



HAL
open science

Etude du canal de propagation radio pour les systèmes embarqués sans fil automobile

Mohamed Cheikh M'Hand

► **To cite this version:**

Mohamed Cheikh M'Hand. Etude du canal de propagation radio pour les systèmes embarqués sans fil automobile. Micro et nanotechnologies/Microélectronique. Institut National Polytechnique de Toulouse - INPT, 2010. Français. NNT: 2010INPT0110 . tel-04275895

HAL Id: tel-04275895

<https://theses.hal.science/tel-04275895>

Submitted on 8 Nov 2023

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

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



THÈSE

En vue de l'obtention du
DOCTORAT DE L'UNIVERSITÉ DE TOULOUSE

Délivré par :
Institut National Polytechnique de Toulouse (INP Toulouse)

Discipline ou spécialité :
Micro-Ondes, Electromagnétisme et Optoélectronique

Présentée et soutenue par :

Mohamed Cheikh M'hand

Le : mardi 28 Septembre 2010

Titre :

Etude du canal de propagation radio pour les systèmes embarqués sans fil automobile

JURY

J.David (INPT), J-G.Tartarin (UPS), M.Drissi (INSA Rennes), T.Vuong (INPG), S.Kessler (Continental), E.Lardjan(Renault), P.Bidou (Continental)

Ecole doctorale :
Génie Electrique, Electronique et Télécommunications (GEET)

Unité de recherche :
LAAS et LAPLACE

Directeurs de thèse :
Jacques David (INP Toulouse), Jean Guy Tartarin (UPS)

Rapporteurs :
M'Hamed Drissi (Professeur à l'INSA Rennes)
Tan Phu Vuong (Professeur à l'INPG)

Table des matières

Introduction

1. Les systèmes embarqués sans fil automobile et le canal de propagation radiofréquence :

1.1. Système de surveillance de pression du pneumatique	13
1.1.1. Intérêt général et analyse des accidents.....	13
1.1.2. Présentation du système de surveillance directe de la pression des pneumatiques ..	15
1.2. Système d'accès sans fil.....	19
1.2.1. Système d'accès main libre PASE	19
1.2.2. Système d'entrée par télécommande RKE.....	22
1.3. Le canal de propagation radiofréquence.....	22
1.3.1. Les différentes zones de propagation	22
1.3.2. Champ proche et en champ lointain	24
1.3.2. Propagation par multi-trajets.....	26
1.4. Canal de propagation des systèmes embarqués sans fil	29
1.4.1. Canal de propagation du système TPMS.....	29
1.4.2. Canal de propagation radio du système d'accès sans fil.....	31

2. Etude du canal de transmission radio pour les systèmes de pression des pneumatiques et le système d'accès sans fil automobile :

2.1. Etude de la source radio pour le système de transmission de la pression des pneumatiques	37
2.1.1. Analyse de la source RF en champ proche	37
a. La source RF et le système de caractérisation en champ proche.....	37
b. Influence de la jante en champ proche	40
c. Influence du pneumatique en champ proche.....	42
d. Influence d'un plan réflecteur en champ proche	45
2.1.2. Analyse de la source RF en champ lointain	46
a. Technique de caractérisation en champ lointain.....	46

b. Influence de la jante en champ lointain	48
c. Influence du pneumatique en champ lointain.....	50
2.2. Etude du canal de transmission radio pour le système de transmission de la pression des pneumatiques	53
2.2.1. Système de caractérisation radio et méthode de modélisation du système TPMS.....	53
a. Technique de caractérisation du canal radio pour le système TPMS	53
b. Méthode de modélisation du canal radio pour le système TPMS.....	55
2.2.2. Impact de la rotation de roue et du sol sur le canal radio TPMS	57
2.2.3. Caractérisation spatiale du canal radio TPMS dans un environnement réel	61
a. Mesure de la variation planaire	61
b. Mesure de la variation tridimensionnelle	63
2.2.4. Modélisation spatiale du canal radio TPMS	65
a. Simulation de la variation planaire	65
b. Simulation de la variation tridimensionnelle.....	67
2.2.5. Analyse des variations temporelles du canal radio TPMS.....	68
a. Influence des passagers dans l'environnement interne	68
b. Influence de l'environnement externe et l'orientation de la roue.....	70
2.3. Etude du canal de propagation radio pour le système d'accès sans fil	73
2.3.1. Influence du sol	73
2.3.2. Influence du corps humain sur le canal de propagation	77
2.3.3. Influence de la carrosserie sur la réception radio	81
2.3.4. Etude du canal de transmission complet	82
3. Etude de la qualité de communication radio pour le système de pression des pneumatiques :	
3.1. Outil d'analyse dynamique de la qualité de transmission du système TPMS.....	91
3.1.1. Principe de fonctionnement de l'outil.....	91
3.1.2. Interface graphique et options proposées	94
3.2. Impact du canal de propagation radio et des évanouissements angulaires sur la qualité de transmission en dynamique	95
3.2.1. Etude de la sélectivité temporelle du canal de propagation TPMS	95
3.2.2. Simplification du canal radio et traitement des résultats	98
3.2.3. Impact d'un canal modélisé sur la performance du système TPMS	101

3.2.4. Impact d'un canal caractérisé sur la performance du système TPMS	104
3.3. Impact des collisions temporelles inter et intra véhicule	107
3.3.1. Collision temporelle dans le système TPMS.....	107
3.3.2. Simulateur de collision du système TPMS.....	109
a. Environnement de simulation	109
b. Topologie et scénario d'échange.....	110
3.3.3. Evaluation de la probabilité de collision de trame	111
a. Influence du débit de communication.....	111
b. Influence de la taille de la trame	111
c. Influence du nombre des nœuds	112
3.3.4. Evaluation de la probabilité de collision au niveau des paquets	114

4. Stratégies de diversité pour l'amélioration des performances des systèmes embarqués sans fil automobile :

4.1. Gain de diversité et méthode de combinaison	125
4.1.1. Principe et gain de la diversité	125
4.1.2. Techniques de commutation.....	127
a. Technique de commutation sur seuil	127
b. Technique de commutation sur le meilleur canal	128
4.2. Diversité temporelle	130
4.2.1. Généralité sur la diversité temporelle pour le système TPMS.....	130
a. Principe de la diversité temporelle pour le système TPMS	130
b. Taille temporelle de la trame	134
c. Nombre de trames par paquet	135
d. Intervalle inter-trames.....	137
4.2.2. Coefficient d'intersection	138
4.2.3. Performance de la diversité temporelle en dynamique.....	141
4.3. Diversité d'espace	144
4.3.1. Principe de diversité d'espace.....	144
4.3.2. Coefficient de corrélation pour la diversité d'espace	145
a. Analyse théorique du coefficient de corrélation pour la diversité d'espace	145
b. Etude expérimentale dans un environnement réel pour le système TPMS	152
4.3.3. Performance de la diversité d'espace pour le système TPMS	156

4.4. Diversité de polarisation	159
4.4.1. Principe de la diversité de polarisation	159
4.4.2. Evaluation de la discrimination de polarisation croisée.....	162
4.4.3. Effet du couplage sur l'efficacité de la diversité de polarisation	169
4.4.4. Gain effectif	172
4.4.5. Coefficient de corrélation pour la diversité de polarisation	174
4.4.6. Performance de la diversité de polarisation dans l'environnement véhicule pour les systèmes TPMS et d'accès sans fil	177
a. Conception d'un dispositif exploitant la diversité de polarisation	177
b. Couverture externe du système d'accès	179
c. Couverture interne du système TPMS	181

Conclusion

« Nous simplifions la législation, nous améliorons la sécurité routière, nous agissons en faveur d'une réduction de la consommation. Nous présentons une approche politique intégrée moderne qui bénéficie aux citoyens, à l'environnement et à l'industrie. »

Günter Verheugen, vice-président de la Commission Européenne

Acronymes :

ASK: Amplitude Shift Keying
BCM: Body Control Module
CDF: Cumulative distribution function
CTS: Clear to Send
SIFS: Short Inter frame Space
DG: Diversity Gain
DIFS: Duration Inter Frame Space
EM: Electromagnetism
FCC: Federal Communication Commission
FDTD: Finite Difference Time Domain
FSK: frequency-shift keying
GLAMOSIM: Global Mobile Simulator
GSM: Global System for Mobiles
UMTS: Universal Mobile Telecommunications System
GUI: *Graphic* User Interfaces
ID: Identification
LF: Low Frequency
MAT: Moving Average Technique
MEG: Mean Effective Gain
NAM: Network Animator
NEC: Numerical Electromagnetic Code
NLOS: No Line of Sight
NS: Network Simulator
OPNET: Optimum Network Performance
PASE: Passive Access System Entry
RF: Radio Frequency
RKE: Remote Keyless Entry

LOS: Line of Sight
RSSI: Received Signal Strength Indicator
RTS: Request to Send
SAR: Specific Absorption Ratio
SNR : Signal to Noise Ratio
TCL: Tool Command Language
TPMS: Tire Pressure Monitoring System
VINT: Virtual Inter Network Test-bed
WAC: Wireless Access Controller
WIFI: Wireless Fidelity
WIMAX: Worldwide Interoperability for Microwave Access
WLAN: Wireless Local Area Networks
WU: Wheel Unit
XPD: Cross Polarization Discrimination
XPR: Cross Polarization Ratio

INTRODUCTION

Le monde du transport constitue un axe majeur de développement des technologies de communication afin d'améliorer la sécurité des transports et de contribuer au développement durable. Parmi les systèmes développés, le système de surveillance de pression des pneumatiques (TPMS) et le système d'accès sans fil (PASE) connaissent un déploiement important dans le contexte du secteur automobile. En mars 2010, le parlement Européen a adopté une résolution exigeant de la part des fabricants d'automobiles un montage en série de systèmes de surveillance de pression du pneumatique dans des véhicules neufs. La résolution Européenne doit entrer en vigueur en novembre 2012. Aux Etats Unis, cette obligation a été introduite en 2003.

Les systèmes embarqués sans fil automobile sont utilisés dans un environnement de propagation hostile. De plus, les signaux émis par les modules intégrés dans les roues sont soumis à la position relative à chaque cycle : plusieurs phénomènes sont alors à considérer pour appréhender le contexte de la liaison sans fil entre émetteurs et récepteur, et notamment la complexité du milieu de propagation générant plusieurs chemins différents pour atteindre l'antenne réceptrice. Les différents phénomènes observés dans les trajets créent des interférences qui se traduisent par des évanouissements angulaires parfois profonds et rapides : ces signaux situés en dessous du seuil de détection du récepteur engendrent ainsi des perturbations lors de la transmission de signaux à une vitesse et une position angulaire donnée (perte de signal, i.e. diminution de la fiabilité de la transmission). On ne peut donc plus se limiter à l'étude du rayonnement en espace libre, et la haute complexité et la variabilité du milieu de communication doivent impérativement être prises en compte afin de déterminer leur incidence sur la qualité de liaison. Pour développer de tels systèmes, une bonne connaissance des caractéristiques du canal de propagation et du code protocolaire est nécessaire. Les études développées dans ce mémoire sont largement basées sur l'exploitation des caractérisations réelles sur véhicule, des modélisations électromagnétiques et des évaluations de communication TPMS avec des logiciels développés au cours de cette thèse. La corrélation des résultats issus de ces diverses techniques d'analyse permet de mieux cerner le contexte de l'étude, et de fournir des solutions fiables en vue de l'amélioration des systèmes concernés.

L'objectif principal de cette thèse est d'étudier le canal de propagation radiofréquence dans l'environnement réel du véhicule afin de présenter des modèles efficaces du canal de transmission, d'évaluer la qualité de communication et de proposer des solutions adaptées aux systèmes embarqués sans fil. De tels systèmes sont d'ores et déjà utilisés dans des véhicules commercialisés, au prix d'un temps d'étude très élevé (près de 6 mois par véhicule, auxquels se rajoutent d'autres délais en fonction de changement d'options, tels que type de jante, de pneumatique, options de sièges, etc ...). Ces systèmes présentent des défaillances dans la probabilité de réception des trames issues des émetteurs, et l'objectif de cette thèse concerne deux aspects : identifier la cause et le comportement des évanouissements, puis élaborer des stratégies pour pallier les pertes de signaux et améliorer les taux de réception. Ces études sont présentées selon quatre chapitres.

Après avoir décrit brièvement les principaux besoins conduisant au développement des systèmes embarqués automobile étudiés dans les transports terrestres, le premier chapitre présente l'architecture électronique et fonctionnelle de ces systèmes. Ensuite, nous évoquons la spécificité de notre canal de propagation radio pour le système de surveillance de pression du pneumatique (TPMS) et le système d'accès sans fil (PASE).

Le deuxième chapitre propose une analyse expérimentale et théorique de la source TPMS en champ proche et en champ lointain, qui permet de poser un diagnostic efficace au premier ordre sur l'aspect localisé ou distribué du module d'émission. Ces deux campagnes de mesure en champ proche et en champ lointain ont été appliquées par étapes successives en rajoutant les différents éléments de la roue (jante, pneumatique et effet sol) jusqu'à l'obtention du module complet. Ensuite, une approche expérimentale basée sur le sondage spatio - angulaire et une approche par simulation sous le logiciel de simulation EMPIRE du canal sont proposées pour estimer la couverture radiofréquence du système TPMS et du système PASE.

Le troisième chapitre a pour objectif d'analyser l'influence de l'environnement de propagation RF grâce à une étude statistique des performances du système TPMS en dynamique. Pour atteindre cet objectif nous avons déterminé le comportement de la probabilité de réception en fonction de la vitesse en présence de différents types de canaux radiofréquences. Afin de mettre en évidence la dépendance entre le taux de réception des trames émises par les unités roues et l'environnement électromagnétique du véhicule en état dynamique, nous avons développé plusieurs outils spécifiques pour évaluer

respectivement la qualité de la communication et la qualité du protocole d'information. Nous nous sommes ensuite intéressés à la robustesse des systèmes vis-à-vis de l'influence des collisions inter-véhicules sur la probabilité de perte d'informations en développant une plateforme d'émulation dédiée : cette dernière est basée sur l'utilisation du simulateur des réseaux sans fil NS-2 (Network Simulator 2nd génération). Plusieurs modifications ont été nécessaires au niveau de NS-2, afin de quantifier exclusivement l'ensemble des pertes dues aux collisions temporelles.

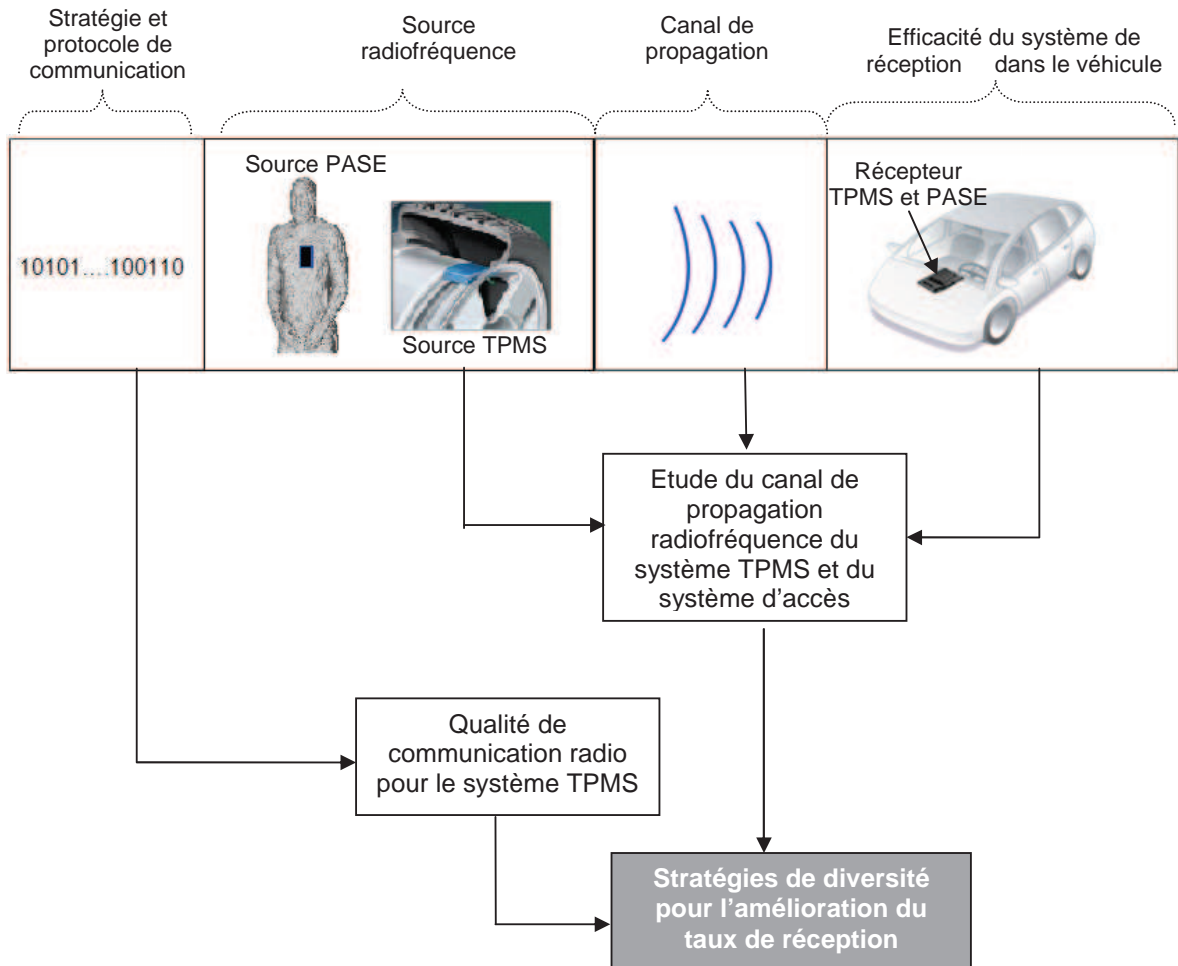
De ces études d'analyse des évanouissements profonds - black spots - pour les systèmes embarqués sans fil étudiés, nous avons développé différentes stratégies d'amélioration de la réception. Parmi les méthodes étudiées les plus efficaces, les techniques de diversité sont très prometteuses : elles sont basées sur la possibilité d'exploiter plusieurs signaux transmis, soit à des moments différents (diversité temporelle), soit sur des voies de propagation différentes (diversité spatiale ou diversité de polarisation). Ces stratégies permettent de supprimer l'effet des évanouissements profonds et d'améliorer ainsi la qualité de transmission en dynamique. Les trois principales techniques de diversité mises à l'étude dans ce dernier chapitre proposent un panel large de solutions, dans le but de réduire les contraintes du canal de propagation à l'intérieur du véhicule :

- La diversité temporelle : elle est utilisée principalement pour le système de pression des pneumatiques, et elle consiste à envoyer une trame identique à différents espacements temporels judicieusement choisis, via un système de réception unique.
- La diversité d'espace : le message est transmis vers plusieurs antennes réceptrices distinctes et suffisamment espacées pour que les signaux reçus dans chaque canal soient indépendants.
- La diversité de polarisation : elle permet de recevoir simultanément un signal transmis au niveau du récepteur par une antenne à polarisation verticale et par autre antenne à polarisation horizontale.

Nous avons aussi analysé les performances de chaque type de diversité en fonction des principaux facteurs pouvant influencer le gain du système, parmi lesquels nous pouvons citer: le nombre de canaux utilisés ou le nombre de trames, la corrélation entre les canaux de réception, la technique de recombinaison de signaux utilisée, l'environnement de propagation électromagnétique et la vitesse de déplacement du véhicule. Nous avons évalué les performances des

systèmes de diversité en déployant une approche basée sur des analyses théoriques et des évaluations expérimentales sur véhicule.

La figure ci-dessous schématise l'approche adoptée pour étudier le canal de propagation radiofréquence dans l'environnement véhicule :



Enfin, une conclusion générale dresse un bref bilan de ce travail et propose quelques perspectives et recommandations pour les futurs travaux.

1. Les systèmes embarqués sans fil automobile et le canal de propagation radiofréquence :

1.1. Système de surveillance de pression du pneumatique	13
1.1.1. Intérêt général et analyse des accidents.....	13
1.1.2. Présentation du système de surveillance directe de la pression des pneumatiques ..	15
1.2. Système d'accès sans fil.....	19
1.2.1. Système d'accès main libre PASE	19
1.2.2. Système d'entrée par télécommande RKE.....	22
1.3. Le canal de propagation radiofréquence.....	22
1.3.1. Les différentes zones de propagation	22
1.3.2. Champ proche et en champ lointain	24
1.3.2. Propagation par multi-trajets.....	26
1.4. Canal de propagation des systèmes embarqués sans fil	29
1.4.1. Canal de propagation du système TPMS.....	29
1.4.2. Canal de propagation radio du système d'accès sans fil.....	31

Les systèmes de communication sans fil utilisent comme support de transmission les ondes électromagnétiques qui, durant leur propagation entre l'émetteur et le récepteur, interagissent avec les différents éléments de l'environnement de propagation. L'espace défini entre l'émetteur et le récepteur constitue le canal de propagation. Notre canal de propagation est caractérisé essentiellement par l'effet de la structure du véhicule et le phénomène de trajets multiples lié aux interactions électromagnétiques telles que la diffraction, la réflexion, la réfraction et la diffusion en champ proche.

Les systèmes embarqués sans fil automobiles sont installés dans un environnement de propagation de plus en plus hostile. Il est donc primordial de connaître les mécanismes de propagation et de déterminer leur incidence sur les performances des systèmes.

Tout d'abord ce chapitre présente l'architecture électronique et fonctionnelle des systèmes embarqués sans fil automobiles étudiés dans cette thèse à savoir : le système de surveillance de la pression du pneumatique et le système d'accès sans fil automobile. Ensuite, ce chapitre dresse un rappel des phénomènes physiques qui caractérisent le canal de propagation radio et qui peuvent affecter la qualité de la transmission des données. La dernière partie de ce chapitre décrit le canal de propagation radio pour les systèmes TPMS et PASE et présente leurs spécificités.

1.1 Système de surveillance de la pression du pneumatique :

1.1.1 Intérêt général et analyse des accidents:

Les pneumatiques sont le seul lien physique entre le véhicule et la route, leur impact sur la sécurité est capital. Leur coefficient d'adhérence est directement lié à leur gonflage. Le profil d'un pneumatique est conçu pour offrir le coefficient d'adhérence maximum, à une pression précise. Tout gonflage inadapté conduit à une diminution de l'adhérence et peut entraîner une surconsommation de carburant, usage prématuré des pneumatiques, voire être à la source de risques d'éclatement. En outre, la configuration du châssis des véhicules actuels, conçu pour offrir une tenue de route optimale, tend à masquer les effets d'un problème de gonflage. Pour le conducteur, le comportement de la voiture semble rester en situation normale jusqu'à ce qu'il se trouve confronté à une situation d'urgence ou plus radicalement à un incident. Il est donc important d'informer le conducteur de toute anomalie par l'affichage d'un message sur le tableau de bord. C'est la vocation du système de surveillance de la pression des pneumatiques.

Le bureau fédéral de la statistique en Allemagne a analysé les causes techniques des accidents routiers. La figure.1.1 montre les résultats statistiques obtenus en 2001 [2] [3].

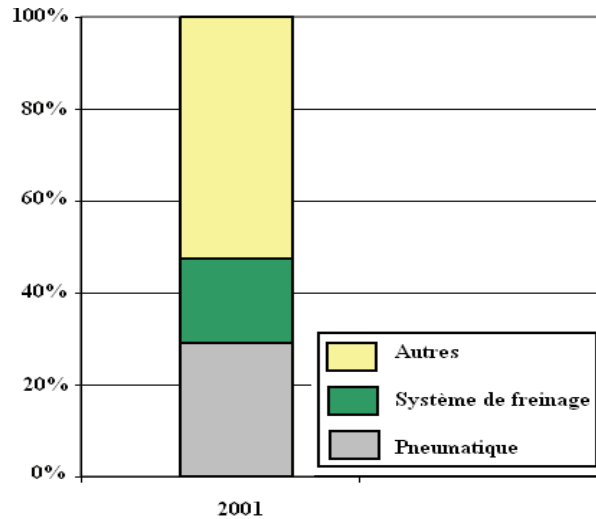


Figure.1.1 : pourcentage des accidents mortels causé par un problème technique

La figure.1.1 montre le pourcentage d'accidents causé par des défauts techniques en 2001. Il est évident que les défauts des pneumatiques ont un rôle important dans les accidents mortels, avec environ 30% des accidents causés par des défauts techniques au niveau du pneumatique (et 20% pour le système de freinage). Afin de détailler les problèmes techniques des pneumatiques, l'analyse illustrée dans la figure.1.2 montre les défaillances techniques observées [4].

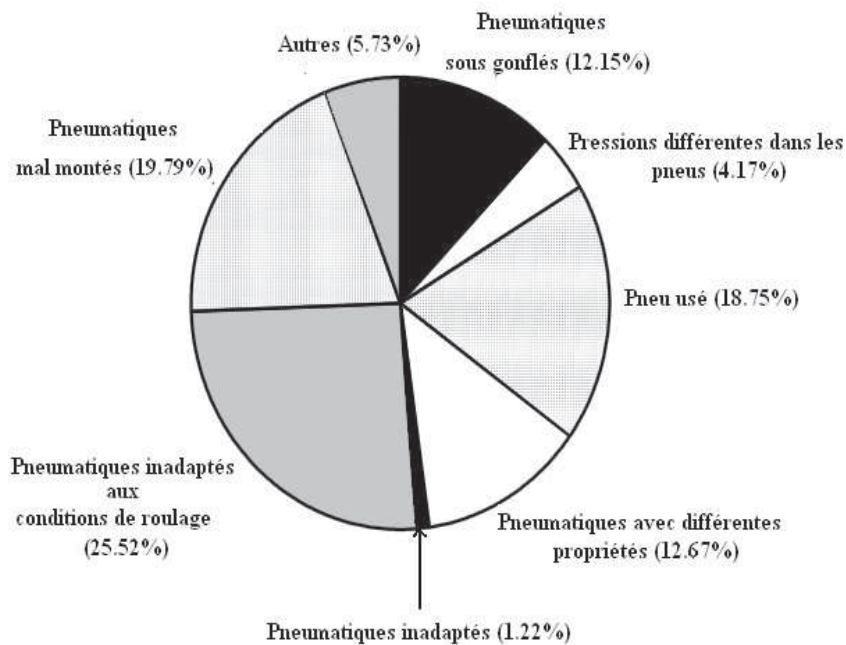


Figure.1.2 : facteurs de risques liés aux pneumatiques

Les facteurs de risque dépendent fortement de l'état des pneumatiques (plus de 35% des causes liées à la pression, au vieillissement). La détection des anomalies dans les

pneumatiques peut améliorer la sécurité du véhicule et aide le conducteur à maintenir les pneumatiques de son véhicule en bon état. Le système de surveillance de pression des pneumatiques aide aussi à réduire les émissions de CO₂. La figure.1.3 représente la quantité de CO₂ émise par la voiture en fonction de nombre de vérifications de la pression des pneumatiques effectuées par an [5].

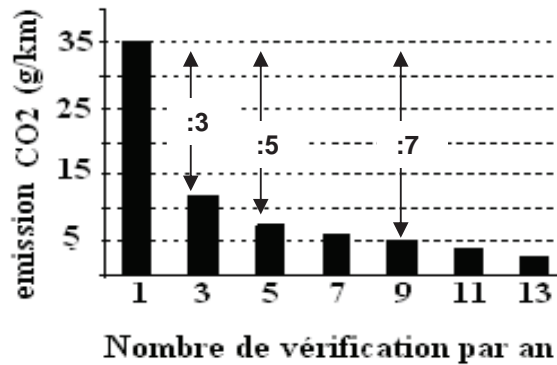


Figure.1.3 : réduction des émissions CO₂

La figure.1.3 montre que le système TPMS permet de réduire l'émission de CO₂ de façon significative par un facteur trois avec trois vérifications par an.

1.1.2 Présentation du système de surveillance direct de la pression des pneumatiques:

Le système de surveillance de la pression des pneumatiques a pour but d'améliorer la sécurité du véhicule équipé. Au cours des années, différentes statistiques ont montré l'importance des accidents de la route causés par un mauvais contrôle ou entretien des jeux de pneumatiques. Ces accidents ont entraîné le développement des premiers systèmes de contrôle de pression de pneus à la fin des années 80. Depuis, la sécurité des véhicules a été améliorée avec le développement de châssis mieux étudiés, de systèmes d'aide à la sécurité des passagers comme les airbags ou les pré-tensionneurs de ceintures. Le marché des capteurs de pression de pneus est actuellement en plein essor. L'installation des capteurs de pneus est obligatoire dans les automobiles neuves aux Etats Unis, mais en Europe cela reste limité aux véhicules haut de gamme. Cependant, ce système de sécurité pourrait devenir obligatoire en Europe dès 2012 pour les voitures neuves (réglementation en cours de discussion).

Le système de surveillance de la pression des pneus est un dispositif électronique qui surveille la pression de l'air à l'intérieur des pneus. Deux techniques sont proposées pour mesurer les paramètres physiques des pneumatiques:

- Le TPMS indirect [6] [7] [8]: il mesure la pression de l'air de manière indirecte, en surveillant la vitesse de rotation de chaque roue et certains autres signaux propres au véhicule. Le système indirect présente plusieurs inconvénients, comme une précision faible et un certain retard au niveau des alertes remontées (inapproprié pour les situations d'urgence).

- Le TPMS direct: il fournit en temps réel des informations sur la pression des pneus. Le conducteur est informé soit au moyen d'une jauge, soit au moyen d'un témoin lumineux de l'état de défaut de pression. Le TPMS direct fonctionne grâce à des détecteurs physiques de pression, montés à l'intérieur de chaque pneu, combinés à un système permettant d'envoyer ces informations de l'intérieur du pneu vers le tableau de bord du véhicule en liaison hertzienne. C'est dans ce cadre que nos travaux de thèse aborderont la problématique de la fiabilité d'un système TPMS.

La figure.1.4 illustre les principaux éléments du système TPMS :



Figure.1.4. système direct de surveillance de la pression des pneumatiques

Le système TPMS est rendu possible grâce à des capteurs, appelé "unités roues", installés à l'intérieur du pneumatique (voir figure.1.4). Les unités roues sont dotées d'un identifiant unique (code) et envoient régulièrement des trames RF contenant le niveau de pression et la température dans le pneu. Le récepteur placé dans l'habitacle, reçoit et analyse ces trames RF puis détermine si le seuil de pression est correct. En cas d'anomalie, un message alerte le conducteur.

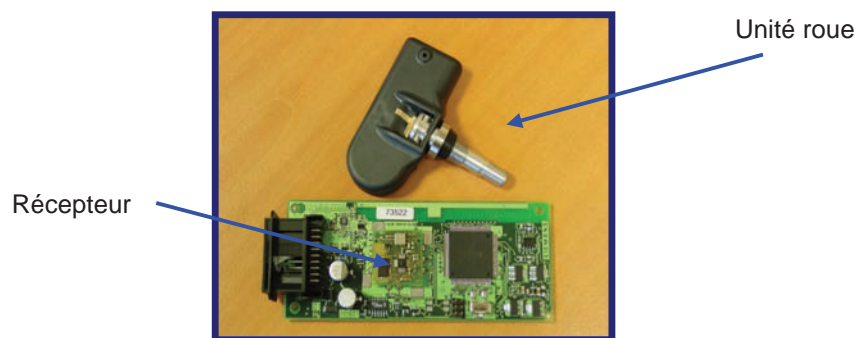


Figure.1.5. l'unité roue et l'unité de contrôle habitacle

L'unité de roue se trouve à l'intérieur de la roue et fournit les différentes valeurs mesurées. Etant situé au niveau du pneu, ce module doit résister à des chocs et à des températures extrêmes. Le circuit est ainsi noyé dans du polyuréthane pour le protéger. Les principaux éléments d'une unité roue TPMS sont illustrés dans la figure.1.6:

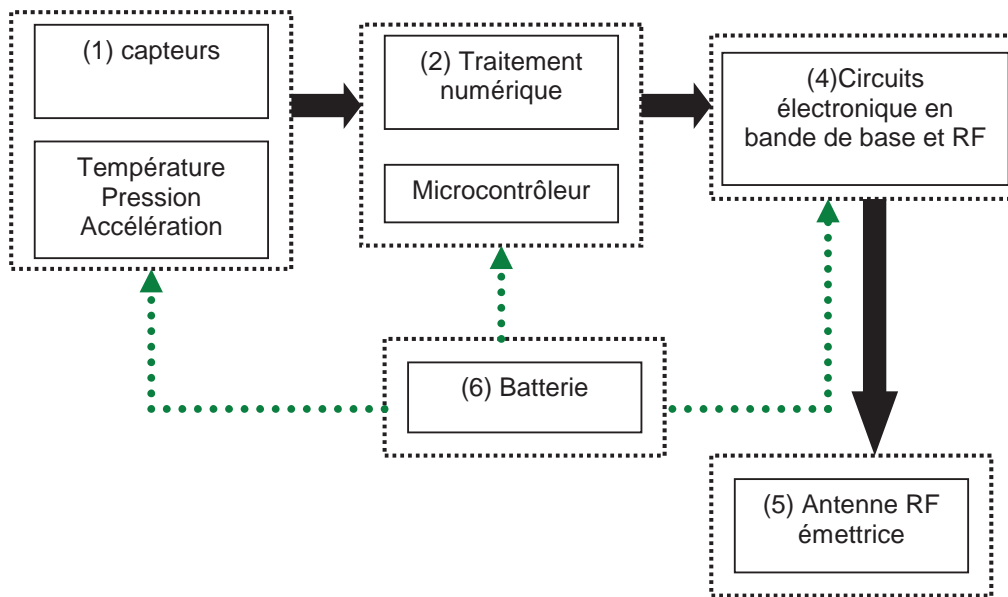


Figure.1.6: les principaux éléments de l'unité roue

Le circuit unité de roue se décompose en 6 blocs principaux comme on peut le remarquer sur le schéma:

- (1) Les capteurs : trois types de capteurs sont intégrés dans l'unité roue, capables de mesurer la température, la pression et l'accélération.
- (2) Le microcontrôleur : il permet de gérer le timing, traite et numérise les données mesurées par les capteurs, supervise la batterie, effectue des diagnostics et code les trames à transmettre.
- (3) La batterie: elle assure l'alimentation des circuits électroniques et des capteurs durant une période de l'ordre de 10 ans.
- (4) Les circuits électroniques RF : ils contiennent un émetteur radio qui fonctionne à 433.92 MHz ou à 315 MHz permettant de moduler les données (FSK ou ASK) et de transmettre les trames construites.
- (5) L'antenne RF : son rôle est de rayonner de manière isotrope quelle que soit la position angulaire de la roue, de manière à assurer la liaison RF vers le récepteur. Sa conception constitue un véritable challenge de miniaturisation aux fréquences utilisées.

Tant que le véhicule reste à l'arrêt en « mode parking », les données mesurées par les capteurs sont émises suivant un rythme faible pour limiter la consommation d'énergie. Une fois le roulage détecté par les accéléromètres, les unités roues commutent en « mode roulage » et le rythme d'émission s'accélère. La figure.1.7 illustre les deux modes de transmission du TPMS :

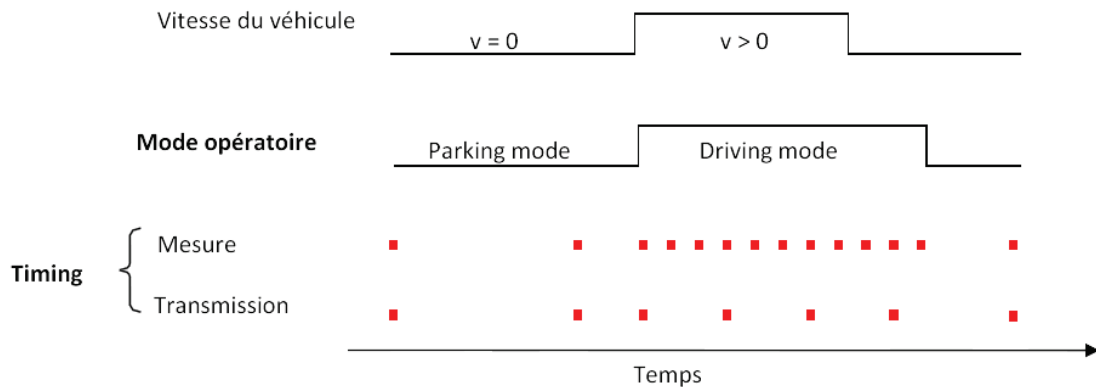


Figure.1.7 : modes d'émission d'une unité roue

Les informations sont ensuite transmises à l'unité de contrôle située dans l'habitacle par une transmission RF. Les réglementations en Europe, aux Etats unis et au Japon limitent la puissance d'émission pour les fréquences libres utilisées. Le tableau.1.1 liste le champ maximal autorisé :

Lieu	Fréquence	Champ maximal d'émission
Etats-Unis	315 MHz	6043 μ V/m
Europe	433.92 MHz	10 mW
Japon	315 MHz	500 μ V/m

Tableau.1.1 : champ maximal autorisée pour le système TPMS

Les trames générées par le microcontrôleur contiennent plusieurs informations sur l'état de la roue (encapsulation). Le contenu classique d'une trame TPMS est détaillé dans le tableau.1.2 :

Information	Taille
Entête	16 bits
Identifiant de l'unité roue	32 bits
Pression	8 bits
Température	8 bits
Accélération	8 bits
Mode opératoire de l'unité roue	4 bits
Diagnostic	4 bits
Somme de contrôle	8 bits
Fin de message	4 bits
	92 bits

Tableau.1.2 : contenu d'une trame TPMS

La taille peut varier en fonction des options incluses et des spécifications demandées par le constructeur. Le contrôle calculateur placé dans l'habitacle reçoit les informations transmises par les unités roues à l'aide d'un récepteur RF. Les principaux blocs du calculateur de contrôle sont :

- Une antenne réceptrice.

- Un récepteur RF qui reçoit et démodule le signal RF reçu.
- Un microcontrôleur qui décode les trames reçues et effectue le diagnostic.
- Les divers câblages d'entrées et sorties comportant le bus de communication de la voiture qui contrôle et transmet les informations vers le tableau de bord.
- Le régulateur de tension qui assure l'alimentation du contrôle habitacle.
- Une interface homme-machine qui affiche en temps réel au niveau du tableau de bord l'état des pneus.

La transmission radiofréquence entre l'émetteur (unité roue) et le récepteur (BCM – Body Control Module) est réalisée par :

- Une modulation ASK ou FSK (Amplitude / Frequency Shift Keying), avec un débit de transmission entre 4 kbits/s à 19 kbits/s.
- Un récepteur ayant un niveau de sensibilité compris entre -90 dBm et -105 dBm (plancher de bruit). Tout signal inférieur à un rapport signal à bruit de 6 dB environ se traduira par la perte de l'information transmise.

Afin d'assurer la bonne réception des données, l'émetteur envoie un paquet de plusieurs trames contenant chacune les mêmes informations. La durée d'émission de chaque trame dépend du débit utilisé (10 ms pour un débit de 9.6 kbits/s).

1.2 Système d'accès sans fil :

Les systèmes de contrôle de véhicule à distance permettent une gestion à distance des équipements électroniques des véhicules actuels, tels que : le déverrouillage des portières, le démarrage du moteur, le déclenchement du chauffage ou du système de climatisation, le réglage de la position du siège conducteur, le contrôle de la pression des pneumatiques, l'abaissement des vitres, ouvertures du coffre à bagages, etc....

Ces systèmes communiquent des données par une liaison radiofréquence, classiquement à 433.92 MHz ou à 315 MHz, entre une carte détenue par l'utilisateur et un récepteur de module de gestion embarqué dans le véhicule. Deux principaux types de systèmes d'accès sont développés : le système d'accès main libre PASE (PASSive Access Entry) et le système d'entrée par télécommande RKE (Remote Key).

1.2.1 Le système d'accès main libre PASE :

Le système PASE est un système électronique permettant d'accéder au véhicule et de le démarrer ensuite sans aucune autre action que celle consistant à tirer sur la poignée d'ouverture de la porte et d'appuyer sur un bouton « start » pour démarrer le moteur [9] [10]. La reconnaissance du propriétaire du véhicule repose sur une communication sans fil bidirectionnelle entre un badge et l'unité de contrôle de la voiture. La figure.1.8 représente le système PASE :

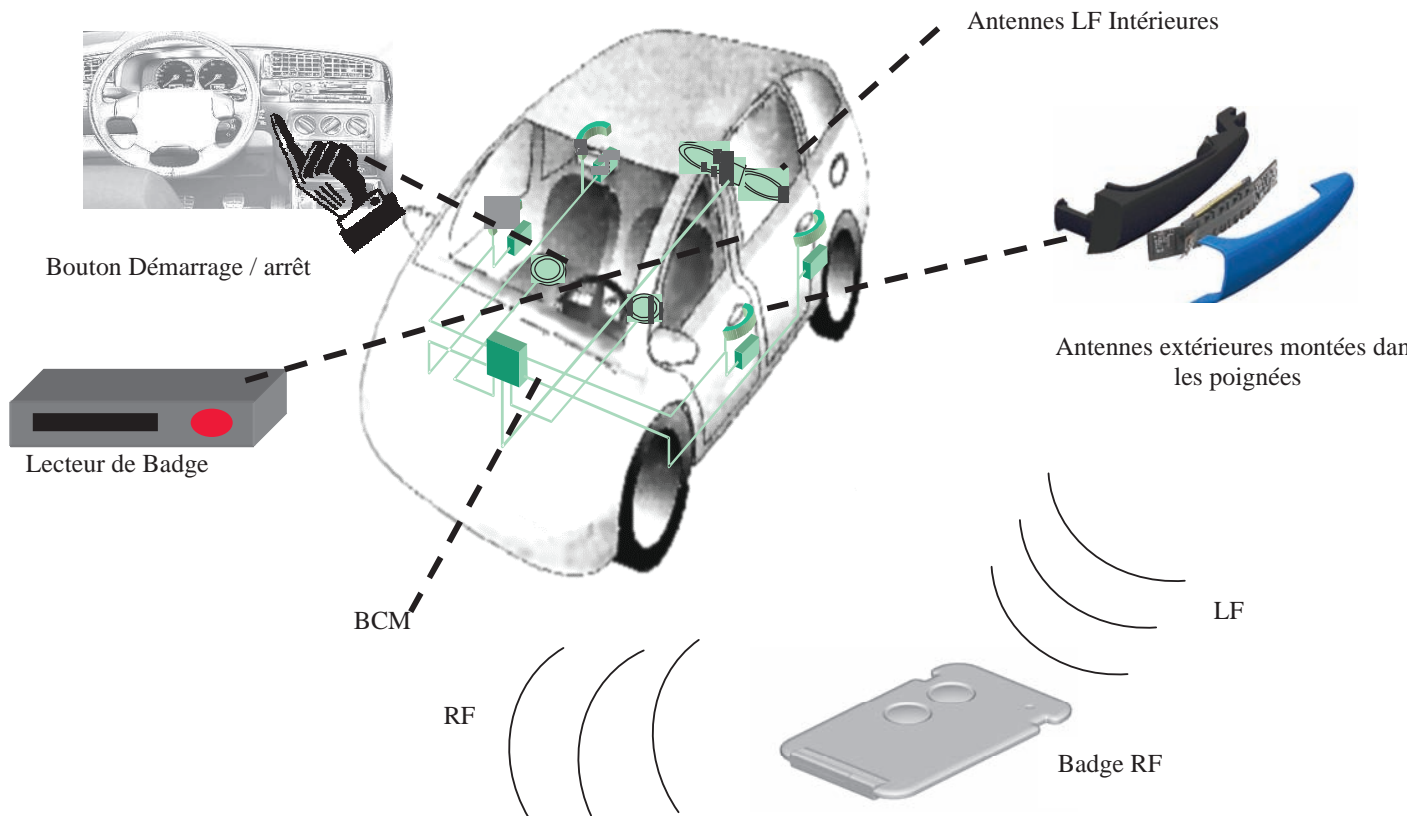


Figure.1.8 : le système d'accès main libre -PASE

La stratégie de communication entre le module et le badge débute par l'émission d'un signal d'activation à basse fréquence à 125 kHz par le module. Puis à la réception de ce signal, le transpondeur répond en RF par la transmission d'un code d'identification unique. La portée LF n'excède pas les 3 mètres, de manière à éviter l'intrusion d'une personne tierce lorsque le propriétaire sort ou s'éloigne du véhicule. La figure.1.9 illustre la différence entre les stratégies de communication PASE et RKE :

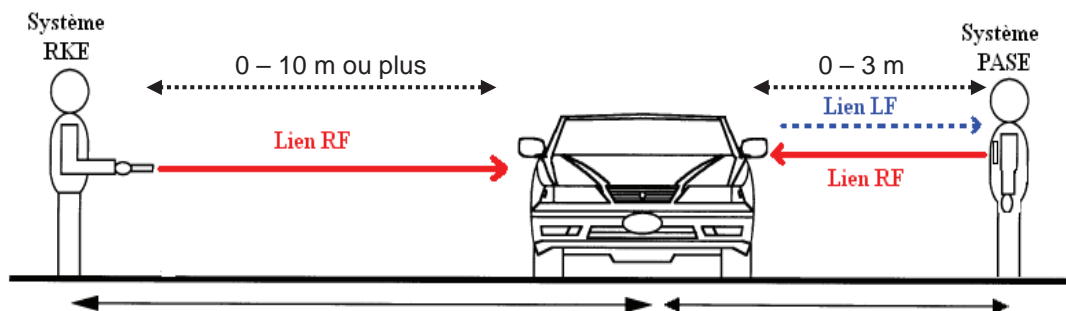


Figure.1.9 : liaison de communication des systèmes RKE et PASE

La réception du code émis par le badge via le canal radiofréquence déclenche, après vérification, les commandes d'équipements du véhicule telles que prévues par la programmation du module.

