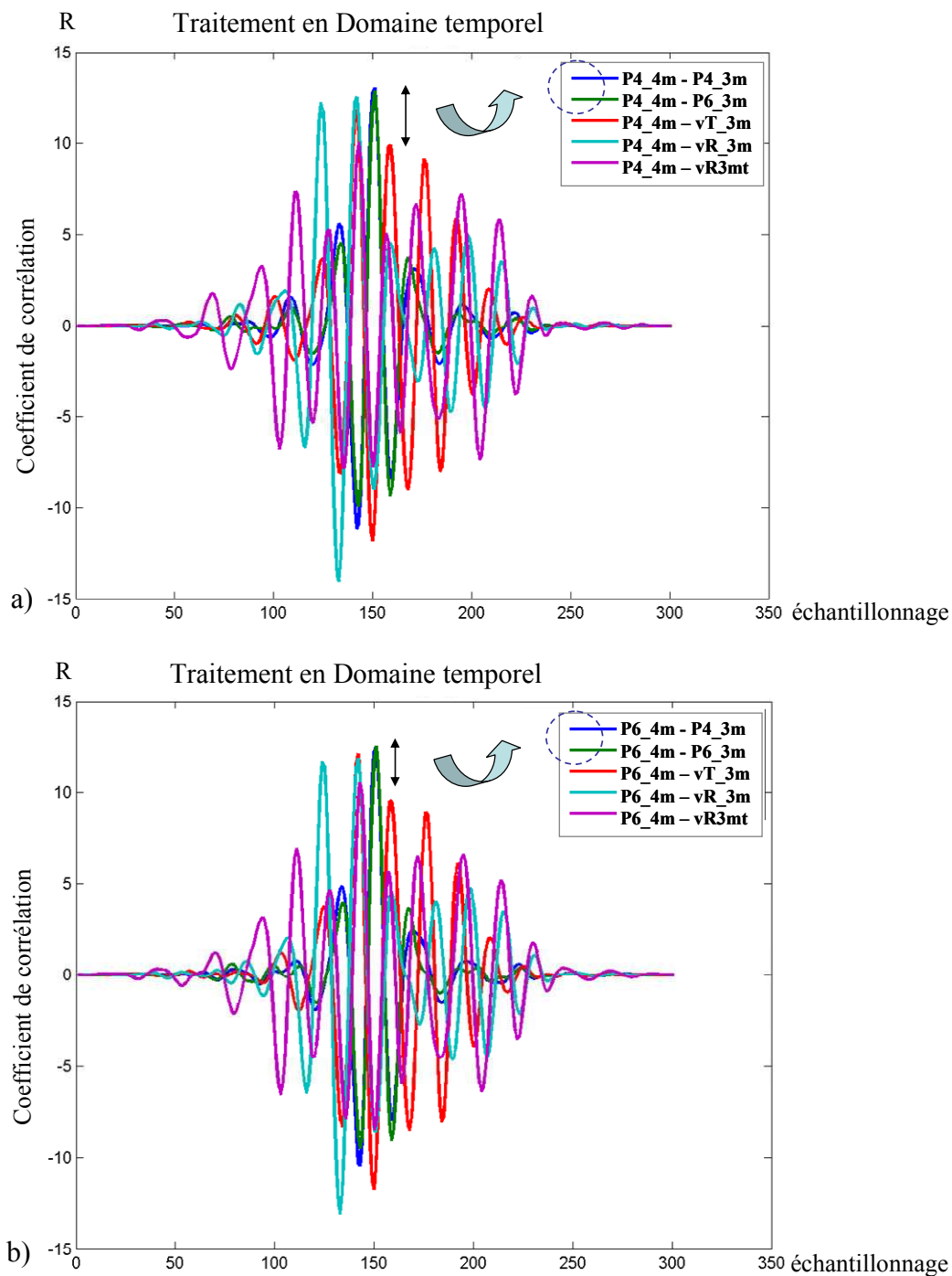
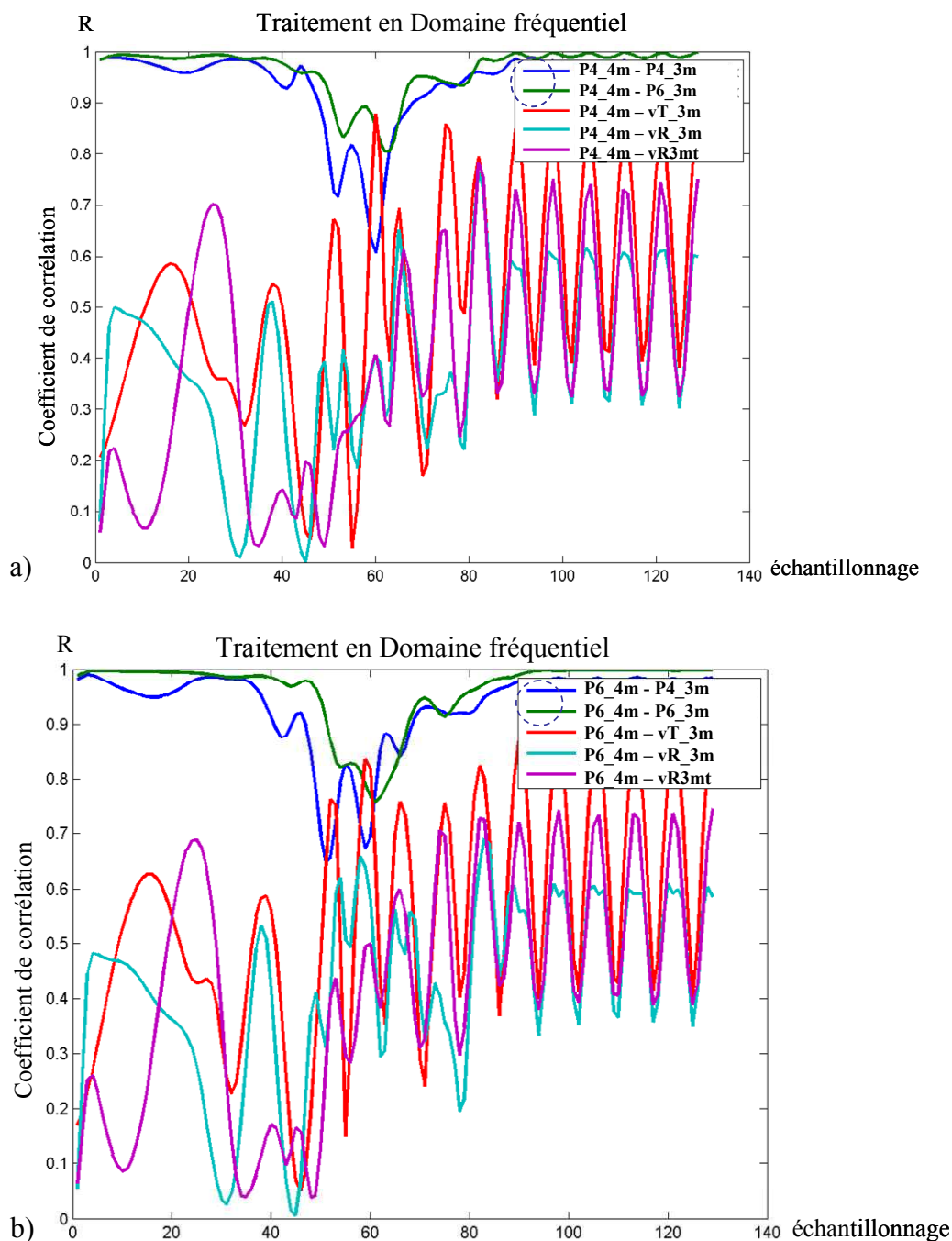


Figure 7-18 : Classification du type des plaques; a) Détection du type de plaque 4 ; b) Détection du type de plaque 6

La figure 7-18 présente la classification de la plaque 4 et de la plaque 6 du type 3 de la base de données. La capacité à classifier est claire. Ces résultats sont obtenus par traitement du signal dans le domaine temporel. Nous avons trouvé qu'avec cette méthode, la distinction entre deux plaques est très faible et très ambiguë : nous ne pouvons pas distinguer la plaque 4 de la plaque 6.

Pour comparer la similarité des deux signaux, nous avons testé un autre critère : la cohérence. La cohérence des X et Y est une fonction de la fréquence avec des valeurs comprises entre 0 et 1 qui indique le degré de X correspondant à Y à chaque fréquence [7-8].

Un traitement du signal dans le domaine fréquentiel a été réalisé: il nous donne les mêmes résultats que dans le domaine temporel ; mais ici les résultats obtenus sont plus clairs, cf. figures 7-19 a&b.



**Figure 7-19 : Classification du type de plaques dans le domaine fréquentiel ; a) Détection du type de plaque 4 ; b) Détection du type de plaque 6**

### 7.3.2.3 Résultats de la méthode AALP

La deuxième évaluation est la méthode AALP ce qui classifie une cible à partir de sa puissance de diffusion selon les équations (6-22)-(6-24) du paragraphe 6.3.3.2 au chapitre 6. Nous rappelons ci-dessous l'algorithme de la méthode AALP :

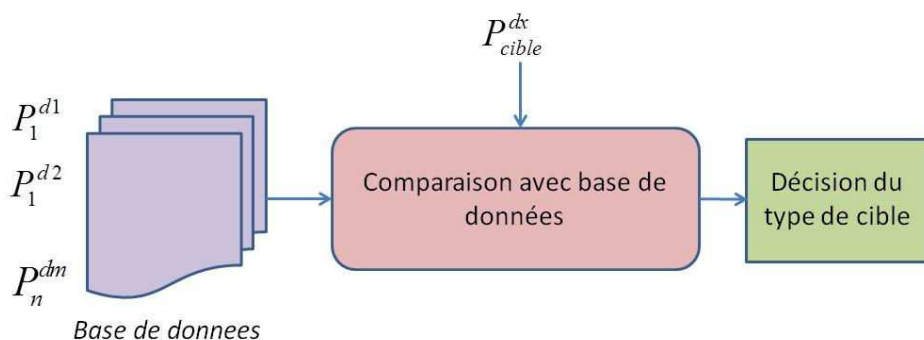


Figure 7-20 : Algorithme de détection du type de cibles par la méthode AALP

On cherche à valider la possibilité de distinction du type de cibles par les puissances de diffusion des cibles lesquelles sont équivalentes aux surfaces équivalentes de la largeur des cibles à une distance  $R = z_i$ , selon les équations (6-22) & (6-24). Ces surfaces équivalentes de cibles  $\sigma_{cible}$  et les distances  $R$  sont calculées à partir des signaux diffusés obtenus pendant nos deux expérimentations. Notons que l'angle d'ouverture de notre antenne est de  $45^\circ$  en horizontal et de  $30^\circ$  en vertical. Il satisfait à la couverture d'une voie de la route. Les puissances de diffusions obtenues à des distances de 3m et de 6m sont présentées dans les figures ci-dessous.

La figure 7-21 présente les puissances de diffusion des plaques à la distance de 3 m et 6 m, respectivement :

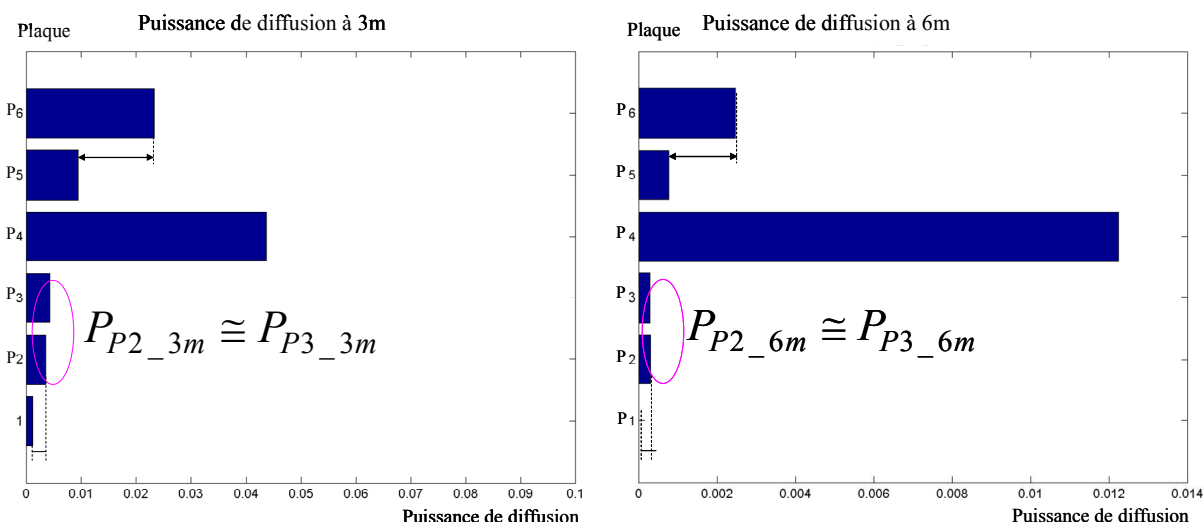


Figure 7-21 : Distinction des plaques par la puissance de diffusion de plaques à la distance de 3m (à gauche) et de 6m (à droite)

Où  $P_{P2\_3m}$  : puissance de diffusion de la plaque P2 à la distance 3m

A la même distance (3m ou 6m), selon la figure 7-21; nous avons toujours obtenu la liste dans l'ordre de diminution de la valeur de la puissance de diffusion de la cible suivante :  $P4 > P6 > P5 > P3 \cong P2 > P1$ . Cela est concordant avec l'ordre de diminution de la taille réelle (voir tableau 7-1).