Des antennes LF, situées dans les portes et le coffre assurent la communication montante à 125 kHz lorsque le badge porté par l'utilisateur est localisé à l'extérieur du véhicule. Une fois l'authentification effectuée, un signal électrique transmis à un capteur au niveau de la poignée déverrouille alors la portière.

Pour le lien LF, la voiture est équipée de plusieurs antennes LF : au niveau des portes, du coffre de voiture et à l'intérieur du véhicule. Les antennes intérieures vérifient la présence du badge dans le véhicule puis le calculateur de bord gère ces communications et donne les ordres d'ouverture, de fermeture de démarrage etc...

La figure.1.10 illustre les différentes zones de couvertures LF relatives aux fonctions spécifiques (ouverture, démarrage) [11] [12]:

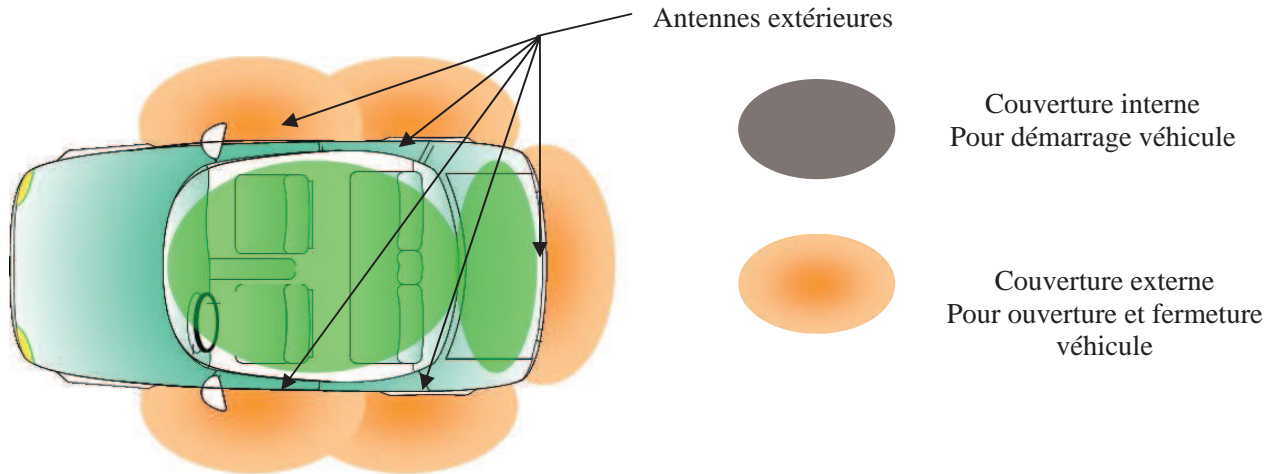


Figure.1.10 : les différentes zones de couverture LF pour le système PASE.

Après une interrogation LF, l'unité centrale du véhicule, répond via le lien radiofréquence avec la structure protocolaire schématisée dans la figure.1.11 :

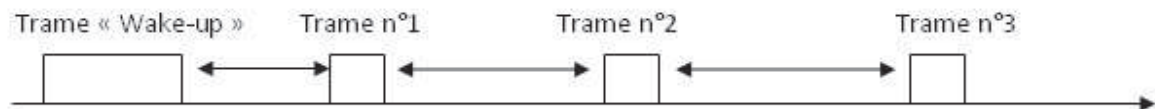


Figure.1.11 : structure d'un paquet PASE

A l'arrêt du véhicule, le récepteur passe en mode d'économie d'énergie (activation non continue) : il faut précéder l'émission de données RF par une trame d'activation ou de réveil. La séquence « RF Wake-up » d'environ 112 ms est envoyée une seule fois avant de transmettre les trames RF. Cette séquence de réveil doit être dimensionnée de façon à ce que le récepteur soit prêt pour recevoir les trames de données.

1.2.2 Le système d'entrée par télécommande RKE :

Les fonctions d'un système RKE (Remote Keyless Entry) sont contenues sur un porte-clé, qui contient des boutons de verrouillage/déverrouillage des portes, l'ouverture du coffre, l'activation de l'alarme et la fermeture des fenêtres à distance [13] :



Figure.1.12 : clé RKE.

Contrairement au système PASE, le lien de communication entre l'émetteur RKE et la voiture est unidirectionnel. La plage de fonctionnement des télécommandes sans clé varie considérablement, de quelques mètres à plus de cent mètres en fonction des constructeurs et des réglementations en terme de puissance.

L'émetteur RKE envoie un signal radiofréquence avec un code numérique d'identification unique. La procédure varie selon les différentes marques, modèles, et années de construction. Une fois en mode d'émission (un bouton est enfoncé pour envoyer le code d'identification numérique à l'unité centrale de la voiture), l'unité centrale reçoit et compare les codes (reçu et enregistré) et la voiture déclenche alors la commande désirée.

1.3 Canal de propagation radio :

1.3.1 Les différentes zones de propagation :

En fonction de la distance à une source de rayonnement électromagnétique, nous définissons trois zones principales (Rayleigh, Fresnel, Fraunhofer) : la zone de rayonnement proche est elle-même divisée en deux espaces (Rayleigh pour le champ réactif à proximité directe de la source, et Fresnel pour le champ proche rayonné)

La figure.1.13 illustre les différentes zones de rayonnement électromagnétique [14] [15] :

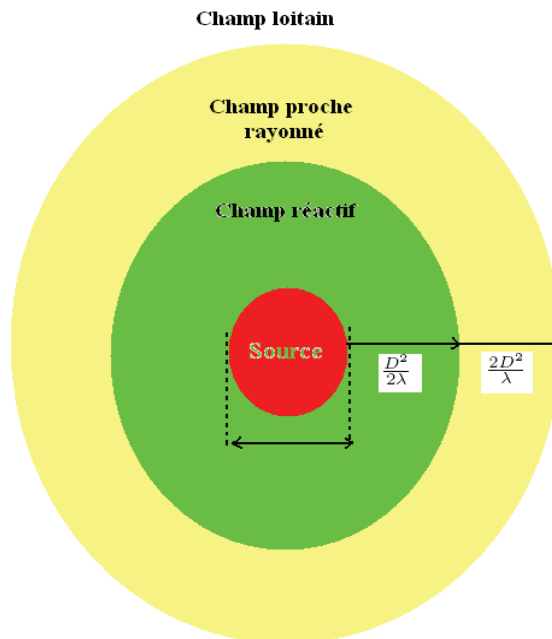


Figure.1.13: les principales zones de rayonnement autour d'une antenne émettrice [20].

- Zone de Rayleigh : appelée aussi la région de champ réactif. C'est la zone du champ très proche qui entoure immédiatement la source radiofréquence. Dans cette zone, la majorité de l'énergie électromagnétique n'est pas rayonnée, mais plutôt emmagasinée. Cette zone se situe à des distances de l'antenne comprises entre $\frac{D^2}{2}$ et $\frac{D^2}{2}$ avec D étant la plus grande dimension de l'antenne.
- Zone de Fresnel : il s'agit d'une zone intermédiaire entre la zone du champ proche réactive et la zone du champ lointain. Cette zone est située entre $\frac{D^2}{2}$ et $\frac{2D^2}{\lambda}$. Associée à la zone de Rayleigh, ces deux zones constituent la zone de champ proche de l'antenne.
- Zone de Fraunhofer : cette région est située à grande distance de la source, elle se situe au-delà de $\frac{2D^2}{\lambda}$, et correspond à la zone de champ lointain de l'antenne. Le gain et la distribution angulaire sont indépendants de la distance et l'onde électromagnétique est quasiment plane (mode TEM : transverse électromagnétique).

1.3.2 Champ proche et champ lointain :

Lors de l'étude du rayonnement d'une source électromagnétique, la notion de champ lointain est introduite afin de simplifier la formulation des équations d'ondes. Dans cette zone qui s'étend à partir d'une certaine distance de la source jusqu'à l'infini, l'amplitude

des champs électrique et magnétique décroît linéairement en fonction de la distance avec l'équation [16] :

$$P(f, d) = \frac{G_T \cdot G_R \cdot \lambda^2}{(4\pi)^2 \cdot d^2} = \frac{G_T \cdot G_R}{4} \frac{1}{(kd)^2} \quad (\text{Eq. 1.1})$$

Avec:

G_T : est le gain de l'antenne émettrice.

G_R : est le gain and de l'antenne réceptrice.

d : est la distance entre les deux antennes.

k : représente le nombre d'onde.

λ : est la longueur d'onde

Afin de déterminer les limites de la zone proche, la figure.1.14 illustre la limite champ proche-champ lointain en fonction de la dimension de l'antenne et la fréquence d'utilisation :

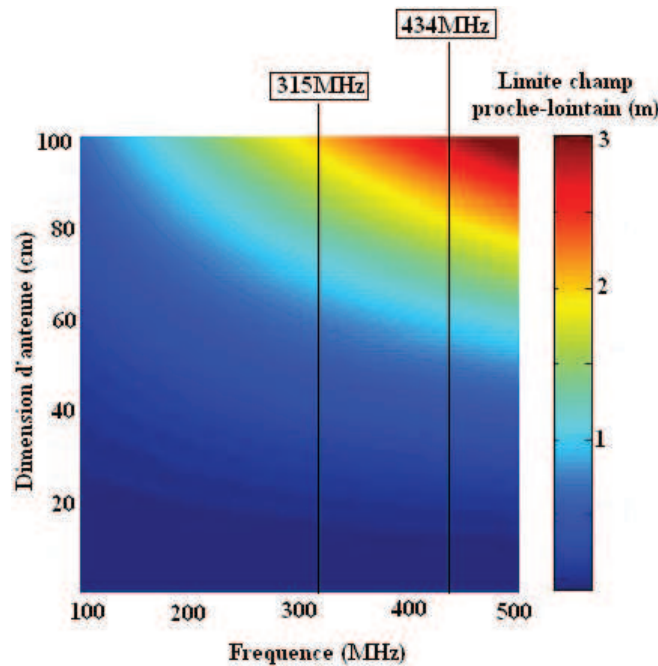


Figure.1.14 : variation de la limite champ proche- champ lointain en fonction de la fréquence et de la dimension de l'antenne

En champ proche, la zone de Rayleigh comprend des oscillations d'amplitude croissante jusqu'à la zone de Fresnel. On constate globalement que dans cette zone, l'amplitude du champ varie peu. En champ lointain l'amplitude du signal décroît de manière inversement proportionnelle à la distance [15] :

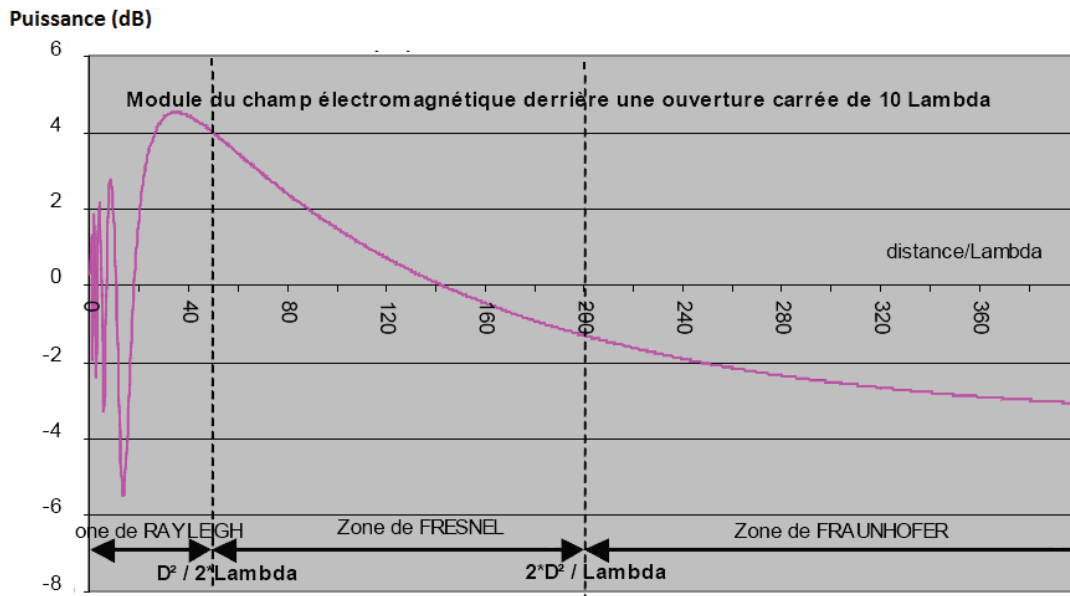


Figure.1.15 : exemple du module du champ électrique en fonction de la distance

Le comportement des ondes en champ proche est différent de celui en champ lointain: la puissance en champ proche a un niveau plus élevé par rapport à la zone lointaine. Les expressions de Friis [16] ne sont pas valables dans cette région de propagation. Dans cette zone proche, les champs électriques et magnétiques se comportent différemment. L'expression ci-dessous permet d'estimer la perte en espace libre avec une antenne électrique en champ proche [17] [18] :

$$P_{Loss}(E) = \left(\frac{G_T G_R}{4} \right) \left(\left(\frac{1}{Kd} \right)^2 - \left(\frac{1}{Kd} \right)^4 + \left(\frac{1}{Kd} \right)^6 \right) \quad (\text{Eq. 1.2})$$

La perte en espace libre avec une antenne magnétique est :

$$P_{Loss}(H) = \left(\frac{G_T G_R}{4} \right) \left(\left(\frac{1}{Kd} \right)^2 + \left(\frac{1}{Kd} \right)^4 \right) \quad (\text{Eq.1.3})$$

La propagation en champ proche est différente pour la composante électrique et magnétique. La figure. 1.16 illustre l'atténuation en espace libre pour le champ proche et le champ lointain :

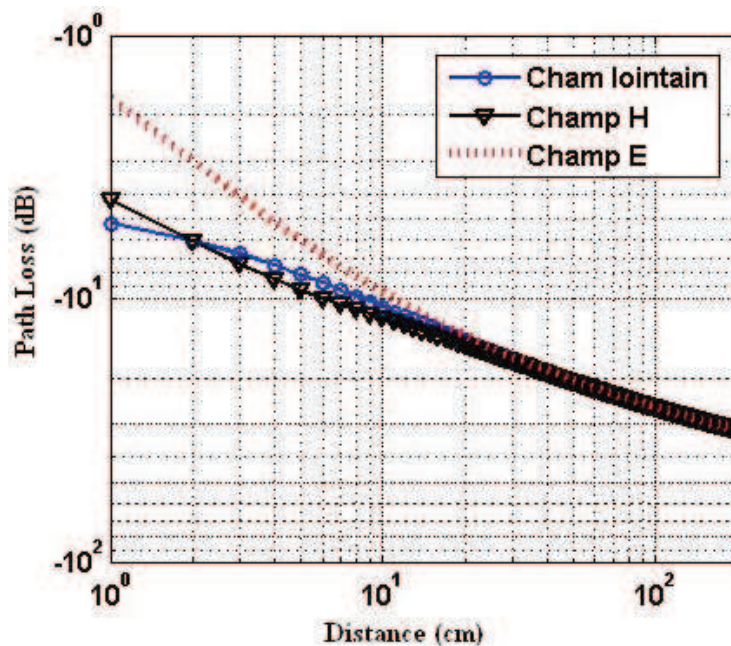


Figure.1.16 : atténuation en espace libre en fonction de la distance

Nous remarquons dans la figure ci-dessus que les profils du champ magnétique et du champ électrique varient différemment en champ proche (jusqu'à 1m de la source émettrice). Ces pertes peuvent varier dans de grandes proportions en fonction de la complexité du milieu de propagation des ondes (géométrie et nature des obstacles).

1.3.3 Propagation par trajets multiples :

Dans un environnement réel, les ondes électromagnétiques se propagent en empruntant plusieurs trajets de propagation. Le signal obtenu au niveau de l'antenne réceptrice correspond à une recombinaison de ces ondes qui subissent différents effets suivant la nature de l'interaction entre l'onde et l'élément de l'environnement. Dans un canal de propagation avec une visibilité directe, appelé LOS (Line Of Sight), l'onde se propage en ligne droite. Une condition LOS n'est pas toujours vérifiée dans un environnement réel : plusieurs phénomènes de propagation tels que la réflexion ou la diffraction peuvent apparaître et interviennent dans la qualité de réception. La figure.1.17 illustre les principaux phénomènes de propagation radio qui peuvent intervenir dans le contexte de nos études [18] :

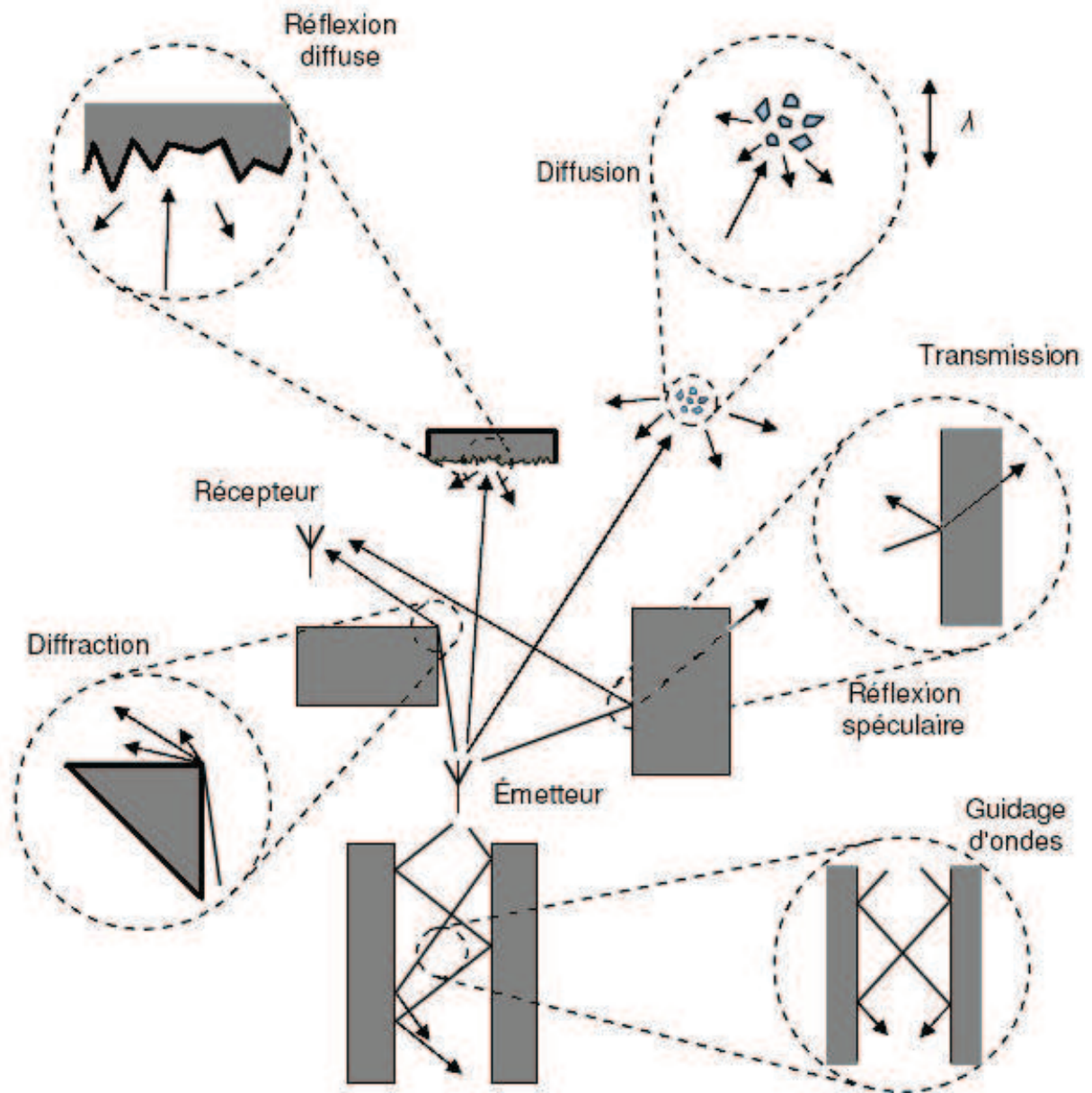


Figure.1.17 : principaux phénomènes de propagation [18].

Les principaux mécanismes de propagation illustrés dans la figure sont :

- La réflexion : la réflexion intervient lorsque l'onde rencontre une surface lisse, il apparaît alors la réflexion qui peut être spéculaire ou diffuse. La réflexion spéculaire apparaît lorsque deux milieux différents sont séparés par une surface de dimensions très supérieures à la longueur d'onde et dont les irrégularités sont très petites par rapport à la longueur d'onde. Dans le cas particulier où la surface de l'obstacle présente une certaine rugosité par rapport à la longueur d'onde, une onde incidente peut être réfléchiée dans plusieurs directions et la réflexion devient diffuse.

- La réfraction : la réfraction est observée quand une onde traverse un mur, une cloison, etc L'onde qui traverse ces obstacles subit un affaiblissement de puissance et est déviée dans une autre direction. La plupart des modèles de propagation radio mobile ne tiennent pas compte des absorptions dues aux corps humains et aux arbres. Ces effets deviennent importants dans le cas de la propagation des ondes millimétriques.
- La transmission : si le milieu où intervient la réflexion n'est pas totalement radio-opaque, une partie de l'onde incidente traverse le matériau selon un mécanisme de transmission. Pour la plupart des matériaux de construction présents dans les environnements intérieurs, l'onde transmise subit alors un affaiblissement qui peut être important. On peut noter que pour un matériau donné, l'affaiblissement et la direction du signal transmis dépendent de la longueur d'onde, en raison de la variation de la permittivité diélectrique du matériau. Enfin, dans un élément de type cloison, des réflexions multiples peuvent se produire à l'intérieur de la cloison.
- La diffraction : ce phénomène a lieu lorsqu'une onde rencontre une surface ou une arête de dimensions grandes par rapport à la longueur d'onde ou sur des obstacles dont certaines dimensions sont de l'ordre de la longueur d'onde. L'onde ne sera pas entièrement arrêtée par cet obstacle, mais une partie de son énergie électromagnétique contournera l'obstacle. Il y a changement de direction de la propagation. La diffraction apparaît lorsque la liaison entre l'émetteur et le récepteur est gênée par une surface qui a des parties anguleuses. L'énergie transmise par ces sources permet au signal de se propager dans les zones d'ombre, expliquant ainsi que les ondes radio arrivent au niveau du récepteur en l'absence de visibilité directe ou de l'intervention d'autres types d'interaction.
- La diffusion : la diffusion a lieu quand une onde se propage vers des surfaces de dimensions du même ordre de grandeur ou plus petites que la longueur d'onde, ou avec des irrégularités plus petites que la longueur d'onde. Chaque irrégularité va créer une onde diffractée. Dans ce cas, l'onde est re-distribuée dans toutes les directions avec différentes atténuations. Nous pouvons par exemple trouver ce phénomène de propagation des ondes en présence d'arbres placés au milieu du trajet de transmission.
- Les effets des ondes guidées : l'effet de guidage apparaît dans un couloir et dans un tunnel par exemple. Dans cette situation, les ondes se propagent suivant la direction du guide. Les réflexions successives sur deux obstacles parallèles provoquent un déplacement global des ondes électromagnétiques selon la direction de guidage. La structure métallique d'un véhicule et le sol peuvent également constituer un guide d'onde comme nous le verrons par la suite.

Dans un environnement confiné, avec l'existence de plusieurs obstacles, les ondes émises subissent généralement une combinaison de plusieurs phénomènes cités ci-dessus avant de parvenir au récepteur : l'onde émise est divisée en plusieurs faisceaux d'ondes subissant en même temps des affaiblissements et des retards relatifs aux différents trajets.

Ces conditions engendrent la propagation par trajets multiples. La recombinaison des signaux issus de ces différents processus est d'autant plus difficile à analyser que le milieu de propagation est complexe : un véhicule automobile représente à ce titre un cas d'étude complexe dans la mesure où la nature des matériaux (diélectriques, métalliques) et leurs dimensions (approche multi-échelle avec des éléments très petits, très grand ou de l'ordre de grandeur de la longueur d'onde, $\lambda=70$ cm @ 433.92 MHz).

1.4 Canal de propagation des systèmes embarqués radio :

1.4.1 Canal de propagation radio du système TPMS

Compte tenu de la complexité que peut avoir le milieu de propagation entre les roues et le récepteur placé l'intérieur du véhicule, il est nécessaire d'établir un bilan de liaison précis et fiable pour connaître notre milieu de propagation électromagnétique. Une autre approche consiste à développer des stratégies au niveau système (émetteur, récepteur) pour pallier la complexité éventuelle de modélisation du canal. Au niveau du canal, les chemins multiples empruntés par l'énergie transmise sont dus aux phénomènes de réflexion, de diffraction ou encore de guidage sur les surfaces métalliques et les bords des nombreux obstacles situés entre les émetteurs et le récepteur : ils peuvent causer de sérieuses dégradations de la performance. Plusieurs éléments peuvent augmenter la complexité du canal de propagation TPMS par rapport à un système de radiocommunication classique :

- La puissance de l'émetteur monté dans la roue est limitée par les règles de transmission en champ lointain (un seuil de densité de puissance maximale est exigé par le FCC- Federal Communications Commission).
- Les émetteurs RF sont généralement situés à une longueur d'onde du châssis, donc les risques de couplage en champ proche sont élevés.
- La ligne de visibilité entre les émetteurs et le récepteur n'est pas LOS (Line Of Sight), et la réception est assurée par plusieurs chemins indirects.
- L'antenne réceptrice est placée à proximité du châssis et de plusieurs éléments métalliques, ce qui augmente le couplage en réception. Il en est de même pour l'antenne d'émission, ce qui perturbe d'autant plus le caractère isotrope du rayonnement de la source comme nous le verrons dans le chapitre suivant.

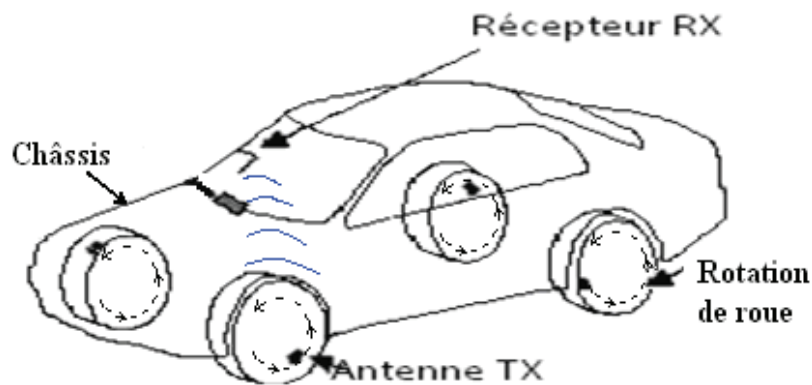


Figure.1.18 : principe de communication radio du TPMS

Ces derniers facteurs augmentent la complexité du canal de propagation radiofréquence dans un véhicule et affectent considérablement la couverture électromagnétique. Nous observons des variations importantes de la puissance sur un tour de roue (figure.1.19), ces variations se traduisent par des évanouissements angulaires profonds appelés "zones d'ombre". Bien évidemment, des études statistiques sur plusieurs tours de roues démontrent le caractère déterministe de ces évanouissements en lien avec la position angulaire de l'émetteur autour de la roue. La présence de ces zones d'ombre est l'un des problèmes majeurs rencontrés lors de la mise en œuvre d'un système TPMS :

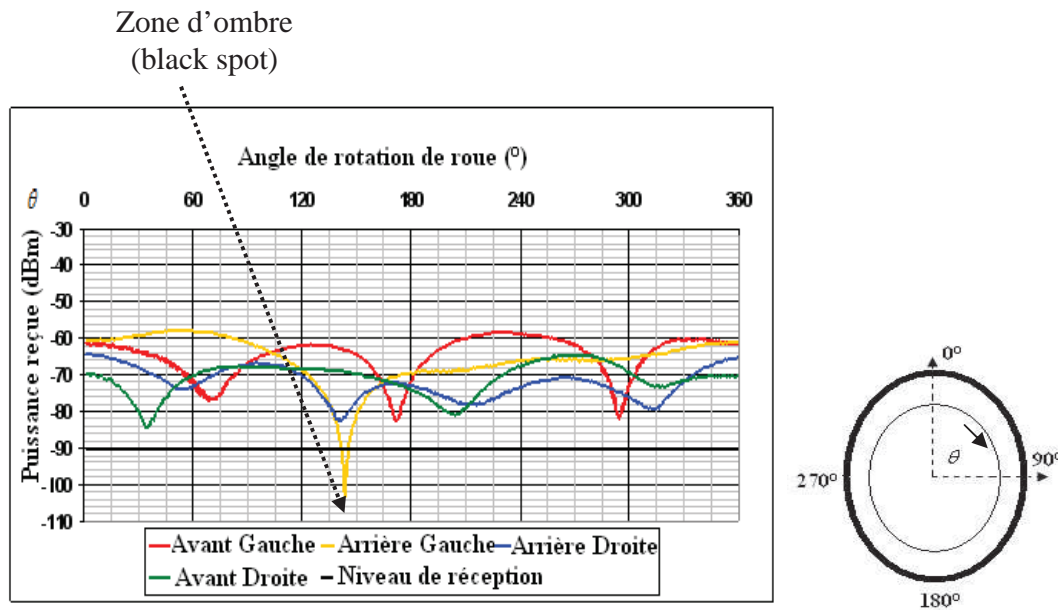


Figure.1.19. variation de puissance pour le système TPMS en fonction de la position angulaire de l'émetteur

Certains paramètres du bilan de liaison TPMS peuvent être modélisés par l'équation ci-dessous :

$$P_{RX}^{TPMS}(\theta) = \overbrace{P_{TX}^{WU} \cdot L_{Tx}(\theta, T_{Con}, W_{size})}^{\text{Source TX}} \cdot \overbrace{L_{RX}(x, y, z)}^{\text{Antenne RX}} \cdot \overbrace{L_{Position} \cdot L_{Occupant}}^{\text{Etat du canal}} \quad (\text{Eq. 1.4})$$

Avec

$P_{RX}^{TPMS}(\theta)$: puissance reçue pour l'angle de rotation (θ) .

P_{TX}^{WU} : puissance émettrice.

$L_{Tx}(\theta, T_{Con}, W_{size})$: gain (éventuellement inférieur à l'unité dans le cas de pertes) de l'antenne de transmission vis-à-vis de la puissance transmise en fonction de l'angle de rotation (θ) ainsi que du type de jante et du pneu (T_{Con} et W_{size}).

$L_{Rx}(x, y, z)$: gain (ou perte) de l'antenne de réception vis-à-vis de la puissance reçue en fonction de sa polarisation ainsi que sa position dans le véhicule.

$L_{Position}$: atténuation en fonction de la position de la roue émettrice.

$L_{Occupant}$: perte supplémentaire en fonction du nombre et de la répartition des occupants.

Les zones d'ombre mesurées en statique posent un réel problème en dynamique (roulage). Avec l'augmentation de la vitesse, la probabilité d'émettre dans une zone d'ombre augmente et le taux d'échec en réception augmente.

1.4.2 Canal de propagation radio du système d'accès

Dans les systèmes d'accès automobile (RKE, PASE et WAC), le canal de propagation radiofréquence est affecté par plusieurs éléments de l'environnement : atténuation en espace libre, phénomène de multi-trajets, effet du corps humain, carrosserie de la voiture,...

La propagation par trajets multiples et la complexité de l'environnement de la voiture entraînent la déformation du signal reçu en phase et en amplitude, conduisant parfois à l'apparition des évanouissements du signal autour du véhicule. La figure.1.20 illustre un exemple de la variation de puissance pour le système PASE :

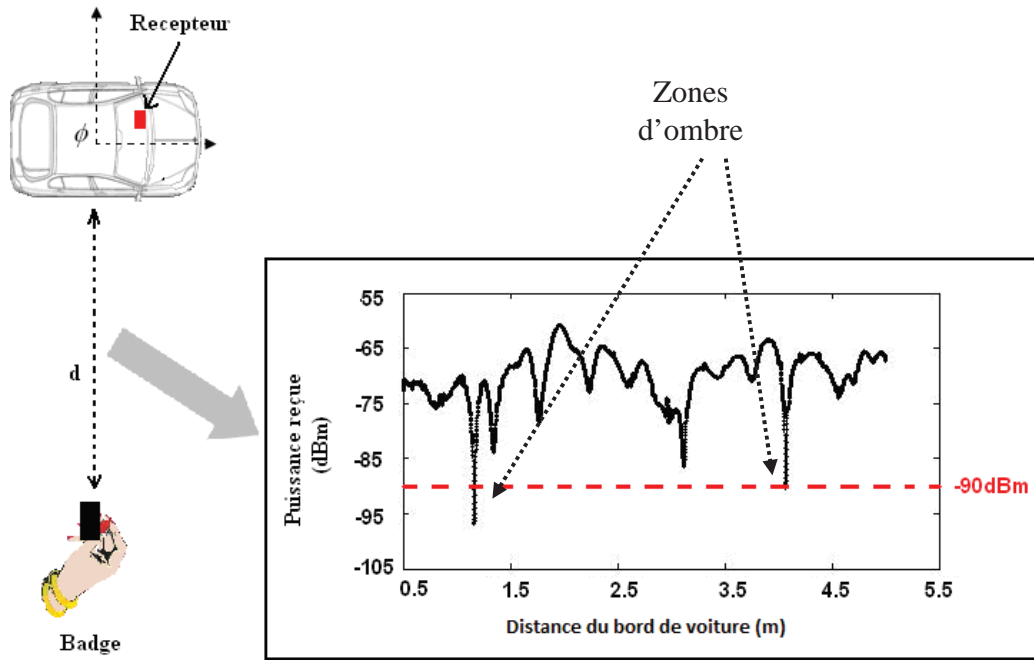


Figure.1.20 : variation de puissance mesurée du système PASE à 43.92 MHz en fonction de la distance (0.5 m à 5 m)

Dans l'exemple présenté dans la figure.1.20, nous pouvons observer l'existence de quelques évanouissements profonds. Ces derniers correspondent à des interférences destructives des signaux au niveau du récepteur, et non pas à un affaiblissement du signal en fonction de la distance. Il n'est pas possible de recevoir une puissance inférieure au seuil de sensibilité au niveau du récepteur. En outre, la communication entre le badge et le récepteur peut être facilement interrompue pour certaines positions autour du véhicule. Pour le bon fonctionnement des systèmes d'accès sans fil, il est nécessaire de connaître le canal de propagation radiofréquence. Pour cela, il est nécessaire d'établir un bilan de liaison avec des outils d'analyse théorique et des mesures expérimentales pour appréhender les mécanismes conduisant à la perte du signal entre le badge et le récepteur, et proposer ainsi des solutions efficaces d'amélioration du taux de réception des données.

Les principaux paramètres du bilan de liaison PASE peuvent être modélisés par l'équation ci-dessous :

$$P_{RX}^{WAS}(d) = P_{TX}^{BADGE} \cdot L_{Tx}(d, \phi, h_{TX}, O_{TX}) \cdot L_{RX}(x, y, z) \cdot L_{Oper} \quad (\text{Eq. 1.5})$$

Dans laquelle :

$P_{RX}^{WAS}(d)$: c'est la puissance reçue pour la distance (d).

P_{TX}^{BADGE} : représente la puissance émettrice du badge.

$L_{Tx}(d, \phi, h_{TX}, O_{TX})$: représente le gain (ou perte) de l'antenne de transmission vis-à-vis de la puissance transmise en fonction de la distance (d), l'angle autour de la voiture (ϕ), la hauteur du badge (h_{TX}) ainsi que l'orientation de l'antenne du badge (O_{TX}).

$L_{Rx}(x, y, z)$: c'est le gain (ou perte) de l'antenne de réception vis-à-vis de la puissance reçue en fonction de sa polarisation ainsi que de sa position dans le véhicule.

L_{Oper} : quantifie l'influence de l'utilisateur, exprimé ici sous forme de gain (effet du corps humain, des vêtements,...).

Nous pouvons d'ores et déjà prendre conscience de la complexité des mécanismes multiples induits par la propagation d'un signal RF dans le contexte d'une communication dans ou avec un système embarqué de type automobile. Le canal de propagation radiofréquence pour de tels systèmes sans fil dépend de plusieurs paramètres et introduit souvent de fortes perturbations sur les signaux transmis. La connaissance précise des caractéristiques du canal de propagation est donc une étape nécessaire pour le développement des systèmes sans fil automobile. Dans le prochain chapitre, nous nous attacherons à présenter les principales étapes dans l'élaboration d'une étude théorique et expérimentale du canal radio ainsi que les principaux phénomènes intervenant sur son profil.

REFERENCES I:

- [1] T. Mäkinen, H. Wunderlich, ***Intelligent Tyre Promoting Accident-free Traffic***, IEEE International Conference on Intelligent Transportation Systems, Singapore, 2002.
- [2] Statistisches Jahrbuch 2002 für die Bundesrepublik Deutschland,
- [3] Statistical Yearbook 2002 for the Federal Republic of Germany.
- [4] Statistisches Bundesamt, Wiesbaden, 2002.
- [5] Transport and environment association, ***Saving lives, fuel and CO2, Why the EU should set stringent standards for tire pressure monitoring systems***, October 2009, Brussels, Belgium.
- [6] N.Persson, F.Gustafsson, and M.Drevö, ***Indirect tire pressure monitoring using sensor fusion***, in *Proc. SAE 2002*, Detroit, June 2002, no. 2002-01-1250.
- [7] C.R.Carlson and J.C.Gerdes, ***Identifying tire pressure variation by nonlinear estimation of longitudinal stiffness and effective radius***, in *Proc.AVEC2002*, Japan, 2002.
- [8] S.Velupillai, L.Guvenc, ***Tire Monitoring –Applications of Control***, Vol.27, Digital Object Identifier, 2007, pp.22-25.
- [9] Alrabady, S.Mahmud, ***Some attacks against vehicles passive entry security systems and their solutions***, IEEE Transaction on Vehicular Technology, 2003, 431- 439.
- [10] M.Hirano, M. Takeuchi, T.Tomoda, K. Nakano, ***Keyless entry system with radio card transponder***, IEEE Transactions on Industrial Electronics, pp.208- 216, vol.35.
- [11] M.Brzeska, G.Chakam, ***Modeling of the coverage range for modern vehicle access systems at low frequencies***, European Microwave Conference, 2007, pp.771- 774.
- [12] Takacs, S.Kessler, G.Chakam, E. Lardjane, ***Estimation of low frequency coverage inside car for passive access system entry***, pp.596- 597, vol.4

- [13] Agilent TS-5000, **Family of Automotive Electronics Functional Test System – Remote Keyless Entry**, Internal Report, 7 April 2008.
- [14] E.CONIL, **Propagation électromagnétique en milieu complexe- du champ proche en champ lointain**, Mémoire de thèse, Institut National Polytechnique de Grenoble, 10 Novembre 2006.
- [15] P.Vuadon, **cours des antennes**, master recherche télécommunications hautes fréquences et optiques, IRCOM – Université de Limoges.
- [16] H.Friis, **A Note on a Simple Transmission Formula**, Proceedings of IRE, vol. 34, 1946, pp. 254-256.
- [17] Capps, **Near Field or Far Field**, EDN, August 16, 2001, pp. 95-102.
- [18] H.G.Schantz, **A Near Field Propagation Law & A Novel Fundamental Limit to Antenna Gain Versus Size**, IEEE APS Conference July 2005.
- [19] P.Pagani, **Caractérisation et modélisation du canal radio en contexte Ultra Large Bande**, Mémoire de thèse, Institut National des Sciences Appliquées de Rennes, 28 Novembre 2005
- [20] H.Miloudi, A.Bendaoud, M.Miloudi, A.Gourbi, **Caractérisation Electromagnétique du Blindage en Champ Proche et Lointain**, Conférence Nationale sur la comptabilité électromagnétique, Algeria, Novembre 2009

2. Etude du canal de transmission radio pour les systèmes de pression des pneumatiques et le système d'accès sans fil automobile :

2.1. Etude de la source radio pour le système de transmission de la pression des pneumatiques37

2.1.1. Analyse de la source RF en champ proche	37
a. La source RF et le système de caractérisation en champ proche	37
b. Influence de la jante en champ proche	40
c. Influence du pneumatique en champ proche.....	42
d. Influence d'un plan réflecteur en champ proche	45
2.1.2. Analyse de la source RF en champ lointain	46
a. Technique de caractérisation en champ lointain.....	46
b. Influence de la jante en champ lointain	48
c. Influence du pneumatique en champ lointain.....	50

2.2. Etude du canal de transmission radio pour le système de transmission de la pression des pneumatiques53

2.2.1. Système de caractérisation radio et méthode de modélisation du système TPMS.....	53
a. Technique de caractérisation du canal radio pour le système TPMS	53
b. Méthode de modélisation du canal radio pour le système TPMS.....	55
2.2.2. Impact de la rotation de roue et du sol sur le canal radio TPMS	57
2.2.3. Caractérisation spatiale du canal radio TPMS dans un environnement réel	61
a. Mesure de la variation planaire	61
b. Mesure de la variation tridimensionnelle	63
2.2.4. Modélisation spatiale du canal radio TPMS	65
a. Simulation de la variation planaire	65
b. Simulation de la variation tridimensionnelle.....	67
2.2.5. Analyse des variations temporelles du canal radio TPMS.....	68
a. Influence des passagers dans l'environnement interne	68
b. Influence de l'environnement externe et l'orientation de la roue.....	70

2.3. Etude du canal de propagation radio pour le système d'accès sans fil73

2.3.1. Influence du sol	73
2.3.2. Influence du corps humain sur le canal de propagation	77
2.3.3. Influence de la carrosserie sur la réception radio	81
2.3.4. Etude du canal de transmission complet	82

Le canal de propagation complexe des systèmes embarqués automobile impacte fortement les performances des systèmes de communications sans fil. La connaissance et la maîtrise de ce canal est primordiale afin d'assurer une communication efficace et robuste et ainsi de proposer des solutions adéquates au niveau du protocole (diversité temporelle) ou au niveau des antennes (diversité d'antenne). Dans ce chapitre, une étude théorique et expérimentale du canal radio est développée. Les principaux phénomènes intervenant lors de la propagation sont identifiés pour les systèmes TPMS et pour les systèmes d'accès sans fil.

Dans un premier temps, nous présentons des études expérimentales et théoriques de la source radio TPMS en champ proche et en champ lointain. La caractérisation en champ proche a pour but de quantifier le rayonnement de l'unité roue selon les différents éléments successivement rajoutés jusqu'à l'obtention du module complet constituant la source TPMS (jante, pneumatique et effet de sol) : pour une cartographie de la distribution de puissance illustre la modification du champ à chaque étape de la construction du 'module roue'. Par ailleurs, L'étude en champ lointain fournit un autre diagnostic qui permet de déterminer l'impact de la source radio sur le diagramme de rayonnement relevé à 3 m et de comparer l'influence de ses différents éléments.

Dans la deuxième partie une analyse du canal radio permet d'estimer la couverture radio interne et externe du système TPMS. La méthode proposée consiste en une approche expérimentale qui passe par le sondage spatio-angulaire du canal de propagation et une approche théorique basée sur plusieurs modélisations électromagnétiques (logiciel EMPIRE). Nous avons ainsi mis en œuvre des techniques de sondage non perturbante et de modélisation adaptées au cas du canal de propagation TPMS. Enfin, l'analyse de l'influence des passagers, des éventuelles perturbations d'une voiture à proximité des sources rayonnantes ainsi que l'orientation de la roue ont été également explorées expérimentalement.

La dernière partie de ce chapitre est consacrée à la description des différentes étapes de la caractérisation expérimentale du canal radio pour les systèmes d'accès sans fil qu'à la modélisation de l'environnement électromagnétique entre l'émetteur badge (mobile selon la position du porteur) et le récepteur. Cette dernière étude est fondée sur le modèle simplifié de deux rayons et sur les simulations électromagnétiques sous EMPIRE.

2.1 Etude de la source radio pour le système de pression des pneumatiques :

2.1.1 Analyse de la source RF en champ proche :

a- La source RF et le système de caractérisation en champ proche :

La source RF pour le système de pression des pneumatiques est un élément important dans l'étude et l'analyse d'un bilan de liaison efficace entre les capteurs-roues et le récepteur placé à l'intérieur du véhicule [1]. Le diagramme de rayonnement en champ lointain et la distribution électromagnétique en champ proche de l'unité-roue embarquée dans une roue sont influencés par trois principaux éléments constructifs de la source TPMS:

- Jante: cette partie métallique de la roue placée à quelques millimètres de l'antenne RF modifie le diagramme de rayonnement et influe sur la désadaptation de l'antenne.
- Pneumatique: c'est un composite très complexe, composé de nombreux matériaux qui varient largement d'un modèle à un autre, d'un constructeur à un autre. Les informations électriques associées sont difficilement accessibles, et très difficiles à étudier.
- Sol: la position rotation de l'unité roue et la proximité de l'antenne RF par rapport au sol change le profil de rayonnement de la source RF TPMS, et de fait affectent le bilan de liaison.

Les principaux éléments de la source radio TPMS sont illustrés dans la figure.2.1 :



Figure.2.1: principaux éléments constructifs d'une source TPMS

La source RF contient plusieurs éléments différents (Figure.2.1), qui peuvent affecter de manière sensible les performances de l'émetteur : il est donc nécessaire de connaître l'influence électromagnétique de chaque élément sur le profil de rayonnement de la source (profil et distribution). Cette analyse est d'autant plus pertinente en champ proche, étant donné le fort couplage entre les différents éléments constructifs de la source (chaque élément est plus petit, ou de l'ordre de la longueur d'onde du signal porteuse RF). Afin de déterminer l'impact successif des principaux éléments constituant la source TPMS, nous proposons dans cette partie une modélisation expérimentale et théorique en champ proche basée sur une méthode de sondage par balayage électromagnétique ponctuelle avec une sonde. Cette caractérisation permet de mesurer la variation de puissance dans un plan vertical par rapport au sol.

La caractérisation réelle en champ proche repose sur un dispositif expérimental spécifique simple et non perturbateur utilisant une sonde (boucle magnétique), qui permet de mesurer la puissance dans un plan parallèle devant la source. Il est ainsi possible de la cartographier l'image électromagnétique de la source dans un plan 2D [2]. Deux phases principales sont nécessaires pour exploiter les mesures en champ proche:

- Mesures discrètes du champ avec une localisation de la sonde en x, y réalisées par un déplacement de la sonde en repérant des points visuellement sur une planche de polystyrène graduée (100cm x 100cm).
- Interpolation des données discrètes de mesures: réalisée avec une interpolation linéaire standard afin de tracer de manière homogène les différentes zones mesurées. La surface sous test est discrétisée en 226 cellules de résolution

6x6cm². La précision de la cartographie interpolée dépend de la densité des points de mesure.

Pour sonder efficacement le champ magnétique il faut respecter quatre principales règles suivantes pour éviter les éventuelles perturbations du champ avec le banc de mesure:

- La caractérisation doit être effectuée dans une chambre anéchoïque.
- La sonde doit être de très faibles dimensions (localisée) et doit être éloignée de tous les éléments métalliques qui peuvent interagir avec elle et de fait fausser la mesure.
- Le support de la sonde doit être isolant, le plus pour ce faire nous avons utilisé un support en bois.
- L'opérateur doit être à une distance suffisante de la sonde (plus de 1m) pour éviter l'influence de son corps sur le champ mesuré (induisant des erreurs de mesure).

Les systèmes de caractérisation de champ proche est illustré dans la figure.2.2 :

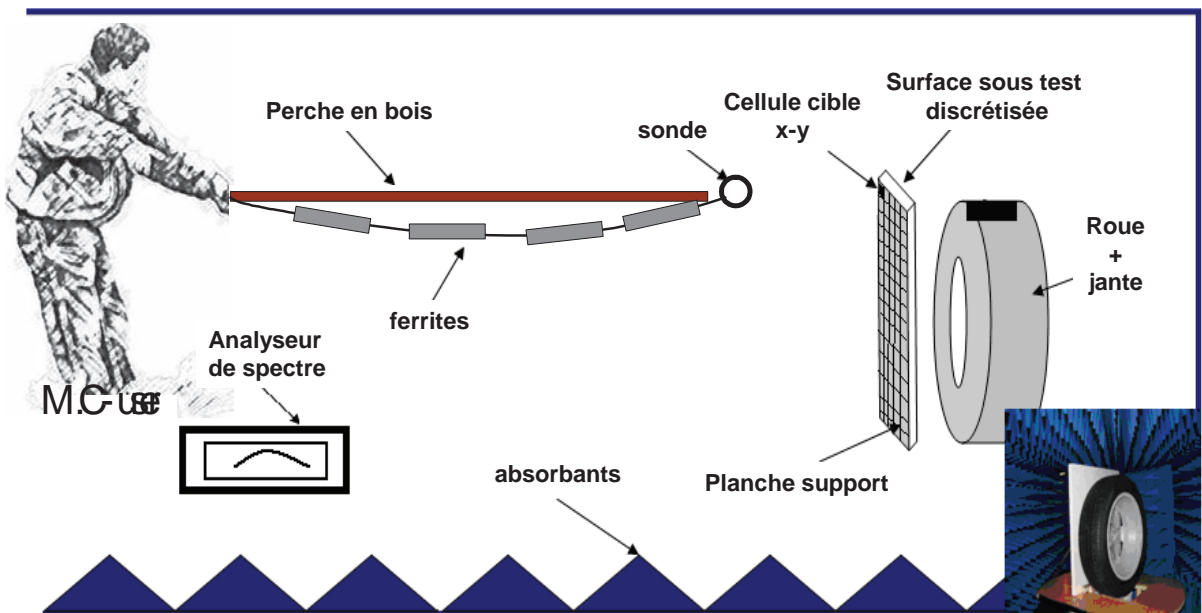


Figure.2.2 : système de caractérisation en champ proche

Les résultats obtenus sont ensuite cartographiés avec un code de couleur : les zones avec des grandes puissances d'émission sont représentées en rouge, tandis que les zones à faibles puissances sont identifiées en bleu. L'analyse théorique en champ proche sera développée à l'aide du logiciel de simulation électromagnétique EMPIRE (dont le principe et la méthode de simulation sont illustrés au paragraphe B.1).

b- Influence de la jante en champ proche:

Durant cette campagne, nous avons disposé d'une jante métallique R21" (environ 54cm de rayon). L'unité roue montée à l'intérieur de la jante (Figure.2.3). Cette dernière

permet d'émettre une porteuse pure à 433.92 MHz pendant plusieurs minutes au moyen d'un dispositif d'activation (Trigger) LF à 125 KHz. L'antenne RF de l'unité de roue est un monopole adapté à 433.92 MHz.



Figure. 2.3 : jante caractérisée

Après un post traitement des mesures obtenues avec Matlab, la cartographie obtenue en champ proche est illustrée dans la figure.2.4. Les effets de distribution des ondes sont clairement identifiables dans la partie supérieure de la jante (zone 1). Nous remarquons que la structure métallique de la roue empêche la pénétration des ondes électromagnétiques au milieu de la jante et atténue considérablement la puissance pénétrée (zone 2) pour atteindre une puissance faible (environ -64 dBm). La proximité de l'antenne avec la jante métallique crée un couplage électromagnétique et fait apparaître une légère présence du champ autour de la jante (zone 2 une puissance moyenne autour observée de -54 dBm). La puissance de rayonnement fluctue de plus de 22 dB dans la totalité de la surface explorée autour de la roue (entre -45 dBm et -67 dBm) .

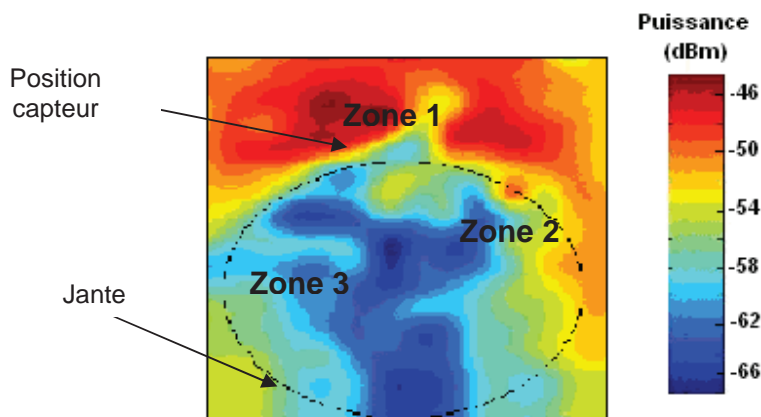


Figure.2.4: caractérisation 2D en champ proche montrant la distribution de la source RF constituée par une jante

La cartographie présentée dans la figure.2.4 fournit des indications précises sur la distribution du champ magnétique sur la surface sondée en champ proche. Afin de comparer finement les résultats expérimentaux en champ proche aux simulations théoriques, nous avons modélisé l'influence d'une jante en aluminium en champ proche avec le logiciel EMPIRE. Cet outil de simulation propose une modélisation fiable des comportements électromagnétiques en champ proche avec la méthode FDTD (Finite Difference Time Domain). Le modèle de la jante utilisé est un cylindre en aluminium de

55 cm de diamètre et de 19 cm de haut (figure.2.5). Nous avons ensuite excité une antenne monopole adaptée à 433.92 MHz, positionnée à 1cm:

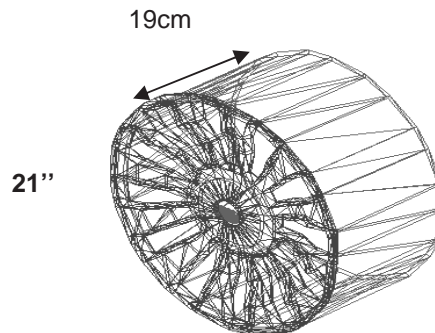


Figure.2.5 : modèle de la jante

La variation de la puissance relevée sur le plan parallèle devant la jante est illustrée en figure.2.6. Nous pouvons distinguer avec les simulations les trois principales zones caractérisées expérimentalement (zone 1, zone 2 et zone 3). Nous montrons les mêmes effets observés lors de mesure en champ proche autour de la position de l'antenne dans la partie supérieure de la jante (zone 1) avec un niveau de puissance oscillant de -45 dBm à -57 dBm. La présence du champ distribué par couplage est aussi visible autour de la roue (zone 2). La dynamique de puissance obtenue est d'environ 28 dB (comparée à 22 dB avec les mesures):

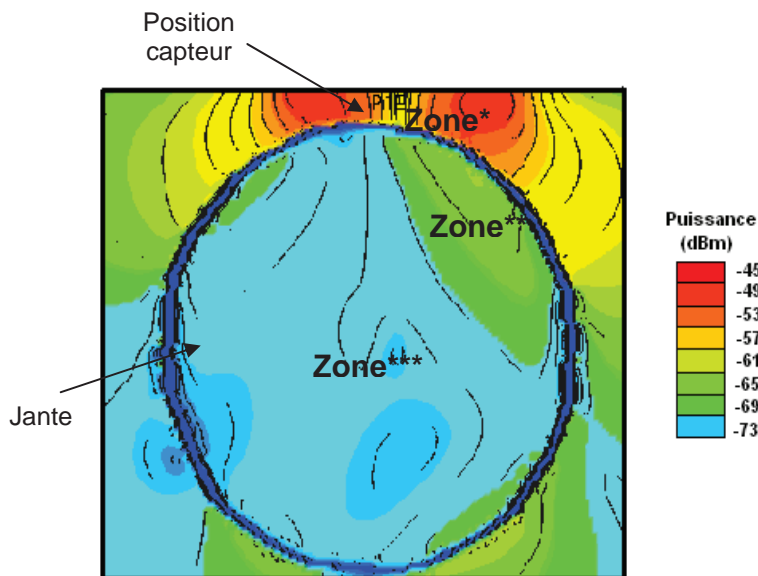


Figure.2.6 : modélisation EMPIRE 2D en champ proche de la source RF constituée du module d'émission et d'une jante

Les simulations sont en relativement bon accord avec les mesures en champ proche avec toutefois quelques différences observées sur le niveau de puissance et les dimensions des zones caractérisées. Cet accord aurait probablement pu être amélioré en utilisant la même structure de la jante.

c- influence du pneu en champ proche

Afin d'étudier l'influence de l'adjonction du pneumatique sur le module d'émission, nous avons mesuré en champ proche un pneumatique 255/40 (255 mm de largeur et 102 mm de hauteur à partir de la jante). La figure.2.7 illustre l'ensemble émetteur-jante-pneumatique sous test :

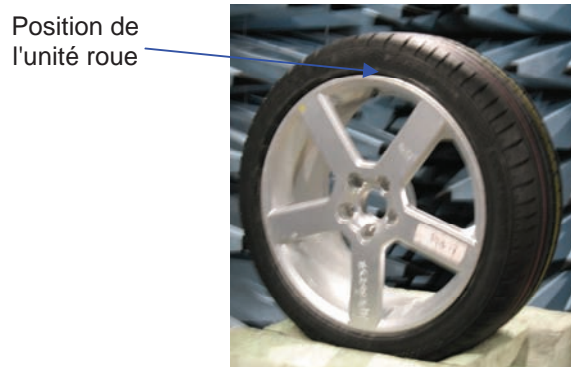


Figure.2.7 : jante + pneumatique sous test

La cartographie de l'influence du pneumatique en champ proche a été extrapolée et reportée sur la figure.2.8.

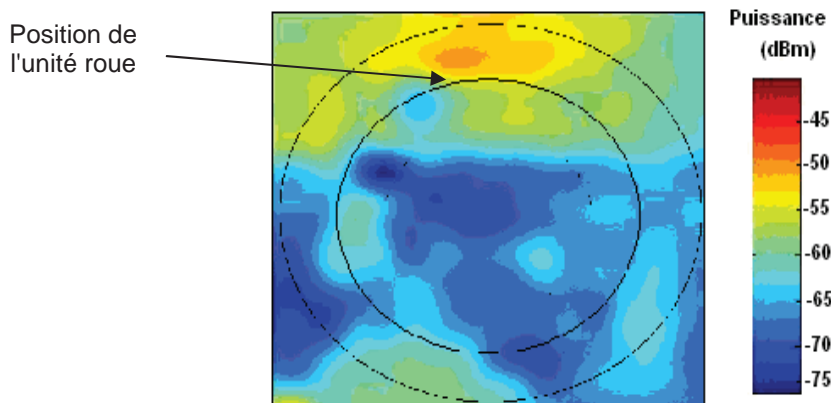


Figure.2.8 : caractérisation 2D en champ proche montrant la distribution de la source RF constituée d'une jante avec pneumatique

Sur la figure.2.8, on peut observer que la dynamique augmente avec l'ajout du pneumatique pour atteindre 35 dB. Les valeurs maximales et minimales mesurées en champ proche sont respectivement -42 dBm et -75 dBm. L'effet du pneu augmente de 4 dB la valeur maximale de puissance (-46 dBm pour la jante seule), et diminue la valeur minimale de 9 dB (~ -66 dBm relevée sur la jante seule en champ proche). Afin de comparer cette cartographie obtenue expérimentalement avec la théorie, nous avons simulé l'ensemble (jante+pneumatique) sous EMPIRE. Nous avons ajouté au modèle de la jante précédent, un modèle de pneumatique sous forme de couronne en diélectrique (permittivité relative $\epsilon_r = 20$ et pertes diélectriques selon $\tan \delta = 0.05$), de 7 cm de largeur et vide à l'intérieur. On ensuite excité à 433.92 MHz une antenne monopole placée entre la

jante (à 1cm) et le pneu. Le modèle complet (pneumatique + jante) est illustré dans la figure.2.9 :

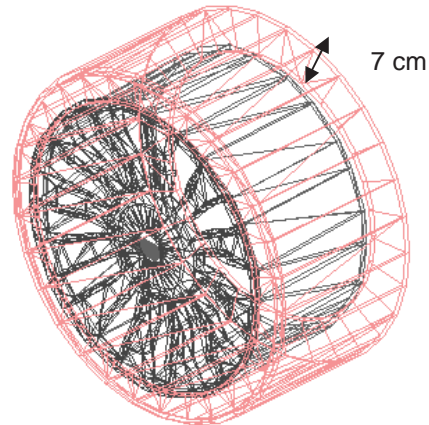


Figure.2.9: modèle de la roue (jante+pneu)

La variation du champ total est illustrée dans la figure.2.10. Nous pouvons observer l'influence du pneu sur la répartition de champ autour de la roue. Les valeurs de puissance maximale et minimale mesurées sont respectivement -40 dBm et -80 dBm (comparées à -42 dBm et -75 dBm relevées en mesures). L'effet du pneumatique augmente de 5 dB la puissance maximale (-45 dBm obtenue par simulation avec la jante seule), et une réduction de la puissance minimale à -80 dBm (-73 dBm avec la jante seule). Ces variations sont parfaitement cohérentes avec les mesures : les résultats obtenus avec les simulations confirment nos mesures en champ proche sur le changement des niveaux de la puissance et une éventuelle mauvaise influence attendue du pneu sur le bilan de liaison final. La dynamique obtenue par la simulation est d'environ 40 dB (à comparer à la dynamique mesurée de 35 dB obtenue avec la caractérisation réelle).

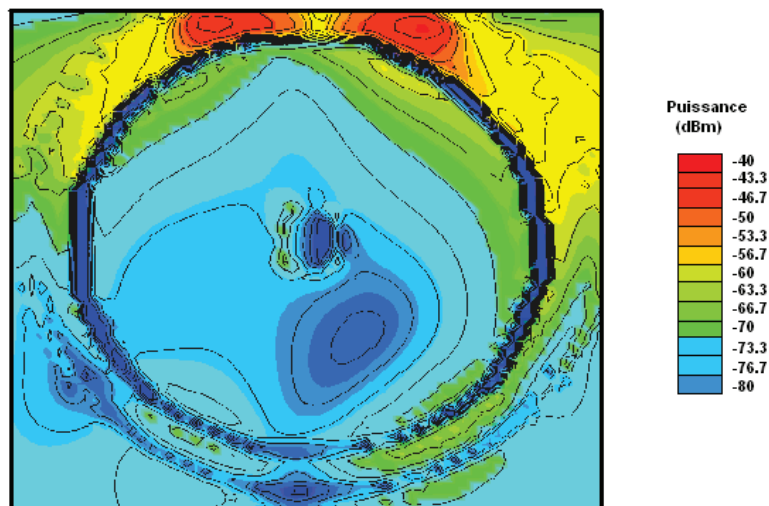


Figure.2.10 : modélisation EMPIRE 2D en champ proche de la source RF constituée d'une jante et d'un pneumatique

Nous observons une différence non négligeable sur la répartition de la source en champ proche entre la modélisation théorique sous EMPIRE et les résultats obtenus avec

nos expérimentations. Cette différence peut s'expliquer en partie par les dimensions entre la roue modélisée et la roue réelle (différence en épaisseur) et par la modélisation électromagnétique proposée basée sur des hypothèses simplificatrices. En le pneumatique a été considéré comme un seul élément homogène, alors que dans la réalité il présente un contraste diélectrique non maîtrisé à cause de la présence de plusieurs matériaux (voir la figure.2.11) [3], dont la majorité de ses caractéristiques sont confidentielles.

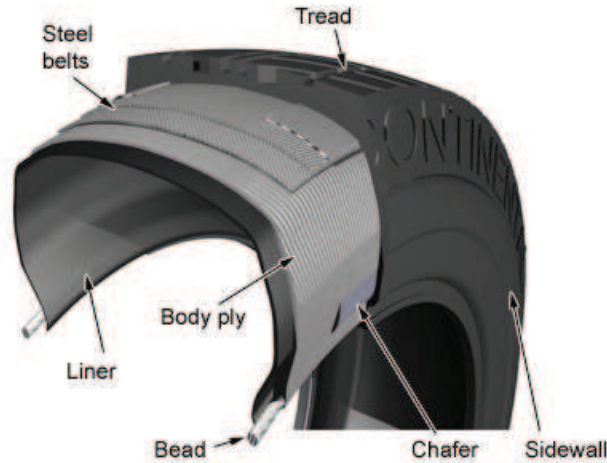


Figure.2.11: différentes compositions d'un pneumatique

Malgré les simplifications utilisées pour modéliser la jante, les phénomènes observés par les simulations effectuées sont en accord satisfaisant avec les mesures sur les niveaux de puissance relevés.

d- Influence d'un plan réflecteur en champ proche

Une fois la jante et le pneumatique intégrés au module du capteur, l'influence du sol est estimée expérimentalement en tenant compte de l'influence de ce dernier par la mise en œuvre d'un plan réflecteur en aluminium (voir la figure.2.12).

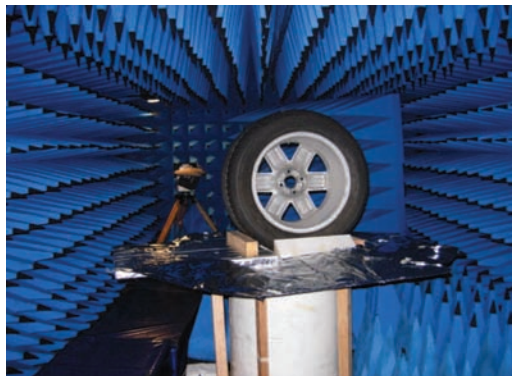


Figure.2.12 : roue caractérisée avec un plan réflecteur métallique pour simuler l'effet du sol

La distribution de puissance avec le réflecteur a donné naissance à une source distribuée rayonnante, avec l'apparition de quatre principales zones de haute émission RF autour de la roue (clairement identifiées au niveau de la figure.2.13). La cartographie de la source avec le réflecteur en champ proche est montrée dans la figure.13 :

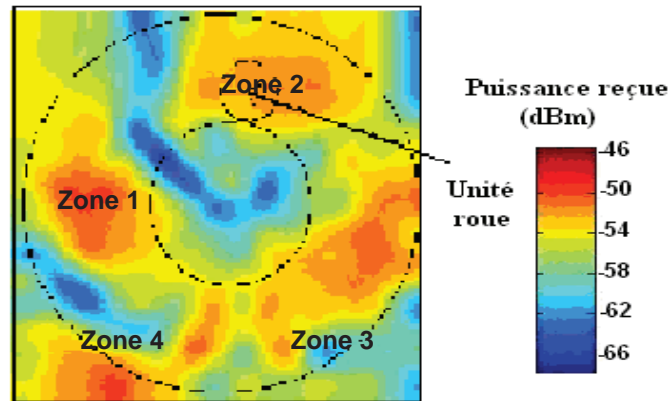


Figure.2.13 : caractérisation 2D en champ proche de la source RF constituée d'une roue avec un plan réflecteur

La puissance mesurée en champ proche varie entre -67 dBm et -46 dBm (dynamique de 21 dB). Nous pouvons observer qu'avec les réflexions produites par l'effet de sol, la source est répartie en quatre principales « sous sources » (zone 1, zone 2, zone 3 et zone 4) [1], dont la puissance d'émission est importante (variation entre -54 dBm et -46 dBm). La présence du sol diminue la puissance maximale de 6 dB et augmente la puissance minimale de 8 dB.

Le contexte précédent (pneumatique + jante) modélisé sous EMPIRE est excité à 433.92 Mhz en présence d'un plan réflecteur métallique. La cartographie de champ obtenue est illustrée dans la figure.2.14 :

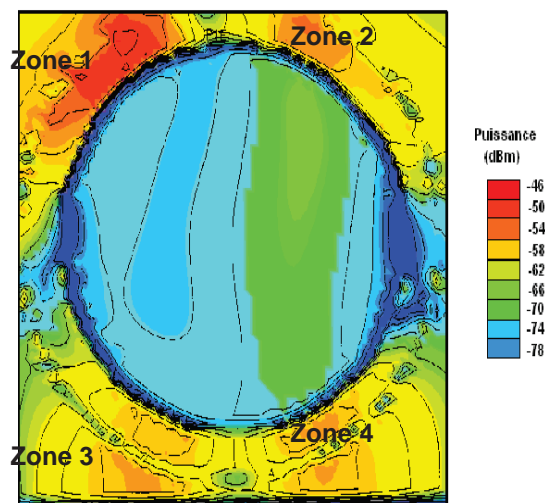


Figure.2.14 : modélisation EMPIRE 2D en champ proche de la source RF constituée d'une roue avec un plan réflecteur métallique

Les résultats théoriques montrent des allures comparables avec celles obtenues expérimentalement (quatre principales zones sont identifiées mais à des positions légèrement différentes en raison des écarts entre le modèle simulé et la structure mesuré). La puissance simulée en présence du sol varie entre -78 dBm et -46 dBm. En conséquence et comme montré expérimentalement, le sol diminue la puissance maximale de 6 dB (idem en mesure) et augmente la puissance minimale de 2 dB (8 dB en mesure).

Des simulations pour différentes positions relatives du capteur par rapport au sol montrent la répartition systématique de sources autour de la jante. Ce résultat est de première importance puisqu'il indique bien par la mesure et par la simulation, la nature distribuée de la source rayonnante, contrairement à toutes les hypothèses de travail qui avaient cours auparavant, basées sur un aspect localisé de la source.

Nous avons présenté dans cette première partie, une étude expérimentale et théorique en champ proche. Il est intéressant de conduire une analyse similaire en champ lointain afin d'obtenir des informations complémentaires sur le profil de rayonnement qualitatif de la source. Cette dernière est présentée dans la deuxième partie ci-dessous.

2.1.2 Analyse de la source en champ lointain:

a- Technique de caractérisation employée en champ lointain

La caractérisation du champ lointain est une technique largement utilisée pour définir le diagramme de rayonnement d'une antenne. Cette partie de l'étude de la source analyse le rayonnement électromagnétique à une distance de 3 m, en trois dimensions dans une chambre anéchoïque. Pour ce faire, nous avons utilisé un système de mesure à haute résolution angulaire composé par un plateau tournant et d'un système d'acquisition pour enregistrer et traiter les données mesurées. Le système de mesure en champ lointain est illustré en figure.2.15 :

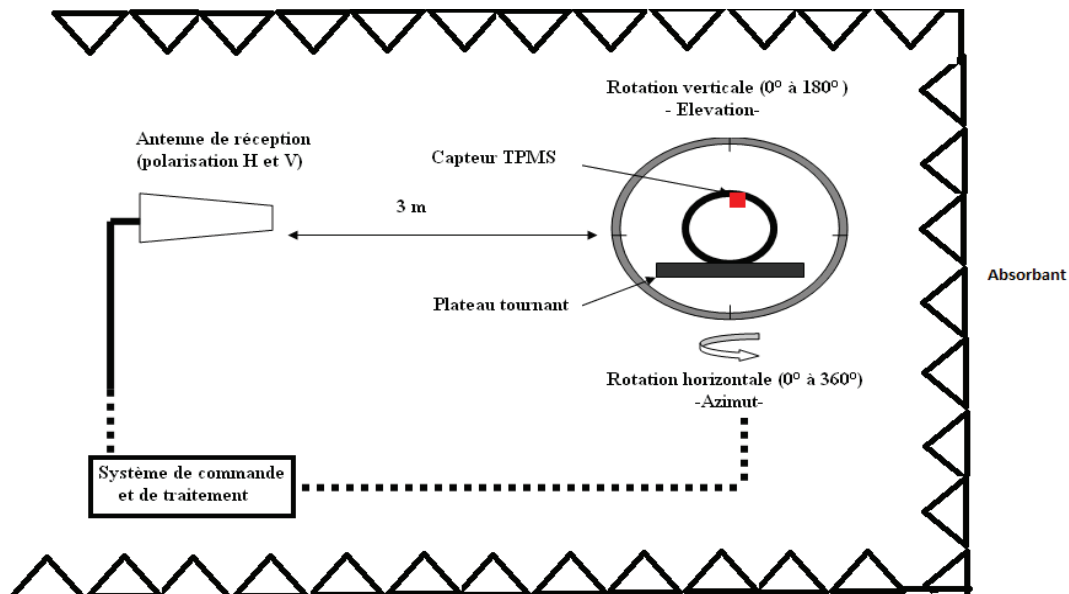


Figure.2.15 : système de caractérisation en champ lointain

Les principaux éléments du système de caractérisation illustrés dans la figure.2.15 sont :

1. Le sondeur: il s'agit d'une antenne orientée automatiquement à partir d'un système de commande en polarisation horizontale ou verticale. Ce sondeur mesure la puissance rayonnée de la source RF à 3m.
2. La source TPMS et le plateau tournant: la source RF est placée sur un plateau tournant électromagnétiquement neutre et sa rotation est contrôlés en azimut de 0° à 360 ° avec une résolution angulaire de 0.3°. La rotation verticale est effectuée manuellement en bougeant verticalement la roue de 0 ° à 180 ° avec un pas angulaire de 10 °.
3. Un ordinateur de commande et le post-traitement: la polarisation de l'antenne réceptrice et la rotation du plateau tournant sont contrôlés via un ordinateur, équipé d'un logiciel. Les données sont enregistrées et traitées avec MATLAB pour construire un modèle sphérique tridimensionnel.

Dans cette partie de l'étude, nous avons essayé dans un premier de mettre en évidence l'influence de chaque élément (pneu, jante et sol) constituant la source TPMS sur le rayonnement de l'émetteur en champ lointain. Une analyse statistique a été proposée pour quantifier l'impact du type de la jante et du pneumatique sur la source RF.

b- Influence de la jante en champ lointain :

Afin de déterminer l'influence de la jante, nous avons placé une unité roue contenant une antenne monopole adaptée à 433.92 MHz (les caractéristiques de l'unité roue utilisée sont : polarisation horizontale- Maximum = 57 dB μ V/m et Minimum = 29 dB μ V/m, polarisation verticale - Maximum= 57 dB μ V/m Minimum = 15 dB μ V/m) sur une jante de R21. Les diagrammes de rayonnement en champ lointain sur les deux polarisations : horizontale et verticale sont illustrés dans la figure.2.16 :

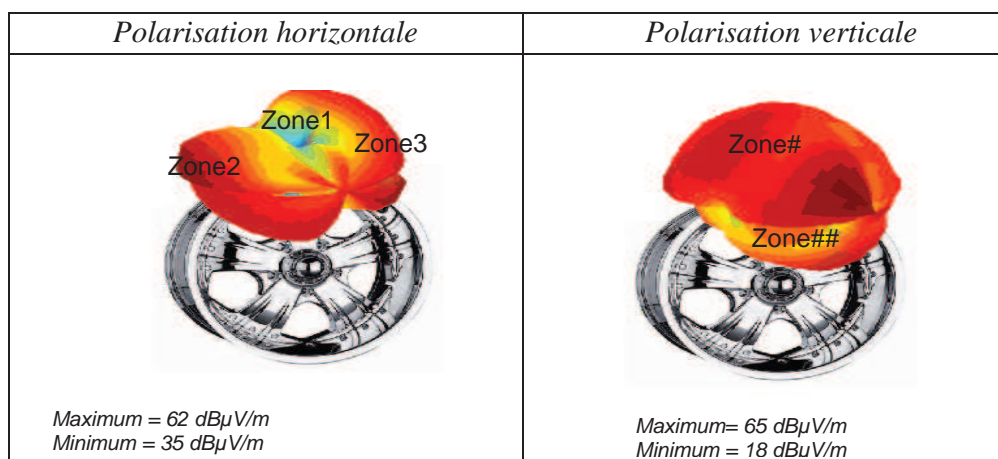


Figure.2.16 : caractérisation de l'influence de la jante en champ lointain pour la polarisation horizontale et verticale

Nous remarquons que la puissance maximale mesurée sur les deux polarisations devient supérieure à la puissance de référence de l'unité de roue seule. La jante augmente la puissance maximale de 5 dB pour la polarisation horizontale et de 8 dB pour la polarisation verticale [1]. Pour la polarisation verticale, la jante déforme la partie inférieure de la sphère (zone ##), et concentre la zone à haute émission dans la partie supérieure (zone #). La polarisation horizontale semble moins affectée par la jante et nous observons que le diagramme de rayonnement est réparti en deux lobes (zone 1 et zone 3) et une zone avec une émission faible (zone 1) due à la nature et la polarisation de l'antenne utilisée. La dynamique du signal rayonné est de 27 dB pour la polarisation horizontale et 47 dB pour la polarisation verticale.

Afin de comparer ces résultats obtenus expérimentalement avec la théorie, nous avons caractérisé une antenne monopole placée sur la même jante modélisée en champ lointain. Les diagrammes de rayonnement obtenus sont représentés dans la figure.2.17 :

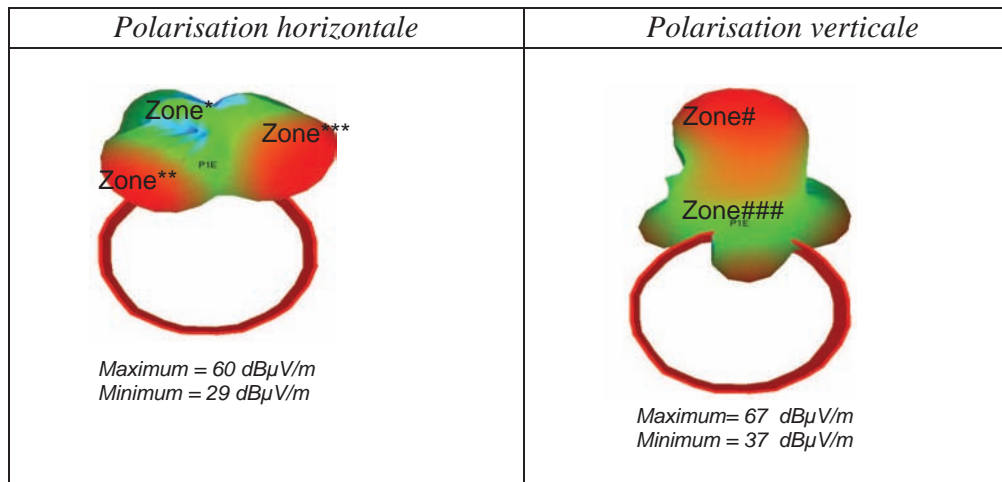


Figure.2.17 : modélisation de l'influence de la jante en champ lointain pour la polarisation horizontale et verticale

En comparant les résultats théoriques avec les mesures en champ lointain (cf. figure.2.16) dans la même configuration (jante + antenne), on retrouve des allures comparables et les mêmes zones identifiées dans l'étude expérimentale pour les deux polarisations. Par simulation, la jante augmente la puissance maximale de 3dB (5dB obtenue par mesures) pour la polarisation horizontale et 10dB pour la polarisation verticale (8 dB mesuré) [4] [5]. En général, un bon accord a été trouvé entre les simulations électromagnétiques et les mesures sur l'effet de la jante en champ lointain.

Cependant, chaque paramètre constituant la cellule «jante» (forme, matières utilisées) affecte potentiellement le modèle de rayonnement.

La marque de la jante est un paramètre important à analyser pour l'étude. En conséquence, nous avons effectué une analyse comparative de type de la jante (4 marques différentes de jantes étudiées de même taille (17")), portées à l'étude, appelées par la suite : jante n°1, jante n°2, jante n°3 et jante n°4. Les dynamiques en puissance sont calculées pour chaque type de jante et leurs diagrammes de rayonnement sont examinés statistiquement avec la fonction de distribution cumulative (CDF) à 10 %.

	10% de CDF		Dynamique mesurée	
	Polarisation H	Polarisation V	Polarisation H	Polarisation V
Jante n°1	53.7 dB μ V/m	55.6 dB μ V/m	37.7 dB	46.2 dB
Jante n°2	53.6 dB μ V/m	61.0 dB μ V/m	17 dB	48.1 dB
Jante n°3	53.4 dB μ V/m	56.3 dB μ V/m	32.6 dB	46.9 dB
Jante n°4	49.1 dB μ V/m	52.9 dB μ V/m	41.0 dB	43.7 dB
Jante de Référence mesurée	51.1 dB μ V/m	53.0 dB μ V/m	27.0 dB	47.3 dB
Jante de Référence modélisée	47 dB μ V/m	51.0 dB μ V/m	31.0 dB	30.0 dB

Tableau.2.1 : influence du type de jante sur les polarisations verticale et horizontale en champ lointain

Le tableau.2.1 montre que le type de la jante affecte le profil rayonnement de la source. Sa contribution dans la déformation du diagramme de rayonnement est significative. Les valeurs de CDF mesurées varient entre 49 dB μ V/m à 54 dB μ V/m pour la polarisation horizontale et entre 51 dB μ V/m et 61 dB μ V/m sur le plan vertical. Enfin, nous pouvons déduire que la marque de la jante est un facteur non négligeable qu'il faut prendre en compte pour établir un bilan de liaison fiable du système TPMS.

c- Influence du pneumatique

En effectuant les mêmes démarches qu'avec une jante seule, nous avons caractérisé l'influence du pneumatique sur le rayonnement de la source en champ lointain. La figure.2.18 illustre les résultats obtenus pour les deux polarisations :

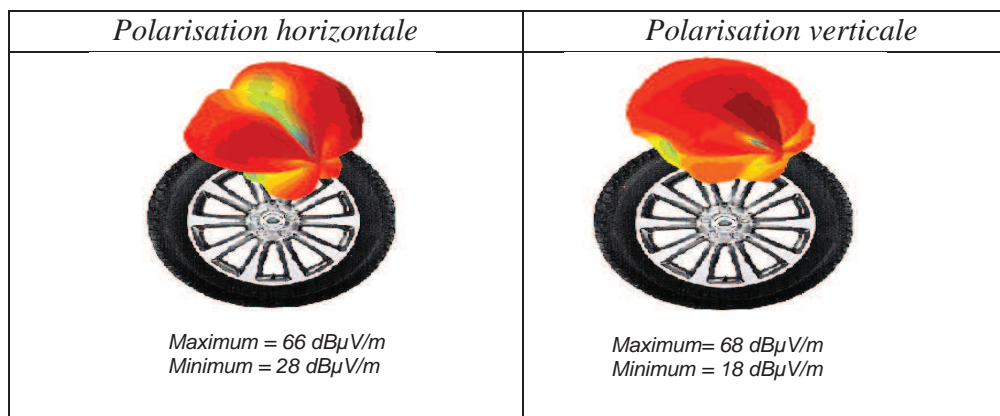


Figure.2.18 : caractérisation de l'influence du pneumatique en champ lointain pour la polarisation horizontale et verticale

Les valeurs maximales et minimale de puissance sont respectivement égales à 66 dB•v /m et 28 dB•v/m pour la polarisation horizontale et 68 dB•V/m et 59 dB•V/m en polarisation verticale. La présence du pneumatique augmente la puissance maximale de 4 dB sur le plan horizontal et de 3 dB sur le plan vertical, par rapport aux résultats obtenus avec la jante seule [1]. Quant à la dynamique mesurée, elle est à 38 dB pour la polarisation horizontale et 50 dB pour la polarisation verticale.

Pour les simulations des structures, nous avons utilisé le même modèle de pneumatique simplifié qu'en champ proche. Les diagrammes de rayonnement modélisés en champ lointain sont montrés dans la figure.2.19 :

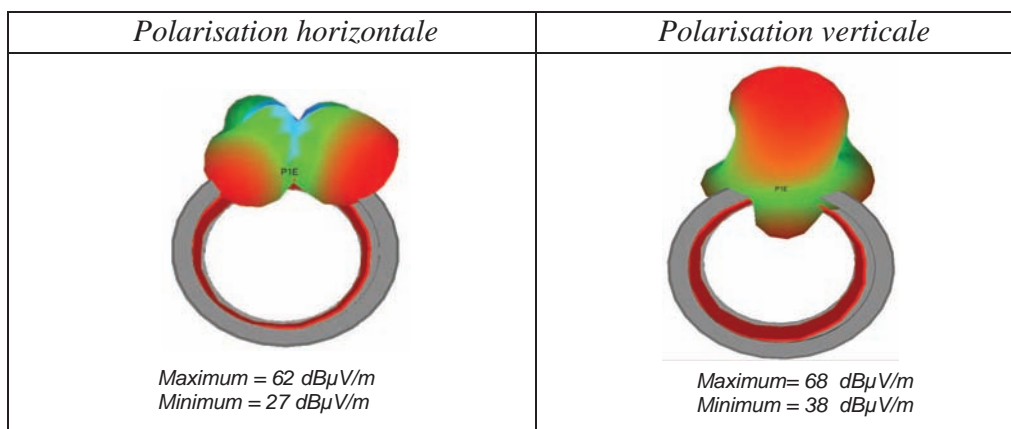


Figure.2.19 : modélisation de l'influence du pneumatique en champ lointain pour la polarisation horizontale et verticale

Les valeurs de puissance maximale et la puissance minimale des valeurs relevées sur le plan horizontal sont respectivement de 62 dBμV/m et 27 dBμV/m (à comparer à 66 dBμV/m et 28 dBμV/m obtenues par caractérisation). Sur le plan vertical, nous avons obtenu 68 dBμV/m et 38 dBμV/m respectivement pour la puissance maximale et la puissance minimale (respectivement 68 dBμV/m et 18 dBμV/m en mesure). L'effet du pneu (l'augmentation de la puissance maximale et de la dynamique) a été observé par modélisation sur des travaux antérieurs [4] [5]. Comme déjà reporté dans l'étude en champ proche, la structure complexe du pneu diminue la cohérence entre les simulations et les mesures. La composition du pneu est différente pour chaque marque, pour cette raison, nous avons réalisé une étude expérimentale relative à l'influence de la marque du pneu sur le rayonnement RF (mêmes procédures suivies pour la jante dans la section précédente).

Nous avons caractérisé quatre pneus différents (pneu n°1, pneu n°2, pneu n°3 et pneu n°4) de la même taille (255/40). Les résultats obtenus sont illustrés dans le tableau.2.2 ci-dessous.

	10% de CDF		Dynamique	
	Polarisation H	Polarisation V	Polarisation H	Polarisation V
Pneu n°1	60.0 dB μ V/m	62.5 dB μ V/m	33.8 dB	50.7 dB
Pneu n°2	60.0 dB μ V/m	61.7 dB μ V/m	32.1 dB	36.6 dB
Pneu n°3	56.4 dB μ V/m	54.0 dB μ V/m	36.9 dB	39 dB
Pneu n°4	55.0 dB μ V/m	58.0 dB μ V/m	35.8 dB	41.9 dB
Pneu de Référence mesuré	49.8 dB μ V/m	53.4 dB μ V/m	38.1 dB	50.2 dB
Pneu de Référence modélisé	43.0 dB μ V/m	50.0 dB μ V/m	35.0 dB	30 dB

Tableau.2.2 : influence du type de pneumatique en champ lointain pour la polarisation verticale et horizontale

Le tableau.2.2 montre que les marques du pneu jouent un rôle important dans le rayonnement de la source RF. L'effet des pneus de différents fabricants sur la répartition de puissance est alors dissemblable. Les mesures CDF à 10% varient entre 49 dB μ V/m et 60 dB μ V/m pour la polarisation horizontale et entre 53 dB μ V/m et 62 dB μ V/m pour la polarisation verticale.