La figure 7-22 présente les puissances de diffusion de l'arrière et de la tête de la voiture Laguna ainsi que de l'arrière de la voiture Twingo à la distance de 3m :

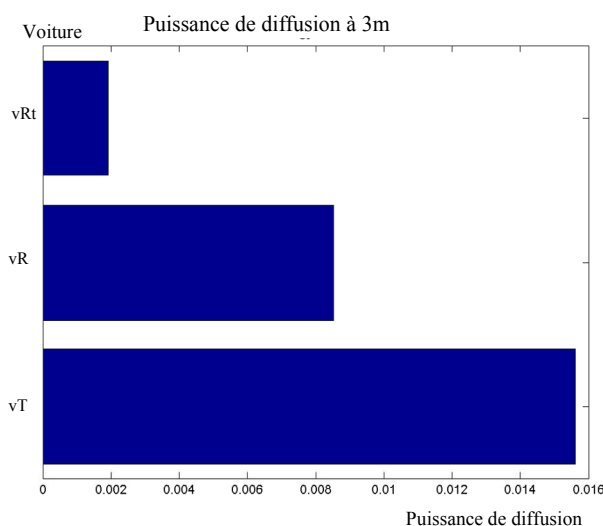


Figure 7-22 : Distinction de voitures par la puissance de diffusion des voitures à la distance de 3m

Plus la plaque est grande, plus la puissance de diffusion est grande à une certaine distance  $R$ . La surface équivalente de la plaque est donc plus grande. Selon la figure 7-22, l'ordre de diminution de la valeur de la surface équivalente est sur la liste suivante :  $vT > vR > vRt$

Nous avons des points à remarquer ci-dessous :

- Nos résultats de classification expriment toujours que la dimension de la plaque 2 est égale à la dimension de la plaque 3, comme montré sur la Figure 7-21. La dimension de la plaque 4 est plus grande, la dimension de la plaque 1 est plus petite. L'ordre de la taille des plaques est :  $P4 > P6 > P5 > P3 \cong P2 > P1$  quelles que soient les distances.
- Nous pouvons également distinguer la dimension de la surface de la voiture. Cette dernière est représentée Figure 7-22. Elle valide l'ordre de la taille des voitures :  $vT > vR > vRt$ .
- Les autres résultats d'expérimentation de la méthode sont présentés en complément annexe 7.
- Par ailleurs, en combinant la puissance de diffusion avec la distance de la cible, la figure 7-23 présente la réduction de la puissance de diffusion en fonction de l'augmentation de la distance de la cible au système :

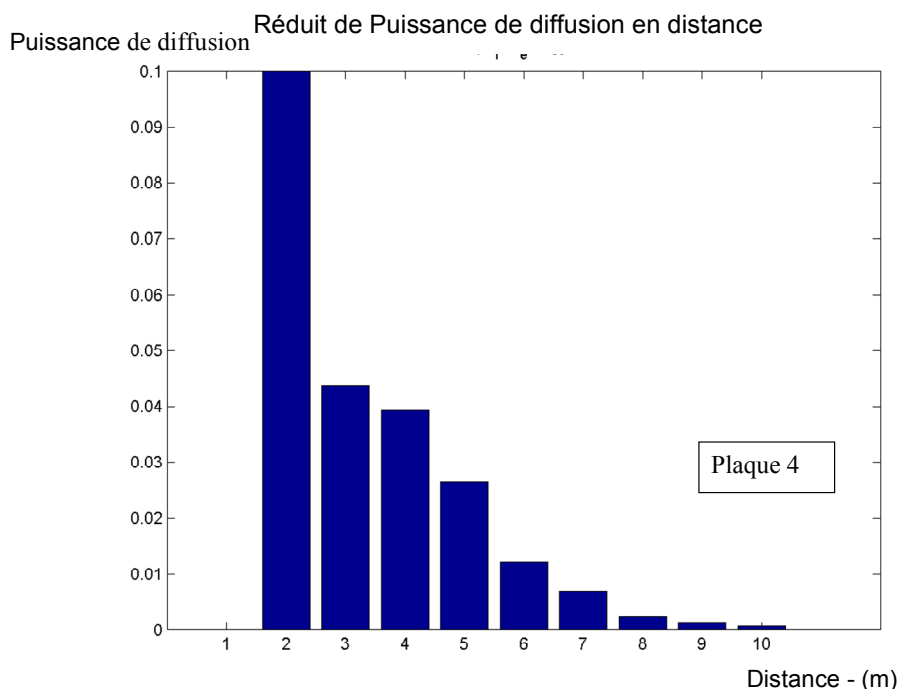


Figure 7-23 : Puissance de diffusion en fonction de la distance de la plaque

### 7.3.2.4 Résultats de la méthode ABP

Dans notre expérimentation afin de valider la méthode ABP nous avons placés des obstacles perpendiculairement à la direction d'illumination de l'onde incidente (ox) au lieu de balayer l'antenne pour réaliser notre système, cf. figure 7-24. Le calcul de la puissance de diffusion d'une cible est réalisé de la même manière que pour la méthode AALP.

Comme pour la méthode ABP au 6.3.3.3 du chapitre 6, nous notons que la plaque positionnée au centre (0) va donner la puissance de diffusion maximale. La plaque est déplacée à gauche ou à droite c'est-à-dire qu'elle arrive en zone rebord. Si la puissance reçue diminue à la zone de rebord, elle est maximale au centre (la position où la plaque est illuminée à 100% de la puissance incidente). Après l'observation du changement de puissance de plaque en position rebord et en position maximale, nous présentons ci-dessous les résultats des puissances reçues quand la plaque est déplacée en Ox à une certaine distance z. Ce déplacement nous confirme qu'il est possible de déterminer la largeur de la cible par le système en utilisant la méthode ABP proposée grâce à la diminution de puissance en zone rebord.

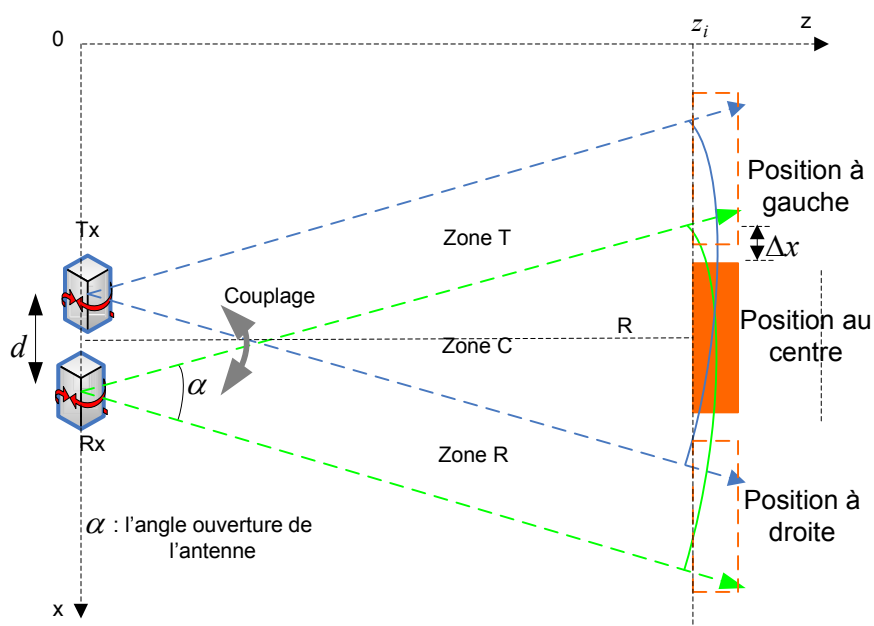


Figure 7-24 : Configuration de balayage afin de valider la méthode proposée 3

Les figures suivantes montrent les changements au niveau de la puissance à la distance 3 m, les plaques sont déplacées de la position à gauche (-50cm) - au centre (0cm) - à droite (50cm):

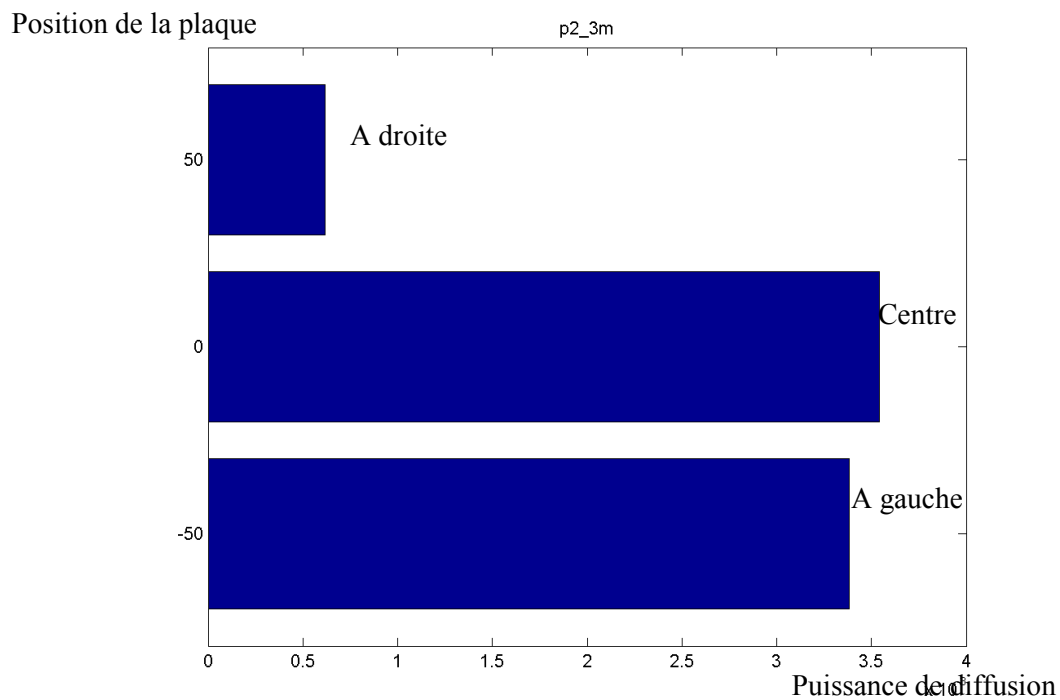


Figure 7-25 : La plaque 2 est déplacée en direction Ox à z = 3m pour valider la méthode 3