A partir de cette évaluation, il apparaît que la marque de la jante et du pneumatique jouent un rôle important sur la forme du diagramme de rayonnement et le gain de la source émettrice pour le système TPMS : les différents éléments constituant la source apportent une contribution forte à la variation du canal de propagation radio. La confidentialité liée aux procédés de fabrication des pneumatiques ne nous autorise cependant pas à simuler de manière réaliste chaque cas évoqué précédemment : à ce titre, le tableau.2.2 ne se prête pas aisément à une analyse quantitative.

Pour conclure cette partie d'étude concernant la source, nous avons illustré dans la figure.2.20 un résumé des différents résultats obtenus durant ces campagnes de caractérisation, en comparant la variation de puissance obtenue en « meilleur cas » et en « pire cas » et avec les simulations électromagnétiques sous EMPIRE.

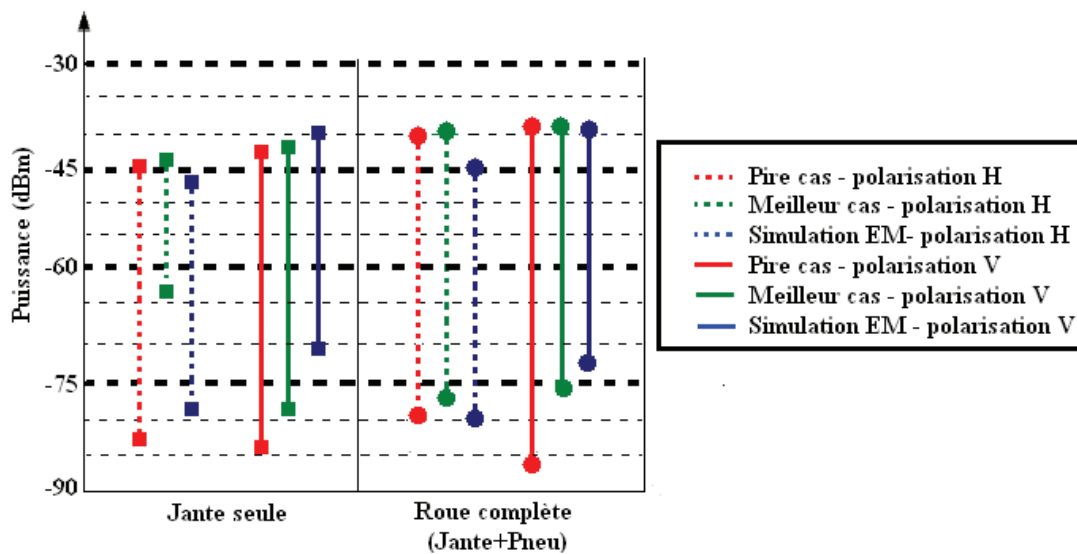


Figure.2.20 : influence de la jante et de la roue en champ lointain

L'objectif initial de cette étude n'est pas d'empêcher l'apparition des évanouissements angulaires « black spots », mais plutôt de définir de manière expérimentale et théorique la contribution de la source pour établir le bilan de liaison général. Dans cette partie, deux campagnes de mesures pour caractériser la source sont utilisées pour caractériser :

- Il s'agit de la caractérisation en champ proche pour observer le comportement de l'unité roue composée d'une antenne monopole avec les différents éléments constituant la source TPMS (jante, pneumatique et sol). La première série de mesure et de simulation théorique sous le logiciel EMPIRE est faite avec une jante seule. Elle a permis de représenter une cartographie de la distribution de puissance autour de la jante. Les résultats obtenus montrent l'apparition de trois principales zones démontrant un bon accord entre simulations et mesures. La deuxième série effectuée avec un pneumatique, a déterminé l'influence forte de ce dernier en champ proche, et elle a prouvé la difficulté de proposer un modèle théorique de pneumatique fiable. La dernière série a démontré clairement l'impact du sol sur la forme de la source en champ proche.
- La caractérisation en champ lointain a mis en évidence l'impact de la jante et du pneumatique sur le diagramme de rayonnement en champ lointain à partir de mesures tridimensionnelles précises et de modélisations électromagnétiques. Dans un deuxième temps, une étude comparative entre les différentes marques de jante et de pneumatique a été réalisée. Cette dernière montre une différence non négligeable selon les constructeurs.

Ces études ont été faites en chambre anéchoïque, et il convient maintenant de réaliser d'autres études dans un contexte réel afin d'observer le comportement du canal radio TPMS. Dans la section suivante, l'influence du canal de propagation complet sur la réception sera abordée.

2.2 Etude du canal de transmission radio pour le système de transmission de la pression des pneumatiques :

2.2.1 Système de caractérisation radio et méthode de modélisation du système TPMS :

a- Technique de caractérisation du canal radio pour le TPMS

Dans un canal de propagation TPMS, le signal reçu est perturbé par des phénomènes physiques d'origines multiples (bruits EM, environnement de propagation confiné [6] [7] [8], atténuations internes et externes, rotation de roue, recombinaison de signaux multi-trajets...). La connaissance rigoureuse du canal de propagation nous permet de choisir l'antenne RF (unité roue et récepteur), le protocole de communication et la stratégie de la diversité les plus adéquates pour le milieu de propagation radio considéré. Nous proposons dans cette partie de l'étude une approche empirique, basée sur de résultats de mesures de propagation radio. Cette démarche donne un ordre de grandeur réaliste et précis des paramètres du canal. Le système de sondage à adopter pour le TPMS, doit fournir une analyse complète et fiable du canal radio, pour ce faire notre système est censé remplir cinq principaux critères :

- Efficacité spatiale : Les mesures ponctuelles dans l'espace sont peu fiables et le profil du canal peut changer rapidement en fonction de la distance [9]. En conséquence, le système doit restituer une image la plus complète et la plus stable en tout point de la zone étudiée.
- Résolution: les évanouissements du canal sont ponctuels (faible dimension en espace et angle de rotation de roue) [1]. En conséquence, le système doit offrir une très bonne résolution spatiale du canal radio. Le système doit prendre en compte les différentes variations de l'environnement électromagnétique. Le canal TPMS est variable en temps (atténuations temporelles : passagers, cargo, ...), en angle de rotation de roue et en espace. Notre système de mesure doit alors prendre en compte la variation spatio-angulaire et les atténuations temporelles.
- Encombrement: de part la taille du véhicule sous test, le système doit être facile à mettre en œuvre, et proposer un encombrement réduit.
- Fiabilité : pour assurer une analyse précise des mécanismes mis en jeu, des mesures fiables et non perturbées par l'environnement de véhicule sont indispensables.

Ce système de caractérisation doit permettre la mesure du canal de propagation en assurant les critères mentionnés ci-dessus, à la fréquence 433.92 MHz. Le sondeur doit assurer la mesure des canaux de propagations dans deux environnements différents : « Out Car » (zone de réception placée à l'extérieur de la voiture), et « In Car » (zone de réception placée à l'intérieur de véhicule). Les différents éléments constituant le système de caractérisation du canal TPMS sont :

- Système d'émission: il est composé d'une unité d'émission RF montée dans une roue, le système contient deux antennes, une antenne haute fréquence à 434 MHz et une antenne basse fréquence (LF) adaptée à 125 kHz. L'émission RF est activée par des commandes LF déclenchées par l'opérateur, la transmission d'une

- porteuse pure est assurée durant un délai déterminé (environ quatre minutes) afin de garantir un niveau stable du signal émis.
- **Système de réception** : il est composé d'une antenne monopole intégrée dans un récepteur. Ce dernier est déplacée le long d'une ligne parallèle pour huit différentes positions (espacées de $\lambda/8$) afin de construire une image spatiale complète du canal d'une longueur d'onde. Le gain moyen du récepteur utilisé est -15 dBi (électronique + boîtier physique inclus). Pour chaque position du récepteur, la signature angulaire de chaque roue est mesurée à base de l'indicateur RSSI - Received Signal Strength Indicator- qui donne une image en de la puissance reçue par l'antenne.
 - **Transmission des données de mesure** : c'est le médium qui relie le système de réception au système d'acquisition. Comme les faisceaux électriques présentent des effets nuisibles dans la mesure (perturbation bilatérale CEM), nous avons utilisé un système non perturbant, à base de fibre optique. Les données mesurées sont alors acheminées vers le système d'acquisition sans perturber la zone de sondage. Ce procédé permet de s'affranchir des câbles coaxiaux et d'un analyseur de spectre qui pourrait perturber la mesure.
 - **Codeur angulaire** : il est accouplé à une des roues de voiture et permet de mesurer la variation angulaire de la roue sondée et de la synchroniser avec mesure de puissance reçue.
 - **Treuil** : il permet de tirer la voiture avec une vitesse constante durant les campagnes de sondage et assurer une rotation de roue complète avec une importante résolution angulaire d'environ 10 RSSI mesurés par degré.
 - **Système d'acquisition** : le système contient un ordinateur équipé d'un logiciel d'acquisition développé en interne. Ce logiciel permet d'acquérir les données de puissances mesurées et de les synchroniser avec les données de l'angle de rotation.
 - **Poste de traitement** : ce dernier est réalisé sous MATLAB, qui permet d'interpoler les différentes données de mesure et de réaliser une cartographie spatiale du canal de propagation TPMS en fonction de l'angle, de l'espace et de la puissance.

Les dimensions de la voiture caractérisée sont illustrées dans la figure.2.21 :

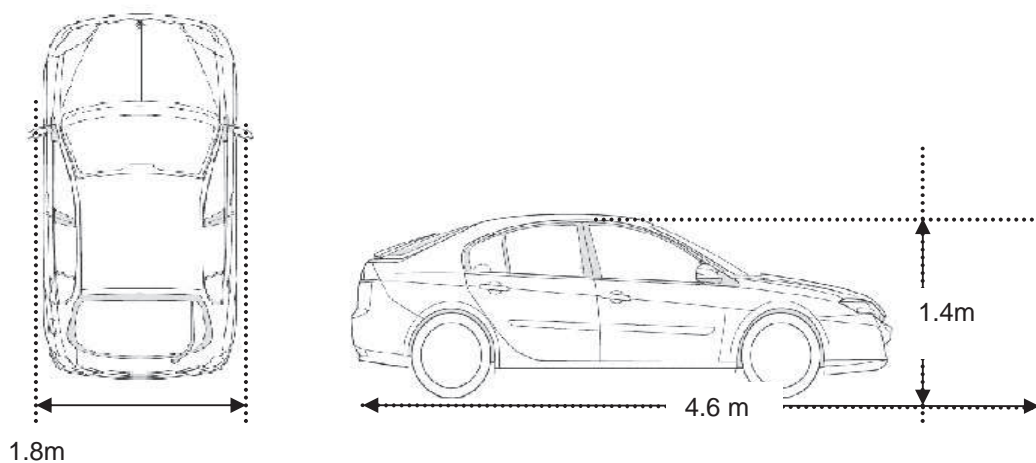


Figure.2.21 : dimensions de la voiture mesurée de référence

Le système de caractérisation pour le canal TPMS est illustré dans la figure.2.22 :

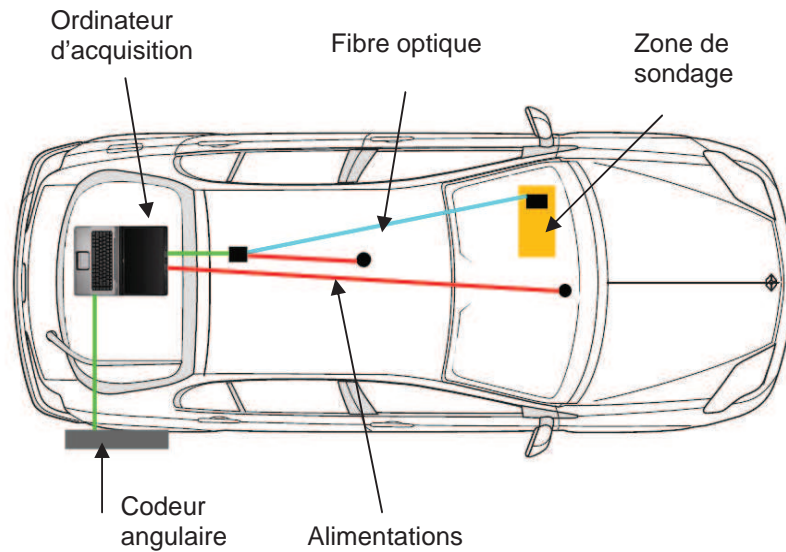


Figure.2.22 : système de caractérisation du canal radio TPMS

Le temps nécessaire pour mesurer la puissance issue des émetteurs des quatre roues pour une seule position spatiale est d'environ 20min, (hors temps de mise en œuvre du système, la vérification et le traitement des mesures).

b- Méthode de modélisation du canal radio TPMS

Nos campagnes de mesures ont confortées par des simulations électromagnétiques, afin de mieux appréhender les phénomènes qui déterminent les évanouissements des signaux RF (pas de prise en compte du code en simulation). Nous avons opté pour la méthode de résolution temporelle FDTD (Finite Difference Time Domain) implémentée sous le simulateur EMPIRE. Ce dernier est capable de supporter des simulations électromagnétiques d'une voiture complète, et reste efficace dans des milieux confinés [10]. La méthode FDTD est basée sur une solution temporelle d'un motif élémentaire de deux maillages cubiques spatiaux entrelacés, l'un pour le champ électrique et l'autre pour le champ magnétique :

$$\nabla \times E = - \frac{\partial H}{\partial t}$$

$$\nabla \times H = E + \frac{\partial E}{\partial t}$$

Les entrées sont échantillonnées en fonction du temps, et l'objet modélisé est représenté par deux grilles entrelacées. La première grille concerne le champ magnétique

à évaluer et la deuxième le champ électrique. La figure.2.23 illustre le principe de la FDTD :

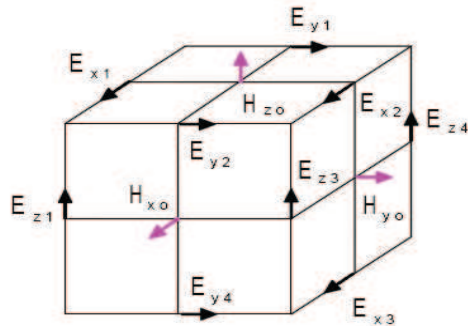


Figure.2.23 : mécanisme de maillage par la méthode FDTD

Il faut noter que chaque vecteur magnétique est entouré par quatre composantes électriques (voir la figure.2.23). Le temps est quantifié en pas de temps (time step). A chaque pas de temps (time step), les composantes de champ électrique dans la cellule sont calculées, et ensuite, le champ magnétique de la même cellule est quantifié à l'itération suivante.

Le temps de simulation dépend principalement du nombre de pas de temps et de la taille de la grille. Pour des raisons de stabilité, une grille d'une taille raisonnable (suffisamment fine) est nécessaire. La voiture est un modèle très complexe qui contient plus de 30.000 segments. La taille de grille la plus adéquat pour obtenir des résultats performants est d'environ $1cm^3$. Le modèle de la voiture discrétisée sous EMPIRE ainsi que ses dimensions, sont illustrés dans les figure.2.24 et figure.2.25 :

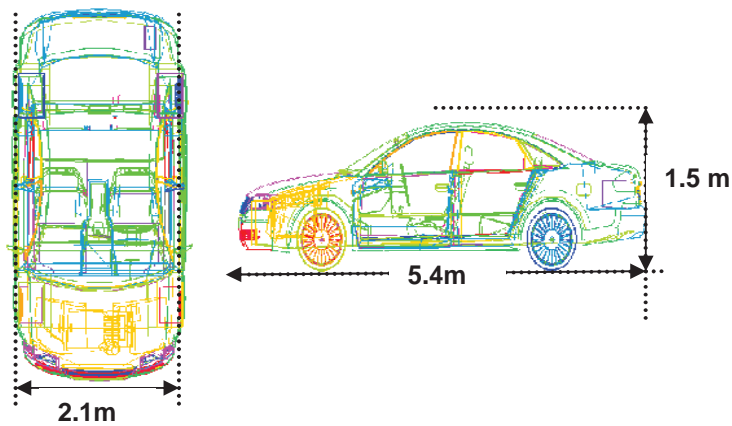


Figure.2.24 : dimensions de la voiture simulée

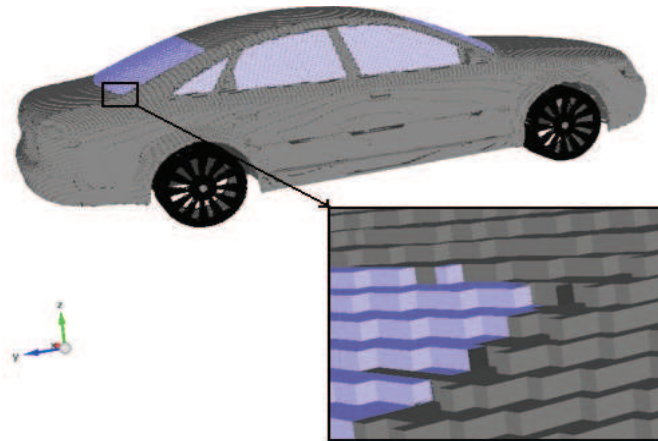


Figure.2.25 : maillage de type différences finies de la voiture simulée

La zone de réception est installée dans la partie avant gauche ($Z=50\text{ cm}$, $Y=160\text{ cm}$, $X=30\text{ cm}$ à 94 cm). Nous avons déplacé le capteur de roue sur 36 positions angulaires différentes (0° à 350° avec un pas angulaire de 10°) pour chacune des quatre roues. Le temps de simulation pour chaque position angulaire est d'environ 3h à 5h avec un ordinateur de type Intel Duo, processeur 2.6 GHz, équipé d'une mémoire RAM de 4 GB.

2.2.2 Impact de la rotation de la roue et du sol sur le canal radio TPMS :

Afin d'analyser l'impact de la rotation de roue et du sol sur la variation canal radio et la désorientation des ondes émises, nous avons caractérisé la signature angulaire dans une zone externe de type « out car ». Cette dernière est considérée comme une configuration LOS (Line of Sight) en visibilité directe avec le récepteur. Le sondage est mené dans une surface de 60 cm de longueur à 40 cm du véhicule. L'analyse de résultats est effectuée au travers des matrices expérimentales de 8 colonnes et d'environ 2200 lignes. Compte tenu des symétries du véhicule et en raison du nombre de points de mesures, nous n'avons effectué ce sondage uniquement pour la roue avant droite. La figure.2.26 illustre la position et la dimension de la zone caractérisée :

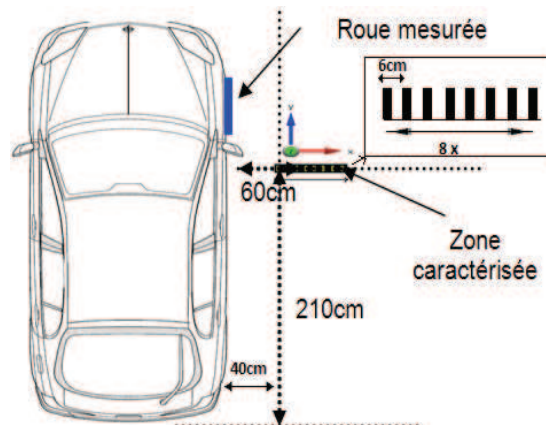


Figure.2.26 : zone externe caractérisée de type « out car »

La variation spatio-angulaire de la puissance reçue a été mesurée pour deux polarisations de l'antenne réceptrice : antenne en position verticale et en position horizontale. Les résultats obtenus se présentent sous forme d'une variation tridimensionnelle en fonction de l'angle de rotation de roue et de la position spatiale de l'antenne pour les deux polarisations. La variation de la puissance reçue est illustrée dans la figure.2.27 pour la polarisation horizontale. Nous pouvons remarquer une variation plate du canal de propagation (expliqué par la simplicité et l'ouverture de la configuration du canal mesuré), composée de deux principaux évanouissements angulaires profonds (zone * et zone**). Le premier est situé autour de 80° (zone*) avec un niveau reçu de -91 dBm de profondeur maximale, et le deuxième est repéré autour de 270° (zone**) avec une profondeur de maximale de -82 dBm. La dynamique mesurée sur le plan vertical est d'environ 41 dB. Ces évanouissements angulaires s'expliquent par la dépolarisation des ondes émises (désadaptation de polarisation- polarization mismatch en anglais) due à la rotation de roue (désorientation de l'antenne placée à l'intérieur de la roue par rapport à l'orientation de l'antenne réceptrice) :

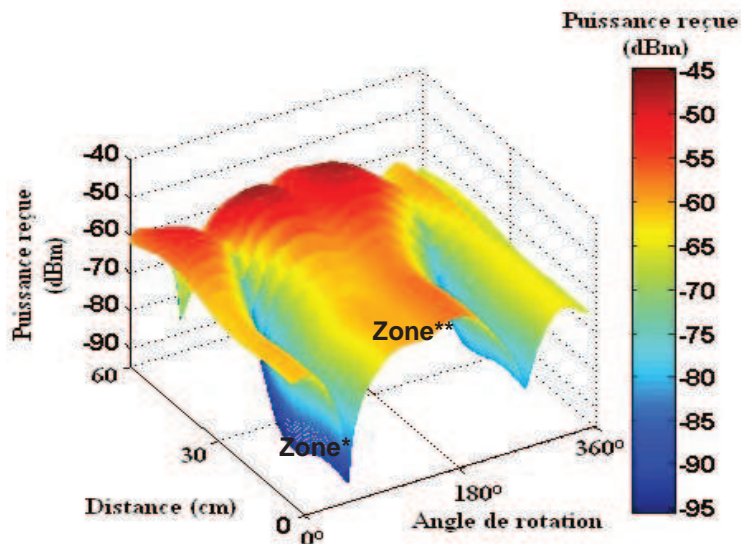


Figure.2.27 : variation spatiale de puissance reçue pour la polarisation horizontale

Les mesures ont été effectuées dans la même zone pour la polarisation verticale. Les résultats obtenus sont illustrés dans la figure.2.28. On peut remarquer que la variation du canal est relativement plate en fonction de la distance. Deux principaux évanouissements angulaires apparaissent durant la rotation de roue, le premier (zone ##) à 0° ou 360° avec une profondeur maximale de -70 dBm et le deuxième autour de 180° avec une profondeur plus importante de -80 dBm. La dynamique mesurée sur le plan vertical est d'environ 35 dB et les évanouissements observés sont expliqués par la modification de l'orientation de l'unité roue. La puissance moyenne reçue est de -52.2 dB sur le plan vertical et de -61.2 dB sur le plan horizontal.

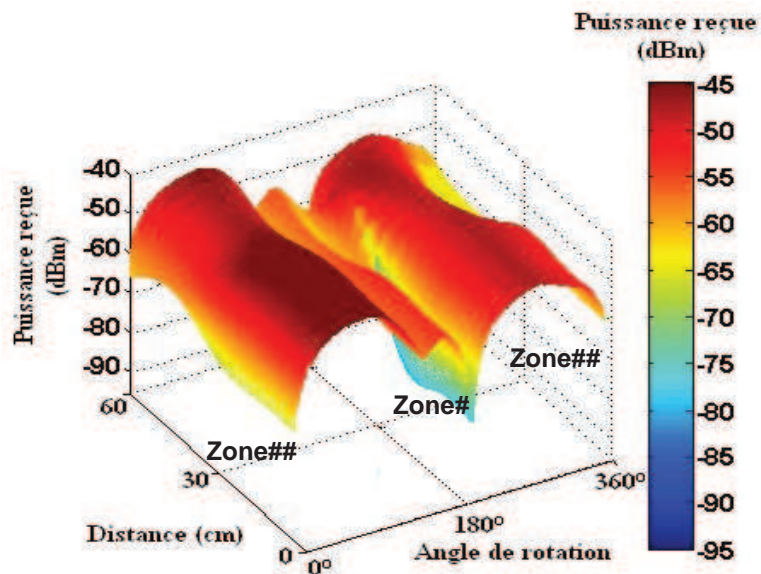


Figure.2.28 : variation spatiale de puissance reçue pour la polarisation verticale

Nous avons identifié provoquant une large dépolarisation des ondes en fonction de la rotation angulaire de la roue dans la figure.2.29.

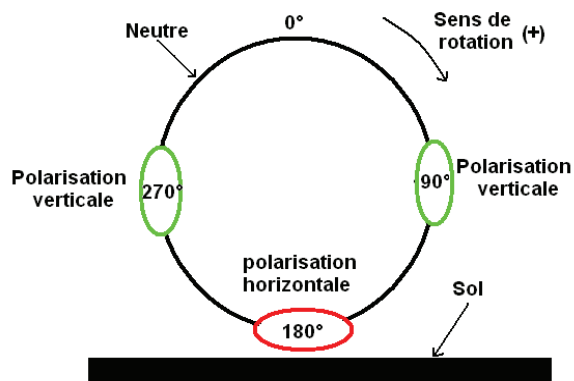


Figure.2.29: dépolarisation dans la zone externe

Nous observons dans la figure.2.29, une grande dépolarisation négative (polarisation horizontale dominante) autour de l'angle 180°. Deux importantes dépolarisations positives (la différence entre la puissance reçue avec la polarisation horizontale et verticale $\Delta = P_V - P_H > 0$) à 90° et à 270° ont été mesurées d'environ 37 dBm et 39 dBm successivement sur la roue.

Cette étude dans un environnement ouvert met en évidence deux principaux paramètres principaux :

- Effet de désorientation de l'antenne : nous avons remarqué à travers les résultats obtenus, que ce paramètre peut influencer la qualité de liaison radio (voir figure.2.28 et figure.2.29) en atténuant la puissance reçue. Son importance varie

- en fonction de l'environnement de propagation (le phénomène de dépolarisation des ondes est d'autant plus important dans un canal complexe).
- Désadaptation de l'antenne par le sol: la proximité de l'antenne et du sol (quelques dizaine de centimètre) peut causer une désadaptation de l'antenne et une perte de l'énergie transmise. En analysant les résultats obtenus, ce paramètre reste négligeable.
 - Caractérisation spatiale dans l'environnement «out car»: la simplicité de l'environnement externe n'affecte pas la variation spatiale. Les résultats obtenus montrent une variation quasi-plate en fonction de l'espace (entre 0 et 60 cm).

Après avoir appréhendé l'influence de la désadaptation d'antenne et du sol en situation externe au véhicule. Il convient maintenant de réaliser d'autres analyses dans une configuration réaliste «In Car» afin d'observer le comportement du canal radio TPMS avec un récepteur placé à l'intérieur du véhicule. Dans la partie suivante, l'influence du canal de propagation complet sera étudiée.

2.2.3 Caractérisation spatiale du canal radio TPMS dans un environnement réel :

a- Mesure de la variation planaire:

Une caractérisation fine et précise de variation spatiale en fonction de la polarisation est essentielle et vitale pour la conception, la simulation du système ainsi que pour l'évaluation de sa stabilité dans un environnement sévère que représente un véhicule. La technique de caractérisation par balayage spatial proposée dans la partie précédente avec un balayage spatial permet d'éviter l'imprécision des mesures ponctuelles (un seul point de sondage dans l'espace véhicule). Nous proposons dans un premier temps une campagne d'expérimentation permettant d'apprécier les variations du canal radio selon différentes polarisations dans une zone proche de la position conventionnelle de l'antenne réceptrice (avant gauche du tableau de bord) :

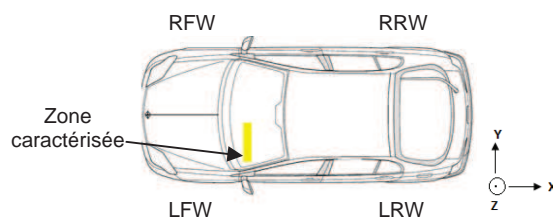


Figure.2.30 : emplacement de la zone caractérisée

La caractérisation est effectuée pour les quatre roues de la sur deux orientations de l'antenne réceptrice (polarisation verticale et horizontale). Les résultats obtenus sont montrés dans la figure.2.31.

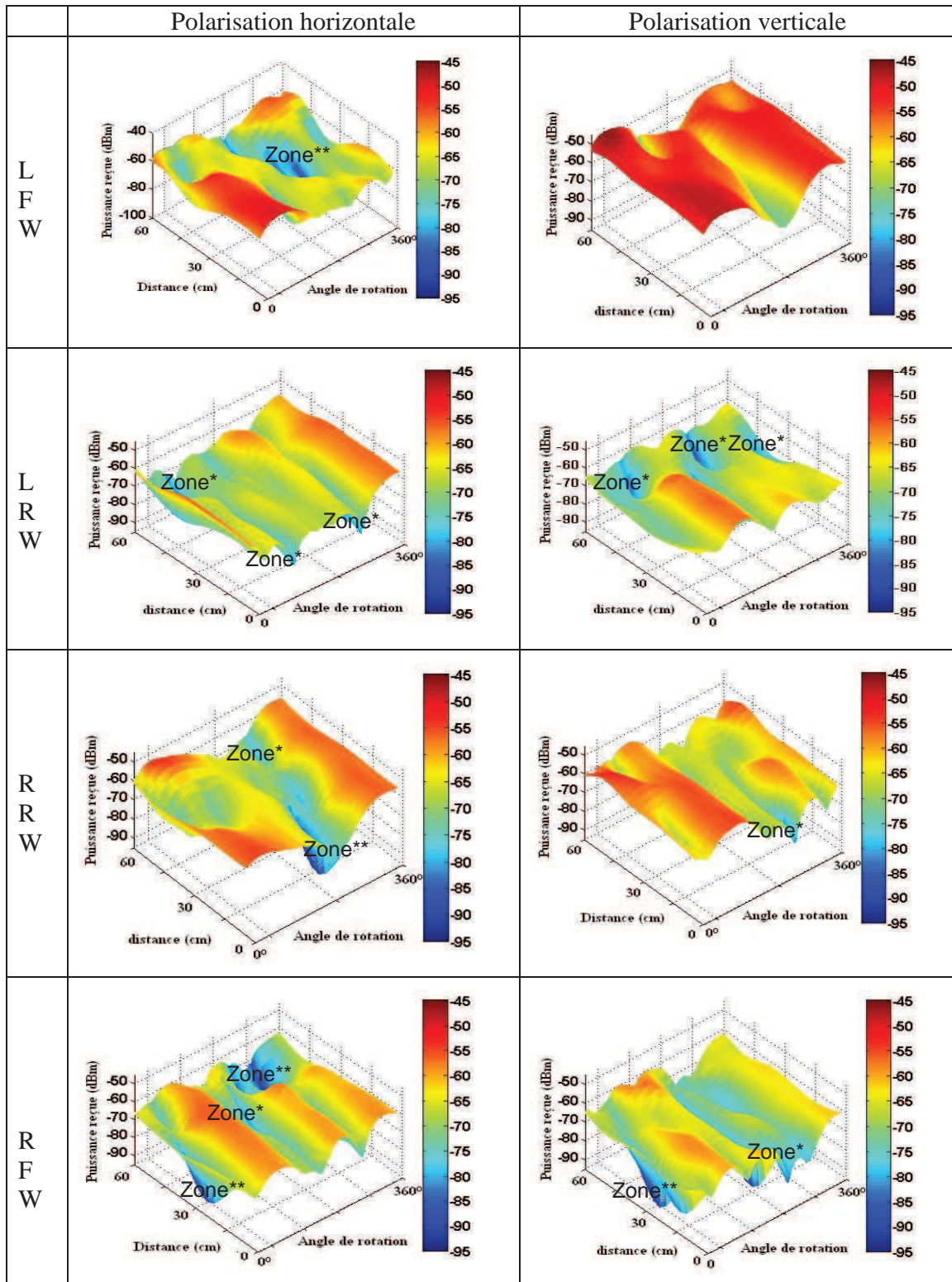


Figure.2.31 : mesures de la variation spatiale 3D caractérisée pour chacune des quatre roues en fonction de la polarisation

La figure.2.31 représente la couverture spatiale des quatre roues mesurées à la fréquence de 433.92 MHz des quatre roues mesurées en fonction de la polarisation. De façon à analyser les résultats de mesures dans cette configuration, quatre remarques principales peuvent être retirées sur cette zone de couverture :

- Variation spatiale : sur toutes les mesures, la zone caractérisée apparaît assez variable dans l'espace avec une dynamique assez importante (entre -45dBm et -100dBm). La raison principale est l'inhomogénéité du canal de propagation : l'environnement est propice à l'apparition de plusieurs phénomènes de réflexion et de diffraction. Les couvertures radio de chaque roue contiennent un ou plusieurs évanouissements (zone* et zone**) spatio-angulaires (sauf la roue LFW pour la polarisation verticale). Ces zones d'évanouissement, appelé aussi « Black spots » sont différentes en signature angulaire ou spatiale (faible dimension : zone*, dimension importante : zone**) et en position.
- Variation angulaire : comme dans l'environnement « out car », le profil du canal change selon la position angulaire de l'émetteur RF autour de la roue (variation de puissance en fonction de l'angle de rotation de roue) et la signature angulaire est différente selon la roue sondée (environnement dissymétrique).
- Dépolarisation : notre environnement de propagation est complexe. Au cours de la propagation radio entre les unités roues et le récepteur, la polarisation initiale de l'onde électromagnétique est fortement modifiée et les composantes (horizontale et verticale) sont affectées indépendamment par le canal de propagation. L'importante différence entre les zones sondées sur le plan horizontal et vertical, reflète la présence des phénomènes de dépolarisation des ondes à l'intérieur du véhicule. La couverture radio caractérisée à l'extérieur du véhicule (voir figure.2.27 et figure.2.28) est complètement déformée par l'environnement interne (voir la roue RFW dans la figure.31).
- L'atténuation : la puissance moyenne caractérisée à l'intérieur du véhicule, varie entre -62dB et 70dB (comparée à -52dB à 61dB à l'extérieur). Le véhicule atténue d'environ 10 dB la puissance émise.

Cette campagne est faite sur un espace planaire (suivant l'axe Y : la largeur du véhicule). D'autres expérimentations sur les deux autres axes (Z: hauteur et X: longueur) ont été mesurées afin d'analyser le comportement du canal radio TPMS. Afin de compléter cette étude ci-dessus, l'influence du canal de propagation sur la réception est détaillée selon les trois dimensions.

b- Variation spatiale tridimensionnelle :

Nous nous sommes focalisé dans cette partie sur la variation spatiale sur deux axes (X et Z). La variation angulaire de puissance a été caractérisée en utilisant le même principe de mesure que celui illustré dans la figure.2.32 :

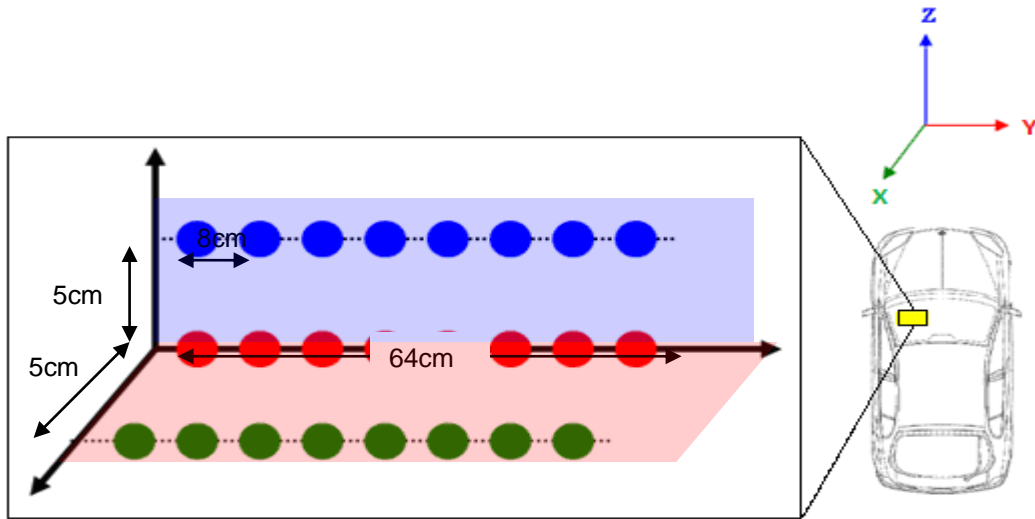


Figure.2.32 : principe de caractérisation en trois axes

Afin de déterminer l'influence du déplacement en hauteur, nous avons rehaussé de 5cm la ligne de référence (points rouges) sur le plan (Z), et pour caractérisation en longueur, nous avons translaté de 5cm l'axe de référence sur le plan (X). Les trois zones de réception (Référence sur l'axe Y, sur l'axe X et sur l'axe Z) sont illustrées dans la figure.2.33 :

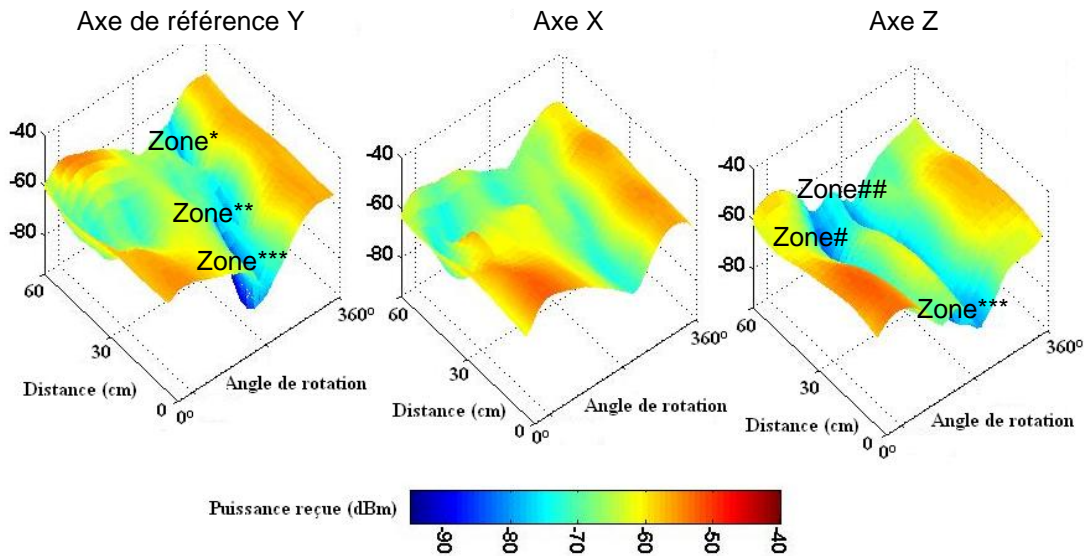


Figure.2.33 : variation spatiale tridimensionnelle (axe de référence Y, axe X et axe Z) de la roue RRW

La figure.2.33 illustre la variation spatiale, mesurée sur deux plans différents pour la roue RRW (Roue Arrière Droite). Les résultats montrent un changement non négligeable de l'allure spatiale.

- Déplacement sur l'axe X : les trois évanouissements observés dans la zone de référence (Zone*, Zone ** et Zone***) ont complètement disparu. Une bonne zone de couverture est alors obtenue en déplaçant la ligne de récepteur de 5cm sur l'axe X.

- Déplacement sur l'axe Z : deux nouvelles zones d'ombre sont apparues (Zone# et Zone##). Un important changement du canal radio est alors constaté en translatant la ligne de réception de 5cm en hauteur selon l'axe Z.

Avec ces mesures nous avons montré que le profil du canal peut changer rapidement en fonction de trois principaux paramètres : L'angle de rotation de la roue, la position de l'antenne réceptrice dans l'espace véhicule et la polarisation de cette dernière. Il est intéressant de valider ces observations expérimentales par une modélisation électromagnétique. La prochaine section étudiera la variation du canal de propagation TPMS avec le logiciel de simulation EMPIRE. En raison de différences entre le modèle simulé et le véhicule réel, nous pouvons prévoir des variations quantitatives des résultats. De plus, l'absence des éléments de types câblage, appareils électroniques dans le modèle augmente l'incertitude associée à la localisation précise des zones d'évanouissement du signal par simulation ; en conséquence, seule une validation qualitative est attendue de cette démarche de manière à mettre en évidence le caractère complexe du canal de transmission dans ce contexte de système embarqué automobile. Ainsi l'objectif principal des simulations dans cette thèse, n'est pas d'augmenter la corrélation entre les simulations et les mesures, mais d'expliquer les différents phénomènes de propagation radio (dépolariation, variation spatiale du champ, rotation de roue...) dans le véhicule avec une approche liant les mesures empiriques et les simulations de la propagation de champs électromagnétiques.

2.2.4 Modélisation spatiale du canal radio pour le TPMS :

a- Simulation de la variation planaire:

Nous évoquons dans cette partie une étude modélisée à 433.92 MHz afin d'analyser la variabilité du canal radio en polarisation dans la zone de réception caractérisée (Avant Gauche). Comme précisé précédemment, la zone de réception est installée dans la partie avant gauche du modèle véhicule (Z= 50 cm, X=160 cm, Y=30 cm à 94 cm). Les simulations électromagnétiques ont été effectuées pour les quatre roues de la voiture (appelée après RFW : Roue Avant Droite, RRW : Roue Arrière droite, LFW : Roue Avant Gauche et LRW : Roue Arrière Gauche) sur deux orientations (polarisation verticale et horizontale). Nous avons placé une antenne de type monopole selon 35 positions angulaires (0° à 350° avec un pas angulaire de 10°) autour de chaque roue. Le temps de simulation moyen d'une position angulaire est de 4 h (hors post-traitement). La durée de calcul est d'environ 140 h par roue. Les résultats de simulation traités sont montrés dans la figure.2.34.