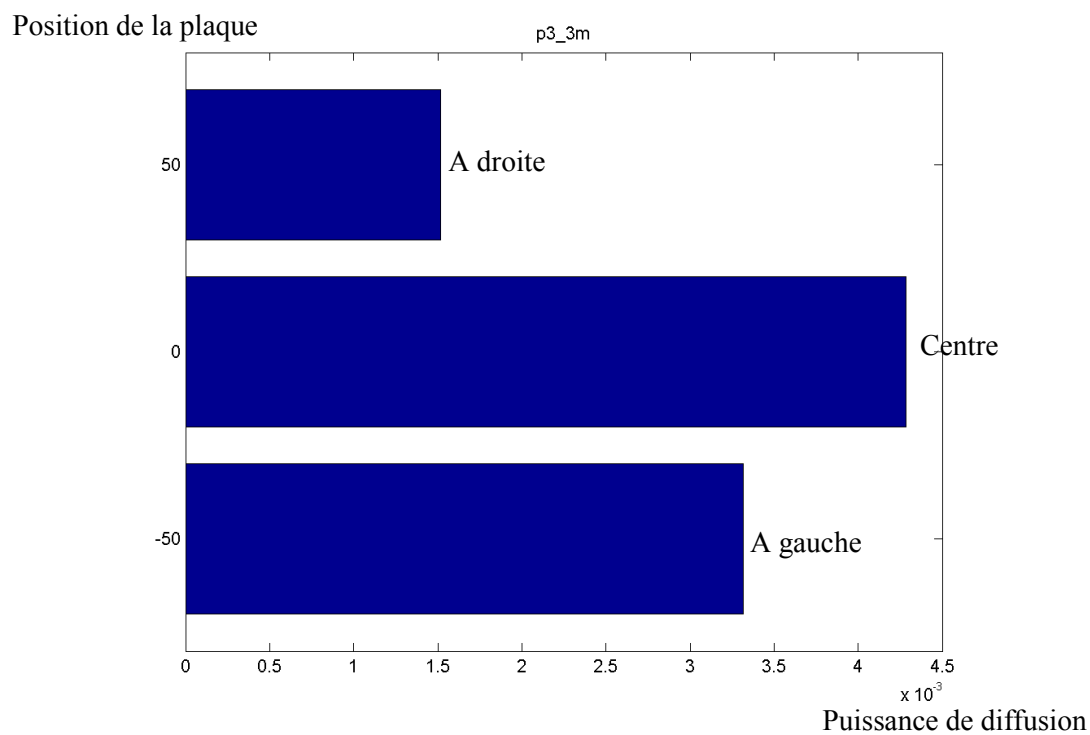


Figure 7-26 : La plaque 3 est déplacée en direction Ox à z = 3m pour la méthode 3



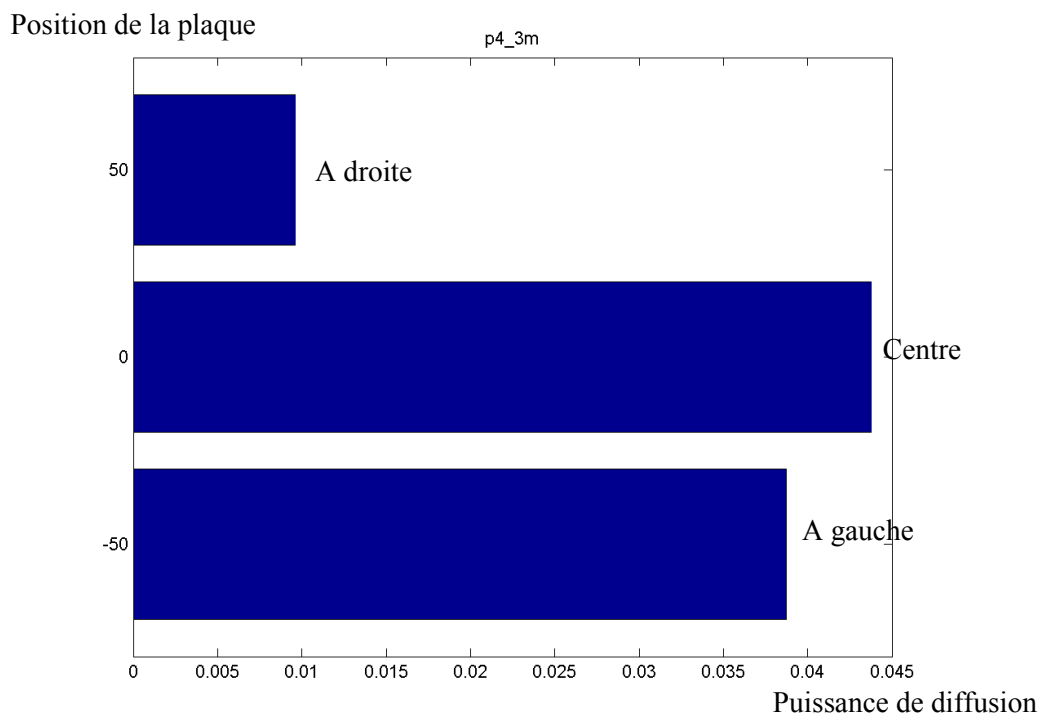


Figure 7-27 : La plaque 4 est déplacée en direction Ox à z = 3m pour valider la méthode 3

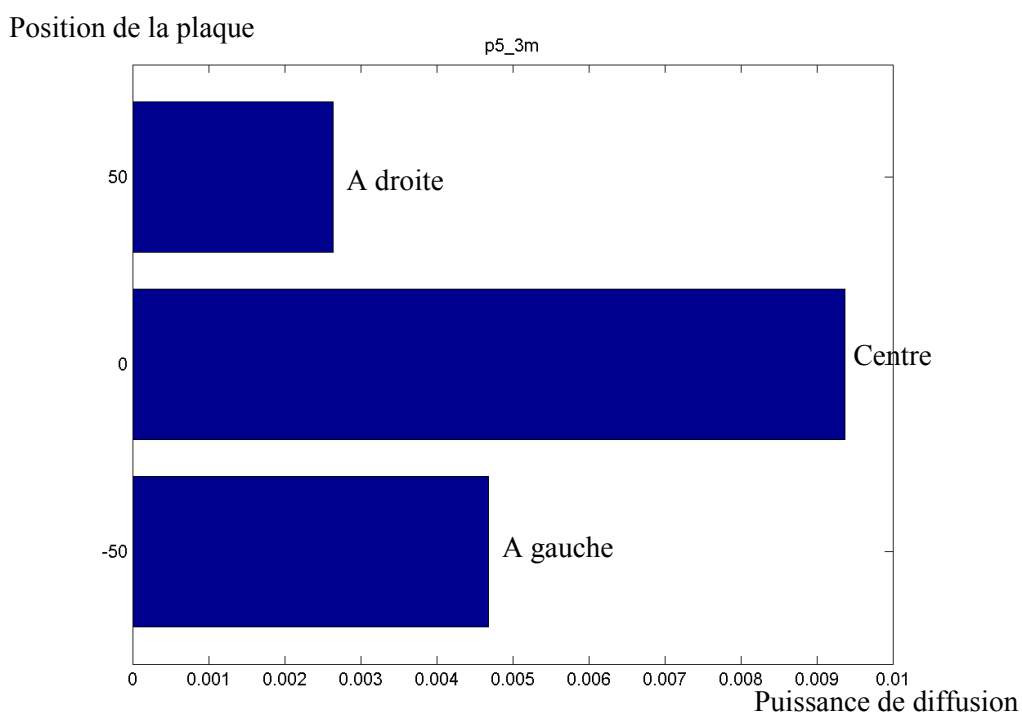


Figure 7-28 : La plaque 5 est balayée en direction Ox à z = 3m pour valider la méthode 3

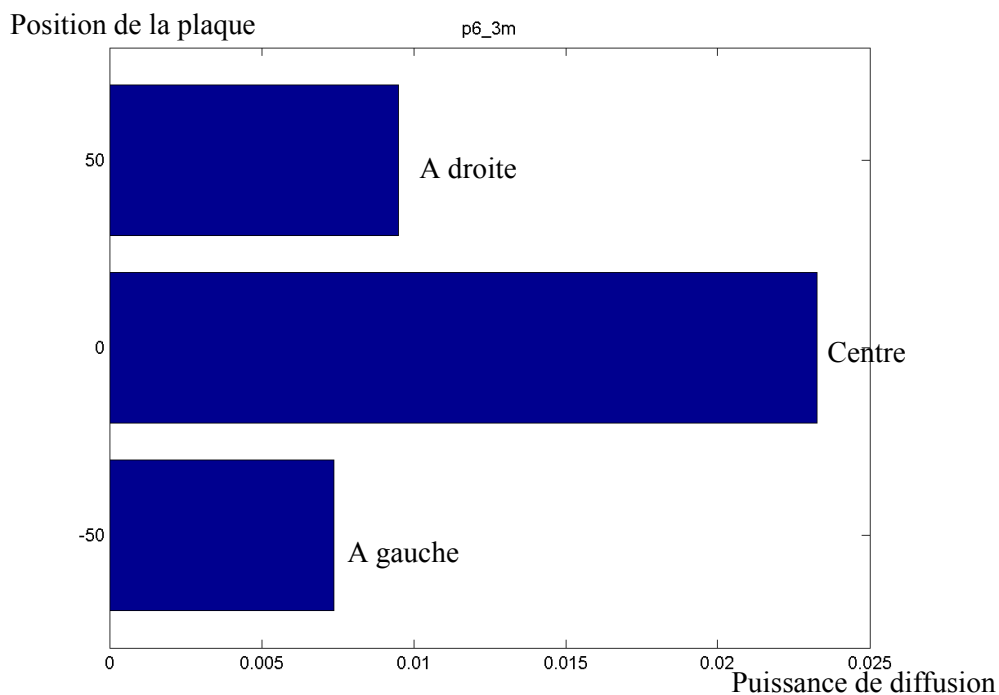


Figure 7-29 : La plaque 6 est balayée en direction Ox à z = 3m pour valider la méthode 3

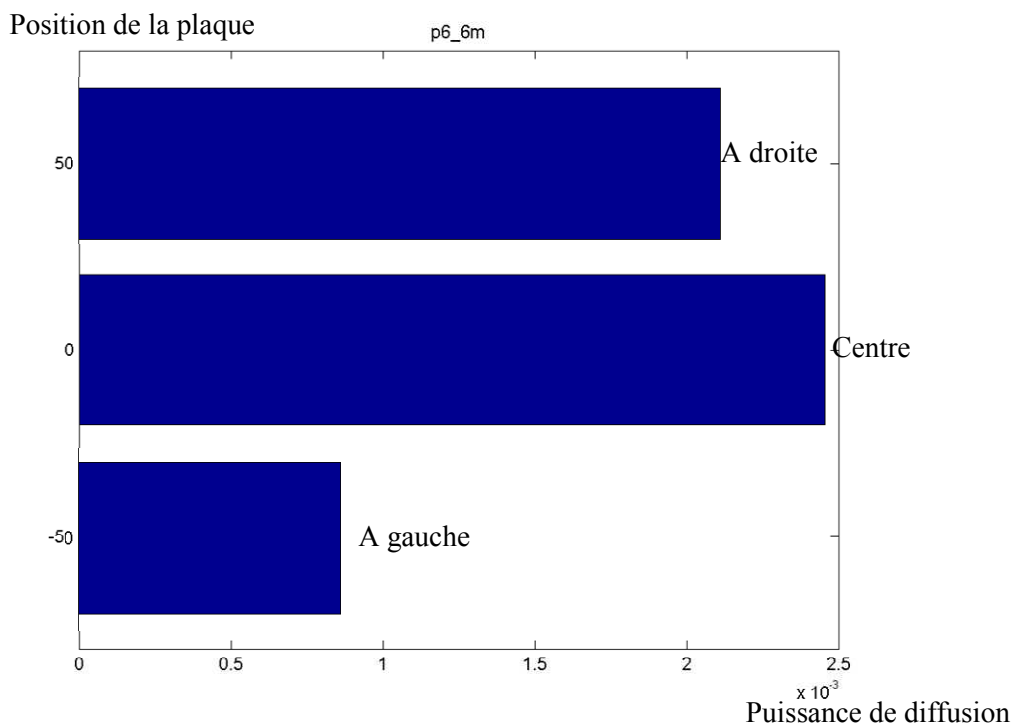


Figure 7-30 : La plaque 6 est balayée en direction Ox à z = 6m pour valider la méthode 3

Selon les figures (7-2)-(7-30), nous avons trouvé que la puissance de diffusion de la plaque à la position centrale est toujours maximale. Cette puissance est diminuée quand la plaque est déplacée à gauche ou à droite. Nous notons ces positions par la région du rebord où la

puissance de diffusion n'est pas maximale à cause du facteur de polarisation entre l'émission et la réception. Les résultats de mesures sont en accord avec l'analyse exposée en 6.3.3.3 du chapitre 6.

Pour réaliser ce système, nous avons besoin d'une antenne à balayage, avec un angle d'ouverture très faible pour nous donner une bonne résolution pour calculer la largeur de la cible selon les équations (6-26) (6-28).

Le système utilisant la méthode ABP peut nous aider à améliorer la précision de mesure de la largeur de la cible, notamment pour une cible de forme de largeur complexe ce qui est plus difficile avec les méthodes AALF et AALP. Il peut être utilisé pour le cas où deux véhicules se retrouvent en même temps. Ceci reste valable pour un système d'une seule classification de véhicule dans une seule voie ainsi que pour le système multivoie.

### 7.4 Conclusions

Ce chapitre a décrit des expérimentations afin de valider les trois méthodes proposées au chapitre 6, et analysé la stabilité du système, la facilité de fabrication, les ambiguïtés. Nous notons que :

**Avec la méthode AALF** : La précision du système dépend de la grandeur de la base de données. Plus nombreux sont les échantillons, plus grande est la fiabilité. Le facteur du système est obtenu par la calibration. Quand nous augmentons le nombre des échantillons des cibles alors le nombre des étapes de calibration augmente. La précision du système n'est pas bonne dans le cas où la forme de la largeur de la cible à observer est très complexe.

Dans le cas où il y a un seul véhicule à classifier dans la voie, le système peut fonctionner avec stabilité. L'antenne a besoin d'avoir un angle d'ouverture de  $30^\circ$ . Si l'antenne peut couvrir une multivoie, alors le système détecte toujours avec assez de fiabilité dans le cas où un ou deux ou trois véhicules se retrouvent dans les trois voies.

Le système avec la méthode AALF ne fonctionne pas pour les cas où deux-trois véhicules sont sur la même ligne de front dans deux ou dans trois voies.

**Avec la méthode AALP** : Le système proposé donne des résultats stables pour classifier les véhicules qui se trouvent sur une seule voie. L'angle d'ouverture de l'antenne du système ne peut pas être moins de  $30^\circ$  ;  $45^\circ$  est le meilleur compromis.

On peut penser à utiliser cette méthode de classification des véhicules pour un système multivoies ; à cause de la largeur totale des voies, l'angle d'ouverture de l'antenne doit être plus

grand que  $65^\circ$ . Nous avons alors une difficulté de conception d'une antenne directive ( $>12\text{dB}$ ) avec un angle d'ouverture de  $65^\circ$ . Ce système ne donne pas une bonne précision dans le cas où il y a deux véhicules non alignés (l'un derrière l'autre) parce qu'une partie du véhicule le plus éloigné peut être couverte par le plus proche véhicule. Il peut reconnaître seulement le véhicule le plus proche.

**Avec la méthode ABP** : Le système peut classifier les véhicules dans une seule voie mais il peut également être utilisé dans un système multivoies. Cette méthode nous permet de mesurer la largeur du véhicule. Quand l'antenne à balayage fonctionne sur la longueur du véhicule (direction Oy) au lieu de la direction Ox, il est possible de mesurer la longueur du véhicule de la même manière. Mais la conception d'antennes à balayage avec une large bande pour classifier un véhicule mobile n'est pas simple. L'antenne à balayage réalisée au chapitre 4 peut être bien adaptée.

Comme pour les deux méthodes précédentes, cette méthode ABP présente des difficultés dans le cas où il y a deux véhicules non alignés (l'un derrière l'autre) parce qu'une partie du véhicule le plus éloigné peut être couverte par le plus proche véhicule.

## Bibliographie du chapitre 7

- [1] Laila SAKKILA, *Thèse de doctorat de L'universite de Valenciennes et du Hainaut Cambresis: Etude et implémentation d'un radar ultra large bande pour la détection et la reconnaissance d'obstacles en milieu Routier*, 2011.
- [2] Tektronix, « AWG7000 Arbitrary Waveform Generator datasheet ». 2012.
- [3] M. I. Skolnik, *Introduction to Radar Systems*, McGeaw-Hill, Inc. 1980.
- [4] Document online, « Radar Basics - Range Resolution ». [Online]. Available: <http://www.radartutorial.eu/01.basics/rb18.en.html>. [Accessed: 06-juin-2012].
- [5] L. Page, *Thèse de Doctorat de l'université de Limoges: Conception d'un logiciel d'analyse de couplage entre antennes imprimées d'un radiomètre*, 1996.
- [6] Chysostomos L. Nikias et Jerry M. Mendel, « Signal Processing with Higher-Order Spectra », *IEEE Signal Processing Magazine*, p. 10-37, juill. 1993.
- [7] Jouny, I., Karunaratne, P., et Amin, M., « Target identification in the time-frequency domain », *Antennas and Propagation Society International Symposium*, 1997.
- [8] A. Moghaddar, E.K. Walton, « Time-frequency distribution analysis of scattering from waveguide cavities », Volume 41, Issue 5, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, p. 677-680, mai-1993.

## *Conclusions de la partie B*

La partie B est focalisée sur l'étude de systèmes de classification des types de véhicules par les ondes EM. Suite à l'état de l'art des systèmes de classification existants présenté au chapitre 5, nous avons une vue générale de ce système. Nous avons alors proposé un système de classification de véhicules basé sur les ondes diffusées des véhicules avec les dispositifs nécessaires au fonctionnement du système. Trois méthodes différentes pour traiter ces ondes afin de détecter le type du véhicule sont décrites au chapitre 6.

Dans le chapitre 6, nous avons noté que les signaux diffusés par chaque véhicule dépendent des dimensions du véhicule. Pour classifier le véhicule, il faut donc analyser les signaux diffusés. Les expériences de mesure des signaux diffusés d'une cible à observer quelconque sont effectuées au chapitre 7. A partir des signaux diffusés de la cible, nous avons mis en œuvre des méthodes de classification (chapitre 6). Après des tests exploitant ces méthodes, nous avons notés les points ci-dessous :

1. **La méthode AALF** peut distinguer le groupe de matériau ; le désavantage est une faible précision avec une forme complexe de cible. Cette méthode n'est pas performante par rapport aux deux méthodes basées sur la mesure de la puissance diffusée et sur la surface équivalente d'une cible.

2. **La méthode AALP** proposée est bonne pour le cas simple d'un système à une seule voie. Le désavantage de ce système est sa difficulté à détecter deux véhicules dans la même voie. Deux valeurs importantes pour la classification d'une cible sont notées : la puissance de diffusion et la distance relative. Cette méthode est intéressante pour développer un système réel car les composants nécessaires sont faciles à concevoir, et surtout, l'antenne utilisée dans cette méthode est moins complexe à concevoir que l'antenne à balayage avec une ultra bande de passante utilisée avec la méthode ABP. Nous allons dans le futur travailler à développer l'algorithme de classification des types de véhicules afin d'avoir une bonne performance du système de classification. Nous pouvons également combiner cette méthode avec les deux autres méthodes afin d'augmenter les performances de classification.

3. **La méthode ABP** proposée est la plus intéressante car elle peut classifier quand il y a deux ou trois véhicules se retrouvent dans les trois voies. Comme pour la méthode AALP ; deux valeurs importantes pour la classification d'une cible sont nécessaires : la puissance de diffusion et la distance relative. Une autre valeur est très importante dans cette méthode : il

s'agit de la vitesse de balayage du lobe principal d'antenne. Nous espérons réaliser un système selon cette méthode. Avec cette méthode nous nous pouvons espérer une meilleure classification des cibles par rapport aux deux autres méthodes, car cette méthode effectue une classification basée sur la largeur et la longueur de la cible.

Il faut noter que la conception d'antennes à balayage avec une large bande pour classifier un véhicule mobile va rencontrer des difficultés. Mais l'antenne à balayage réalisée au chapitre 4 peut être une bonne solution.

Nos résultats pendant cette partie B ont été obtenus sur une maquette du système de classification de véhicule par les EM.

## Conclusions Générale et Perspectives

### Conclusions

Notre seule ambition fut de montrer le chemin des ondes électromagnétiques pour non seulement des systèmes de communication sans fil mais également pour des systèmes de détection et d'identification. Notre travail de thèse a été focalisé sur les systèmes de paiement automatique de péage sur route sans un arrêt des véhicules à la station, systèmes basés sur l'utilisation des ondes électromagnétiques. L'objectif de ce travail de thèse était double. D'une part (**la partie A** comprenant les quatre premiers chapitres de ce mémoire), il concernait l'amélioration des systèmes d'identification de véhicules en mouvement par des transpondeurs (système d'IVT). Notre système détecte la présence des véhicules et puis il réalise de manière automatique les paiements de péage sans un arrêt à la station grâce à une liaison badge (d'une voiture)-lecteur (de la station) effectuée par des antennes. L'amélioration des performances du système est réalisée par la conception et la réalisation d'antennes particulièrement adaptées pour ce système. D'autre part (**la partie B** comprenant les chapitres 5, 6 et 7), il avait pour but de proposer un système de classification des véhicules à partir d'ondes électromagnétiques. Notre système classe la catégorie du véhicule afin de vérifier le montant du péage obtenu par le système d'IVT. Il permet de détecter des violations du péage.

Le chapitre 1 de la partie A a présenté les systèmes d'identification de véhicules en mouvement par des transpondeurs. Plusieurs technologies de transpondeurs utilisables pour ce système ont été résumées et comparées au niveau du prix, de la précision ainsi que du volume occupé par le système. On a montré que les systèmes d'IVT avec transpondeurs radiofréquences sont de plus en plus utilisés par rapport aux autres systèmes de transpondeurs comme : le GNS, le téléphone cellulaire. Dans ces systèmes, les informations sur le véhicule sont stockées dans un badge. Grâce à ces informations provenant des badges, un lecteur permet d'effectuer un paiement de péage. Il faut noter que les antennes des transpondeurs ont un rôle important dans ces systèmes. Notre objectif a été d'améliorer la distance de communication ainsi que de réduire la taille et le prix du système d'IVT grâce à la conception d'antennes à haut gain, bas coût et facile à fabriquer et à installer. La bande de fréquence utilisée pour la liaison lecteur-badge doit répondre aux normes du RFID UHF et du DSRC. Une courte histoire de RFID UHF et de DSRC est présentée dans ce chapitre.



Concernant la conception d'antennes de bonnes performances pour le système d'IVT, un cahier des charges a été décrit au chapitre 2. Dans ce chapitre ont été également étudiés différents types d'antennes à haut gain. Grâce à ces études, le choix du type d'antenne à concevoir satisfaisant au cahier des charges a pu être effectué.

Au chapitre 3, nous avons décrit deux antennes à haut gain à la fréquence UHF Européenne (la fréquence centrale est 868 MHz). La première antenne métallique réalisée a un gain de 11.4 dBi, la distance de communication avec le badge (tag) commercial est au moins de 30 m avec une puissance du lecteur de 30 dBm. La dimension de cette antenne est de 350x200x23 mm<sup>3</sup>. Elle satisfait au cahier des charges. Elle est de très bas coût, facile à fabriquer sans besoin de machine spécialisée. Grâce à ces caractéristiques, cette antenne a été commercialisée était partie des produits proposés par Multitoll. La deuxième antenne conçue et réalisée est une antenne cylindre-yagi qui peut être implanté au sol, elle peut être utilisée dans le nouveau système d'IVT sans portique que nous proposons dans ce chapitre. Un balun a été conçu pour alimenter l'antenne cylindre-yagi. Bien que les transpondeurs à la fréquence UHF ne soient plus utilisés en Europe en ce moment, ils existent encore en États-Unis et en Asie. Cette fréquence de travail a donc aussi été retenue pour des utilisations en Asie, et surtout au Vietnam.

Pour le système d'IVT utilisant des transpondeurs aux normes DSRC Européen (la fréquence centrale est 5.8 GHz), nous avons conçu et réalisé trois prototypes d'antennes :

Le prototype d'antenne DSRC 1 : concernant le système d'IVT sans portique, une antenne cylindre-yagi DSRC a été réalisée de la même manière que l'antenne cylindre-yagi conçue à la fréquence UHF. Cette antenne cylindre-yagi DSRC a un gain de 9.9 dBi pour une seule antenne (la dimension : 36x64x36 mm<sup>3</sup>), et de 12.1 dBi pour un réseau de deux antennes placé côte-à-côte à la distance 40 mm (la dimension 76x64x36 mm<sup>3</sup>). L'antenne cylindre-yagi à 9.9 dBi a été réalisée et vérifiée par comparaison entre les mesures effectuées et la simulation tandis que le réseau de deux antennes n'a pas encore été réalisé. La solidité et le bas coût sont les avantages de ce type d'antennes.