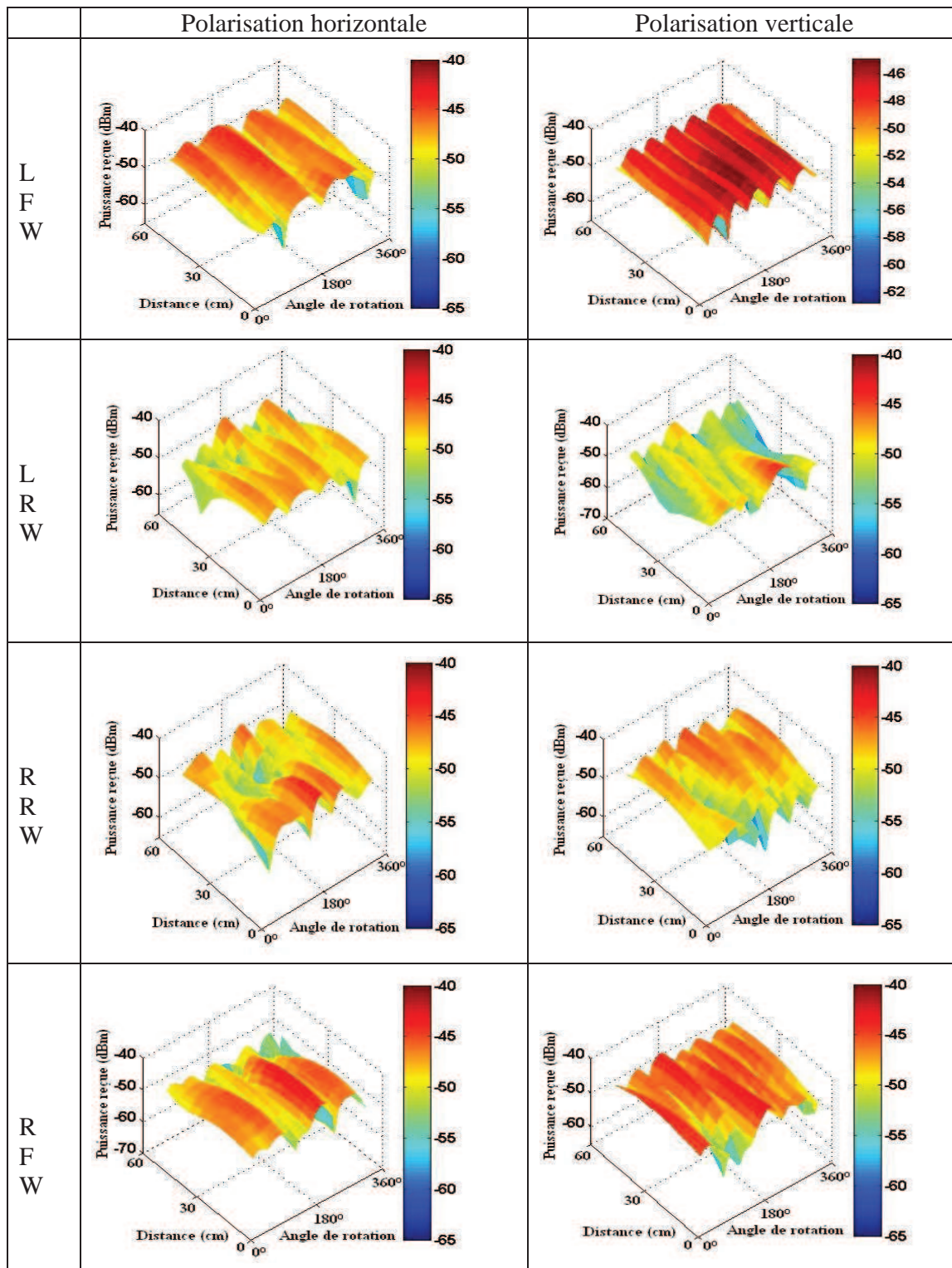


Figure.2.34 : simulation de la variation spatiale 3D modélisée en fonction de la polarisation des quatre unité-roues

La figure.2.34 montre la couverture radio obtenue avec les simulations EMPIRE des quatre roues en fonction de la polarisation. Les zones modélisées varient en espace (sauf

pour la roue LFW : cela est peut être du à sa proximité avec la zone de réception). La dynamique simulée est d'environ 30 dB (55 dB obtenue avec les mesures). Aucun évanouissement n'a été observé, la puissance minimale reçue est d'environ -70 dBm : cela peut être expliqué par la résolution angulaire médiocre relativement à l'encombrement d'un black spot (résolution simulée de 10° , par rapport à la résolution mesurée à 0.1°). En effet, les évanouissements du canal TPMS peuvent être indétectables à cause de leurs dimensions angulaires très faibles (inférieur à 3°). Comme dans les mesures, le profil du canal de propagation change selon la position de l'émetteur RF autour de la roue et les signatures angulaires modélisées sont différentes : une importante différence entre variation du champ sur le plan vertical et horizontal est observée. Cela reste cohérent avec les mesures, et confirme la prédominance du phénomène de dépolarisation : la polarisation d'origine est également être affectée par le fait que l'onde emprunte plusieurs trajets indirects jusqu'au récepteur.

b- Simulation de la variation spatiale tridimensionnelle :

Suivant les mêmes démarches expérimentales (figure.2.32), nous avons modélisé dans cette partie la variation spatiale sur deux axes plans (axe X, axe Z). Les résultats obtenus sont illustrés dans les figures.2.35:

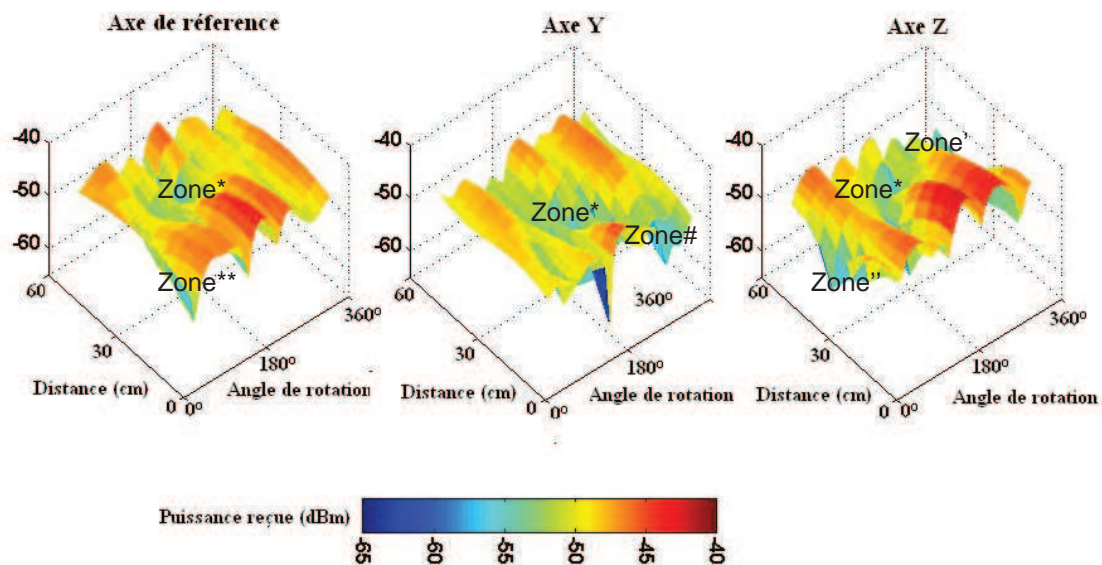


Figure.2.35 : simulation de la variation spatiale 3D (Axe de référence X, Axe Y et Axe Z) pour la roue RRW

Nos simulations confirment les résultats expérimentaux : nous pouvons observer qu'en translatant la ligne de réception de 5cm en hauteur (axe Z) ou de 5cm vers l'arrière (axe X), la signature change d'allure. Nous observons l'apparition de trois zones (zone# sur le plan XY, zone' et zone'' sur le plan Z) et la disparition d'une autre (zone ** sur les deux plans).

Dans cette étude du canal radio TPMS, nous avons pu mettre en évidence la variation spatiale en fonction de la polarisation. Cette analyse spatiale complète joue un rôle prépondérant dans la conception du système TPMS. Nous avons vu que le signal reçu est affecté des distorsions dues aux multiples trajets (grande variation spatio-angulaire) du

canal et à la dépolarisation des ondes. Il est difficilement envisageable d'optimiser l'emplacement idéal du récepteur (réception correcte pour toutes les roues, quel que soit l'angle de rotation), et une telle entreprise serait atteinte au prix d'un coût de développement prohibitif, incompréhensible avec les objectifs de produits génériques adressant des marchés de grande série faible coût. De plus, comme nous l'avons vu précédemment et lors d'autres études, une telle optimisation cartographique devrait être réitérée à chaque changement d'option (type de jante, de pneu, d'option de siège chauffant, etc...). La solution d'amélioration du système TPMS passe par la maîtrise du canal (choix de la polarisation la mieux adaptée, position du récepteur approximative) mais également (et surtout) par le développement de stratégies pour améliorer le taux de réception des trames émises : pour atteindre les exigences du service offert, les effets perturbateurs du canal doivent être compensés par l'amélioration du protocole de communication ou la diversité d'antenne (voir le chapitre IV). A noter que cette étude a été effectuée dans un espace véhicule vide et testé dans un environnement externe dégagé. Toutefois, la communication entre les unités roues et le récepteur peut être perturbée par plusieurs éléments internes comme les passagers ou externes (voitures voisines, tunnel,...). Il convient alors d'effectuer d'autres analyses sur les éventuelles variations temporelles du canal radio TPMS.

2.2.5 Analyse des variations temporelles du le canal radio TPMS

a- Influence des passagers dans l'environnement interne:

L'analyse du canal de propagation pour le système TPMS réalisée précédemment, nous a permis de bien cerner les caractéristiques du lien radio pour la configuration du véhicule vide. A noter que l'environnement automobile subit des variations significatives dans le temps. La position et le nombre de passagers peuvent introduire des fluctuations et changer ainsi le profil du canal initial [11]. Afin de caractériser finement la transmission radio et évaluer la robustesse du système, ces variations doivent être prises en compte.

Dans cette partie de l'étude, nous exposons les différentes expérimentations qui ont permis d'analyser les variations temporelles du canal TPMS : première expérimentation de l'effet de la taille du conducteur sur la signature RF ainsi qu'une comparaison avec un mannequin (rempli d'eau) a été portée à l'étude. Deuxième expérimentation, les variations temporelles dues au nombre de passagers et leurs position dans le véhicule [13].

Dans un premier temps, l'évaluation de l'influence de la taille de la personne sur la signature angulaire de la roue a été effectuée. Plusieurs mesures ont été réalisées en présence de deux personnes de différentes tailles (forte et mince). Nous avons comparé les signatures collectées du canal radio vide et occupé par deux personnes et un mannequin. Les résultats de cette campagne sont représentés dans la figure.2.36 pour la roue RRW.

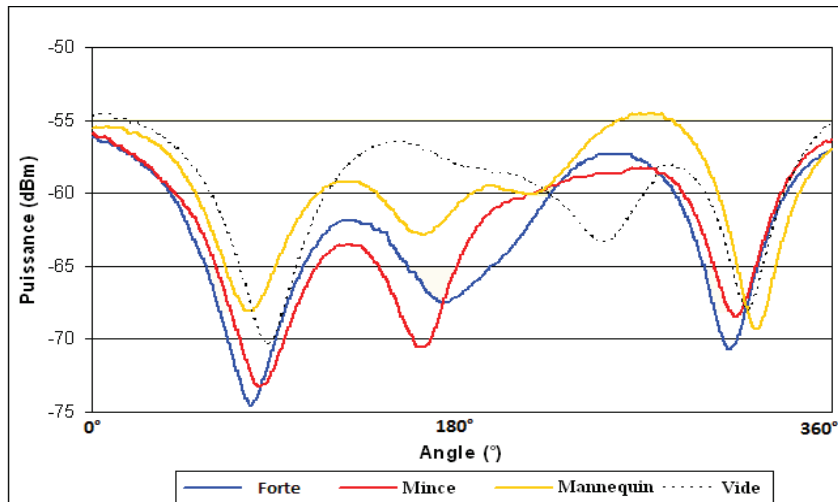


Figure.2.36 : comparaison entre la signature relevée dans un canal pour la roue RRW (voiture vide et occupée)

La figure.2.36 illustre la déformation temporelle de la signature angulaire subie par l'occupation du canal. Nous observons un important changement du profil du canal de propagation avec la présence d'un conducteur. La corpulence de la personne change que légèrement la variation angulaire, et nous pouvons substituer la présence humaine avec un mannequin rempli d'eau. Nous avons ensuite cherché à évaluer les fluctuations temporelles du signal en fonction du nombre de personnes présentes dans le véhicule : plusieurs séries d'expérimentations ont été réalisées. Nombre de mannequins dans le véhicule : de 1 et 4. La figure.2.37 illustre les positions des mannequins dans la surface du véhicule, ces mannequins sont placés selon 4 différentes configurations:



Figure.2.37 : procédure d'expérimentation de l'influence du nombre de personnes sur le canal de propagation TPMS

Pour ces essais, le récepteur a été positionné dans la zone avant gauche et nous avons collecté pour chaque situation du canal (selon le nombre des mannequins présents dans le véhicule) les signatures angulaires des 4 roues.

Nous avons mesuré pour chaque situation du canal (canal vide, canal occupé avec un, deux, trois et quatre mannequins) la dynamique du canal radio des 4 roues. La figure.2.38 présente les niveaux de la dynamique relevés pour chaque configuration.

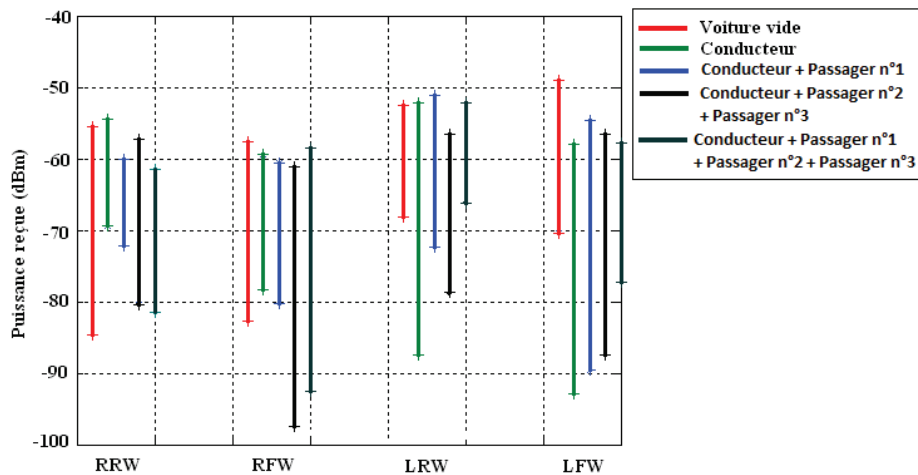


Figure.2.38 : dynamiques mesurées des 4 roues pour chaque configuration.

Dans la figure.2.38 nous remarquons premièrement des dynamiques différentes pour chaque configuration du canal radio. Ces formes particulières des signatures obtenues peuvent être expliquées par le caractère inhomogène du canal. Les mannequins ajoutent une dispersion additionnelle, causée par le masquage des principaux trajets multiple dans le canal [12]. Ces masquages peuvent influencer la couverture radio en créant des 'fadings' supplémentaires qui n'étaient pas présents dans un environnement du véhicule vide. Exemple: sur la roue RFW, nous passons d'une couverture dans un canal vide obtenue sans zone d'ombre avec une puissance reçue minimale de -83 dBm), à une couverture dégradée par la présence d'une zone d'ombre avec une puissance minimale de -94 dBm avec 2 à 3 mannequins supplémentaires.

Toutefois, le profil du canal radio TPMS peut être impacté par la présence des voitures voisines et l'orientation de la roue. Dans la suite, nous allons essayer de mettre en évidence l'influence de l'environnement externe sur le canal radio TPMS.

b- Influence de l'environnement externe et l'orientation de la roue :

La source RF TPMS est située à l'extérieur du véhicule, il est donc très probable qu'une quantité importante de l'énergie ne pénètre pas dans le véhicule. Afin d'illustrer cela, nous avons modélisé sous EMPIRE en champ lointain la forme de rayonnement d'une source TPMS. La figure.2.39 montre le rayonnement en champ lointain de la roue arrière gauche:

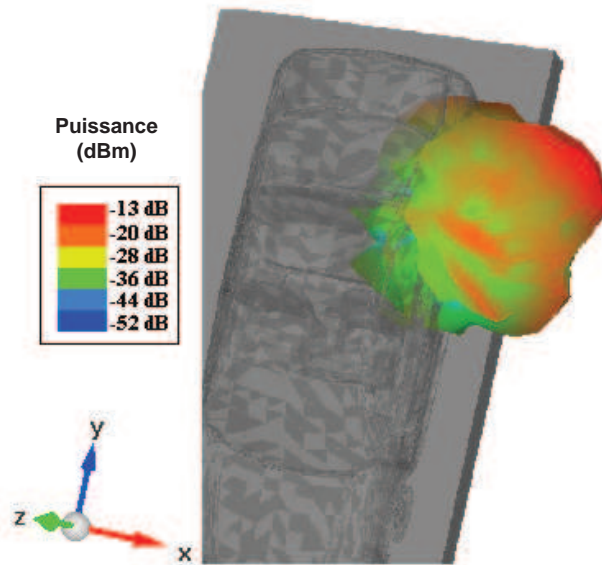


Figure.2.39: modèle électromagnétique du rayonnement d'une source TPMS

La simulation électromagnétique sous EMPIRE illustrée dans la figure.2.39, confirme qu'une importante partie de l'énergie reste à l'extérieur du véhicule. De ce fait, la présence d'un obstacle à proximité, peut générer des réflexions supplémentaires vers l'antenne réceptrice et influencer ainsi le profil du canal radio TPMS. Le tableau.2.3, présente les résultats mesurés de l'influence d'une véhicule à proximité (coté droite), sur les signatures RF de deux roues situées du même côté :

	Différence de CDF à 10 %		Différence de dynamique	
	RFW	RRW	RFW	RRW
Présence d'une voiture sur le coté droit	-0.9 dB	-0.2 dB	-4 dB	-1 dB

Tableau.2. 3 : influence de l'environnement externe (présence d'une voiture) sur le profil du canal radio TPMS

Les résultats illustrés dans le tableau.2.3, montrent que la présence d'une voiture à proximité des sources rayonnantes (RFW et RRW) modifie légèrement le profil du canal radio. Statistiquement, une différence de CDF égale à 0.9 dB maximum est relevée (différence à 10% entre le canal initial caractérisé dans une zone dégagée et le canal mesuré en présence du véhicule). On notera, en outre que la différence de dynamique s'atténue de 4 dB pour la roue RFW et de 1 dB pour la roue RRW.

Dans la suite, l'effet de l'orientation de roue sur le canal de communication radio sera analysé expérimentalement. En effet, durant le roulage, l'inclinaison de la roue peut changer sa variation de puissance angulaire. Le tableau.2.4 montre les résultats obtenus lors de braquage des roues de 30° RFW et RRW vers la droite :

	Différence de CDF à 10 %		Différence de dynamique	
	RFW	RRW	RFW	RRW
Orientation de la roue vers la droite de 30°	-7.8 dB*	+0.3 dB	-16 dB*	+2 dB
* apparition d'un évanouissement angulaire				

Tableau.2.4 : influence de l'orientation des roues sur le profil du canal

L'effet du braquage de la roue de 30°, est présenté dans le tableau. 2.4. Les signatures angulaires traitées avec le CDF à 10% montrent un important changement du profil pour la roue RFW d'environ 7.8 dB. La dynamique de la signature radio se dégrade de 16 dB pour la RFW et fait ainsi apparaître un évanouissement angulaire profond à environ -104 dBm pour le canal de propagation. Cependant, l'allure du canal reste inchangée pour la roue RRW avec une légère différence de CDF et de dynamique.

Les expérimentations et les modélisations décrites dans ce chapitre nous ont permis d'étudier précisément le canal de propagation TPMS dans l'environnement réel du véhicule. Les premiers résultats obtenus par les mesures ont été affinés par plusieurs modélisations théoriques plus approfondies. A total plus que 400 000 mesures RSSI ont été collectées en configuration externe et interne, et plus que 500 heures de simulations électromagnétiques sous EMPIRE ont été traitées. Dans la première partie de cette étude nous avons analysé l'impact de la rotation de roue et du sol sur la variation spatiale du canal TPMS. Nous avons montré que la variation angulaire du canal dans une configuration LOS est impactée par la désorientation de l'antenne (phénomène de dépolarisation) avec une variation plate du canal. L'analyse de la propagation radio (caractérisation et modélisation) à l'intérieur du véhicule a montré une grande variabilité spatiale et angulaire avec un important phénomène de dépolarisation. Les mesures réalisées sur un lien radio TPMS en présence de passagers nous ont permis d'observer un masquage important des principaux trajets dans notre canal. Nous avons montré que les passagers peuvent générer des évanouissements additionnels (figure.2.38). L'analyse de l'influence d'une voiture proche des sources rayonnantes à montré que la présence d'un véhicule n'impacte pas le profil du canal de propagation. L'analyse de l'influence du braquage des roues, montre que l'orientation de la roue peut générer des évanouissements angulaires profonds et détériorer ainsi la qualité de communication entre les capteurs et le récepteur en dynamique.

Le degré de corrélation entre les différents trajets et la structure du canal de propagation conditionne le profil du canal radio. Ce dernier dépend de plusieurs paramètres tels que la position de l'émetteur et du récepteur. Il est évident alors que l'étude de la couverture externe demande une analyse différente de l'approche utilisée pour le système TPMS. Nous proposons dans la prochaine partie, une étude du canal de propagation radio pour les systèmes d'accès sans fil (badge RF).

2.3 Etude du canal de propagation radio pour le système d'accès sans fil :

2.3.1 Influence de sol :

Pour le bon fonctionnement des systèmes d'accès sans fil, il est nécessaire de connaître le canal de propagation radiofréquence. La propagation des ondes électromagnétiques au travers de canal peut causer de sérieuses dégradations sur la couverture ainsi que sur la qualité de transmission entre le badge et le récepteur embarqué dans le véhicule. Pour cela, nous proposons une étude théorique et expérimentale sur le canal de propagation radiofréquence entre le badge et le récepteur. Nous allons examiner en détail les caractéristiques des différents éléments constitutifs du canal de propagation qui affectent les performances du système. Afin d'estimer les facteurs de perte de signal lors de la propagation, notre analyse doit prendre en considération non seulement les paramètres du système (diagrammes de rayonnement des antennes, gains, puissances d'émission,...) mais aussi l'environnement de propagation. Le signal est influencé par multiples effets de propagation, parmi lesquels nous mentionnons :

- L'effet du sol : la proximité de l'antenne par rapport au sol affecte la propagation et augmente la variabilité du canal dans l'espace.
- Perte en l'espace libre : la grande distance entre l'émetteur et le récepteur affaiblit l'amplitude du signal transmis et favorise l'apparition de zones d'ombre autour de la voiture.
- Structure de la voiture : comme pour le TPMS, la position du récepteur à l'intérieur de la voiture (i.e entre les parois métalliques), augmente la complexité de l'étude du canal de propagation, et la communication entre émetteur et récepteur ne se réduit plus à simple propagation en espace libre.
- Effet humain : l'influence du corps humain sur le rayonnement de l'antenne du badge est souvent non négligeable : donc notre analyse doit prendre en considération cet élément perturbateur au niveau de l'émetteur (badge RF).

La présence du sol affecte la variation du canal avec des réflexions multiples et des diffractions des signaux émis [14] [15]. En vision direct de type LOS (Line Of Sight), le signal total reçu est une combinaison d'un trajet direct et d'un signal réfléchi par le sol. La réflexion du sol contribue à la modification de la couverture radio, principalement dans une configuration simple de type LOS. Afin de quantifier l'influence du sol sur le bilan de liaison, nous proposons une étude expérimentale et théorique à 433.92 MHz.

Le modèle adopté pour l'analyse théorique est basé sur la technique de deux rayons (two ray tracing) [16]. Ce modèle est basé sur les lois de l'optique géométrique de Descartes : chaque rayon incident qui arrive sur le sol donne lieu un rayon réfléchi dans le sens opposé. Pour chaque direction partant de la source, on calcule la propagation d'un rayon dans l'espace en utilisant le coefficient de réflexion du matériau considéré. Il y a

donc quatre paramètres principaux à prendre en compte lorsqu'on implémente cette méthode géométrique :

- Les hauteurs de l'émetteur et du récepteur
- La distance entre l'émetteur et le récepteur
- Le coefficient de réflexion du sol
- La polarisation de l'onde
- Les paramètres diélectriques du sol

La scène de modélisation relative à l'influence du sol peut être schématisée ainsi :

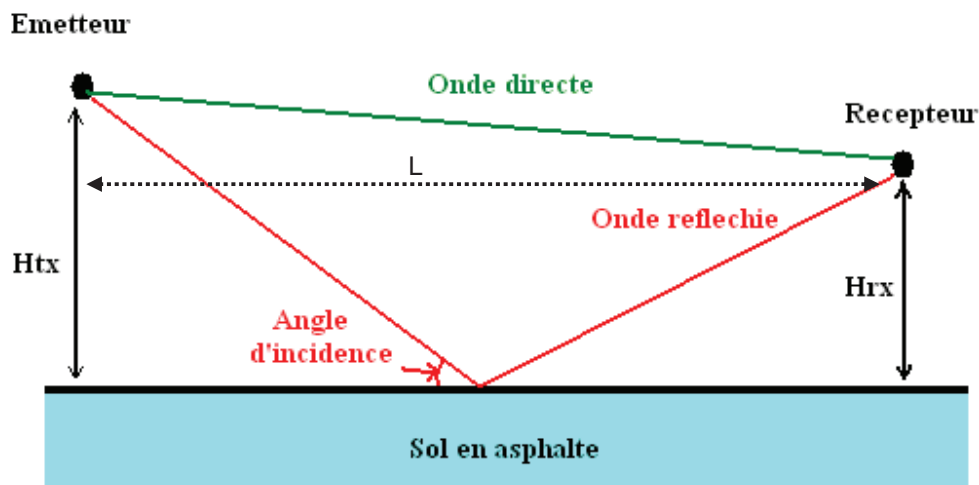


Figure.2.40 : schéma de principe d'une propagation avec réflexion par le sol dans le cas d'un modèle à deux rayons

Les quatre premiers paramètres listés ci-dessous (hauteur de l'émetteur et le récepteur, distance), permettent de déterminer l'angle d'incidence et le déphasage entre le signal direct et réfléchi. Les coefficients de réflexions sont déterminés en fonction de la polarisation et s'écrivent sous la forme suivante [17]:

$$H = \frac{\sin(\theta) - \sqrt{(\epsilon_r - jx) - \cos^2(\theta)}}{\sin(\theta) + \sqrt{(\epsilon_r - jx) - \cos^2(\theta)}} \quad (\text{Eq.2.1})$$

$$V = \frac{(\epsilon_r - jx) \sin(\theta) - \sqrt{(\epsilon_r - jx) - \cos^2(\theta)}}{(\epsilon_r - jx) \sin(\theta) + \sqrt{(\epsilon_r - jx) - \cos^2(\theta)}} \quad (\text{Eq.22})$$

Avec:

$$x = 18 \times 10^9 \times \frac{\sigma}{f}$$

est la conductivité du sol (mS/m).

ϵ_r est la permittivité diélectrique du sol (F/m)

f est la fréquence utilisée (Hz)

Γ_H et Γ_V sont respectivement les coefficients de réflexion pour la polarisation horizontale et verticale.

θ est l'angle d'incidence.

Le coefficient de réflexion dépend des caractéristiques du matériau et de la fréquence de propagation de l'onde. Les paramètres diélectriques utilisés pour modéliser l'asphalte sont [18] :

$$\sigma = 100 \text{ mS/m} \text{ et } \epsilon_r = 12$$

L'amplitude reçue en fonction de la polarisation (horizontale et verticale) est déterminée avec les équations suivantes :

$$P_H = \left(\frac{1}{4L} \left| 1 + \Gamma_H \exp(j\Delta) \right| \right)^2 \quad (\text{Eq.2.4})$$

$$P_V = \left(\frac{1}{4L} \left| 1 + \Gamma_V \exp(j\Delta) \right| \right)^2 \quad (\text{Eq.2.5})$$

Dans lesquelles:

Δ est la différence de phase entre les deux signaux (direct et réfléchi).

L est la distance entre l'émetteur et le récepteur.

Pour la partie expérimentale, les différents éléments constituant le système d'accès à caractériser sont :

- Le badge émetteur : il est composé d'un émetteur et d'une antenne monopole. Le badge est placé sur un polystyrène cylindrique (hauteur = 1,5 m). Deux différentes orientations de l'antenne sont utilisées pour mesurer le profil du canal (horizontal et vertical). La puissance moyenne de l'émetteur est égale à -15,1 dBm pour la polarisation verticale et -20.6 dBm pour la polarisation horizontale.
- Le récepteur : il est placé à 1 m par rapport au sol. Le gain moyen de l'antenne est d'environ -14 dBi.
- L'ordinateur : les valeurs RSSI (Received Signal Strength Indicator) mesurées par le récepteur sont transmises à un ordinateur via une liaison optique. L'ordinateur recueille, stocke et traite les données reçues.
- Le chariot mobile en bois : faiblement perturbateur et il permet de transporter les équipements de réception (ordinateur et récepteur), et il est tiré avec une vitesse constante de 0,1 m/s sur une distance allant de 0,3 m à 16,3 m à l'aide d'un treuil électrique.

La figure.2.40 illustre le système de caractérisation de l'effet du sol :

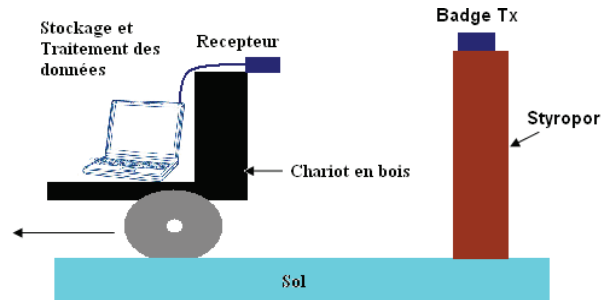


Figure.2.41: système de caractérisation de l'effet du sol

L'effet du sol sur une distance de 16 m est mesuré pour deux orientations du badge (horizontal et vertical), en faisant varier la distance entre le badge (émetteur) et le récepteur. Les résultats obtenus avec le modèle théorique et les mesures sont montrés dans les figure.2.42 et 2.43 :

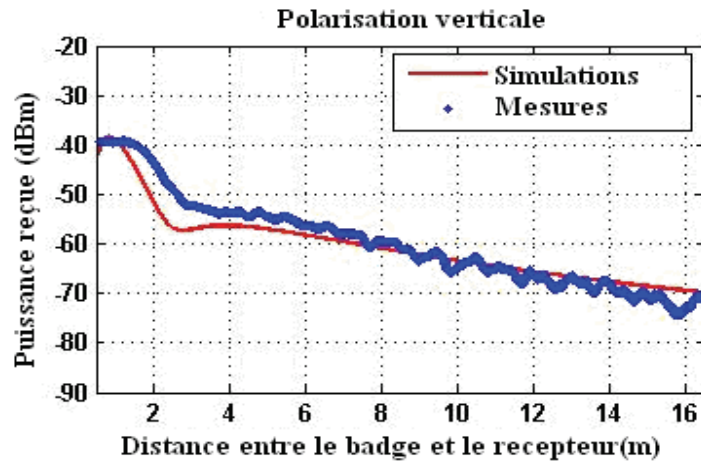


Figure.2.42: comparaison de la puissance mesurée et simulée en fonction de la distance pour la polarisation verticale

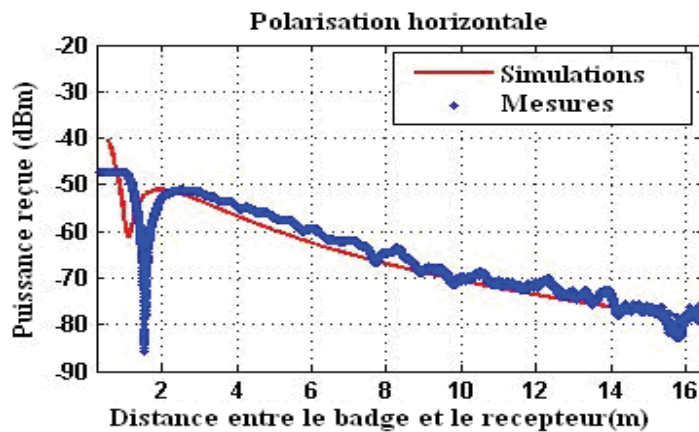


Figure.2.43 : comparaison de la puissance mesurée et simulée en fonction de la distance pour la polarisation horizontale

Les résultats donnés en figures 2.41 et 2.42 sous forme de courbe d'atténuation par rapport à la distance montrent un bon accord entre l'analyse théorique et les mesures. La

légère différence observée entre les deux modèles peut être attribué à la présence de réflexions supplémentaires dans la zone de sondage. La meilleure réception est obtenue avec la polarisation verticale par rapport à la polarisation horizontale (de 7 dB à 10 dB de plus). Une seule chute de puissance est observée dans la polarisation horizontale à 1.75 m avec une profondeur d'atténuation de 35 dB. L'effet du sol joue donc un rôle moins important dans la polarisation verticale par rapport à la polarisation horizontale. L'état du sol peut avoir une influence différente à cause du changement de ses paramètres diélectriques. Nous avons analysé l'atténuation en fonction de la distance (6 m) pour deux différentes conductivités : sol sec et sol humide. Dans cette campagne de sondage, le récepteur est positionné à l'intérieur du véhicule. Les résultats obtenus pour chaque état du sol, sont traités statistiquement à l'aide de la fonction de distribution cumulative (CDF). Les valeurs CDF mesurées à 1% sont reportées dans le tableau .2.5.

	CDF mesuré à 1% pour le sol sec	CDF mesuré à 1% pour le sol humide
Polarisation horizontale	-83.2 dBm	-82.1 dBm
Polarisation verticale	-65.7 dBm	-60.0 dBm

Tableau .2.5 : résultats pour différents types de sol

Le Tableau. 2.5 illustre les valeurs CDF relevées à 1% (i.e. 99% des cas traités) pour deux types de sol. On remarque que le type de sol (sec ou humide) n'affecte pas le choix de polarisation à 433.92 MHz. La différence de puissance entre les deux conditions de sol est négligeable pour la polarisation verticale (1.1 dB) et plus sensible pour la polarisation horizontale (5.7 dB, avec une amélioration des bilans pour le sol humide).

L'étude a montré que la différence de phase due aux différents trajets empruntés par les rayons affecte la variation de puissance entre le badge et le récepteur. Cette différence est négligeable pour la polarisation verticale quelle que soit la distance. Ceci est également vrai pour la polarisation horizontale à des distances supérieures à 2 m. Le modèle théorique développé montre un bon accord vis-à-vis les mesures effectuées. Nous avons remarqué aussi que la permittivité relative du sol influe légèrement sur la puissance reçue. Cependant, le sol n'est pas le seul paramètre influent sur le canal de propagation pour une configuration NLOS (récepteur embarqué dans la voiture sans visibilité avec l'émetteur) et lorsque le badge est posé sur corps humain. D'autres expérimentations sont alors nécessaires pour étudier l'influence du corps humain sur l'émission RF du badge.

2.3.2 Influence du corps humain sur le canal de propagation :

Lorsque le badge est posé près des tissus humains, le gain et le diagramme de rayonnement ainsi que l'impédance de l'antenne vont être modifiés. Les effets dépendent du type d'antenne utilisé ainsi que sa proximité par rapport au corps humain. Le paramètre qui permet de quantifier l'effet humain est le SAR (Specific Absorption Ratio), qui représente le taux de puissance absorbée par les tissus humains. Il s'exprime de la façon suivante [19]:

$$SAR = \frac{\sigma}{2\rho} |\vec{E}|^2 \quad (\text{Eq.2.6})$$

Avec :

- \vec{E} : est le champ électrique rayonné par l'antenne
- σ : est la conductivité des tissus humains (en S/m)
- ρ : est la densité des tissus (en Kg/m³)

Le taux d'absorption est différent pour chaque organe humain, le tableau .2.6 montre quelques valeurs de SAR dans le corps humain [19]

Organe	SAR
Cerveau	38.5
Poumon	9.6
Foie	15.4
Cheville	100
Cœur	13.9

Tableau.2.6: exemple des taux de SAR dans le corps humain

Nous adoptons dans cette étude deux approches pour traiter l'interaction entre l'antenne et le corps humain : la première méthode consiste à effectuer des simulations électromagnétiques, la deuxième fait appel à des mesures réalisées sur une personne physique dans une chambre anéchoïque. En ce qui concerne la simulation électromagnétique, le logiciel EMPIRE permet d'importer un modèle tridimensionnel du corps humain complet. Ce dernier est assez précis et la majorité des tissus humains y sont inclus. La figure.2.44 représente le modèle théorique utilisé ainsi que la position de l'antenne émettrice :

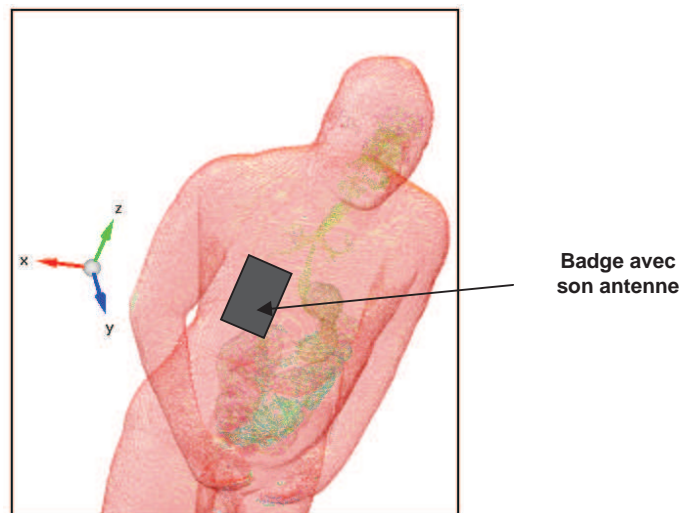


Figure.2.44 : modèle humain simulé sous EMPIRE et la position de l'antenne

Nous avons utilisé une antenne dipôle d'un gain moyen de -10 dBi et de coefficient de réflexion $S_{11} = -16dB$. Comme évoqué dans plusieurs études [20] [21], la présence du corps humain décale la fréquence de résonance et le nouveau coefficient de réflexion simulé (antenne posée à 0.4 cm du corps humain) est d'environ $S_{11} = -13.7dB$. Les

figure.2.44 et figure.2.45, illustrent l'influence du corps humain sur la propagation en champ proche à 433.92 MHz sur les plans (XY- Figure.45) et (YZ- Figure.46) respectivement pour la polarisation verticale et pour la polarisation horizontale :

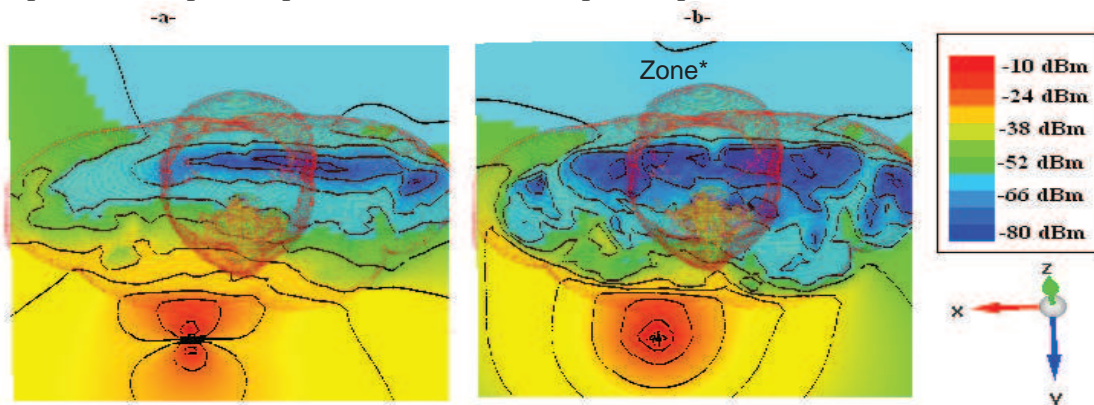


Figure.2.45 : influence du corps humain en champ proche sur le plan (XY) pour la polarisation verticale (a) et horizontale (b)

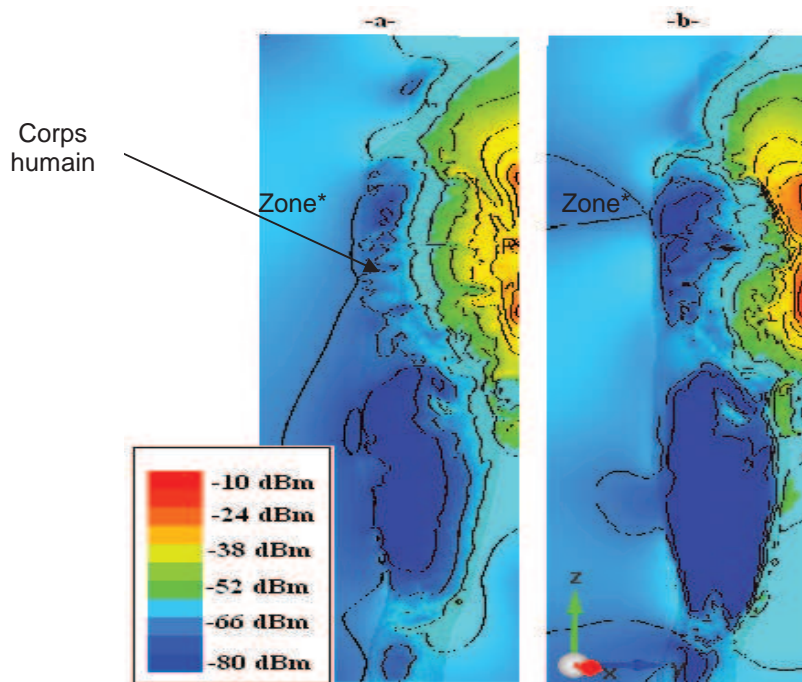


Figure.2.46 : influence du corps humain en champ proche sur le plan (YZ) pour la polarisation verticale (a) et horizontale (b)

Nous constatons dans les figure.2.45 et figure.2.46 que le champ émis est atténué par le corps humain et que la profondeur de pénétration est relativement importante à cette fréquence. On observe aussi que la pénétration est plus importante dans le plan horizontal que dans la polarisation verticale. Le champ qui atteint la zone (*) derrière le corps est moins atténué en polarisation verticale qu'en polarisation horizontale (environ 7 dB de différence). Pour quantifier l'atténuation exacte du corps humain en situation réaliste, une étude en champ lointain est nécessaire. Sur la figure.2.46, on a tracé les diagrammes de rayonnement simulés en champ lointain avec la présence du corps humain sont tracés

pour les deux polarisations. Nous constatons une atténuation significative en direction du corps humain avec une réduction de l'efficacité de l'antenne sur le diagramme de rayonnement (large zone à faible émission, inférieure à -20 dB et tracée en bleu dans le diagramme de rayonnement). La dynamique observée avec la présence du corps de l'utilisateur du badge est d'environ 23 dB pour la polarisation verticale et 18 dB pour la polarisation horizontale. Cependant, cette interaction augmente le gain vers l'avant et le diminue dans la direction opposée.

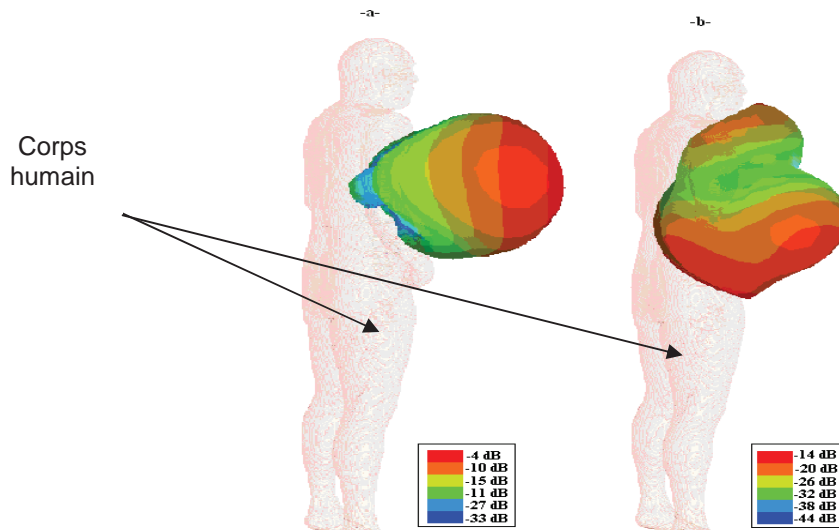


Figure.2.47: influence du corps humain en champ lointain pour la polarisation verticale (a) et horizontale (b)

Ci-dessous, les résultats des mesures sur l'effet de proximité du corps humain sur la performance l'antenne sont présentés dans le tableau suivant. Les mesures ont été effectuées avec deux gabarits de personnes de corpulence différente (mince et forte) en chambre anéchoïque dans un plan à l'aide d'un plateau tournant. Les résultats obtenus sont traités statistiquement avec la fonction de distribution cumulative CDF à 1%. Les valeurs CDF sont reportées dans le tableau .2.7:

	Puissance mesurée de 1% de CDF pour la polarisation verticale	Puissance mesurée de 1% de CDF pour la polarisation horizontale
Badge seul	-15.1 dBm	-20.6 dBm
Influence d'une personne mince	-22.8 dBm	-24.5 dBm
Influence d'une personne forte	-24.9 dBm	-27.1 dBm

Tableau. 2.7 : influence réelle du corps humain en champ lointain

L'influence du corps diminue de plus de 7 dB l'amplitude du signal par rapport au badge seul sur le plan vertical et de 4 dB sur le plan horizontal. Le type de corps humain affecte le niveau de réception d'énergie d'environ qu'à hauteur de 2 dB. Les mesures présentent un bon accord avec les simulations quant à l'influence du corps humain sur le rayonnement. Une bonne corrélation est également relevée sur l'impact du plan vertical et du plan horizontal. A noter dans le cas d'une position face au véhicule, le corps humain n'affecte pas la puissance d'émission de l'antenne.

L'étude sur le TPMS a montrée que le canal interne de véhicule est un environnement de propagation radiofréquence très sévère [22]. Il est intéressant de quantifier l'influence de la structure métallique du véhicule (carrosserie) sur la propagation radio vers l'environnement externe.