Le prototype d'antenne DSRC 2 est une antenne patch à gain élevé grâce à la présence d'une couche méta-matériau. Nous avons réalisé une antenne MTM qui a un gain de 15.3 dB, et une taille de 90x90x31.6 mm<sup>3</sup>. Pour cette antenne, les caractéristiques de mesure et de simulation concordent Nous avons également investigué une nouvelle structure MTM MG planaire de taille très petite (de  $\lambda/9/5$ ) par rapport aux structures traditionnelles existantes. Par ailleurs,

une méthode de conception d'une cellule MTM MG fonctionnant à une fréquence spécifique ainsi que d'une antenne MTM a été présentée pendant ce travail. Un modèle numérique de ce type d'antenne a été proposé et décrit permettant des études par simulation à l'aide d'un logiciel EM commercial.

Le prototype d'antenne DSRC 3 est une antenne MTM à balayage de taille 90x30x31 mm<sup>3</sup>. L'antenne à balayage réalisée a vu son gain passer de 8.3 dBi (lobe principal à 0°) et de 7.5 dBi (lobe principal à  $\pm 20^0$ ) à 11.6 dBi (lobe principal à 0°) et au 10 dBi (lobe principal à  $\pm 10^0$ ) grâce à l'utilisation d'une couche MTM MG que nous avons conçue. Cette antenne à balayage est de très bas-coût. C'est une bonne candidate pour un système multivoie ou un système de localisation ou de classification.

Les trois types d'antennes DSRC conçus pour un système d'IVT peuvent également être utilisées pour la communication véhicule-à-véhicule sur route dans des systèmes de sécurité avec avertissements.

Pour vérifier le péage d'un véhicule, un système de classification des types de véhicules utilisant les ondes électromagnétiques a été proposé et décrit dans la partie B.

Le chapitre 5 a présenté l'état de l'art des systèmes de classification des types de véhicules. Un bilan des différents systèmes de classification a été résumé. L'inconvénient des tous ces systèmes existants est leurs sensibilités par temps de pluie, aux pollutions, ou au passage « jour-à-nuit ». Cet inconvénient vient du type de signal infrarouge ou photonique du capteur utilisé. Les ondes EMs à la fréquence micro-onde peuvent répondre à cet inconvénient. Mais le prix de ces systèmes à micro-onde fait toujours problèmes.

Un système CTV par ondes EMs a été proposé au chapitre 6. Nous avons également proposés trois méthodes de classification de véhicules basées sur les ondes EMs :

- La méthode AALF classe un véhicule à partir de la forme des signaux diffusés provenant du véhicule.
- La méthode AALP classe un véhicule à partir la puissance de diffusion du véhicule
- La méthode AAP est une méthode AALP mais avec une antenne à balayage dont l'angle d'ouverture est faible afin de balayer le long de la largeur/longueur du véhicule observé. La largeur/longueur du véhicule est calculée grâce à la puissance de diffusion obtenu à un certain point illuminé par l'antenne à balayage pendant la présence du véhicule. Le véhicule est classifié à partir de la largeur/longueur calculée.

Au chapitre 7 nous avons décrit des expérimentations du système de classification avec les trois méthodes proposées. Nous avons effectué des classifications de 8 cibles réparties en trois groupes : des plaques métalliques, des plaques de carton couvert par de l'aluminium Albal, les arrières et les têtes des voitures Twingo et Laguna. Nous avons obtenus de bons résultats avec la méthode AALP et ABP tandis que la méthode AALF est très sensible avec nos cibles. Mais nos expérimentations en laboratoire ont limité la taille des bases de données (signaux de références). Donc les résultats obtenus pendant ces expérimentations ne permettent pas d'évaluer ou d'améliorer nos algorithmes.

### Perspectives

Parmi les antennes conçues au cours du travail de la partie A :

L'antenne cylindre-yagi devra être réétudiée pour être installée au sol. Il faudra alors tenir compte de l'effet du sol sur la performance de l'antenne, avec le câble d'excitation de l'antenne.

Nous avons également besoin d'améliorer la polarisation de l'antenne MTM 15.3 dBi ainsi que celle de l'antenne MTM à balayage pour être circulaire comme pour la petite antenne MTM1 réalisée et décrite dans le paragraphe 4.3.4. Car les badges DSRC du commerce sont avec une polarisation circulaire gauche. La mise en œuvre de cette antenne dans un petit boîtier pour être intégrer avec le lecteur doit permettre une industrialisation.

La structure de la cellule MTM MG planaire conçue au chapitre 4 pourra être utilisée dans les structures guidantes, le filtrage coupe-bande ou le filtrage passe-bande.

Nous espérons continuer à développer le type d'antenne MTM à balayage en augmentant son angle de balayage et son gain. De plus, comme nous l'avons remarqué au chapitre 4, nous voulons développer une méthode pour contrôler le courant dans les patchs et donc contrôler le gain ainsi que le diagramme de rayonnement de ce type d'antenne (antenne avec diagramme de rayonnement contrôlable). Ce qui serait très intéressant pour les applications d'IVT multivoie ou pour les applications de classification ou de localisation.

Comme la norme DSRC est appliquée dans les systèmes suivants : systèmes d'anticollision, de communications de sécurité des véhicules (vehicle safety communication) et de communication entre véhicule-véhicules (vehicle to vehicle communication), alors les antennes DSRC conçue pendant notre travail de la partie A devraient pouvoir être utilisées pour ces applications.

Pour le système de classification des types de véhicules dans la partie B :

Nous chercherons un partenaire industriel pour augmenter le nombre des cibles pour les expérimentations de mesures des signaux diffusées. Cela nous permettra d'augmenter les signaux de références dans la base de données du système. Nous pourrons alors améliorer nos algorithmes à partir d'une grande base de données.

Grâce à la signature de la classification des types de véhicules obtenue pendant notre travail dans la partie B ainsi que grâce à la détection d'une cible mobile l'émetteur et le récepteur du système proposé pourront être réalisés. De plus, des antennes larges bandes seront conçues. Ces composants importants pour notre système de classification des types de véhicules, seront utilisables pour des systèmes de localisation et de poursuite d'une cible lesquels utilisent actuellement des réseaux de capteurs sans fil. Enfin, basé sur nos travaux, un système de reconnaissance d'images par ondes électromagnétiques pourra être réalisé.



## Annexe 1 : Les antennes imprimées

### 1. Introduction

Les antennes imprimées peuvent être classées en trois catégories **a**, **b**, **c** principalement liées à leur mécanisme de fonctionnement :

**a) Les antennes à ondes progressives** : l'élément rayonnant est un ruban conducteur sur lequel la répartition du courant est due à la propagation d'une onde électromagnétique le long de la structure. De l'ordre de quelques longueurs d'onde, l'extrémité est fermée sur une charge adaptée (**figure A1.1**) évitant tout phénomène d'ondes stationnaires en supprimant quasiment les réflexions à l'extrémité de l'antenne. Ces antennes fonctionnent dans des bandes passantes plus larges que celles des antennes résonantes. Par contre, leur lobe de rayonnement varie en fonction de la fréquence.

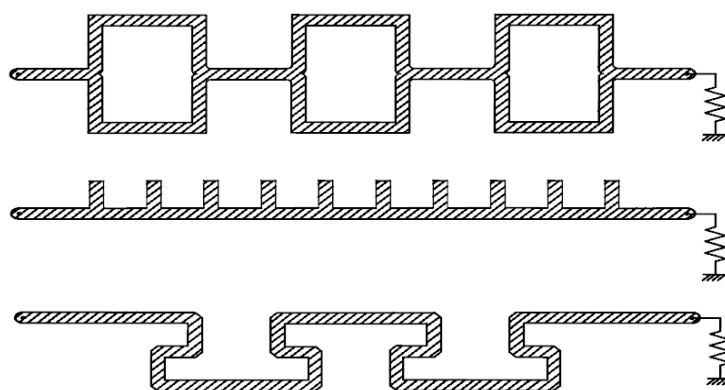
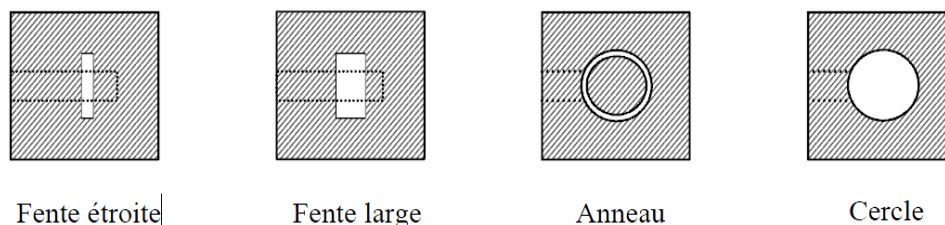


Figure A1.1 : Antenne à ondes progressives

**b) Les fentes rayonnantes (antennes résonantes)** dont l'ouverture généralement rectangulaire ou circulaire est pratiquée dans un plan conducteur sont alimentées par une ligne micro-ruban (**figure A1.2**).



Fente étroite

Fente large

Anneau

Cercle

Figure A1.2 : Antennes à fentes

**c) Les antennes plaques résonantes, retenues pour notre études.**

### 2. Description des antennes plaques

Dans sa structure de base, une antenne plaque est constituée d'un fin conducteur métallique (habituellement de 17,5 à 35  $\mu\text{m}$  d'épaisseur en hyperfréquence et 9  $\mu\text{m}$  en millimétrique) de forme arbitraire, appelé élément rayonnant, déposé sur un substrat diélectrique dont la face inférieure est entièrement métallisée pour réaliser un plan de masse.

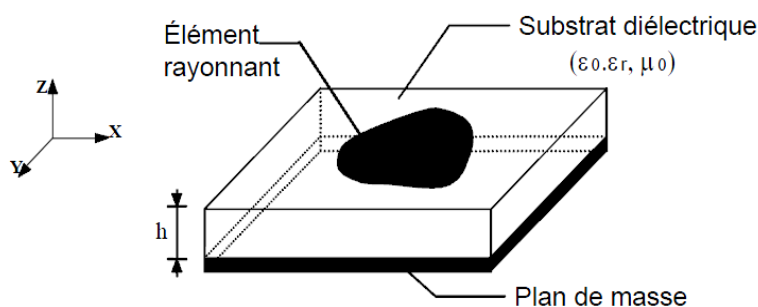


Figure A1.3 : Présentation d'une antenne plaque

Dans la pratique, les formes des éléments rayonnants les plus souvent utilisées, de dimensions réduites (de l'ordre de  $\lambda/2$  à  $\lambda$ ), sont le carré, le rectangle, le disque et l'anneau.

Des géométries plus élaborées sont toutefois employées pour répondre à des contraintes spécifiques sur l'antenne.

Le substrat diélectrique de faible épaisseur ( $h \ll \lambda$ ) sert de support à l'antenne, mais surtout influe directement sur ses performances. On préférera des matériaux de faible permittivité ( $\epsilon_r < 3$ ), évitant ainsi le confinement des champs à l'intérieur de la cavité, et de faibles pertes diélectriques ( $\tan \delta \leq 2.10^{-3}$ ) favorisant un meilleur rendement de l'aérien. De plus, du fait des agressions atmosphériques, les antennes plaques comportent souvent un "radôme".

### 3. Principe de fonctionnement des antennes plaques

La compréhension physique du fonctionnement des antennes plaques passe par la connaissance du champ électromagnétique en zone proche de la structure rayonnante. Une approche simplifiée de ce problème consiste à assimiler l'antenne à une cavité limitée par deux "murs électriques" horizontaux, qui correspondent à l'élément rayonnant et au plan de masse, et par deux "murs magnétiques" transversaux à pertes (figure A1.4).