2.3.3 Influence de la carrosserie sur la réception radio:

Le récepteur est habituellement embarqué à l'intérieur de la voiture, sans vision directe avec l'émetteur badge : l'efficacité et la forme du diagramme de l'antenne de réception sera modifié à cause de la structure métallique de la voiture [23]. Les figure.2.48 et figure.2.49, montrent les diagrammes de rayonnement mesurés dans une chambre anéchoïque [27] et simulé avec EMPIRE:

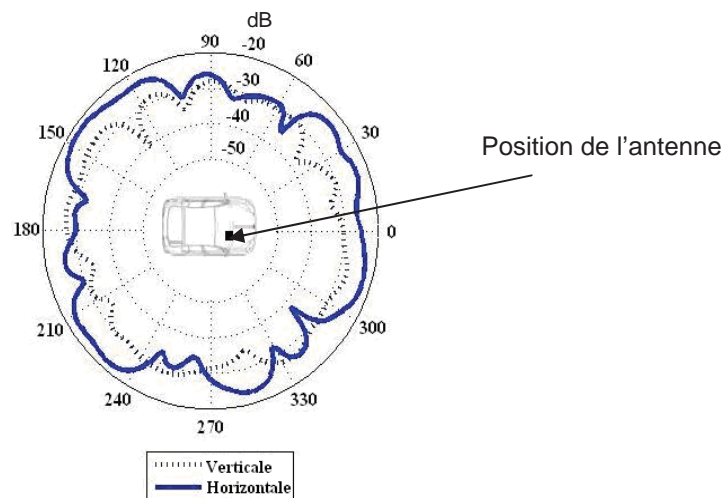


Figure.2.48 : diagramme de rayonnement mesuré dans une chambre anéchoïque sur l'effet de la voiture [27]

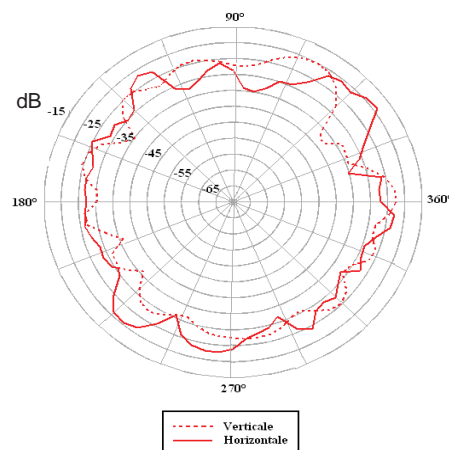


Figure.2.49 : diagramme de rayonnement simulé sous Empire

Afin d'illustrer l'influence de la carrosserie sur le rayonnement, l'antenne a été placée à l'intérieur de la voiture. Les diagrammes de rayonnements mesurés et simulés pour les deux polarisations, montrent un effet important du véhicule sur la puissance émise de l'antenne [24] [25] [26]. La dynamique atteint 20 dB en mesures pour la polarisation

horizontale (12 dB pour la polarisation verticale). Le même effet est observé avec les simulations numériques, avec une dynamique théorique varie d'environ 15 dB pour les deux polarisations. En raison d'un modèle moins complexe que la structure réelle mesurée, les formes des diagrammes obtenus expérimentalement et théoriquement sont différentes. Cependant, les niveaux simulés et mesurés sont du même ordre de grandeur : le modèle simulé du véhicule reste suffisamment précis pour une analyse globale en approche isotrope.

2.3.4 Etude du canal de transmission complet :

Après l'analyse des différents éléments du système d'accès, nous avons caractérisé théoriquement et expérimentalement le profil radio varie en fonction de trois principaux paramètres : le sol, la structure de voiture et l'utilisateur. L'effet du corps humain peut être négligé dans le sens du mouvement de l'utilisateur vers le véhicule (contribution bénéfique). Une étude du canal radio complet autour du véhicule est nécessaire pour analyser l'intersection de l'effet de la voiture et du sol sur la propagation radio entre le badge et le récepteur. Dans un premier temps, nous allons nous attacher à simuler la propagation électromagnétique entre le badge et la voiture avec le logiciel Empire. Nous avons excité un monopole à 433.92 MHz (gain de 0 dBi), placé à 1.5m du sol et à une distance de 7m de la voiture. Les résultats obtenus avec les simulations du canal complet (voiture et sol), sont illustrés dans la figure.2.50 sur le plan horizontal et vertical :

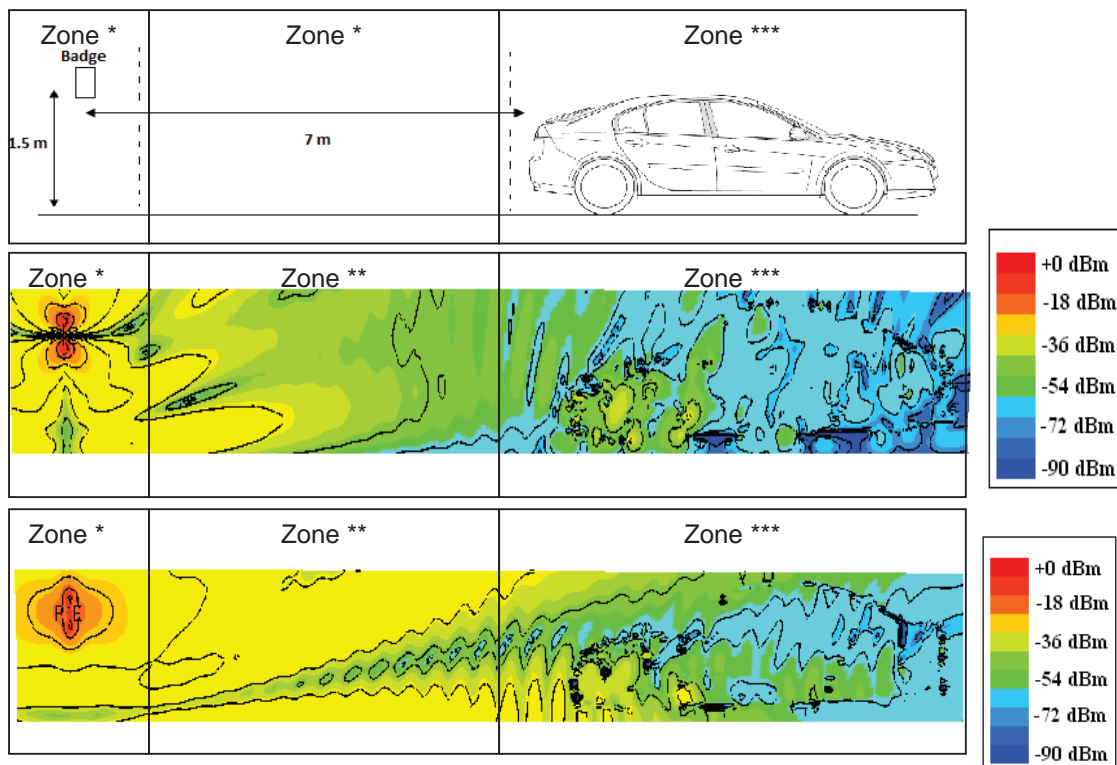


Figure.2.50 : propagation des ondes radio entre le badge (point chaud à gauche) et la voiture (à droite), sur le plan horizontal et vertical.

La figure.2.50 illustre la variation du champ émis par le badge en présence d'un véhicule et d'un sol en asphalte sur les deux plans horizontal et vertical. Comme montré

avec les simulations « deux rayons », les effets de réflexion du sol (zone**) sont plus importants dans la polarisation horizontale que sur le plan vertical ²et l'atténuation observée du sol varie entre -27 dB et -72 dB. Nous remarquons que la carrosserie empêche fortement la pénétration des ondes électromagnétiques à l'intérieur du véhicule (zone ***) sur les deux plans conformément aux lois d'électromagnétisme : la majorité de l'énergie propagée à l'intérieur du véhicule passe par la face avant du châssis et les vitres. Toutefois, on remarque une présence plus importante de l'énergie en polarisation verticale par rapport à la polarisation horizontale.

Dans la suite, nous proposons une caractérisation expérimentale du système d'accès sans fil, en mesurant la puissance reçue dans un environnement réel et complet. Pour ce faire, une antenne 3D monopole est utilisée dans le récepteur, et un badge est positionné selon plusieurs emplacements linéaires autour de la voiture, sur un rayon de 4 m de rayon (couverture de 2 m à 6 m) avec un pas de 15cm. Pour mieux localiser les évanouissements, le système de caractérisation est composé d'un plateau tournant afin d'assurer une bonne résolution spatio-angulaire (14 mesures par degré) autour du véhicule. Le badge est positionné horizontalement et verticalement par rapport au sol, afin de caractériser le canal dans deux différentes configurations. La figure.2.51 illustre le système de mesure utilisé :

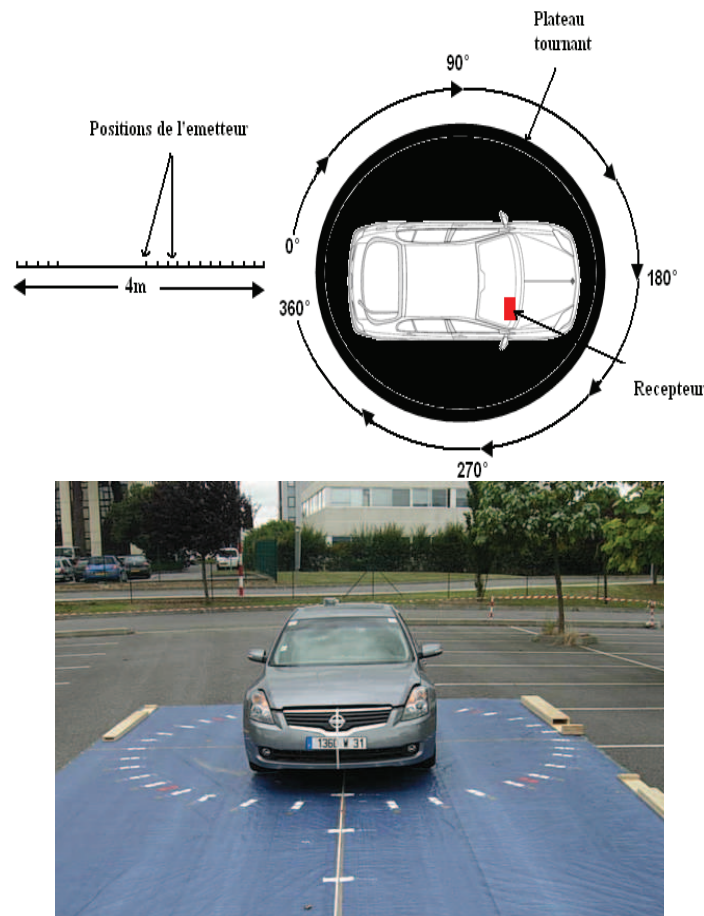


Figure.2.51 : système de caractérisation du canal radio pour le système d'accès radio

La figure.2.51 montre le procédé de caractérisation du système d'accès à l'aide d'un plateau tournant. La totalité des mesures de RSSI recueillies au niveau de récepteur est

ensuite traitée avec le logiciel MATLAB. La zone sondée autour de la voiture est représentée en code couleur en trois dimensions sous forme d'un diagramme polaire (distance, angle et niveau de puissance reçue). Les images obtenues de la couverture radio autour du véhicule sont montrées dans les figures 2.52 et 2.53 :

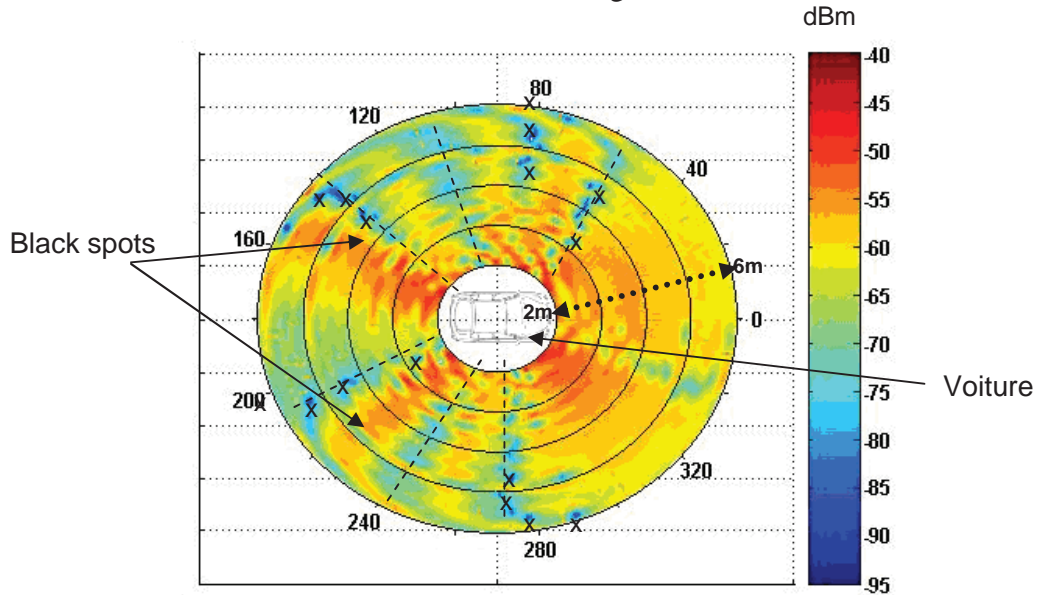


Figure.2.52: couverture radio autour de la voiture, incluant l'environnement de propagation pour un badge posé verticalement par rapport au sol. Les évanouissements angulaire sont notés par 'x' et les zones avec une faible réception sont symbolisées par (-----).

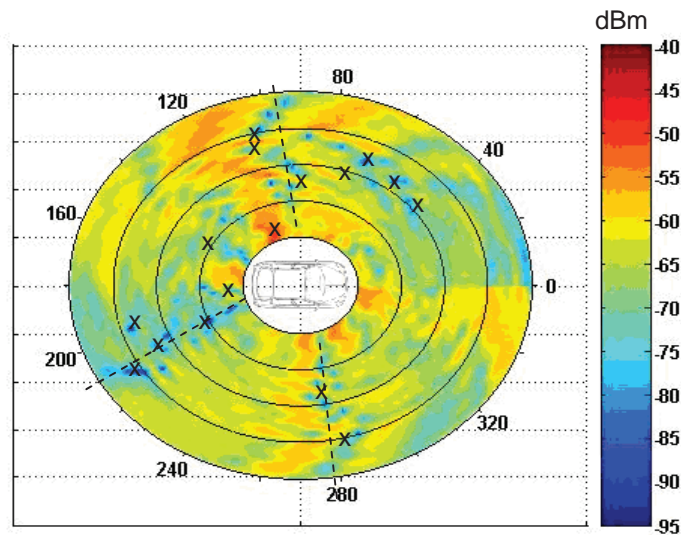


Figure.2.53: couverture radio autour de la voiture, incluant l'environnement de propagation pour un badge posé horizontalement par rapport au sol. Les évanouissements angulaire sont notés par 'x' et les zones avec une faible réception sont symbolisées par (-----).

Les images de la couverture radio obtenue autour de la voiture reflètent bien le comportement des ondes radio autour de la voiture pour le système d'accès sans fil. Il apparaît évident que les positions angulaires autour de la voiture sont fortement liées à l'affaiblissement du signal et aux zones d'ombre caractérisées. Les positions des zones d'ombres trouvées diffèrent pour les deux polarisations.

Cette partie de l'étude a décrit les différentes étapes de la caractérisation du canal radio pour le système d'accès sans fil ainsi que la modélisation de l'environnement fondée sur le modèle de deux rayons et les simulations électromagnétiques sous EMPIRE. Cette s'est appuyée également sur plusieurs expérimentations menées dans un environnement réel. Une analyse préliminaire de l'effet du sol a montré que la différence de phase due aux différents trajets empruntés par les rayons est le principal paramètre qui affecte la variation de puissance entre le badge et le récepteur. Le modèle théorique montre un bon accord vis-à-vis des mesures effectuées. Dans un deuxième temps, l'interaction badge/utilisateur a été traitée expérimentalement et par simulations. Pour cette analyse, des simulations à 433.92 MHz avec un modèle du corps humain ont été effectuées. Les résultats de simulation ont mis en évidence l'effet du corps sur l'antenne en champ proche et en champ lointain. Un décalage de la fréquence de résonance du dipôle est observé, ainsi que le rôle du corps humain sur la déformation du diagramme de rayonnement de l'antenne (en champ lointain et en champ proche, ce qui diminue l'efficacité totale de l'antenne). Ces résultats ont été confirmés par des mesures en chambre anéchoïque. Enfin, nous avons caractérisé et modélisé l'environnement complet (sol et voiture) afin d'étudier la couverture radio autour du véhicule.

REFERENCES II:

- [1] M.Cheikh, J.David, J-G.Tartarin, S.Kessler, A.Morin, ***RF source characterization of Tire Pressure Monitoring System***, IEEE Wireless Technology Conference 2009, pp.176-179.
- [2] T.Pfeifer, T.Loffler, R.Martini, H-G.Roskos, H.Kurz, M.Singer, E-M.Biebl, ***Spatial mapping of the near-field radiation pattern of a 7-GHz planar resonator***, IEEE Conference on Lasers and Electro-Optics, 1996, pp. 137-138.
- [3] J.Grosinger, L-M.Mayer, C-F.Mecklenbrauker, A-L.Scholtz, ***Determining the Dielectric Properties of a Car Tire for an Advanced Tire Monitoring System***, IEEE 70th Vehicular Technology Conference, 2009 IEEE 70th, 2009, pp.1-5.
- [4] K. Tanoshita, K. Nakatani, Y. Yamada, ***Electric field simulations around a car of the tire pressure monitoring system***, International Symposium on Antennas and Propagation, 2007, Vol.90, pp. 2416-2422.
- [5] Hirose, N.Tenma, N.Michishita, Y.Yamada, ***Radiated waves from a transmitter contained in a vehicle tire***, IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium 2006, pp. 2369 - 2372.
- [6] Waldschmidt, J-V.Hagen, H-L.Blocher, K.Beilenhoff, J.Wenger, W.Wiesbeck, ***Wave propagation modelling in confined spaces***, 56th IEEE Vehicular Technology Conference, Vol. 2, pp. 1056 - 1059.
- [7] H.Hoffman, D.Cox, ***Attenuation of 900 MHz radio waves propagating into a metal building***, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 1982, Vol. 30, pp. 808 - 811
- [8] D-C.Cox, R-R.Murray, A-W.Norris, ***Antenna height dependence of 800 MHz attenuation measured in houses***, IEEE Transaction on Vehicular Technology, Vol.34, pp.108 - 115.

- [9] J-H.Tarng, K-M.Ju, ***Effect of metal low-partitions on radio propagation in an office***, Third Annual International Conference on Universal Personal Communications, 1994, pp.135-139.
- [10] H.Meskanen, O.Pekonen, ***FDTD analysis of field distribution in an elevator car by using various antenna positions and orientations***, Electronics Letters 1998, Vol.34, pp.534-535.
- [11] H-J.Song, J-S.Colburn, H-P.Hsu, R-W.Wiese, ***Development of Reduced Order Model for Modeling Performance of Tire Pressure Monitoring System***, 64th IEEE Vehicular Technology Conference, 2006, pp.1-5.
- [12] H.-L.Blocher, K.Beilenhoff, J.Wenger, ***Simulation of the electromagnetic wave propagation in cars***, 33rd European Microwave Conference, 2003, Vol.3, pp. 1151 - 1154.
- [13] Y.Huang, A.Charbonneau, L.Talbi, A.Denidni, ***Effect of Human Body Upon Line-Of-Sight Indoor Radio Propagation***, Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering, 2006, pp-1775-1778.
- [14] K.Bullington, ***Radio propagation for vehicular communications***, IEEE Transactions on Vehicular Technology, Vol.26, 1977, pp.295-308.
- [15] R.A.Foran, T.B.Welch, M.J.Walker, ***Very near ground radio frequency propagation measurements and analysis for military applications***, IEEE Military Communications Conference, 1999, Vol.1, pp.336 - 340.
- [16] J. Zhong, L.Bin-Hong, W.Hao-Xing, Y-H.Chen, ***Efficient ray-tracing methods for propagation prediction for indoor wireless communications***, IEEE antennas & propagation, 2001, vol. 43, pp. 41-49.
- [17] H-L.Bertoni, W.Honcharenko, L-R.Macel, H-H.Xia, ***UHF propagation prediction for wireless personal communications***, IEEE, vol.82, No.9, September 1994
- [18] G-A.Chakam, M.Brzeska, ***Achieving long range communication in cars***, 2nd European Conference on Antennas and Propagation, 2007, pp.704-707.

- [19] P. Dragan, **Human exposure to electromagnetic fields**, WIT Press, UK, 2004.
- [20] Chong, Y. Kim, S. S. Lee, **UWB indoor propagation channel measurements and data analysis in various types of high-rise apartments**, *IEEE Vehicular Technology Conference, 2004, Vol. 1, pp. 150-154.*
- [21] S. S. Ghassemzadeh, R. Jana, C. W. Rice, **A statistical path loss model for inhome UWB channels**, *IEEE Conference on Ultra Wideband Systems and Technologies, 2002, pp. 59-64..*
- [22] P. Wertz, G. Wölfle, R. Hoppe, and F.M. Landstorfer, **Deterministic Propagation Models for Radio Transmission into Buildings and Enclosed Spaces**, *European Microwave Week 2003, Munich (Germany), Oct. 2003*
- [23] R-J.Langleyr, J-C.Batchelor, **Hidden antennas for vehicles**, *Electronics & communication engineering journal, 2002, Vol. 14, pp. 253-262.*
- [24] M.Tanaka, Y.Miyazaki, **An investigation of radio wave intensity distribution in the automotive body**, *IEICE Transaction on Communication, 1986, Vol.J69-B, pp.1804-1810.*
- [25] H.Taguchi, K.Tabira, Y.Yamda, S.Yuminaga, **Radiation Characteristics of a dipole Antenna Mounted in a car**, *The 3rd International Symposium on Wireless Personal Multimedia Communications, 2000, pp.291-295.*
- [26] Y.Yamada, K.Tabira, H.Nagatomo, S.Yuminaga, **Radiation Pattern Dependence on Polarizations of an Antenna mounted in a Car**, *The 4th International Symposium on Multi Dimensional Mobile Communications, 2001, pp.144-151.*
- [27] Mesures effectuées par « Renault » dans le cadre d'un projet interne.

3. Etude de la qualité de communication radio pour le système de pression des pneumatiques :

3.1. Outil d'analyse dynamique de la qualité de transmission du système TPMS.....	91
3.1.1. Principe de fonctionnement de l'outil.....	91
3.1.2. Interface graphique et options proposées.....	94
3.2. Impact du canal de propagation radio et des évanouissements angulaires sur la qualité de transmission en dynamique.....	95
3.2.1. Etude de la sélectivité temporelle du canal de propagation TPMS.....	95
3.2.2. Simplification du canal radio et traitement des résultats.....	98
3.2.3. Impact d'un canal modélisé sur la performance du système TPMS.....	101
3.2.4. Impact d'un canal caractérisé sur la performance du système TPMS.....	104
3.3. Impact des collisions temporelles inter et intra véhicule.....	107
3.3.1. Collision temporelle dans le système TPMS.....	107
3.3.2. Simulateur de collision du système TPMS.....	109
a. Environnement de simulation.....	109
b. Topologie et scénario d'échange.....	110
3.3.3. Evaluation de la probabilité de collision de trame.....	111
a. Influence du débit de communication.....	111
b. Influence de la taille de la trame.....	111
c. Influence du nombre des nœuds.....	112
3.3.4. Evaluation de la probabilité de collision au niveau des paquets.....	114

Dans le système TPMS, la qualité de communication radio est étroitement liée au canal de propagation radiofréquence entre les capteurs et le récepteur central [1] [2]. Les évanouissements angulaires, dus aux trajets multiples et à la rotation des roues, engendrent des fluctuations de la puissance angulaire au niveau du récepteur, affectant directement la qualité de la communication. La caractérisation de la signature du canal en puissance n'est pas le seul paramètre à considérer : la probabilité de coupure des trames transmises, lorsque le signal est soumis à des évanouissements est nécessaire pour quantifier la qualité de liaison.

La plupart des travaux qui s'intéressent à l'analyse des performances du système TPMS, se déclinent généralement selon deux approches : soit par mesures empiriques, soit par simulation ou développement théorique. La première approche a pour principal inconvénient la nécessité d'un grand nombre de données de mesures avec des tests longs et coûteux réalisés en situation de roulage et qui peuvent se révéler imprécis et très difficiles à mettre en œuvre ou à reproduire. De plus, chaque nouveau véhicule, type de jante, pneumatique, ou autres options peuvent affecter de manière sensible l'efficacité du système, impliquant une nouvelle étude. L'approche par simulation nécessite une modélisation fine du canal de propagation et présente l'avantage de pouvoir estimer rapidement la probabilité de réception. Pour pouvoir exploiter au mieux les deux approches, nous avons développé dans la première partie de ce mémoire un simulateur basé sur une troisième méthode semi-empirique, où les deux approches, analytique et simulée, sont utilisées de manière complémentaires et s'alimentent mutuellement. Cette dernière méthode présente une approche originale et efficace par rapport aux travaux existants, en termes d'amélioration des performances et de réduction de temps de développement.

La deuxième partie de ce chapitre a pour but de prendre en compte l'impact du canal de propagation radio et les évanouissements angulaires en dynamique grâce à une étude qualitative des performances du système TPMS. Pour atteindre cet objectif nous avons cherché à déterminer le comportement de la probabilité de réception en fonction de la vitesse en présence de différents types de canaux radiofréquences.

La collision dans les systèmes de communication sans fil classique est un réel facteur de perte de qualité de transmission [3]. Dans la dernière partie, nous nous intéressons à l'impact de la collision inter-véhicules sur la probabilité de perte de données. Afin de quantifier cette dernière, nous avons développé une plateforme logicielle basée sur le simulateur NS-2 (Network Simulator 2nd version) pour modéliser la communication TPMS.

3.1 Outil d'analyse dynamique de la qualité de transmission du système TPMS :

3.1.1 Principe de fonctionnement de l'outil :

La conception de protocoles de communication est un domaine de recherche à part entière. De nombreux outils ont été développés récemment et apportent des aides importantes pour le développement des protocoles. Chaque simulateur apporte son lot d'avantages et d'inconvénients en fonction des applications et du niveau d'efficacité visés. Nous sommes confrontés à ce choix d'outils lors des évaluations de protocoles dédiés au système TPMS. Les simulateurs commercialisés qui permettent d'évaluer les protocoles

de communication (Opnet, Glomosim, Quelnet, ...) [4] [5] [6], émulent le comportement d'un réseau sans fil classique (Wifi, WiMax, Réseau GSM, UMTS,...), avec une topologie et une stratégie de communication connue (Ethernet, Diffusion, Point à Point,...). Ces outils proposent des environnements de propagation simplifiés, génériques et différents de nos problématiques de transmission radio. Un outil adapté à notre problématique de canal TPMS n'existant pas sur le marché, nous l'avons donc développé. Ce dernier intègre les éléments suivants:

- Canal de propagation radio : la caractérisation de la propagation radio est assez délicate à obtenir avec des outils de simulation de haut niveau. L'environnement de propagation électromagnétique entre les capteurs de pression et le récepteur est différent des systèmes de communication sans fil classiques. L'idée a été de valider ces concepts de propagation avec des signatures réelles. L'outil doit alors analyser des signatures angulaires, obtenues à partir de signatures RF réelles statiques ou modélisées mathématiquement.
- Type de communication : nous avons considéré un lien radiofréquence omnidirectionnel du système TPMS sans acquittement.
- Protocole de communication : les paramètres du système tels que la taille et l'agencement des trames ainsi que le débit de communication doivent être pris en compte dans l'évaluation dynamique du TPMS (i.e en fonction de la vitesse angulaire de l'émetteur).
- Vitesse de déplacement : l'outil doit modéliser la vitesse de déplacement afin d'analyser son impact sur la qualité de transmission.

Les objectifs proposés ci-dessus se justifient par plusieurs faiblesses identifiées au niveau des protocoles TPMS et par l'inefficacité des outils existants appliqués au système TPMS. Nous avons alors décidé alors d'utiliser de façon ciblée plusieurs approches adéquates dans l'évaluation de la qualité de la communication et du protocole en développant notre propre outil. Nous présentons dans cette partie l'outil développé qui a servi de base à nos réflexions pour évaluer la qualité de communication du système TPMS. Ce simulateur permet de prédire le taux moyen de réception en fonction de la vitesse et vise à optimiser la structure ainsi que la stratégie de communication (niveau code) en vue de permettre l'amélioration de la qualité de la transmission. Nous décrivons aussi les rôles et les actions des différentes fonctions instruites dans notre logiciel.

Plusieurs niveaux sont à traiter avec l'outil : les aspects protocolaires (séquençement protocolaire des trames, débit, stratégie de communication,...), l'analyse de performance du point de vue dynamique et la couverture radiofréquence. Nous avons décidé d'employer pour chaque niveau d'émulation une technique offrant un grand niveau d'efficacité, en tenant compte à chaque fois de la simplicité d'utilisation et de la rapidité de la simulation (grand nombre de simulations à réaliser pour chaque paramètre afin d'optimiser le protocole du code binaire).

Le simulateur conçu situe comme un compromis entre la précision de la démarche empirique existante (exclusivement basée sur des mesures longues et onéreuses) et la rapidité des simulateurs commercialisés (peu précis en raison de la complexité du milieu de propagation à traiter et de la nature spécifique des logiciels, dédiés à de la simulation

soit de protocole ou soit de propagation RF). La Figure.3.1 résume les principales caractéristiques de l'évaluation actuelle, les logiciels commercialisés et l'outil proposé:

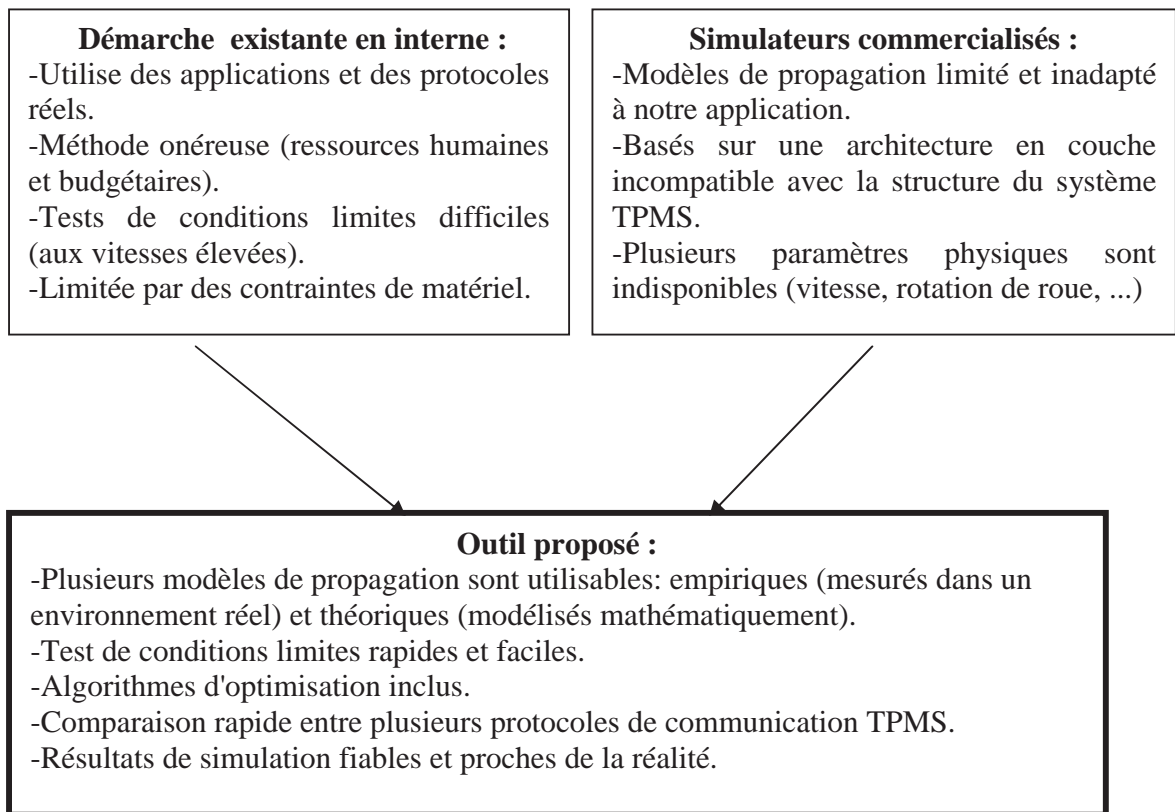


Figure.3.1 : différentes techniques d'évaluation

L'outil doit fournir les éléments suivants :

- Prédire le taux de réception en dynamique à partir d'un environnement électromagnétique modélisé : notre premier objectif sera d'étudier la dépendance du taux de réception des trames émises, à l'environnement électromagnétique et de mettre en évidence les principaux facteurs qui dégradent la réception (interaction code - canal RF).
- Prédire le taux de réception en dynamique à partir d'un environnement réel : le simulateur doit être capable d'introduire des signatures mesurées en statique et d'estimer le taux de réception en fonction de la vitesse. Cette option permet d'envisager de supprimer définitivement les caractérisations de roulage qui sont coûteuses (mise à disposition de moyens techniques, grand nombre de caractérisations prohibitives en vue d'une mise en œuvre à moyen terme).

3.3.1 Interface graphique et options fournies :

Le simulateur de communication TPMS a été réalisé sous Matlab avec une interface graphique GUIDE. L'interface utilisateur du logiciel d'évaluation présentée sur la Figure.3.2 est constituée de menus et d'icônes qui permettent de lancer la simulation, d'afficher et d'enregistrer les différents résultats obtenus, de définir les options et paramètres de l'évaluation (le détail du simulateur ainsi que les différentes options incluses sont décrits dans l'annexe).

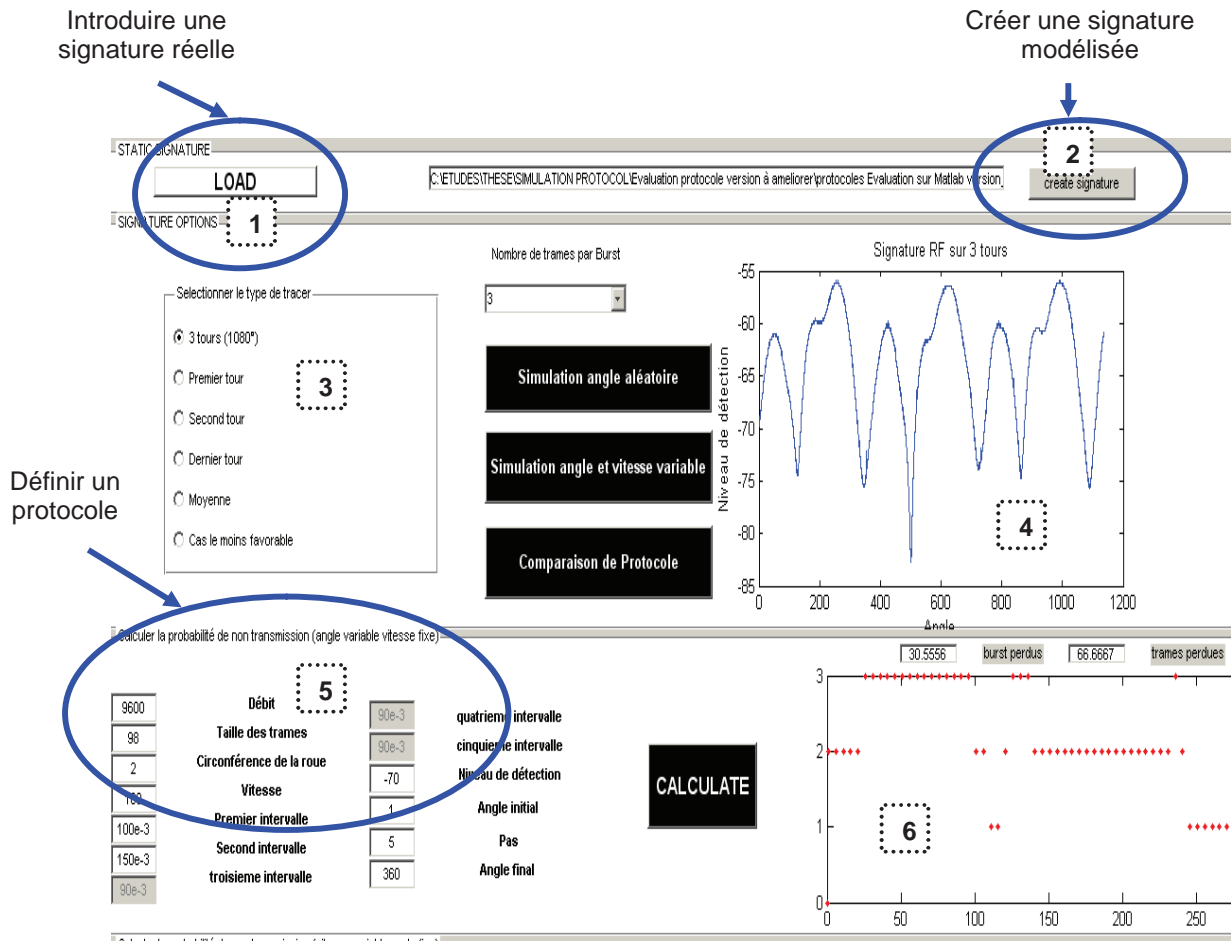


Figure.3.2: interface graphique du simulateur TPMS

L'outil permet à l'utilisateur de sélectionner un fichier de mesure ou d'en modéliser un, d'analyser et/ou de modifier un grand nombre de paramètres pour en étudier leurs influences sur la qualité de transmission. Après avoir édité les signatures RF de différentes manières (mesure et modélisation), il faut lancer des scénarios d'échange : en général constitués de plusieurs paquets de trames.

L'interface principale d'utilisateur est constituée de 6 parties (numérotées de 1 à 6 sur la figure 3.2):

- (1) L'utilisateur commence par sélectionner un fichier de mesure qui est issu directement de l'outil de test.

- (2) L'outil offre à l'utilisateur la possibilité de modéliser mathématiquement la signature de roue statique (voir l'annexe)
- (3) La troisième option permet de tracer la signature RSSI mesurée sur trois tours de roue couvrant 1080 degrés, et permet aussi à l'utilisateur de calculer la moyenne sur les trois tours de roue ou de sélectionner le cas le moins favorable.
- (4) Valide et affiche graphiquement les signatures RSSI importées.
- (5) Gestion protocolaire permet d'éditer ou de générer un protocole et de modifier les paramètres de la simulation (vitesse, agencement, débit...).
- (6) Affiche les résultats moyens obtenus en 2D ou le taux de réception tridimensionnel en fonction de la vitesse et l'angle de rotation de roue.

Comme indiqué précédemment, les informations d'entrée pour la caractérisation sont issues soit de la mesure, soit de la simulation. Dans le cadre de notre travail, nous avons testé les deux types d'entrée, ce qui constitue l'objet du paragraphe suivant : pour la mesure, nous avons exploité les données du chapitre. II sur la caractérisation tridimensionnelle du canal radio, et dans le cas de la simulation, nous avons utilisé des signatures RSSI modélisées mathématiquement.

3.2 Impact du canal de propagation radio et des évanouissements angulaires sur la qualité de transmission en dynamique :

3.2.1 Etude de la sélectivité temporelle du canal de propagation TPMS:

L'un des problèmes majeurs de la communication TPMS en dynamique réside dans les affaiblissements angulaires profonds que subit l'enveloppe du signal. La stabilité temporelle du canal de propagation est principalement liée à la vitesse de rotation de la roue et au nombre ainsi qu'aux positions angulaires des zones d'ombres. Nous pouvons évaluer la variation temporelle du canal en évaluant le paramètre « temps de cohérence », principalement utilisé dans la communication radio mobile. Ce paramètre désigne l'intervalle de temps pendant lequel le canal de propagation est constant [7] [8]. La figure.3.3 illustre ce que représente le temps de cohérence d'une signature de canal TPMS à une vitesse de déplacement de 100 km/h.

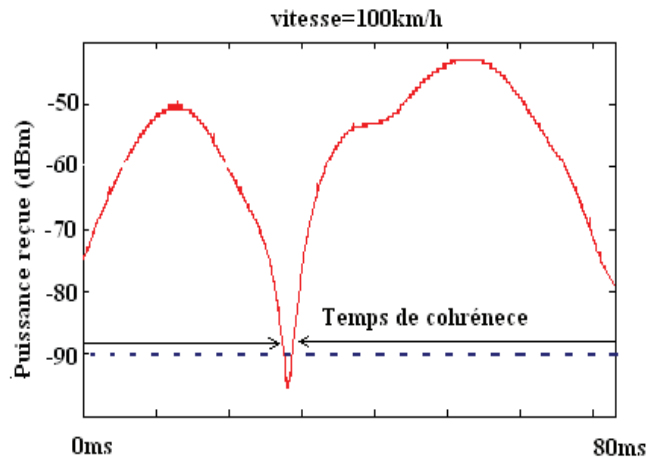


Figure.3.3 : exemple de temps de cohérence du canal TPMS à 100km/h d'un tour de roue complet.

L'exemple représenté dans la figure.3.3, montre que le canal de propagation à 100km/h reste stable durant une période maximale de 70 ms. La taille de la trame doit être inférieure à cette durée de cohérence pour assurer une bonne sélectivité temporelle. Cette dernière diminue principalement en fonction de la vitesse. L'équation ci-dessous montre la relation entre le temps de cohérence T_c et la vitesse dans un canal de propagation contenant un évanouissement angulaire:

$$T_c(v) = \left(\frac{A_c}{360} \right) \left(\frac{.D}{v} \right) \quad (\text{Eq.3.1})$$

Avec :

A_c : largeur angulaire de cohérence.

D : diamètre de la roue.

v : vitesse de déplacement du véhicule.

La vitesse n'est pas le seul paramètre à considérer pour évaluer la sélectivité temporelle du canal TPMS. La position et l'espacement angulaire peuvent diminuer le temps de cohérence. La figure.3.4 illustre la variation du temps de cohérence selon 3 types d'environnement en dynamique :

- (a) en présence d'un évanouissement
- (b) en présence de 2 évanouissements
- (c) en présence de 3 évanouissements

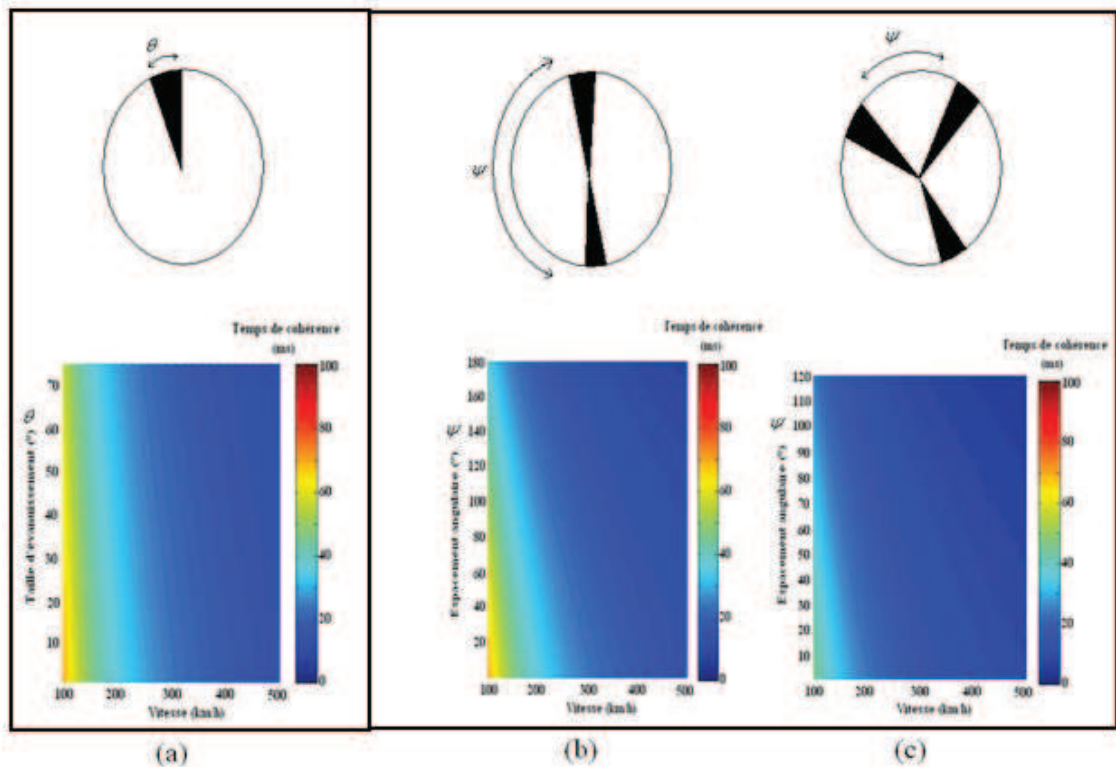


Figure.3.4 : variation du temps de cohérence en fonction de la vitesse pour un canal radio TPMS avec un évanouissement angulaire de taille variable (a), deux (b) et trois (c) évanouissements angulaires de taille fixe de 10° .