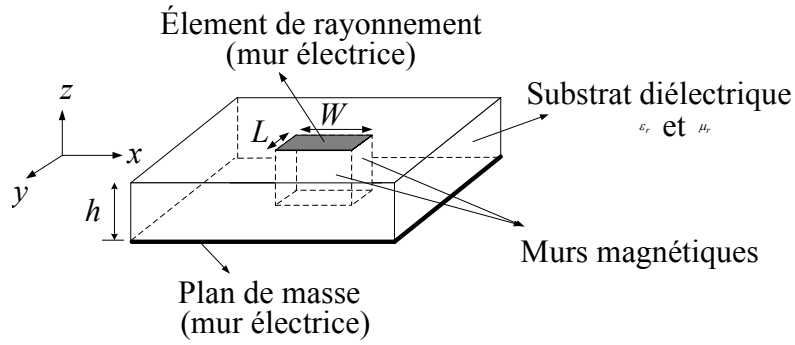


Figure A1.4 : Modèle de la cavité à fuite

Cette cavité diélectrique emmagasine de l'énergie électromagnétique pour un ensemble discret de fréquences, appelées "fréquences de résonance", auxquelles correspondent des configurations particulières des champs, nommées modes. Les conditions aux limites sur les parois de la structure conduisent à des modes transverses magnétiques de type  $TM_{mnp}$  (selon la direction  $z$ ) avec  $p = 0$ , pour un substrat diélectrique d'épaisseur faible devant la longueur d'onde de fonctionnement.

Cette méthode de la cavité permet de déterminer de façon approchée la fréquence de résonance  $f_{mn}$  et la permittivité effective dans le cas d'un élément rayonnant rectangulaire de dimension  $(W,L)$  [balanis] :

On suppose que le patch et les lignes sont intégrés dans un seul diélectrique équivalent qui remplace le substrat original et l'air. On a alors la permittivité relative effective. Elle s'exprime par :

$$\epsilon_{re\text{ff}} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[ 1 + 12 \frac{h}{W} \right]^{1/2} \quad (\text{A1-1})$$

Pour un patch rectangulaire, ses dimensions  $(W,L)$  sont données par

$$W = \frac{1}{2f_r \sqrt{\mu_0 \epsilon_0}} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} \quad (\text{A1-2})$$

$$L = \frac{1}{2f_r \sqrt{\mu_0 \epsilon_0} \sqrt{\epsilon_{re\text{ff}}}} - 2\Delta L \quad (\text{A1-3})$$

La variation de la longueur  $\Delta L$  peut être exprimée par [balanis] :



$$\frac{\Delta L}{h} = 0,412 \frac{(\epsilon_{reff} + 0,3)\left(\frac{W}{h} + 0,264\right)}{(\epsilon_{reff} - 0,258)\left(\frac{W}{h} + 0,8\right)} \quad (A1-4)$$

La longueur effective sera définie par :

$$L_{eff} = L + 2\Delta L \quad (A1-5)$$

L'antenne va résonner à une longueur effective :

$$L_{eff} = \frac{\lambda_g}{2} \quad (A1-6)$$

Où  $\lambda_g$  est la longueur d'onde dans le substrat qui est exprimée par :

$$\lambda_g = \frac{c}{f_r \sqrt{\epsilon_{reff}}} \quad (A1-7)$$

$$f_r = \frac{c}{2L_{eff} \sqrt{\epsilon_{reff}}} \quad (A1-8)$$

Avec  $c$ : vitesse d'onde dans l'air :  $3 \cdot 10^8$  m/s.

$f_r$ : fréquence de résonance du patch.

Les pertes dans les parois transversales traduisent le rayonnement d'une partie de l'énergie emmagasinée à une fréquence de résonance donnée. Le phénomène est caractérisé par l'épanouissement des lignes de champ au voisinage des bords de l'élément rayonnant.

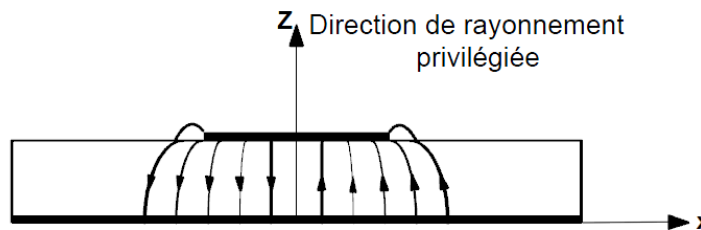


Figure A1.5 : Allure des lignes de champ dans la cavité

Ainsi, le fonctionnement des antennes imprimées plaques et certaines de leurs caractéristiques comme le gain, l'efficacité, la bande passante, peuvent être expliquées simplement par le modèle de la cavité à fuite. Toutefois une telle approche ne permet pas de prendre en compte l'influence des ondes de surface et du circuit d'alimentation sur le comportement de l'antenne.

#### 4. Alimentation des antennes plaques

Les différentes méthodes d'alimentation des antennes plaques peuvent être regroupées en deux grandes catégories : les **alimentations par contact** (par sonde ou ligne micro-ruban) et les **alimentations par proximité** (couplage électromagnétique par ligne ou fente). La technique utilisée peut modifier de façon importante le fonctionnement de l'antenne : les avantages et les inconvénients des principales méthodes de base rencontrées dans la littérature sont présentés.



## Annexe 2 : Les matériaux diélectriques

Les matériaux diélectriques se divisent en différentes catégories :

- **Les matériaux céramiques**, couramment employés pour les circuits micro-rubans, dont le plus répandu est sans doute l'alumine ( $\text{Al}_2\text{O}_3$ ) avec une permittivité relative autour de 10. D'un point de vue mécanique, ces substrats disposent généralement d'excellentes qualités de surface et de rigidité, mais sont cassants et donc fragiles. Leurs permittivités sont pour la plupart élevées et ils présentent de faibles pertes ( $\tan \delta < 10^{-3}$ ). Cependant ils ne peuvent être fabriqués qu'en petites plaques de quelques centimètres à plus d'une dizaine de centimètres de côté et sont par conséquent utilisés pour des applications hyperfréquences et donc millimétriques.

- **Les matériaux semi-conducteurs** de type Arséniure de Gallium (GaAs) ou Silicium (Si) permettent couramment la fabrication des circuits M.M.I.C. La surface disponible, généralement réduite pour réaliser des antennes, les destine à des applications dans le domaine millimétrique.

- **Les matériaux ferrimagnétiques** qui comprennent les substrats Ferrite et YIG.

L'effet gyromagnétique est mis à profit pour concevoir des circulateurs, des isolateurs ou encore des antennes plaques rayonnant naturellement une onde en polarisation circulaire. Ce sont des matériaux anisotropes à forte permittivité relative (de 9 à 16) et à faibles pertes diélectriques.



### Annexe 3 : Le réseau d'antennes

Après la définition de l'élément rayonnant, quand N éléments sont placés en réseau comme sur la figure ci-dessous :

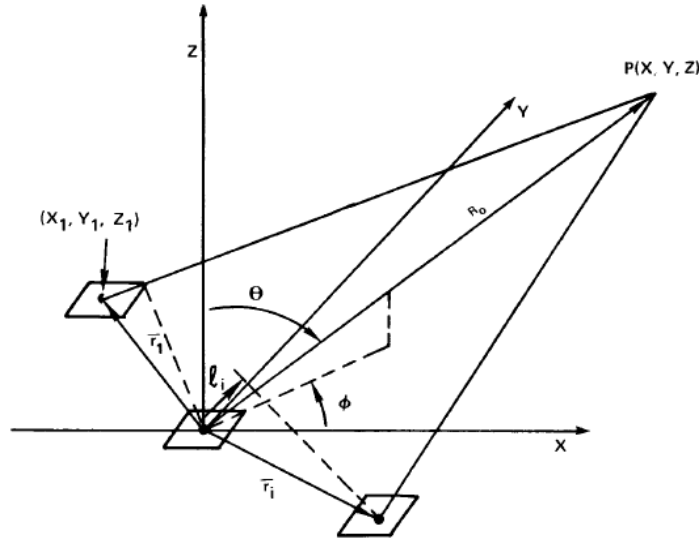


Figure A3.1 : Coordonnée du réseau d'antennes

Avec une observation au point P selon les coordonnées de la figure A3.1, le champ lointain d'élément  $i$  est exprimé par la formule suivante :

$$E_{i(r,\theta,\phi)} = f_{i(\theta,\phi)} \exp(-jkR_i) / R_i \tag{A3-1}$$

Où  $k = 2\pi / \lambda$

$f_{i(\theta,\phi)}$  est la fonction d'angle

Le champ électrique total du réseau de N éléments au point P est :

$$E_{(r)} = \frac{\exp(-jkR)}{R} \sum_i a_i f_{i(\theta,\phi)} \exp(jkr_i \cdot \hat{r}) \tag{A3-2}$$

Où  $a_i$  est le coefficient d'excitation de l'élément  $i$ ,  $a_i$  est soit la tension d'excitation soit le courant d'excitation.

$$E_{(r)} = f_{(\theta,\phi)} \frac{\exp(-jkR)}{R} \sum_i a_i \exp(jkr_i \cdot \hat{r}) \tag{A3-3}$$

$$E_{(r)} = f_{(\theta,\phi)} \frac{\exp(-jkR)}{R} F_{(\theta,\phi)} \tag{A3-4}$$

Donc le champ total du réseau est :

$$E_{total} = E_{élément} FR_{(\theta, \phi)} \quad (A3-5)$$

Où :  $F_{(\theta, \phi)} = \sum_i a_i \exp(jkr_i \cdot \hat{r})$  est le facteur de réseau

avec  $a_i = |a_i| \exp(-jkr_i \cdot \hat{r}_i)$  et  $r_0 = xU_0 + yV_0 + z \cos \theta_0$

En champ lointain, la distance du point P aux éléments est identique. Le diagramme de chaque élément du réseau est le même donc le facteur de réseau s'écrit :

$$FR = \sum_{n=1}^N e^{i(n-1)(kd \cos \theta + \beta)} = \sum_{n=1}^N e^{i(n-1)\psi} \quad (A3-6)$$

Où  $\psi = kd \cos \theta + \beta$

$$FR = \frac{\sin \frac{N}{2} \psi}{\sin \frac{\psi}{2}} = \frac{\sin \frac{N}{2} (kd \cos \theta + \beta)}{\sin \frac{(kd \cos \theta + \beta)}{2}} \quad (A3-7)$$

Les conditions maximale et minimale du facteur de réseau sont :

Lorsque le facteur de réseau (A3-2) est maximal, selon (A3-1) le champ total est maximal.

La fonction (A3-2) est périodique et **maximale** quand :

$$\frac{kd \cos \theta + \beta}{2} \Big|_{\theta = \theta_m} = \pm m\pi \quad ; m=0,1,2,3\dots \quad (A3-8)$$

Le faisceau (main lobe en anglais) survient à  $n=0$  :

$$\boxed{\frac{2\pi d}{\lambda} \cos \theta_m + \beta = 0} \quad (A3-9)$$

Quand  $\beta=0$  et le lobe principal est de  $\theta_m = 0$ , l'équation (A3-3) indique que la valeur du facteur de réseau dépend de la distance entre les excitations  $d$  donc le gain total du réseau est déterminé par la distance  $d$ . Un plus grand gain va être obtenu quand la distance  $d$  est la plus grande. C'est-à-dire quand la largeur du réseau est également la plus grande.

Le diagramme de rayonnement du réseau est donc proportionnel au diagramme d'un élément et du facteur de réseau. La perte de gain par pondération et à cause de l'interaction entre les éléments est :

$$G_{total} = F(G_{élément}, FR_{(N,\psi)}, f_{coeff}) \tag{A3-10}$$

La figure et le tableau ci-dessous présentent un réseau linéaire de 16x1 patches en fonction de  $d$  quand tous les patches élémentaires sont excités par la même source (la même phase  $\beta = 0^0$  ainsi que l'amplitude  $a = 1(V)$ ) :

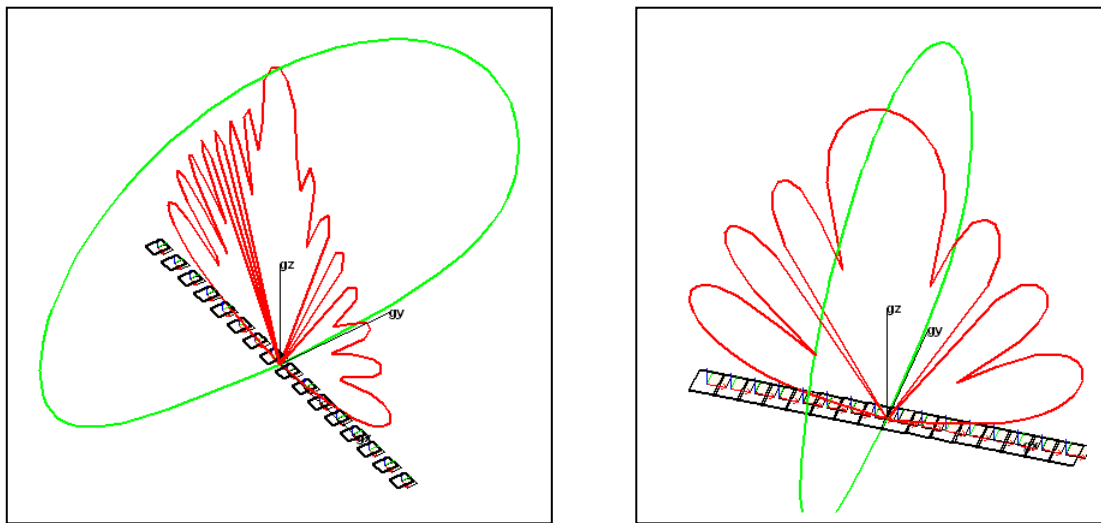


Figure A3.2 : Géométrie 1-Réseau linéaire de 16x1 éléments à 5.8 GHz

a)  $d = 0.5\lambda$  ; b)  $d = 0.25\lambda$

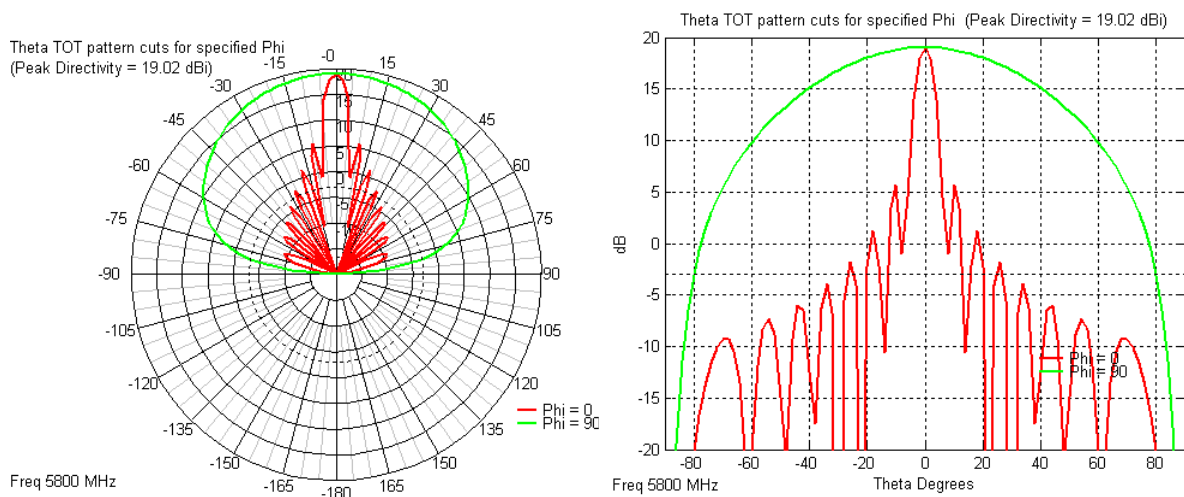


Figure A3.3 : Diagramme de rayonnement du réseau linéaire de 16x1 éléments à 5.8 GHz avec  $d = 0.5\lambda$  -Angle  $\theta$  en degrés pour le plan horizontal ( $\phi=0^0$ ) et vertical ( $90^0$ )



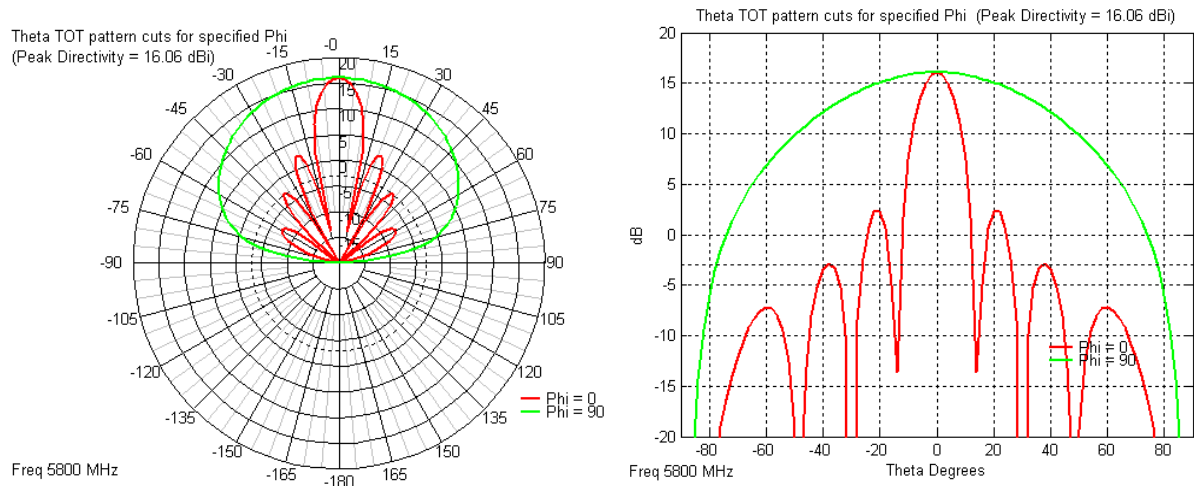


Figure A3.4 : Diagramme de rayonnement du réseau linéaire à 16x1 éléments à 5.8 GHz avec  $d = 0.25\lambda$  -Angle  $\theta$  en degrés pour le plan horizontal ( $\phi=0^\circ$ ) et vertical ( $90^\circ$ )

Distance entre éléments	Les sources	Lobe principal (dBii)	Angle d'ouverture horizontal, vertical
$d = 0.5\lambda$	$ a_i =1 ; \beta_i=0^\circ$	D = 19.02	$10^\circ, 80^\circ$
$d = 0.25\lambda$	$ a_i =1 ; \beta_i=0^\circ$	D = 16.06	$15^\circ, 60^\circ$

Tableau A3.1 : Bilan des paramètres du réseau linéaire de 16x1 antennes patches

La fonction (A3-8) est périodique et minimum (**nulle**) quand :

$$\frac{N(kd\cos\theta + \beta)}{2} \Big|_{\theta=\theta_n} = \pm n\pi, n=1,2,3,\dots ; n \neq N, 2N, 3N\dots (A3-11)$$

Selon le facteur de réseau exprimé par (A3-8), nous varions les valeurs  $\beta$  avec  $\theta_m$  afin d'avoir la direction du faisceau que nous souhaitons => **C'est le principe des antennes à balayage électronique**. Si la vitesse de balayage de la valeur  $\beta$  est très rapide de  $0^\circ$  à  $180^\circ$ , alors nous allons avoir une antenne multifaisceaux équivalente à une antenne à très large lobe.

## Annexe 4 : Bilan de liaison

A l'origine, un badge est monté sur le pare-brise du véhicule qui se déplace le long de la voie dans la zone d'opération A-B. un lecteur est fixé sur le portique (placé en O) à une hauteur constante H par rapport au sol et doit récupérer les données du badge. La puissance reçue par le lecteur doit être identique qu'il se trouve en A ou en B, c'est à dire quel que soit l'angle  $\theta$ .

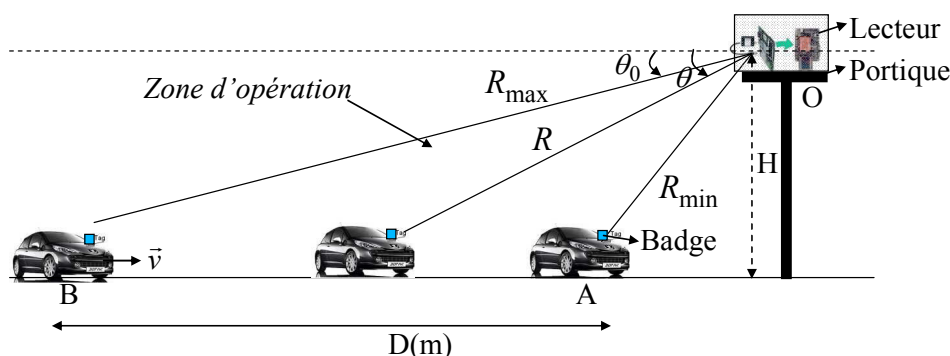


Figure A4.1 Schéma de principe du système d'IVT

On se propose de définir le gain de l'antenne du lecteur afin d'obtenir les données du badge. Le bilan de la liaison entre deux antennes est donné par la formule de FRIIS, la puissance reçue par le lecteur est :

$$P_l = P_b + G_b + G_l + 20 \lg \left( \frac{\lambda}{4\pi R} \right) \quad (\text{A4-1})$$

Avec :  $P_b$  = Puissance transmise par le badge en dBm

$G_l$  et  $G_b$  = Gain des antennes du lecteur et du badge en dBi

$\lambda$  = longueur d'onde dans le vide à la fréquence de travail

$R$  = distance entre le lecteur et le badge en m ( $R_{\min} \leq R \leq R_{\max}$ )

Afin d'obtenir une puissance constante entre les points A et B, le gain d'antenne du lecteur devient :

$$G_l = A - 20 \lg \left( \frac{\lambda}{4\pi R} \right) \quad (\text{A4-2})$$

Avec :  $A = P_l - P_b - G_b$  = une constante

Cette équation doit être vérifiée avec la distance R entre le lecteur et le badge dans la zone  $R_{\min} \leq R \leq R_{\max}$  (cf. figure A4-1). C'est-à-dire que le gain d'antenne du lecteur doit être

#### Annexe 4 : Le réduction du gain requis par le nouveau système d'IVT sans portique

maximum pour la distance maximum. Nous obtenons alors  $G_{l\max}$  lorsque  $R$  est égal à  $R_{\max}$  et le gain d'antenne du lecteur s'écrit comme suit :

$$G_{l\max} = A - 20\lg\left(\frac{\lambda}{4\pi R_{\max}}\right) \quad (\text{A4-3})$$

La résolution du système composé des équations (A4-1) et (A4-2) nous donne l'expression du gain de l'antenne du lecteur :

$$G_l(R) = G_{l\max} + 20\lg\left(\frac{R}{R_{\max}}\right) \quad (\text{A4-4})$$

De l'autre côté, nous avons :

$$\sin \theta = \frac{H}{R}; \quad \sin \theta_0 = \frac{H}{R_{\max}} \quad (\text{A4-5})$$

L'équation (A4-4) avec l'équation (A4-5) devient :

$$G_l(R) = G_{l\max} + 20\lg\left(\frac{\sin \theta_0}{\sin \theta}\right) \quad (\text{A4-6})$$

L'équation (A4-1) est réécrite :

$$P_l = P_b + G_b + G_{l\max} + 20\lg\left(\frac{\lambda \sin \theta_0}{4\pi H}\right) \quad (\text{A4-7})$$

Cette expression est indépendante de  $R$  et de  $\theta$ . Le bilan de liaison FRISS est donc donné par l'équation (A4-7), définie par l'angle  $\theta_0$  et la hauteur du portique  $H$ . Le type d'antenne du lecteur doit permettre de compenser les effets de la propagation et de répartir l'énergie de façon homogène le long de la droite ( $D$ ). Le gain est défini selon les expressions précédentes.