Nous pouvons remarquer dans la figure.3.4, que le nombre d'évanouissements affecte considérablement la stabilité temporelle du canal radio en dynamique pour des vitesses comprises entre 100 km/h et 250 km/h. Dans le premier type d'environnement avec une seule zone d'ombre, le canal reste sélectif dans le temps (minimum 11 ms) par rapport à la durée d'une trame TPMS classique (10 ms). Un affaiblissement supplémentaire accélère la diminution du temps de cohérence à partir d'un espacement angulaire de 110° entre les évanouissements. Le pire cas est obtenu avec trois affaiblissements angulaires avec un temps de cohérence égale à 4ms à haute vitesse. La sélectivité temporelle du canal à une vitesse v est déterminée avec l'expression suivante [9]:

Canal non sélectif dans le temps si : $T_s > T_c(v)$

Canal sélectif dans le temps si : $T_s < T_c(v)$

Avec :

T_s : est la durée d'une trame exprimée en ms.

Toutefois, la diversité temporelle qui consiste à envoyer plusieurs répliques du signal à transmettre dans des intervalles de temps séparés, reste inefficace pour le cas de transmission dans un canal non-sélectif en temps (très grande vitesse ou trame longue, i.e. encombrement angulaire élevé de la trame). Afin d'expliquer la problématique de sélectivité temporelle dans le canal TPMS, la figure.5 illustre deux exemples de

transmission avec deux types de trame (courte égale à 10ms et longue égale à 25 ms), à travers un canal de propagation modélisé de trois évanouissements à une vitesse égale à 200km/h.

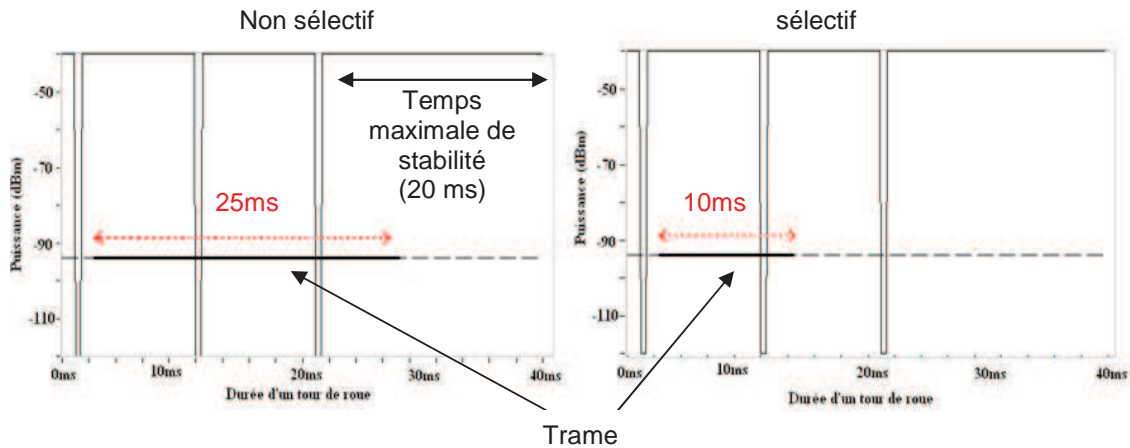


Figure.3.5 : exemple d'un canal non-sélectif (longue de 25ms) et d'un canal non sélectif (trame courte de 10 ms), pour une vitesse de 200 km/h.

Dans la figure.3.5, la durée d'une trame (25 ms) est supérieure au temps maximal de cohérence (20 ms, zone maximale non couverte par un évanouissement), le canal devient dans ce cas non-sélectif en temps à 200km/h. Aucune trame ne sera reçue à cette vitesse, malgré l'utilisation de la diversité temporelle. L'émission d'une plus courte trame (10 ms) augmente la plage de sélectivité à grande vitesse par rapport à l'envoi d'une trame longue et améliore ainsi la qualité de communication.

L'analyse de la sélectivité temporelle du canal permet de donner une première estimation de la fiabilité de la communication en dynamique du système TPMS, mais cet aspect non statistique de la probabilité de réception ne permet pas de quantifier précisément ce dernier, et il est donc nécessaire d'évaluer l'effet des affaiblissements angulaires en dynamique avec l'outil conçu.

3.2.1 Simplification du canal radio et traitement des résultats :

Afin de mettre en évidence la dépendance entre le taux de réception des trames émises par les unités roues et l'environnement électromagnétique, nous avons proposé plusieurs scénarios permettant de mettre en évidence les principaux facteurs qui dégradent la qualité de transmission globale.

Le taux d'erreur paquets dépend fortement de la modulation utilisée, de la technique de codage ainsi que de l'état du canal de propagation. Notre analyse définit deux états de liaison radiofréquence :

- Un niveau haut (fade) : fixé à -60 dBm, pour lequel les trames qui sont reçues sans interruption entre les capteurs (émetteurs) et le calculateur central.

- Un niveau bas (inter-fade) : égal à -100 dBm, modélisant l'évanouissement angulaire de la roue. La trame envoyée dans ces zones est automatiquement corrompue et inexploitable par le récepteur.

Dans notre analyse nous ignorerons les effets des erreurs dans les trames transmises sur le niveau haut (inter-fade) ainsi que les éventuelles collisions inter-trames avec d'autres capteurs. Nous utilisons dans cette d'analyse, l'outil d'évaluation dynamique, présenté précédemment au travers de trois environnements différents en utilisant des modèles mathématiques simplifiés. Ces hypothèses simplificatrices nous permettent de faciliter une analyse statistique pour obtenir le taux de réception en fonction de l'état du canal.

La figure.3.6 représente la signature équivalente modélisée, obtenue à partir d'un environnement réel :

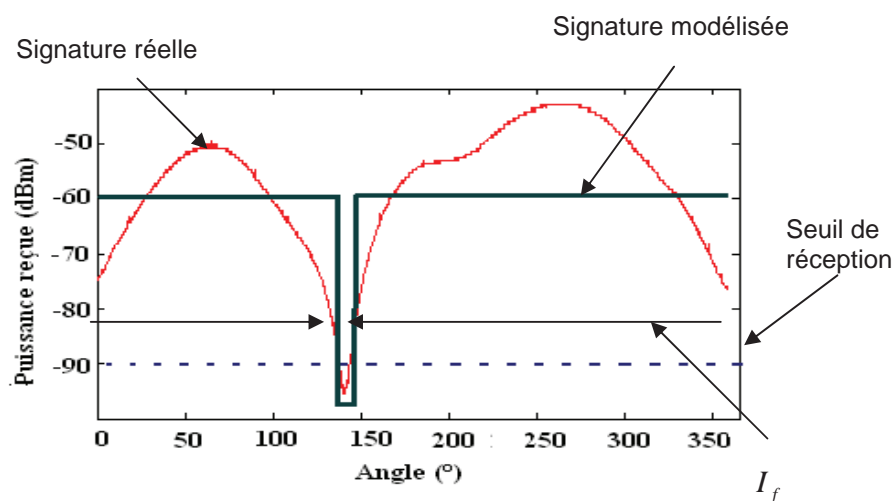


Figure.3.6 : signature réelle et modélisée de part et d'autre du seuil de réception à -90 dBm

Pour analyser la probabilité théorique de réception, nous considérons, deux cycles du canal de propagation. La probabilité de réception est fixée par l'équation suivante [10] :

$$p(F_f, I_f) = \frac{I_f - T_s}{I_f + F_f} \quad \text{Si } T_s < I_f \quad (\text{Eq.3.2})$$

$$p(F_f, I_f) = 0 \quad \text{Si } T_s > I_f$$

Avec :

I_f : est l'intervalle temporel « *inter-fading* ».

F_f : est la taille temporelle de l'évanouissement « *fading* »

T_s : est la durée de trame.

La probabilité totale de réception (durant toute la durée de propagation) est estimée avec l'expression suivante [10]:

$$p_t = \int_{T_s}^{\infty} \int_0^{\infty} p(F_f, I_f) f(F_f, I_f) \partial F_f \cdot \partial I_f \quad (\text{Eq.3.3})$$

Avec :

$f(F_f, I_f)$: est la densité de probabilité de « *inter-fade* » et de « *fade* ».

Cependant, cette expression reste très générale et imprécise pour simuler de manière réaliste le comportement en ‘temps réel’ dans le canal de propagation TPMS. La manière optimale d’estimer la qualité de transmission est de prédire le taux de réception en fonction de la vitesse à partir d’un environnement électromagnétique modélisé. La probabilité de réception obtenue, nous permet de remonter à la cause de la rupture de trame et d’intégrer dans notre analyse la majorité des paramètres protocolaires aussi que la vitesse du véhicule. Ainsi nous pouvons lier la probabilité de réception à la variation de puissance en entrée du récepteur et à la vitesse du véhicule : cette technique représente un outil d’investigation original et très efficace pour optimiser la fiabilité de la liaison en présence d’évanouissements de signaux. La première phase d’évaluation consiste à estimer le nombre de trames perdues en fonction de la vitesse et en fonction de l’angle de rotation de la roue. Nous donnons, à titre d’illustration dans la figure.3.7 un exemple de résultat obtenu dans la première étape de simulation:

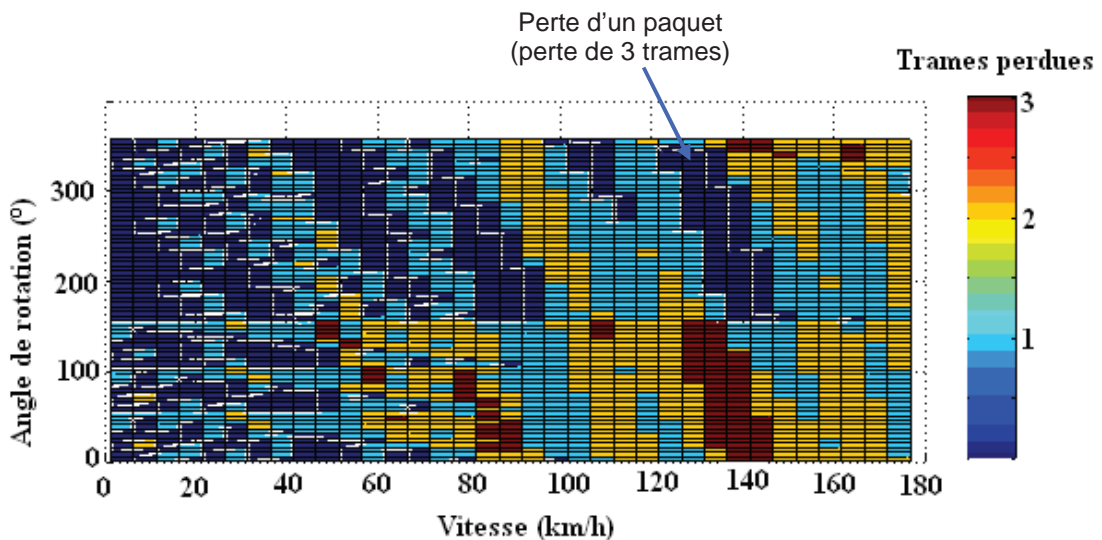


Figure.3.7 : représentation tridimensionnelle du nombre de trames perdues en fonction de l’angle de rotation de la roue et de la vitesse pour un canal de propagation composé de 3 évanouissements profonds

La source génère trois trames pour chaque palier de vitesse (5km/h) et translate sur toute la circonférence de la roue avec une résolution angulaire de 10°. Le résultat affiché contient le nombre total de trames perdues par palier de vitesse et d’angle de la roue. Le pourcentage total de paquets perdus est ensuite calculé dans la deuxième étape selon l’expression :

$$P(v) = \frac{\sum_{n=0}^{360^\circ} (n, v)}{360.N} \quad (\text{Eq.3.4})$$

Avec :

θ : est l'angle de rotation de roue.

v : est la vitesse.

N : est la résolution angulaire.

(n, v) : est le nombre de paquets perdus (3 trames dans l'exemple) à l'angle θ et à la vitesse v .

La figure.3.8 représente le pourcentage du taux moyen de perte de paquets en fonction de la vitesse, estimé à partir des résultats tridimensionnels illustrés sur la figure.3.7 :

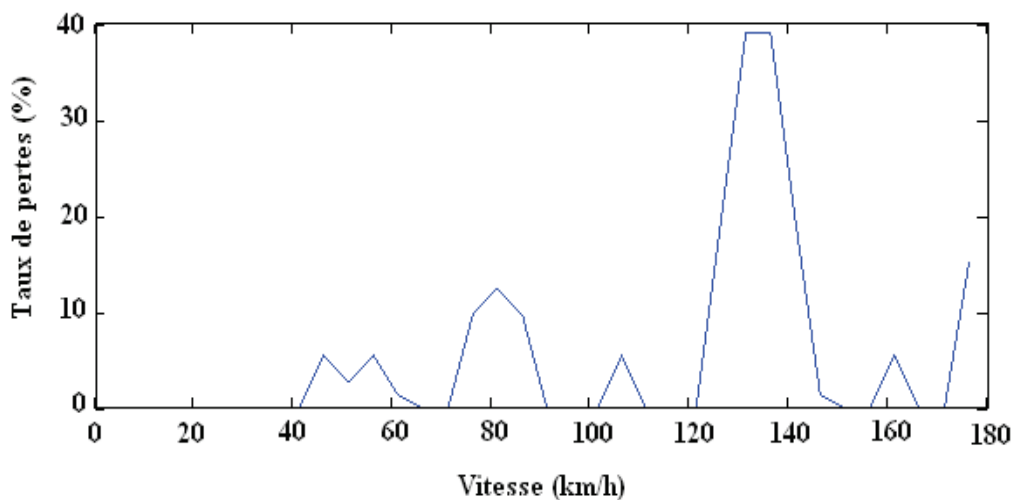


Figure.3.8 : Représentation du taux moyen de perte de paquets en fonction de la vitesse pour un canal de propagation composé de 3 évanouissements profonds

Il a été nécessaire de vérifier que le calcul des fonctions caractéristiques respectait la théorie de communication TPMS et de définir une méthode simple pour estimer la probabilité de réception en dynamique. Une fois cette étape réalisée, les différentes fonctions caractéristiques du canal radio TPMS peuvent être évaluées pour illustrer le potentiel de notre outil et afin d'aider à la compréhension de l'influence du canal sur la qualité de communication en dynamique.

3.2.3 Impact d'un canal modélisé sur la performance du système TPMS

Le critère de puissance généralement utilisé pour estimer la qualité d'un lien radio TPMS ne prend pas en compte les perturbations d'un canal radio TPMS (sélectivité temporelle, système de communication et vitesse de déplacement, i.e, vitesse angulaire de

position de l'émetteur). La puissance reçue ne peut à elle seule évaluer la qualité de transmission (l'encombrement angulaire d'émission d'une trame n'étant pas prise en considération). L'étude proposée dans ce chapitre porte sur l'évaluation de l'impact d'une transmission réaliste sur la qualité de communication TPMS. On utilise le taux de perte comme critère pour évaluer la qualité de liaison. Ce critère prend en compte toutes les perturbations d'un canal radiofréquence liées à des environnements réels et complexes.

Nous avons observé dans le chapitre précédent (chapitre. II) que le canal de propagation TPMS est sensible et variable dans l'espace et dans le temps. La signature RSSI peut alors prendre plusieurs formes différentes. Nous analysons dans cette étude trois différents types de signature avec plusieurs évanouissements par tour de roue. La probabilité de perte est évaluée avec le scénario suivant (selon le protocole en cours au moment de cette étude) :

- La taille de trame : 98 bits.
- Le nombre de trame par paquet : 3 trames.
- La vitesse : entre 0km/h et 220km/h avec un pas de 1km/h.
- Le débit de transmission : 9600 bits/second
- Les intervalles inter- trames: 110ms entre la trame n°1 et la trame n°2 et 130ms entre la trame n°2 et la trame n°3.
- La circonférence de la roue : 2m

Le principal paramètre à analyser dans un environnement de propagation TPMS avec un seul évanouissement est la taille angulaire du signal au dessous du niveau de réception. Afin de limiter les campagnes intensives de simulation, complexes et consommatrices en temps, nous avons évalué deux principaux paramètres du canal de propagation TPMS : l'influence de la taille angulaire et le nombre des zones d'ombres dans la signature RSSI. Pour montrer l'influence du premier paramètre du canal (taille angulaire de la zone d'ombre), nous évaluons en trois dimensions le taux de réception en fonction de la vitesse de déplacement et de l'encombrement angulaire de la zone d'ombre. La figure.3.9 illustre la probabilité de perte de paquets à travers un canal de propagation avec une seule zone d'ombre:

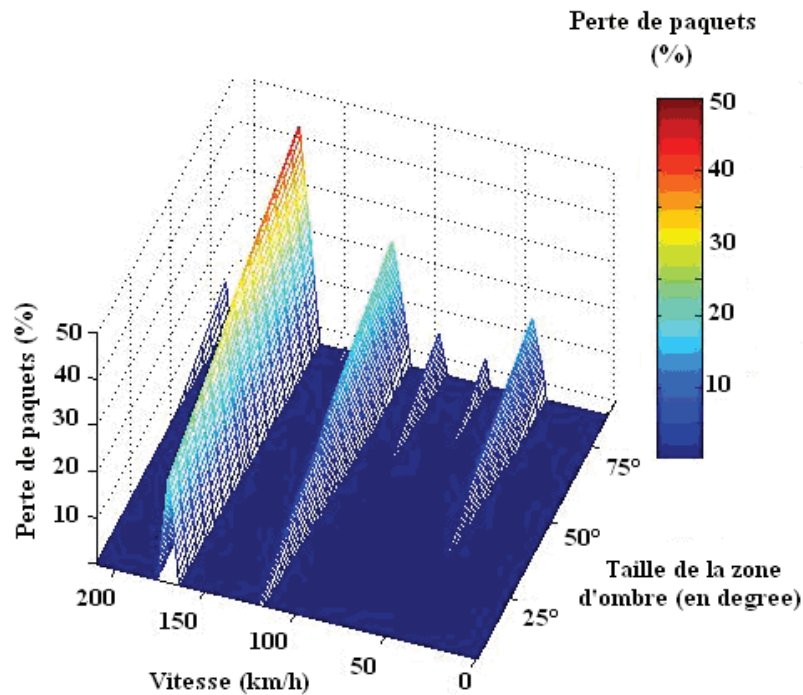


Figure.3.9 : influence d'un canal radio avec une seule zone d'ombre sur le taux de réception en fonction de la vitesse et de la taille angulaire de l'évanouissement

Les résultats obtenus dans la figure.3.9 indiquent que la taille angulaire de la zone d'ombre influe légèrement la qualité de communication. Un étalement angulaire de la zone d'ombre de 70°, augmente la probabilité de perte d'environ 20%. La perte supplémentaire due à l'augmentation de la taille angulaire de l'évanouissement est obtenue à partir de l'équation suivante :

$$_{MIN2} = \frac{B_2 - B_1}{360} \quad (\text{Eq.3.5})$$

Avec :

B_1 et B_2 : la taille angulaire respectivement initiale et finale de l'évanouissement.

L'équation proposée pour estimer la perte supplémentaire, n'est valable que pour un évanouissement angulaire inférieur à 25°. Au-delà de cette taille, nous remarquons l'apparition de quelques vitesses critiques secondaires à 50km/h, 65km/h, 90km/h et 220km/h. Dans un canal radio TPMS, il est très rare qu'une zone d'ombre dépasse 10° en largeur.

L'évaluation de l'influence d'un environnement électromagnétique avec deux affaiblissements angulaires est ensuite analysée afin d'estimer la qualité de communication. Pour ce faire, nous avons fait varier l'intervalle entre deux évanouissements entre 0° à 200° (symétrie d'étude à 180°). La figure.3.10 illustre la probabilité de perte de paquets en fonction de la vitesse et de l'espacement angulaire entre les zones d'ombre :

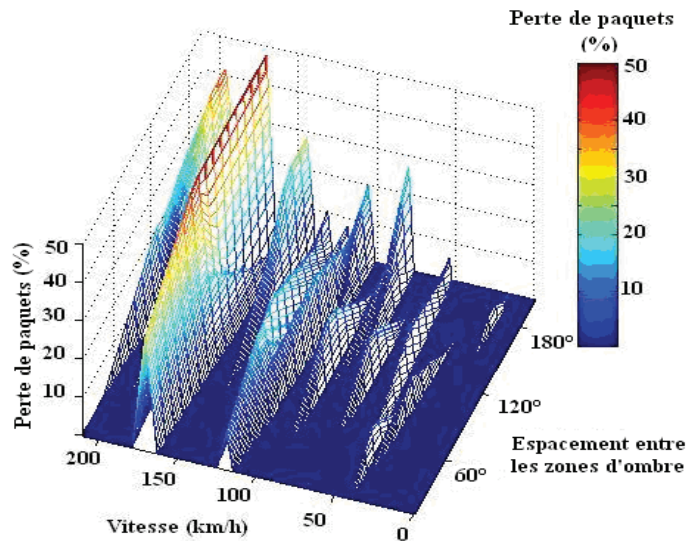


Figure.3.10 : influence d'un canal radio avec deux zones d'ombre sur le taux de réception en fonction de la vitesse et de l'espacement entre les deux zones d'ombre

La figure.3.10 permet d'analyser la probabilité de perte obtenue en dynamique dans un canal de propagation avec deux zones d'ombre. L'apparition d'un évanouissement supplémentaire entraîne une augmentation importante de la probabilité de perte (réduction sensible du temps maximal de cohérence, jusqu'à 50% lorsque les zones d'évanouissement sont opposées de 180°). La dégradation de la qualité de réception s'étale jusqu'aux vitesses les plus basses. Plusieurs pertes apparaissent (à 40, 50, 65, 70, 90 et 100 km/h). Les principales vitesses critiques (perte maximale) sont situées autour de 160 km/h (jusqu'à 50% de pertes) et 120 km/h (environ 20% de pertes).

Ces simulations prouvent que la qualité de communication du système TPMS varie principalement en fonction de deux paramètres majeurs: la taille angulaire des évanouissements et leurs positions angulaires. A présent, il est intéressant d'estimer le taux de perte à partir de l'environnement électromagnétique réel. La prochaine partie étudiera la variation de probabilité de perte du système TPMS avec le simulateur conçu à partir des signatures réelles.

3.2.4 Impact d'un canal réel sur la performance du système TPMS

L'approche semi-empirique proposée dans cette étude constitue en une combinaison du modèle théorique et du modèle empirique : la partie empirique réside dans l'utilisation des résultats expérimentaux présentant l'avantage d'éviter les approximations de modélisation théorique du canal radiofréquence. La figure.3.11 illustre le principe de fonctionnement de notre approche d'évaluation semi- empirique :

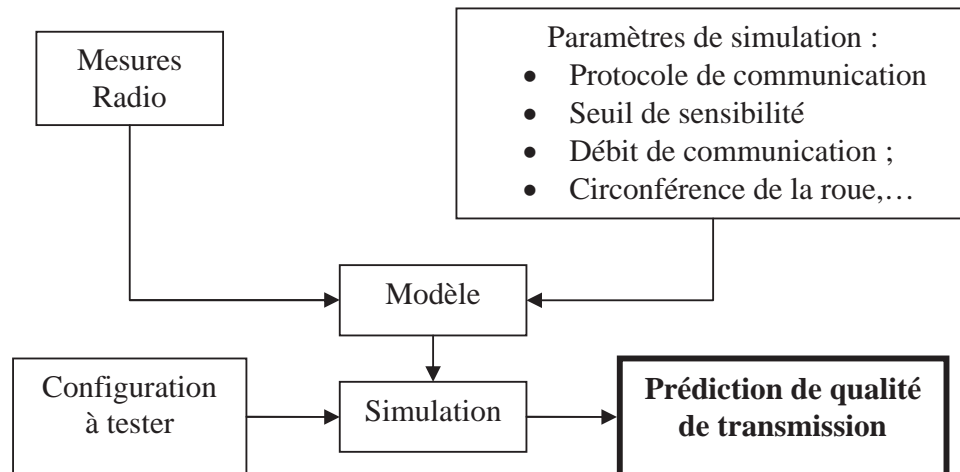


Figure.3.11 : modèle semi-empirique

Dans l'étude précédente, nous avons évalué l'impact d'un canal de propagation modélisé sur la communication TPMS. La méthode la plus efficace pour caractériser la performance du canal radio TPMS est d'utiliser des séries des mesures du canal. Toutefois, il est difficile de contrôler et d'analyser la grande quantité des enregistrements. L'objectif étant d'analyser les performances du système TPMS sous toutes les conditions réelles du canal, notre approche se base sur la prédiction du taux de réception en dynamique à partir d'un environnement réel pour chaque signature de roue (généralement choisis selon une configuration de pire cas). L'outil conçu permet d'estimer précisément le taux de réception en dynamique à partir des signatures tridimensionnelle mesurées en statique (en fonction de la distance, de la puissance et de l'angle. Une estimation complète de la variation spatiale du taux de réception en fonction de la vitesse est effectuée à partir des canaux caractérisés dans le chapitre. II. L'évaluation est effectuée pour les quatre roues de la voiture (RFW, RRW, LFW, LRW) et sur deux orientations de l'antenne réceptrice (polarisation verticale et horizontale). La probabilité de perte est évaluée de manière semi-empirique avec le scénario suivant :

- La taille de trame: 98 bits.
- Le nombre de trame : 3 trames.
- La vitesse: varie entre 0km/h et 220km/h avec un pas de 1km/h.
- Le débit de transmission: 9600 bits/seconde
- Les intervalles inter- trames: 110ms entre la trame n°1 et la trame n°2 et 130ms entre la trame n°2 et la trame n°3.
- La circonférence de la roue: 2m
- Environnement de propagation: signatures spatiales caractérisées dans la zone avant gauche du tableau de bord pour les quatre roues (voir le chapitre.2 figure.2.39).
- Résolution spatiale : $\lambda/10 \approx 6cm$

Le temps moyen de simulation d'une signature réelle de roue est d'environ 10 min. En conséquence, la durée totale de simulation tridimensionnelle est d'une heure pour une seule roue. Les résultats obtenus sont montrés dans la figure.3.12 :

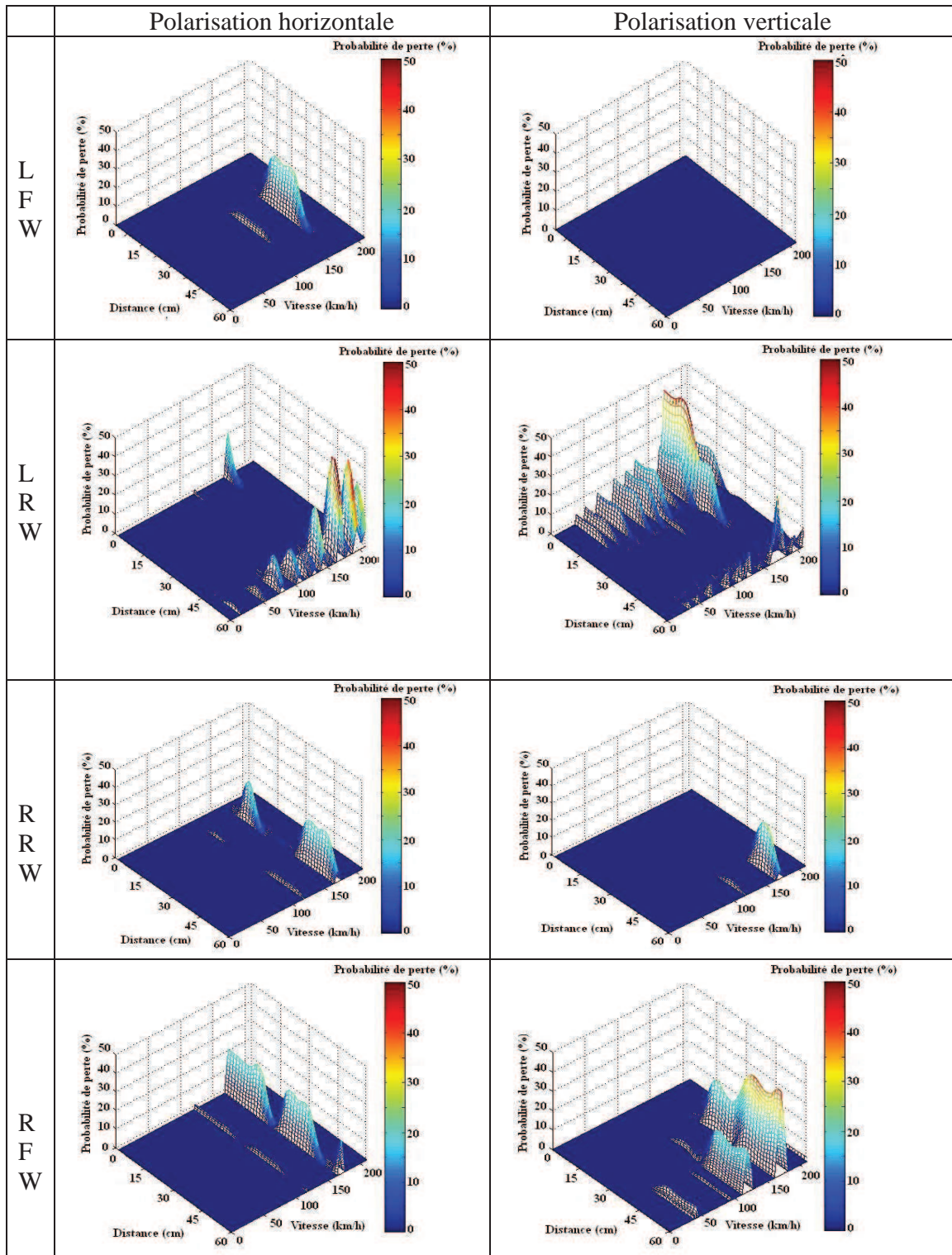


Figure.3.12 : variation spatiale de probabilité de perte des trames pour les quatre roues en fonction de la vitesse de déplacement, et pour des polarisations Horizontales et Verticales

La figure.3.12 représente la probabilité de perte à 433.92 MHz pour chacune des quatre roues en fonction de la polarisation de l'antenne réceptrice. Deux observations principales peuvent être relevées concernant la qualité de communication TPMS :

- variation spatiale : pour toutes les zones évaluées, le taux de perte est assez variable dans l'espace (la probabilité de perte peut varier de 0 à 47% selon la position du récepteur). Nous pouvons aussi remarquer que la qualité de réception est directement liée au profil du canal et à l'emplacement des zones d'ombre. Le pire cas est obtenu pour la roue RRW (arrière droite) pour les deux orientations de l'antenne réceptrice. La meilleure qualité de réception (0% de perte) étant obtenue pour la roue LFW (avant gauche) avec une antenne polarisée verticalement.
- influence de la vitesse : les principales pertes sont observées à haute vitesse sur toutes les roues sondées (réduction du temps maximal de cohérence).

Notre étude confirme que les spécificités environnementales ont une grande influence sur la communication TPMS. Or, dans les systèmes de communication sans fil, la collision temporelle entre différents systèmes peut aussi avoir un impact sur la qualité de transmission. Il convient alors d'analyser l'impact des collisions entre plusieurs modules d'émission de véhicules différents sur la communication TPMS. Dans la prochaine partie, l'influence de collision sur la liaison radio TPMS sera étudiée de manière théorique.

3.3 Impact des collisions temporelles inter et intra véhicule :

3.3.1 Collision temporelle dans le système TPMS :

La probabilité de collision est définie en général comme étant la probabilité qu'au moins deux émetteurs du même réseau et partageant le même canal radio tentent d'envoyer des trames au même moment. Les capteurs TPMS communiquent avec le récepteur central via un canal radio partagé (433.92 MHz ou 315 MHz). Si deux capteurs ou plus décident de transmettre leurs données au même instant, la collision entre les deux trames provoque une perte de l'information émise. Dans la figure.3.13 un exemple de situation qui peut engendrer des collisions est illustré :

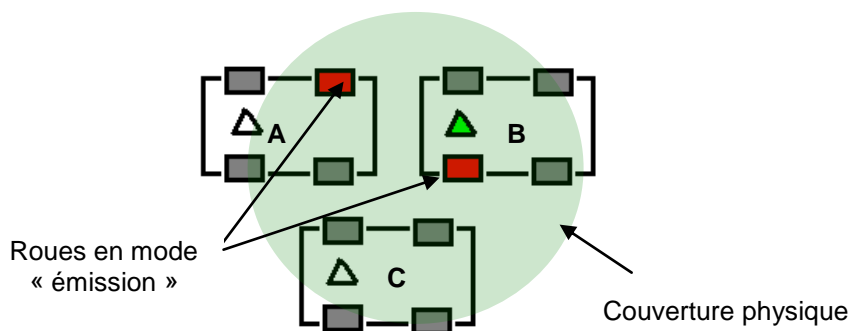


Figure.3.13 : Exemple de collision TPMS mettant en cause trois véhicules (12 modules d'émission potentiellement actifs simultanément)

Dans la figure.3.13 un émetteur -roue appartenant au véhicule « B » se trouve dans la zone de couverture du véhicule « A » sous le test : une collision se produit au niveau du récepteur du véhicule « A » ou « B » à chaque fois que les deux unités-roues tentent d'envoyer simultanément des trames de données.

Afin d'étudier la probabilité de collision dans le système TPMS, nous utilisons tout d'abord un modèle analytique décrivant ce phénomène. Ce modèle est interprété sous la forme de l'expression mathématique suivante [11] [12]:

$$G = T_F \cdot G \quad (\text{s}^{-1}) \quad (\text{Eq.3.6})$$

On considère dans cette expression un ensemble de sources générant trames par secondes et on note T_F la durée moyenne d'une trame (exprimée en seconde). Plus la charge du lien radio entre les capteurs et le récepteur augmente dans le cas d'un important trafic (présence d'un grand nombre de trame dans la zone de couverture) plus la bande passante est occupée : le risque de collision augmente engendrant une dégradation des performances.

Dans un environnement de k unités-roues (k étant un entier modulo 4), la probabilité P_c qu'une trame envoyée subisse une collision correspond à la probabilité, qu'à un instant donné, au moins une des $(k - 1)$ autres unités-roues transmet également les données. Ainsi, la probabilité P_c est donnée par l'expression suivante [11]:

$$P_c[k] = \frac{G^k \cdot e^{-G}}{(k - 1)!} \quad (\text{Eq.3.7})$$

La transmission sera effectuée avec succès si aucune trame n'a été émise dans une fenêtre temporelle inférieure à T_F . Il est évident que dans la plupart des cas, la probabilité de collision augmente en fonction des émetteurs-roues présents dans la zone de couverture radio et le trafic. Les modèles mathématiques sont peu précis, alors que la connaissance d'un taux de collisions du système primordiale pour déterminer la performance de communication TPMS. Ce taux peut donner une indication majeure sur la robustesse de transmission dans un contexte de fiabilité de fonctionnement en environnement réel. Toutefois, Très peu d'études se sont intéressées à l'analyse de collision dans les objets embarqués communicants pour le secteur automobile. Nous avons donc développé notre propre environnement de simulation pour cette étude qui s'avère stratégique dans le marché des TPMS.

3.3.2 Simulateur de collision du système TPMS :

a- Environnement de simulation

Afin de modéliser le taux de collision temporelle, nous avons développé un simulateur d'échange conçu sous NS (Network Simulator) pour prédire et quantifier les collisions temporelles entre les différents capteurs-roues dans la zone de couverture radio. NS est un outil de simulation de réseaux, développé dans le cadre du projet VINT

(Virtual Inter Network Testbed) au Laboratoire National de Lawrence Berkeley par le groupe de recherche réseau [13] [14]. Le NS-2 est bâti autour d'un langage de programmation appelé TCL (Tool Command Language). Du point de vue « utilisateur », la mise en œuvre de ce simulateur se fait via les trois étapes principales :

- 1) La programmation : qui décrit la topologie de communication et le comportement de ses différents nœuds.
- 2) La simulation : modélise la communication entre les capteurs radio et le récepteur central : et les résultats de la simulation seront ensuite stockés dans un fichier texte pour une analyse complémentaire.
- 3) L'interprétation des résultats : peut être prise en charge par un outil annexe, appelé NAM (Network AniMator) qui permet une visualisation et une analyse des éléments simulés.

Le première étape de cette étude est de développer une plateforme logicielle avec NS-2 pour modéliser la communication TPMS. La simulation de l'échange TPMS se fait, dans notre contexte d'étude, au travers de l'adaptation d'un modèle de simulation des réseaux informatiques existant. Ci-dessous, nous présentons les modifications nécessaires afin de simuler le système TPM dans l'environnement NS-2 [15] :

- 1) Modifier la couche MAC Retry (Medium Access Control) de NS pour supporter le protocole TPMS. Désactiver les deux fonctions RTS/CTS (Request to Send/ Clear to Send), SIFS/DIFS (Short Interframe Space/ Duration InterFrame Space) afin de supprimer la congestion des mécanismes Windows pour éviter le retard de communication.
- 2) Ajouter plusieurs agents d'émission (modulo 4) et de réception pour modéliser les unités de roues et le récepteur central.
- 3) Changer les propriétés des fichiers NS-2 pour supporter les modifications effectuées.

Au niveau physique, nous considérons le cas d'un canal de propagation idéal afin de modéliser exclusivement les pertes dues aux collisions temporelles. Ces dernières dépendent de plusieurs paramètres au niveau système : le débit, la taille de la trame, la modulation utilisée, la puissance d'émission, le nombre des capteurs dans la zone de couverture, le mode de transmission.

NS écrit les résultats de ses simulations dans un fichier texte séparé où chaque ligne correspond à un événement qui s'est produit à un niveau ou à un autre de la pile protocolaire. Il est possible de configurer NS de telle sorte qu'il ne garde une trace que de certains types d'événements (par exemple dans notre étude tout ce qui concerne la collision entre les émetteurs). Ceci permet d'accélérer la simulation et de réduire la taille

du fichier de sortie. Pour en faciliter le traitement ultérieur, l'analyse des fichiers de trace dans nos simulations est réalisée en utilisant le langage C pour extraire les informations pertinentes afin d'en donner une représentation synthétique. Les graphes sont obtenus à partir des fichiers créés en utilisant Matlab.

b- Topologie et scénario d'échange :

Nous avons opté pour la topologie unidirectionnelle (un seul lien de communication et sans acquittements). La figure.3.14 représente un exemple de topologie de communication TPMS avec deux capteurs parasites (appartenant à une voiture voisine par exemple, sur la droite du graphe):

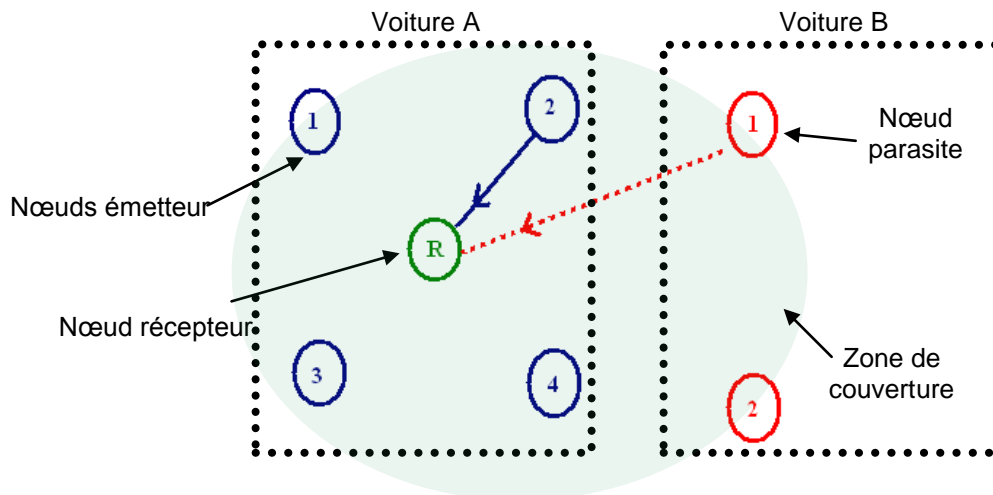


Figure.3.14 : topologie de communication TPMS avec deux nœuds parasites

Nous avons défini dans l'exemple illustré dans la figure.3.14 six nœuds-émetteurs générant des données à transmettre vers le nœud récepteur (dont deux parasites). Afin de quantifier la perte par collision, les capteurs placés dans chaque roue génèrent toutes les minutes des trames de 100 bits contenant les données relatives à la température, la pression et l'accélération de la roue.

3.3.3 Evaluation de la probabilité de collision entre trames :

a- Influence du débit de communication :

Tout d'abord nous allons analyser l'influence du débit sur le taux de collision [16] [17] [18]. Pour étudier ce paramètre nous avons utilisé la topologie illustrée dans la figure.3.14, pour différents débits de transmission (4 ; 5 ; 8 ; 9.6 et 105 kb/s), puis on calcule le taux de collisions correspondant à chaque débit durant 100.000 secondes (soit un peu plus de d'un jour). Pour mieux comprendre l'effet de l'augmentation du débit sur le taux de collisions, nous avons calculé le pourcentage moyen de collision pour chaque débit sur un intervalle temporelle de 1.000 secondes. La figure.3.15 représente les résultats des simulations :

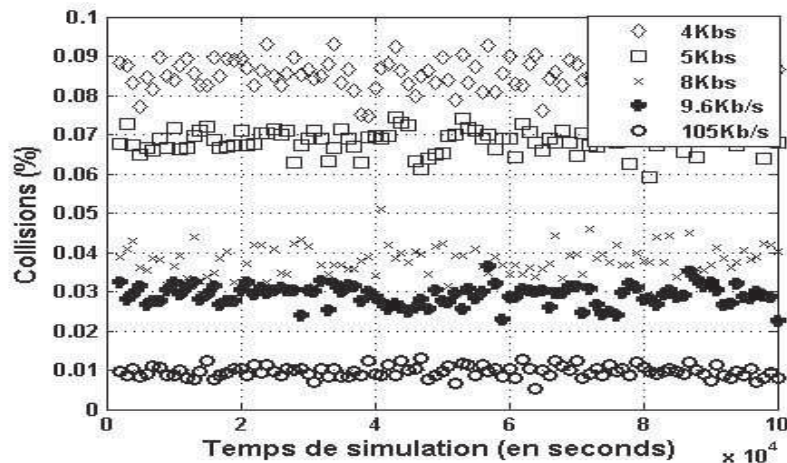


Figure.3.15 : taux de collision en fonction du débit

La première constatation de cette analyse est que l'augmentation du débit diminue le taux de collisions, pour une même structure de communication (même espacement inter trames). En augmentant le débit de transmission de 4kb/s à 9.6kb/s le taux moyen de collisions passe de 0.085% à 0.03% : Ce résultat est tout à fait logique dans la mesure où la perte par collision diminue lorsque le temps d'occupation du canal de communication entre les capteurs et le récepteur diminue.

b- Influence de la taille de la trame :

L'augmentation du nombre de trames réduit la qualité de transmission de par l'augmentation d'occupation du canal. Nous pensons qu'un nombre important des trames sur un intervalle temporel étroit peut engendrer une importante perte par collision. Pour vérifier cette hypothèse, nous avons effectué des simulations sur la même topologie définie précédemment avec deux stratégies de transmission (3 et 6 trames). Pour chaque exemple de stratégie, on calcule le taux moyen de collisions (intervalle de 1000 secondes) durant 10000 secondes de simulation. Les résultats obtenus avec un débit de 9.6 kb/s sont illustrés sur la figure.3.16 :

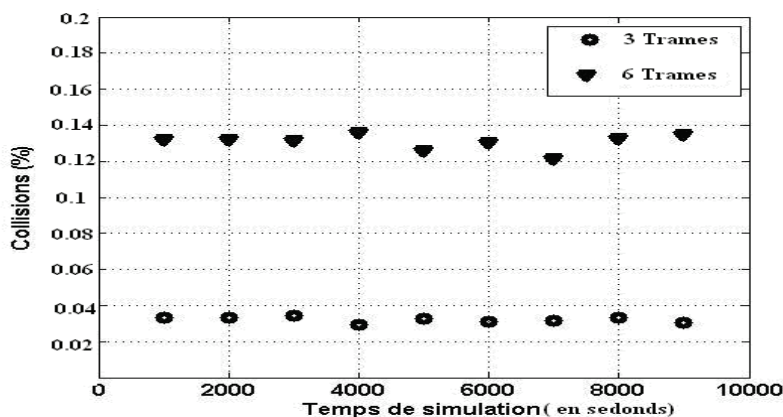


Figure.3.16 : taux de collision en fonction du nombre de trames émises (3 et 6 trames)

Cette figure.3.16 confirme notre supposition : plus que le nombre de trames augmente, plus qu'il y a risque de collision. En doublant le nombre de trames de 3 à 6 trames, le taux moyen de collisions passe de 0.03% à 0.11%. Ce résultat doit être pondéré dans le cas d'utilisation d'une stratégie de diversité temporelle (cf. Chapitre IV), dans la mesure où certes le taux de collision augmente, mais où les trames sont identiques les unes aux autres : la perte d'une trame dans ce cas précis ne dégrade nullement le protocole (au pire il n'est pas amélioré !) : l'envoi d'une trame unique risque d'être perdue en raison d'un passage par une zone d'évanouissement (par exemple 30% de risque à une vitesse critique v). L'utilisation de 10 trames identiques réduira potentiellement à 5% ce risque de perte par évanouissement du signal, mais sera soumis à une perte par collision de 0.2% par exemple à cette même vitesse v . Le bilan est nettement à l'avantage de l'utilisation de la diversité temporelle. Cette étude n'est pertinente que dans le cadre de perturbations inter- modules d'émission en l'absence de diversité temporelle. Il est très difficile de simuler les deux scénarios simultanément pour apprécier précisément ce genre de situation.

c- Influence du nombre des nœuds :

Comme pour les autres systèmes de communication sans fil (WLAN, GSM, ...), le nombre des nœuds (émetteurs RF) en compétition dans la zone de couverture radio constitue un paramètre important pour l'estimation de la probabilité de collision [19] [20]. Plusieurs modèles ont montré que la perte par collision dépend principalement du nombre de nœuds. Le tableau.3.1 illustre le modèle PING pour le protocole de communication ALOHA [21] [22]:

Nombre de nœuds	8 (2 véhicules)	16 (4 véhicules)	24 (6 véhicules)	32 (8 véhicules)
Taux de collision	0.5%	9.5 %	12 %	12.1 %

Tableau. 3.1 : modèle de Ping (Taille de la trame : 1500 octets, bande passante : 2Mb/s)

Les résultats des simulations, effectuées avec le modèle PING, présentés dans le tableau.3.1, montrent que le taux de collision augmente de manière sensible avec l'augmentation du nombre des nœuds de la chaîne de communication. Toutefois, le taux de collision tend vers un pourcentage fixe à partir de 24 nœuds. Ce modèle est valable pour les réseaux WLAN avec un débit important, une grande taille de trame et un protocole de routage supplémentaire. Afin de valider cette hypothèse pour les systèmes TPMS, un ensemble de scénarios de simulation sous NS a été réalisé en faisant varier le nombre des émetteurs-roues tout en gardant les mêmes paramètres de transmission (débit, structure des trames, scénario d'échange,...). Pour ce faire nous effectuons 12 simulations avec 4, 5, 8, 9, 11, 13, 14, 15, 16, 17, 18 et 24 capteurs-émetteurs, capables de transmettre des données vers un seul récepteur central. Les capteurs placés dans chaque roue, génèrent toutes les minutes des trames de 98 bits contenant les données relatives à la température, la pression et l'accélération de la roue. Ces trames sont envoyées avec un débit fixe égal à 9.6 kbits/s. Afin de quantifier statistiquement la perte moyenne, nous générons deux millions de trames pour chaque roue. La figure.3.17 représente les résultats de simulation du taux moyen de collision en fonction du nombre de capteurs TPMS.