## Annexe 5 : La réduction du gain requis par le nouveau système d'IVT sans portique

Pour lire les badges à la distance  $D_0$  selon la figure A4.1, la hauteur du badge par rapport au sol est notée par  $h$  ( $h$  est la hauteur des véhicules en général). Dans le système d'IVT avec le portique, le gain requis du lecteur est noté par  $G_1$ , (A4-7). Il est réécrit :

$$P_l = P_b + G_b + G_1 + 20 \lg \left( \frac{\lambda \sin \theta_0}{4\pi(H-h)} \right) \quad (\text{A5-1})$$

Avec :

$$\sin \theta_0 = \frac{(H-h)}{\sqrt{(H-h)^2 + D_0^2}} \quad (\text{A5-2})$$

De même, dans le système d'IVT sans portique, le gain nécessaire de l'antenne du lecteur est noté par  $G_2$  :

$$P_l = P_b + G_b + G_2 + 20 \lg \left( \frac{\lambda \sin \theta'_0}{4\pi(h)} \right) \quad (\text{A5-3})$$

Avec :

$$\sin \theta'_0 = \frac{h}{\sqrt{h^2 + D_0^2}} \quad (\text{A5-4})$$

Remplaçant les valeurs (A5-2) et (A5-4) dans les équations (A5-1) et (A5-3), respectivement, nous avons :

$$P_l = P_b + G_b + G_1 + 20 \lg \left( \frac{\lambda \frac{(H-h)}{\sqrt{(H-h)^2 + D_0^2}}}{4\pi(H-h)} \right) \quad (\text{A5-5a})$$

$$P_l = P_b + G_b + G_2 + 20 \lg \left( \frac{\lambda \frac{h}{\sqrt{h^2 + D_0^2}}}{4\pi h} \right) \quad (\text{A5-5b})$$

#### **Annexe 4 : Le réduction du gain requis par le nouveau système d'IVT sans portique**

Par soustraction de (A5-5b) à (A5-5a), nous obtenons la différence gain requis pour l'antenne du lecteur du système d'IVT par rapport au gain requis pour le nouveau système d'IVT sans portique comme ci-dessous :

$$G_1 - G_2 = 20 \lg \left( \frac{\lambda \frac{h}{\sqrt{h^2 + D_0^2}}}{4\pi h} \right) - 20 \lg \left( \frac{\lambda \frac{(H-h)}{\sqrt{(H-h)^2 + D_0^2}}}{4\pi(H-h)} \right) \quad (\text{A5-6})$$

$$\Delta G = 10 \lg \left( \frac{(H-h)^2 + D_0^2}{h^2 + D_0^2} \right) \quad (\text{A5-7})$$

En résumé, la réduction de gain requis pour l'antenne à la structure du système d'IVT sans portique est exprimée par l'équation (A5-7).

## Annexe 6 : L'antenne à fente

L'antenne à fente est représentée sur la figure ci-dessous. C'est une plaque métallique qui est percée d'une fente de longueur  $\lambda/2$ . Le champ de rayonnement par la fente est le même que le champ de rayonnement du courant de la surface équivalente électrique ( $J_s$ ) et du courant de la surface équivalente magnétique ( $M_s$ ) lesquels sont exprimés par l'équation A6-1 :

$$J_s = \hat{n} \times H \ ; \ M_s = -\hat{n} \times E \quad (\text{A6-1})$$

où  $E, H$  : champ électrique et magnétique produits dans la fente, respectivement  
 $\hat{n}$  : vecteur unitaire à la surface de la fente  $S$

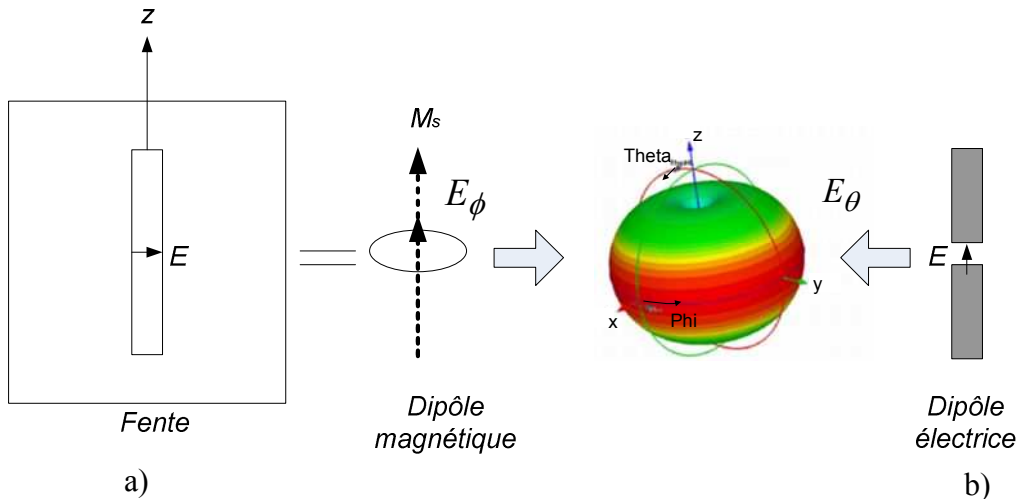


Figure A6.1 : a) La fente d'une feuille infinie fonctionne comme un dipôle magnétique, son diagramme de rayonnement et le même que celui du dipôle électrique ; b) Dipôle électrique

Quand la longueur de la fente est d'une demi-onde cf. figure A6.1-1a, la surface équivalente électrique est de  $J_s = \hat{n} \times H = 0$  ; la source étant dans la fente est équivalente à un courant dans la surface équivalente magnétique  $M_s = -\hat{n} \times E$ . Ce courant  $M_s$  est comme une boucle enroulant la fente. Le courant distribué le long de cette source magnétique demi-onde est le même que le courant distribué le long d'un dipôle demi-onde (cf. figure A6.1b). Ce dernier montre que la fente fonctionne comme un dipôle magnétique. Les champs électrique et magnétique normalisés de cette antenne sont exprimés dans les équations ci-dessous :

$$E_\phi = \frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \cos \theta\right)}{\sin \theta} \ ; \ E_\theta = 0 \quad (\text{A6-2})$$

$$H_{\theta} = \frac{\cos(\frac{\pi}{2} \cos \theta)}{\sin \theta} \quad ; \quad H_{\phi} = 0 \quad (\text{A6-3})$$

Les champs E et H dans les équations (A6-2) et (A6-3) sont les mêmes que les champs E et H de l'antenne dipôle demi-onde (dipôle électrique) où le champ  $E_{\theta}$  du dipôle est remplacé par le champ  $E_{\phi}$  de la fente et le champ  $H_{\phi}$  du dipôle est également remplacé par le champ  $H_{\theta}$  de la fente. Le diagramme de rayonnement est donc quasiment de la même forme.

## Bilan production scientifique

### Participation à congrès international

1. **M.T. Le**, T.T.T. Vu, T.T. Trinh, Q.C. Nguyen, T.P. Vuong, « *New concept of highway toll without gantry* », SEATUC SYMPOSIUM 24-26 Février 2011, Hanoi, Vietnam
2. **M.T. Le**, T.T.T. Vu, A. Ghiotto, Q.C. Nguyen, T.P. Vuong « *Passive UHF RFID tag for vehicle identification and localization* », SEATUC SYMPOSIUM 24-26 Février 2011, Hanoi, Vietnam
3. **M.T. Le**, Q.C. Nguyen, T.P. Vuong, « *Conception d'une antenne haute directive pour l'application de télépéage « Free Flow »* », TELECOM'2011 & 7ème JFMMA, 16-18 Mars 2011, Tanger, Maroc
4. G. Bulla, **M.T. Le**, A.A.A. de Salles, T.P. Vuong, « *Miniaturized Printed Yagi Antenna for 2.45 GHz RFID Readers* », PIERS 2011, 20-24 Mars 2011, Marrakesh, Maroc
5. **M.T. Le**, Q.C. Nguyen, T.T.T. Vu, T. P. Vuong, « *Design of an directive antenna for "Free-Flow" system application* », The 2011 IEEE International Conferences on Advanced Technologies for Communications, 2-4 Août 2011, Danang, Vietnam
6. **M.T. Le**, Q.C. Nguyen, T.P. Vuong, C. Defay, « *Design of a High Gain Antenna at 5.8GHz Using a New Metamaterials Structure* », The fourth IEEE International Conference on Communications and Electronics (ICCE 2012), 1-3 Août 2012, Hue, Vietnam
7. **M.T. Le**, Q.C. Nguyen, T.P. Vuong, C. Defay, « *New Metamaterial Structure for the Design of a High Gain Antenna at 5.8GHz* », 2012 IEEE International Conference on Wireless Information Technology and Systems, 11-16 Novembre 2012, Hawaii, USA

### Publication dans le revue

1. **M.T. Le**, Q.C. Nguyen, T.P. Vuong, C. Defay, « *New Metamaterial Structure for 5.8 GHz high-gain and beam steering antenna* », IEEE Transaction on Antenna and Propagation (submitted)
2. **M.T. Le**, Q.C. Nguyen, T.P. Vuong, « *Vehicle Classification System using Electromagnetic Waves* », IEEE Transaction on Intelligent Transportation Systems (submitted)

### Participation à congrès national

1. T.N.H. Doan, A. Ghiotto, **M.T. Le**, Q.C. Nguyen, T.P. Vuong, « *Conception et Miniaturisation des Antennes pour les tags et les lecteurs RFID UHF passifs pour la localisation des personnes et des objets* », GDR ondes CNAM, Novembre 2009, Paris, France
2. **M.T. Le**, B. Franciscatto, T.T. Trinh, Q.C. NGuyen, T.P. Vuong, « *Conception des antennes directives pour les applications télépéages DSRC* », GDR Onde, Octobre 2011, Renne, France
3. **M.T. Le**, Q.C. Nguyen, T.P. Vuong, « *Nouvelle antenne directive à 5.8 GHz pour l'application DSRC « Free-Flow » sans portique* », 17èmes Journées Nationales Microondes 18-19-20 Mai 2011, Brest, France



## **Contribution à la Conception d'un système d'identification et de Classification de véhicules par les ondes électromagnétiques**

**Résumé :** Les activités de transport de passagers et de marchandises augmentent sans cesse dans le monde et en particulier dans l'Union Européenne, entre autres au bord des péages. Afin d'améliorer la fluidité et réduire les risques d'encombrements, une des solutions consiste à rendre les péages plus performants. L'objectif de cette thèse est d'améliorer la performance des systèmes d'identification de véhicules et de contribuer à la conception d'un système de classification des types de véhicules par ondes électromagnétiques pour application au télépéage. Ce système permet un paiement automatique sans arrêt des véhicules. La première partie de la thèse est consacrée à l'étude de deux systèmes d'identification de véhicules : RFID UHF et DSRC. Notre recherche s'est focalisée sur l'augmentation de la distance de communication ainsi que sur la réduction de la taille et du prix du système grâce à 5 nouvelles antennes à bas coûts, très directives et faciles à industrialiser. La deuxième partie est consacrée à l'étude d'un système de classification à distance des différents types de véhicules, basé sur les ondes diffusées par les véhicules. Il détecte la présence d'un véhicule et mesure la distance entre ce véhicule et le système avec une bonne précision. Ce système est basé sur la technique de radar Ultra-Large-Bande. Le signal émis est une impulsion monocycle de très courte durée. Dans cette partie, nous proposons et testons trois méthodes de classification de véhicules dans un environnement proche du milieu routier.

**Mots clés :** antenne directive, réseau d'antenne, antenne à balayage, MTM MG, RFID, DSRC, radar, ULB, classification de véhicules, identification de véhicules.

## **Design of Vehicle Identification and Classification system using electromagnetic waves**

**Abstract:** The activities of passenger and goods transport are constantly increasing worldwide and especially in the European Union, including the edge of tolls. To improve the fluidity and reduce the risk of congestion, one of the solutions is automatic toll payments more efficient. The objective of this thesis is to enhance the performance of vehicle identification systems and to design a vehicles classification system by using electromagnetic waves for free-flow electronic toll collection system application. This system allows an automatic payment without stopping vehicles. The first part of this thesis deals with the study of two vehicle identification systems: UHF RFID and DSRC. Five new antennas were realized with the purpose to increase the communication range as well as to reduce the size and cost of the system. They are high gain and easy to be industrialized. The second part of this thesis is devoted to the study of a classification of different types of vehicles from the scattered waves captured by the system. Three methods of vehicle classification are proposed and tested in the road environment. Such system detects the presence of vehicle and measures the distance between vehicle and itself with a good accuracy. The principle of the system is based on Ultra-Wideband radar technology in which transmitting signal with a very short duration pulse is used.

**Key words:** directive antenna, antenna arrays, beam steering antenna, left-handed metamaterial, RFID, DSRC, radar, UWB, vehicle identification, vehicle classification.