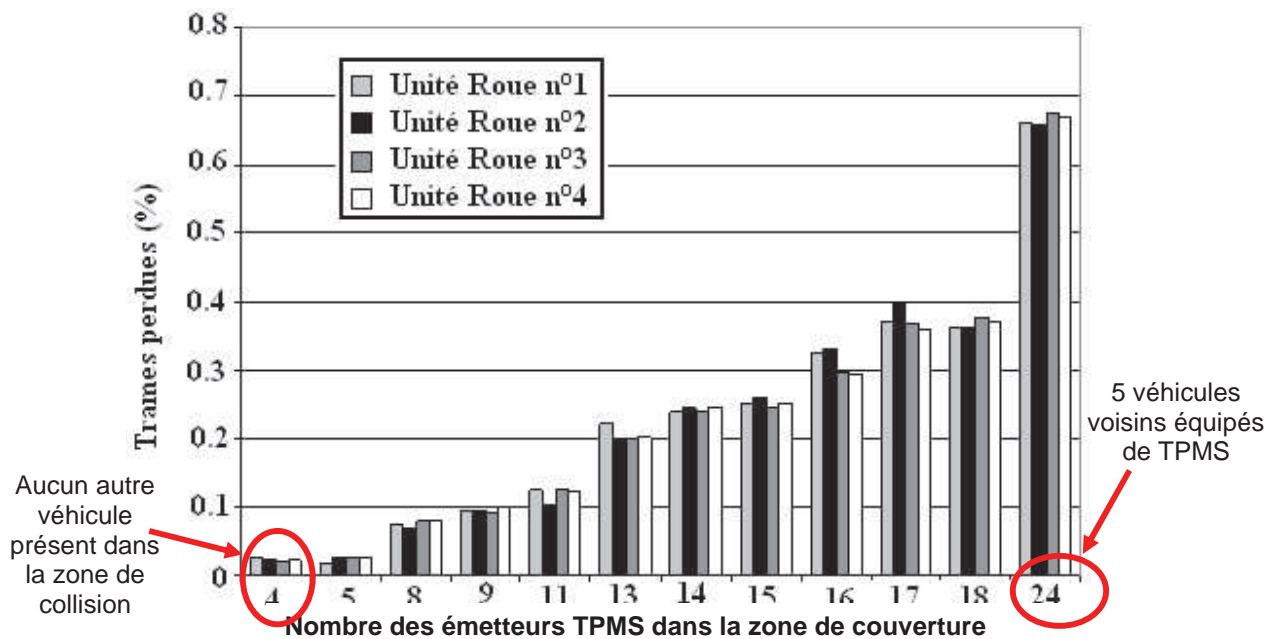


Figure.3.17 : pourcentage de trames perdues par collision en fonction du nombre des modules qui émettent dans la zone de couverture TPMS

Les résultats obtenus valident le modèle PING présenté précédemment sur l'influence du nombre des nœuds sur le taux de collision. Nous remarquons sur la figure.3.17 que la perte due aux collisions augmente en fonction du nombre des sources émettrices dans la zone de couverture. Le nombre total de perte par collision est égal à 0.03 % dans une zone de communication dépourvue de capteurs parasites. Ce taux correspond aux collisions inter véhicule et entrainement faible. Ce taux augmente avec le nombre de capteurs parasites actifs pour atteindre 0,7 % des trames transmises (23 fois plus de perte qu'avec 4 capteurs) en présence de 20 émetteurs parasites (24 capteurs au total, en situation considérée comme « pire cas »). Cette situation impliquant la présence de plusieurs véhicules dans la zone de collision dans une situation d'embouteillage par exemple, peut ainsi engendrer une perte importante de trames. Cependant, la diversité temporelle permet d'augmenter la qualité de la transmission et de réduire de manière significative la collision.

3.3.4 Evaluation de la probabilité de collision au niveau des paquets:

Notre deuxième analyse propose d'analyser la probabilité de collision dans le cas d'une émission par paquet. Un paquet est considéré comme « perdu » par collision si les trois trames émises sont successivement perdues. Pour examiner la probabilité de perte de paquets en fonction du nombre des émetteurs roues dans la zone de couverture, nous avons aboutit à la structure protocolaire suivante composée de trois trames :

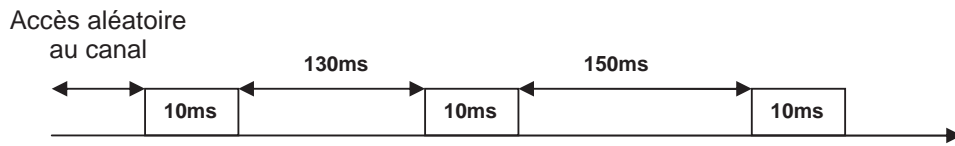
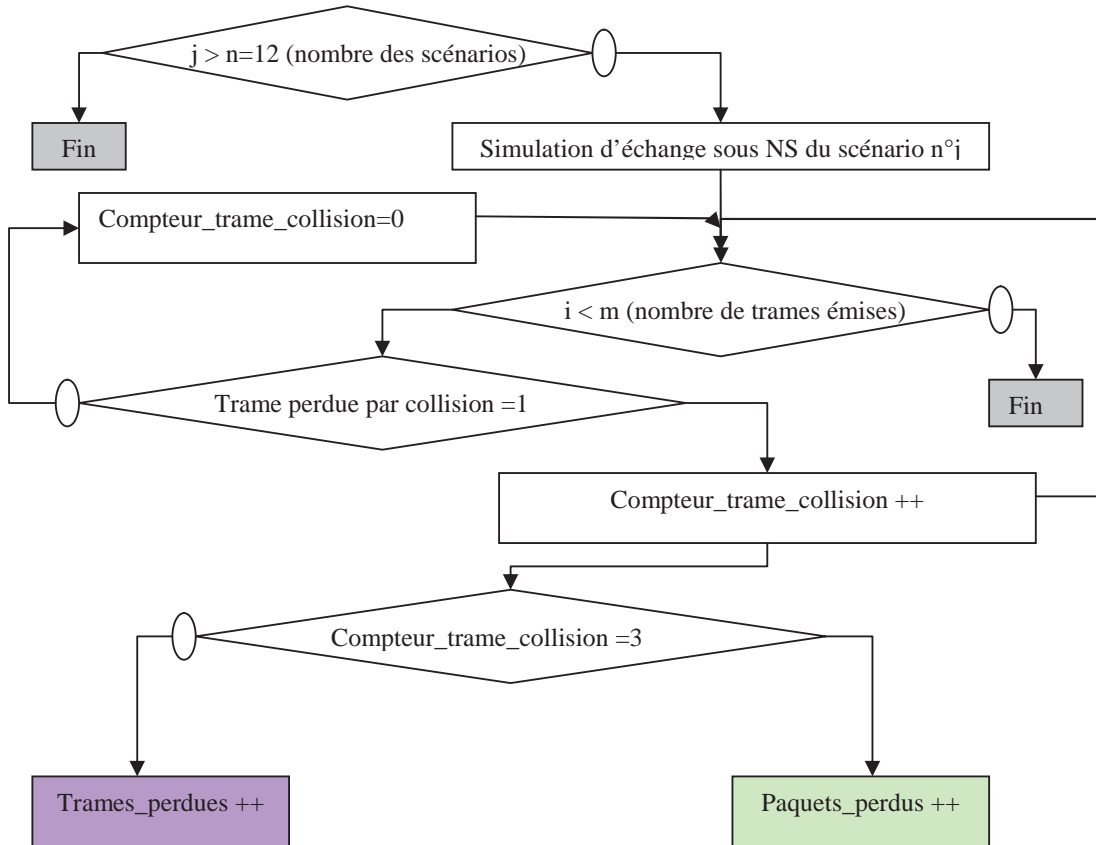


Figure.3.18 : structure optimisée du paquet TPMS simulé sous NS-2

Nous pouvons estimer ainsi la perte d'un paquet entier contenant trois trames avec l'algorithme ci-dessous implémenté sous NS-2:



Avec :

j est le compteur des scénarios.

i est le compteur des trames émises.

Compteur_trame_collision est le compteur temporel des trames perdues par collision.

Trames_perdues est le compteur final des trames perdues.

Paquets_perdues est le compteur final des paquets perdus.

L'algorithme montré ci-dessus permet d'estimer le nombre de paquets perdus pour chaque scénario (nombre des émetteurs-roues dans la zone de communication).

L'estimation obtenue des paquets perdus par collisions à partir des simulations NS-2, chiffrée en ppm (partie par million) est illustrée sur la figure.3.19:

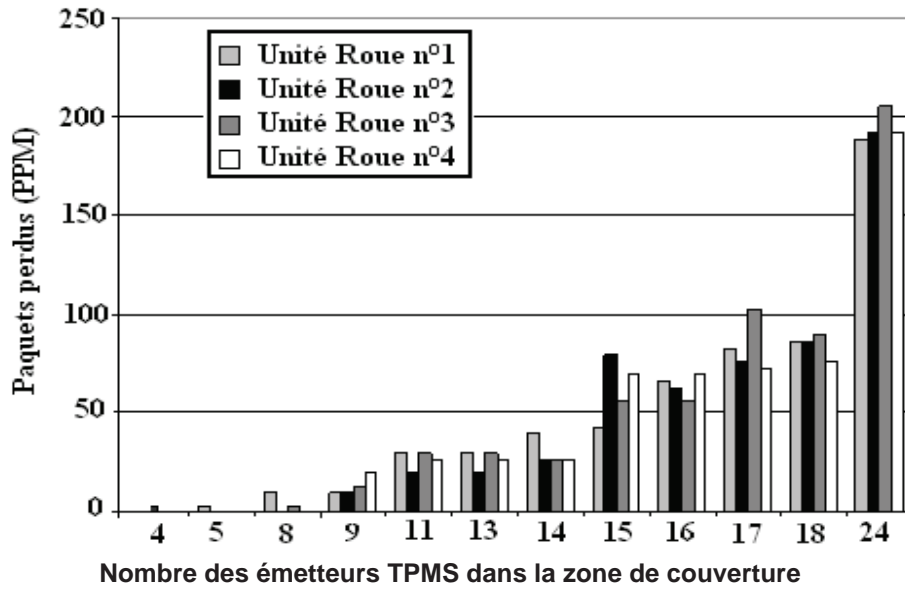


Figure. 3.19 : paquets perdus par collision en fonction du nombre d'émetteurs dans la zone de couverture TPMS

Nous observons sur la figure.3.19 qu'avec la structure protocolaire actuelle en utilisant (figure.3.18) avec une diversité temporelle de trois trames, nous réduisons la perte pour un facteur 40 voire plus, pour atteindre une perte négligeable de 0,02% avec 24 sources émettrices (5 voitures proches du véhicules sous test et équipées du système TPMS). On remarque que le taux de collision augmente de manière quasi-linéaire avec l'augmentation du nombre des nœuds dans la zone de couverture. Nous pouvons alors proposer une expression mathématique générale de la probabilité de collision en fonction du nombre des sources TPMS :

$$P_{C_Trame}(\%) = 6.10^{-5}.k^5 - 15.10^{-4}.k^4 + 15.0^{-3}.k^3 - 0.064.k^2 + 0.1229k - 0.0893 \quad (\text{Eq.3.8})$$

$$P_{C_Paquet}(\%) = 2.10^{-6}.k^5 - 7.10^{-5}.k^4 + 7.10^{-4}.k^3 - 0.0028.k^2 + 0.0058k - 0.0037 \quad (\text{Eq.3.9})$$

Avec:

P_{C_Trame} : probabilité de collision des trames émises de 10ms.

P_{C_paquet} : probabilité de collision des paquets transmis (3 trames par paquet).

k : est le nombre des nœuds dans la zone de couverture.

La figure.3.20 représente l'évolution du taux de collision (trame et paquet) obtenue avec les équations proposées et par les simulations NS-2 :

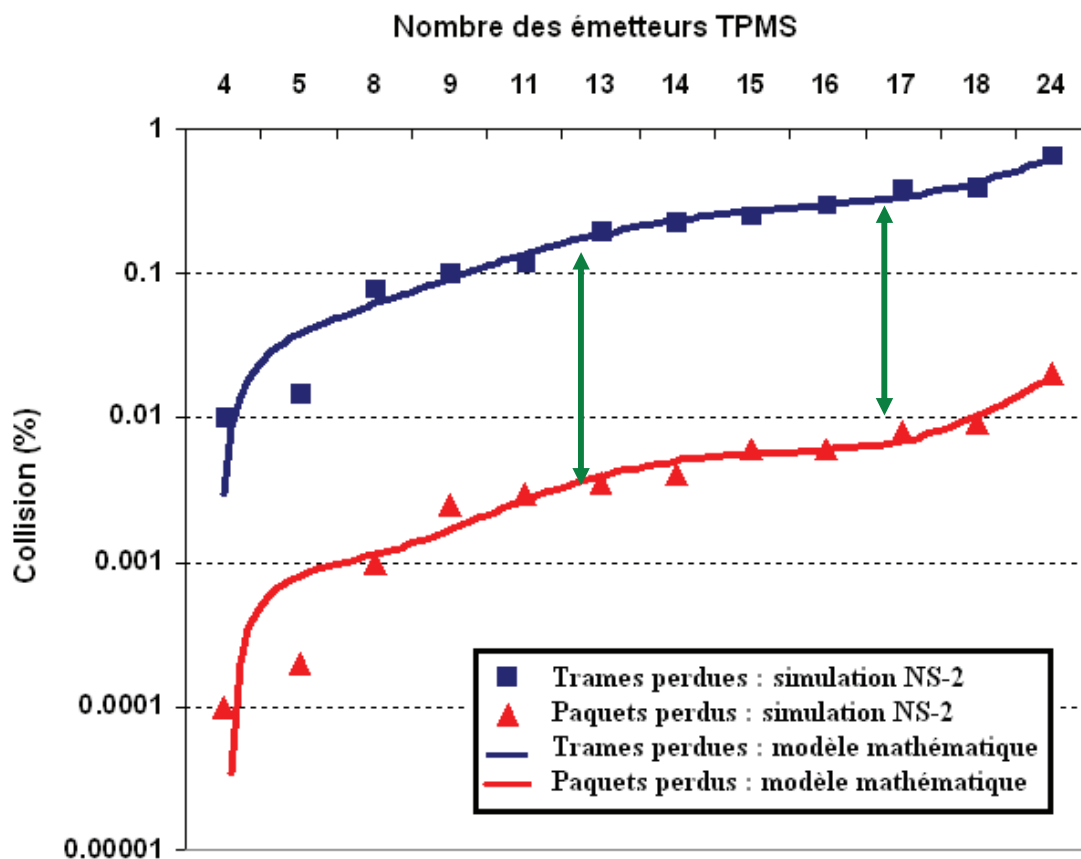


Figure.3.20 : comparaison entre le modèle mathématique et les résultats de simulation par NS-2 du taux de collisions en fonction du nombre d'émetteurs dans la zone de couverture TPMS

Chacun des cercles et des carrés définissent un point de simulation NS-2 : Les courbes pointillé et homogène représentent l'évaluation médiane de collision, modélisée avec les équations Eq.3.8 et Eq.3.9.

Après avoir décrit précisément les phénomènes associés aux collisions et leurs modélisations mathématiques, nous avons présenté un outil théorique, basé sur NS permettant de quantifier la perte par collision. Suite aux résultats obtenus, nous pouvons conclure que les pertes par collision ne sont pas considérées comme un problème majeur dans la communication TPMS en comparaison avec la présence des évanouissements angulaires.

Ce chapitre a été consacré à l'évaluation de la qualité de transmission radio pour le système de pression des pneumatiques, notamment des problèmes liés aux évanouissements angulaires et aux collisions temporelles. Nous avons proposé dans la première partie de ce chapitre un outil de modélisation semi-empirique du canal de propagation TPMS. Nous présentés dans un premier temps le logiciel d'évaluation de la qualité de communication du système TPMS, développé durant cette thèse.

Ensuite, nous avons confirmé avec des simulations théoriques et semi-empiriques que les spécificités environnementales (évanouissements angulaires et vitesse de rotation de roue) ont une influence sensible sur la communication TPMS. L'objectif de la

dernière partie a été étendre certains travaux initiés pour les réseaux sans fil classiques (WLAN, WiMax, ...) à la modélisation du taux de collision pour le système TPMS. Nous avons adapté l'environnement d'émulation NS-2 à la chaîne de communication et aux problématiques de transmission TPMS. Nous avons ainsi montré au cours de cette partie l'impact de certains paramètres sur la qualité de liaison radio. Nous avons vu que l'augmentation du débit (réduction de la taille de trame) a entraîné la diminution du taux de collision et que le taux de collision augmente avec l'augmentation du nombre des émetteurs dans la zone de couverture.

L'évanouissement du signal à la réception et la collision provoque une forte diminution du rapport signal sur bruit et par conséquent induit une forte augmentation du taux d'erreur binaire. La qualité de liaison radio TPMS se trouve dégradée de façon importante. L'amélioration de la qualité de transmission peut être assurée par l'emploi des techniques de diversité. Le prochain chapitre s'intéresse aux études de diversité d'antennes à la réception dans l'environnement automobile.

REFERENCES III:

- [1] R.Vaughan and J.Andersen, ***Channels, Propagation and Antennas for Mobile communications***, IEE Electromagnetic Waves Series 50, 2003.
- [2] M.Simon and M.-S.Alouini, ***Digital Communication over Fading Channels, 2nd edition***, New Jersey, USA : Wiley-IEEE Press, 2005.
- [3] G.Thomas, ***Capacity of the wireless packet collision channel without feedback***, IEEE Transaction on Information Theory, vol.46, pp.1141- 1144, 2000
- [4] X.J.Chang, ***Network simulations with OPNET***, Simulation Conference Proceedings'99, pp. 307-314, 1999.
- [5] J.Dorleus, R.Holweck, Z.Ren, H.Li, H-L.Cui, J.Medina, ***Modelling and Simulation of Fading and Path loss in OPNET for Range Communications***, IEEE Radio and Wireless Symposium, pp.407-410, 2007.
- [6] X.Zeng, R.Bagrodia, M.Gerla, ***GloMoSim: A library for parallel simulation of large- scale wireless networks***, pp. 154- 161, 1998. 161
- [7] S.Jayaweera, ***Energy efficient virtual MIMO- based cooperative communications for wireless sensor networks***, International Conference on Intelligent Sensing and Information Processing, 2005, pp.1- 6.
- [8] B.Henty, B.Fan, D.Stancil, ***Doppler Spread and Coherence Time of Rural and Highway Vehicle to Vehicle Channels at 5.9 GHz***, IEEE Global Telecommunications Conference, 2008, pp. 1-6.
- [9] J.Guillet, ***Caractérisation et modélisation spatio-temporelles du canal de propagation radioélectrique dans le contexte MIMO***, mémoire de thèse, Institut National des Sciences Appliquées de Rennes, 13 juillet 2004.

- [10] C-K.Siew, D-G.Goodman, ***Packet data transmission over mobile radio channels***, IEEE Transaction on Vehicular Technology, Vol. 38, pp. 95-101, 1989.
- [11] P.Dharma, P.Agrawal, Q.Zeng, ***Wireless Network - Collision Probability***, Chapter.5, BrainMass
- [12] M.Rivero-Angeles, D.Lara-Rodriguez, A.Cruz-Perez, ***A new EDGE medium access mechanism using adaptive traffic load slotted ALHOA***, IEEE 54th Vehicular Technology Conference 2001, pp. 1358 – 1362, vol.3. 1362 vol.3
- [13] J.Son, J.Yun, S.Seo, C.Park, ***Performance evaluation of a telemetric system using the ns***, The 9th Asia Pacific Conference on Communications, 2003, pp.270 – 274, vol.1.
- [14] Mahrenholz, S. Ivanov, ***Real Time Network Emulation With ns-2***, IEEE International Symposium on Distributed Simulation and Real Time Applications, 2004, pp.29- 36,
- [15] Balakrishnan, S. Krishnan, ***Simulation of RFID Platform on NS-2***, CS740 Advanced Computer Networks, December 19th, 2005
- [16] S-T.Sheu, Y-H.Lee, M-H.Chen, Y-C.Yu, and Y-C.Huang, ***The Packet Length Fuzzy Controller to Improve the Performance of WLAN under the Interference of Microwave Oven***, Proc. Of GLOBECOM, San Francisco, California, vol. 3, pp. 1427-1431, November 2000.
- [17] J.Yin, X.Wang, and D.P.Agrawal, ***Optimal Packet Size in Error-Prone Channel for IEEE 802.11 Distributed Coordination Function***, Proc. of WCNC, Atlanta, Georgia, vol. 3, pp. 1654-1659, March 2004.
- [18] J.Korhonen, Y.Wang, ***Effect of packet size on loss rate and delay in wireless links***, IEEE Wireless Communications and Networking Conference, vol.3, pp.1608- 1613, 2005.
- [19] T.Watteyne, I.Auge-Blum, M.Dohler, D.Barthel, ***Reducing Collision Probability in Wireless Sensor Network Backoff-Based Election Mechanisms***, 7th IEEE Global Telecommunications Conference, 2007, pp. 673- 677.
- [20] M.Krishnan, S.Pollin, A.Zakhor, ***Local Estimation of Probabilities of Direct and Staggered Collisions in 802.11***

WLANs, IEEE Global Telecommunications Conference, 2009, pp. 1-8.

[21] P.N.Chung S.C.Liew, ***Offered load control in IEEE 802.11 multihopad-hoc networks***, IEEE (2004), 7803–8815.

[22] SIAD, ***Analyse et simulation des collisions dans un réseau IEEE 802.11***, mémoire de thèse, Institut National de Formation en Informatique, 2007.

[23] S.Akki, F.Haber, ***A statistical model of mobile-to-mobile land communication channel***, IEEE Transaction on Vehiular Technology, Feb. 1986, vol. 35, pp. 2-7.

[24] N.C.Beaulieu, ***The evaluation of error probabilities for inter-symbol and co-channel interference***, IEEE Transaction on Communications, Dec. 1991 vol. 39, pp. 1740-1749.

4. Stratégies de diversité pour l'amélioration des performances des systèmes embarqués sans fil automobile :

4.1. Gain de diversité et méthode de combinaison	2
4.1.1. Principe et gain de la diversité	3
4.1.2. Techniques de commutation.....	3
a. Technique de commutation sur seuil	3
b. Technique de commutation sur le meilleur canal	3
4.2. Diversité temporelle	2
4.2.1. Généralité sur la diversité temporelle pour le système TPMS.....	3
a. Principe de la diversité temporelle pour le système TPMS	3
b. Taille temporelle de la trame	3
a. Nombre de trames par paquet	3
b. Intervalle inter-trames.....	3
4.2.2. Coefficient d'intersection	3
4.2.3. Performance de la diversité temporelle en dynamique.....	3
4.3. Diversité d'espace	2
4.3.1. Principe de diversité d'espace.....	3
4.3.2. Coefficient de corrélation pour la diversité d'espace	3
a. Analyse théorique du coefficient de corrélation pour la diversité d'espace	3
b. Etude expérimentale dans un environnement réel pour le système TPMS	3
4.3.3. Performance de la diversité d'espace pour le système TPMS	3
a. Environnement interne.....	3
b. Environnement externe.....	3
4.4. Diversité de polarisation	2
4.4.1. Principe de la diversité de polarisation	3
4.4.2. Evaluation de la discrimination de polarisation croisée pour le système TPMS et d'accès sans fil	3
4.4.3. Effet du couplage sur l'efficacité de la diversité de polarisation	3
4.4.4. Gain effectif	3
4.4.5. Coefficient de corrélation pour la diversité de polarisation	3
4.4.6. Performance de la diversité de polarisation dans l'environnement véhicule pour les systèmes TPMS et d'accès sans fil	3

a. Conception d'un dispositif « diversité de polarisation »	3
b. Couverture externe du système d'accès	3
b. Couverture interne du système TPMS.....	3

Les conditions hostiles auxquelles sont soumises les communications radio dans notre environnement, limitent les performances des systèmes de transmission électromagnétique. L'un des problèmes majeurs de la propagation des ondes électromagnétique réside dans les phénomènes d'évanouissements importants que subit l'enveloppe du signal. Ces évanouissements ont été présentés dans les chapitres précédents, et sont causés par la complexité du canal de propagation dans une voiture : certains évanouissements sont purement liés à des phénomènes de diffraction et de réfraction dans le véhicule, et d'autres dépendent également de la position angulaire de l'émetteur autour de la roue. Pour atteindre les exigences du service offert, les effets perturbateurs du canal de transmission doivent être compensés : il est difficile, d'envisager de trouver une position du récepteur de manière à éliminer tous les évanouissements de chacune des quatre roues. Une telle étude impliquerait un surcoût de l'étude prohibitif, sans assurance d'atteindre l'objectif. De plus, chaque aménagement ou option impliquerait une nouvelle étude. Cette voie a donc été écarté, dans la mesure où les contraintes étaient antagonistes avec le déploiement rapide et efficace de tels modules pour de la production de masse. Une autre stratégie a alors été explorée : le maintien de la qualité de transmission peut être assuré par l'emploi des techniques de diversité qui permettent de supprimer l'effet des évanouissements profonds que subit le canal radiofréquence lors de propagation des ondes électromagnétiques [1] [2] [3]. Les techniques de diversité d'antenne sont souvent efficaces pour améliorer la qualité de liaison RF [4] [5] [6] (réception multi-canaux). La diversité consiste à combiner de manière optimale les signaux reçus sur chaque antenne et d'améliorer ainsi les performances des systèmes de communication radio.

Concernant la diversité d'antenne, les contraintes importantes d'encombrement imposées par les constructeurs des systèmes embarqués automobiles, rendent difficile l'intégration de systèmes multi-antennes dans un seul produit encapsulé. De plus, la faible distance entre les antennes installées favorise le couplage mutuel [7] [8] et augmente la corrélation entre les signaux reçus [39] (ce qui limite l'impact de l'utilisation). Plusieurs facteurs peuvent influencer la performance du système. Nous recensons :

- Le nombre de canaux utilisés (antennes, fréquences ou nombre de trames pour la diversité temporelle)
- La corrélation entre les canaux
- La technique de combinaison utilisée
- L'environnement de propagation
- Le gain effectif de l'antenne

D'autres techniques de diversité ont donc été mise à l'étude afin de proposer un panel plus large de solutions adaptées à chacune des contraintes imposées par notre canal de propagation RF. Nous proposons dans cette partie une étude détaillée sur la performance des différentes techniques de diversité pour les systèmes embarqués sans fil automobiles:

- La diversité temporelle: elle consiste à envoyer une trame identique à différents espacements temporels via le même canal de propagation (une seule antenne utilisée), afin d'augmenter la couverture angulaire RF autour de la roue et réduire

ainsi la probabilité de perte en dynamique. Cette technique sera analysée dans cette thèse pour le système de pression des pneumatiques (TPMS).

- La diversité d'espace: elle utilise deux ou plusieurs antennes identiques espacées pour que les signaux reçus par chacune soient indépendants et que les antennes soient découplées.
- La diversité de polarisation: elle se base sur l'utilisation de deux ou plusieurs antennes dépolarisées les unes par rapport aux autres pour privilégier la réception d'une composante (horizontale ou verticale).

L'approche que nous avons choisie est d'analyser les performances de chaque type de diversité en fonction de ses principaux paramètres dans un environnement réaliste. Afin d'observer en détail les performances des systèmes de diversité, il est nécessaire d'évaluer les différentes techniques en déployant une approche basée sur des analyses théoriques et des évaluations expérimentales sur véhicule.

4.1 Gain de diversité et méthodes de combinaison :

4.1.1 Principe et gain de diversité:

L'efficacité et l'amélioration du système faisant appel à une stratégie de diversité par rapport à un système monocanal classique est souvent représentée sous forme d'un gain, appelé *gain de diversité* (DG). Cette définition est conditionnée par la probabilité que le niveau SNR (signal sur bruits, ou Signal to Noise Ration) soit supérieur au niveau de référence de plus de 6 dB généralement. La valeur de probabilité est usuellement fixée à 90% de fiabilité pour déduire le gain effectif entre le meilleur canal mesuré sans diversité et le canal reconstruit avec la diversité. Pour calculer le gain théorique de la diversité, nous utilisons l'expression mathématique ci-dessous [3]:

$$DG = \left[\frac{D}{\Gamma_D} - \frac{1}{\Gamma_1} \right]_{P(D < S)} \quad (\text{dB}) \quad (\text{Eq.4.1})$$

D : est la valeur instantanée du signal collecté après la diversité.

Γ_D : est la valeur moyenne du signal mesuré après la diversité.

1 : est le niveau maximum du signal reçu.

Γ_1 : est la valeur moyenne du signal reçu.

S : est le seuil de référence.

L'équation Eq.4.1, est définie pour une probabilité de niveau de signal donné $P(D, S)$, autrement dit la probabilité pour que la puissance reçue soit au dessous du seuil fixé.

Pour M canaux, la probabilité est définie en fonction de la technique de combinaison par [3] :

$$\text{Prob}(r_c \leq r_s) = \text{Prob}(r_1, \dots, r_N \leq r_s) = [1 - \exp(-r_s)]^M \quad (\text{Eq.4.2})$$

L'équation Eq.4.2 est valide si les canaux reçus avec la diversité sont parfaitement décorrélés (aucune zone de couverture commune). Afin de déterminer le gain théorique de diversité, nous supposons que les signaux reçus dans chaque branche sont parfaitement décorrélés, avec une distribution statistique de type « Rayleigh » et le même niveau de bruit sur les deux canaux [9]:

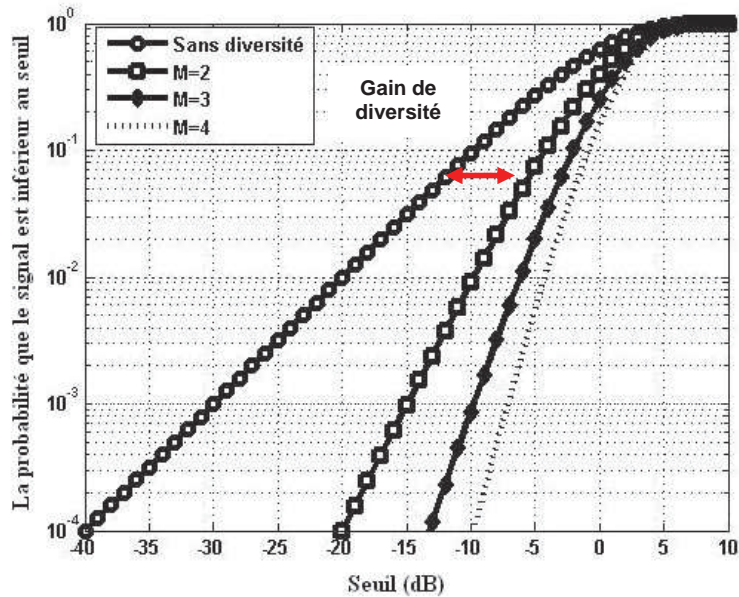


Figure.4.1: probabilité de réception avec la diversité pour 2 à 4 branches et le gain théorique obtenu.

La figure.1 représente la probabilité que le signal reçu est inférieur au seuil de référence (la valeur en abscisse) : cette probabilité varie entre 0 et 1 (0% à 100%). Sur le graphe précédent, nous remarquons par exemple que pour un niveau du seuil de -10 dB, la diversité maximale (M=4) procure seulement 0.01% de probabilité d'obtenir des signaux de puissance relative inférieure à -10dB, contre 0.1% pour M=3, jusqu'à 10% de possibilité d'obtenir des signaux plus faibles que -10 dB sans utilisation de la diversité. Pour une solution bi-canaux M=2 : nous relevons un gain maximum théorique de 5 dB à 10 % de CDF (fonction de distribution cumulative) pour un système de diversité à deux canaux décorrélés. Après la création de plusieurs canaux indépendants dans une même bande de fréquence, on utilise une méthode de commutation pour combiner judicieusement les différents canaux, modifier la distribution de l'enveloppe du signal reçu et supprimer ainsi les zones de réception faible niveau, ultérieurement nommés BS « Black Spot ».

4.1.2 Technique de commutation:

Diverses méthodes de commutation proposées dans la littérature [10] [12]. Deux techniques sont étudiées:

- La technique de commutation sur seuil fixe.
- La technique de commutation du meilleur canal.

a- Technique de commutation sur seuil fixe:

Le principe de cette technique consiste à établir un seuil fixe : la commutation est activée pour choisir un autre canal si le signal reçu par une des antennes passe sous le seuil prédéterminé [10]. Le principal inconvénient de cette technique concerne les commutations excessives si les deux canaux se retrouvent en dessous du seuil (indétermination des états). Afin de mieux comprendre le principe de fonctionnement de cette méthode, la figure.4.2 illustre un exemple réel de la diversité d'espace, utilisée pour le système de pression des pneumatiques (deux antennes espacées d'une distance 40cm). La variation de puissance reçue est mesurée en fonction de l'angle de rotation de roue pour chaque antenne (canal n°1 et canal n°2). Le canal combiné (i.e. avec la diversité) est obtenu avec un seuil de sensibilité fixé à -80 dBm :

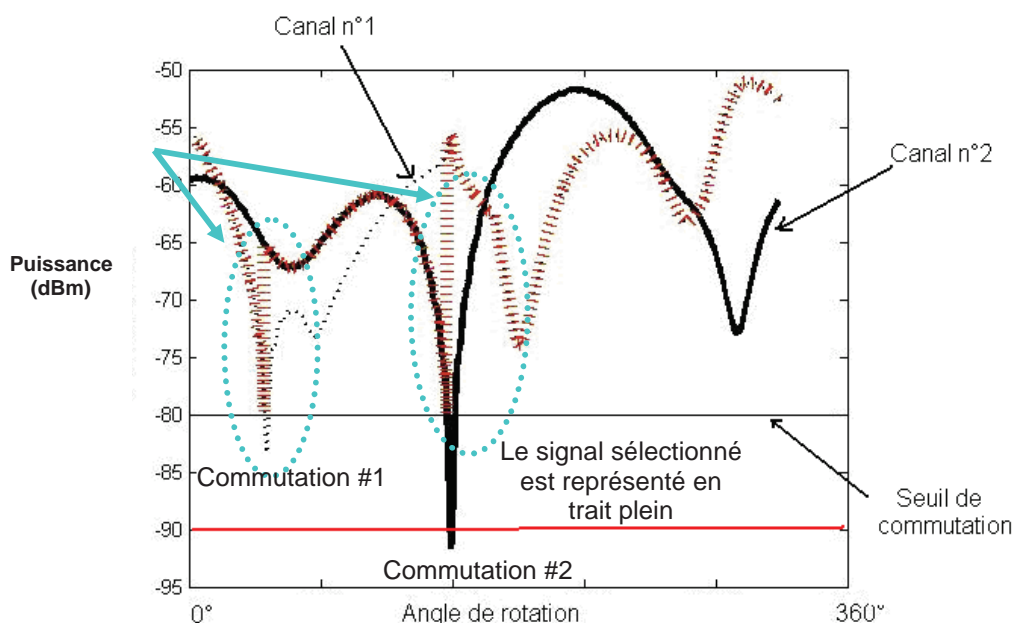


Figure.4.2 : principe de commutation avec un seuil fixé à -80dBm le système TPMS

Les deux canaux contiennent un évanouissement angulaire profond, relevé à 60° sur le canal n°1 (commutation #1) et à 145° pour le canal n°2 (commutation #2). Le canal reconstruit avec cette méthode de sélection ne contient aucun évanouissement angulaire. Les équations ci-dessous (Eq.4.3 et Eq.4.4), modélisent statistiquement la densité de probabilité selon laquelle le signal obtenu par commutation est supérieur au seuil fixé [11]:

$$q = \Pr ob(A/B \leq s) = 1 - \exp(- s) \quad (\text{Eq.4.3})$$

Avec q la probabilité pour que le signal reçu soit supérieur au seuil s .

A/B représente le niveau du signal reçu sur l'antenne A ou B.

s : est le seuil de référence.

$$p_c(c) = \begin{cases} (1+q)p & \text{si } A/B \geq s \\ qp & \text{si } A/B < s \end{cases} \quad (\text{Eq.4.4})$$

Avec:

$$p = 1 - q = \exp(-s)$$

Cette méthode ne demande aucune modification lourde sur l'architecture du récepteur, puisqu'elle ne demande qu'à :

- introduire un commutateur (Switch) entre les deux antennes.
- mesurer le niveau de puissance reçue au niveau du récepteur (RSSI).
- implémenter un algorithme de gestion du seuil au niveau de microcontrôleur qui pilote le commutateur.

b- Technique de commutation avec la sélection de voie:

Le principe de cette technique consiste à comparer le signal instantané reçu pour chaque canal [12]. La commutation est activée de manière à sélectionner le meilleur canal. Le principal inconvénient de cette technique est le coût du système (deux étages de réception pour un traitement parallèle). La figure.4.3 représente les deux canaux obtenus avec la diversité d'espace. Le canal résultant avec cette méthode de sélection est de fait largement au dessus du seuil de sensibilité:

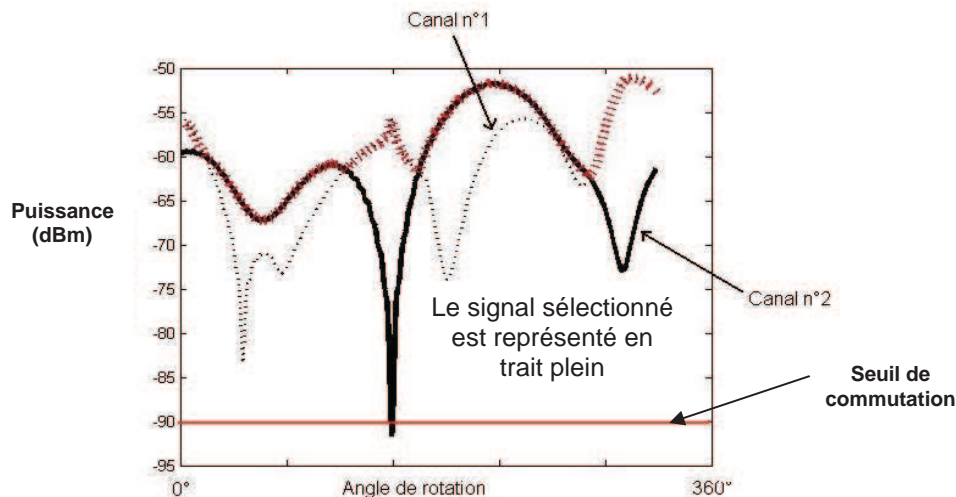


Figure.4.3 : principe de commutation par la sélection du meilleur canal pour le système TPMS

La fonction de densité de probabilité cumulée avec la méthode de sélection de voie est [11]:

$$\Pr(r_c \leq r_s) = 1 - \exp(-r_s) [1 - Q(a, b) + Q(b, a)] \quad (\text{Eq.4.5})$$

Avec :

$$Q(a, b) = \int_b^{\infty} \exp \left[- \left(\frac{1}{2} \right) (a^2 + x^2) \right] I_0(ax) \cdot x \partial x \quad (\text{Eq.4.6})$$

$$Q(b, a) = \int_a^{\infty} \exp \left[- \left(\frac{1}{2} \right) (b^2 + x^2) \right] I_0(bx) \cdot x \partial x \quad (\text{Eq.4.7})$$

Avec :

Q : est la fonction de Marcum.

I_0 : est la fonction Bessel modifiée de première espèce d'ordre 0.

$$a = \sqrt{\frac{2 r_s}{(1 + |r_c|^2)}} \quad \text{et} \quad b = \sqrt{\frac{2 r_s}{(1 - |r_c|^2)}} \quad (\text{Eq.4.8})$$

Où :

r_c : représente le coefficient de corrélation entre les canaux reçus.

Cette technique permet d'obtenir un gain de diversité plus important. Cependant, elle demande un traitement parallèle en temps réel des deux canaux, donc un éventuel surcoût du système doit être envisagé. Dans cette thèse, nous n'utiliserons que la technique de commutation sur seuil pour évaluer le gain de diversité.

4.2 Diversité temporelle :

4.2.1 Généralité sur la diversité temporelle pour le système TPMS :

a- Principe de la diversité temporelle

La propagation des ondes RF dans un contexte de système TPMS est pénalisée par la complexité du canal de propagation. Ce dernier est caractérisé par des évanouissements angulaires et une énergie disponible limitée au niveau des capteurs de pression (et par conséquent une limitation de la puissance rayonnée). La détermination statique de l'emplacement optimale du récepteur n'est pas suffisante : en condition de roulage, les pertes de signaux et des atténuations supplémentaires apparaissent à diverses vitesses. Ce phénomène s'accroît avec l'augmentation de la vitesse, en conséquence d'un encombrement angulaire plus important de la trame temporelle émise (voir le Chapitre III):

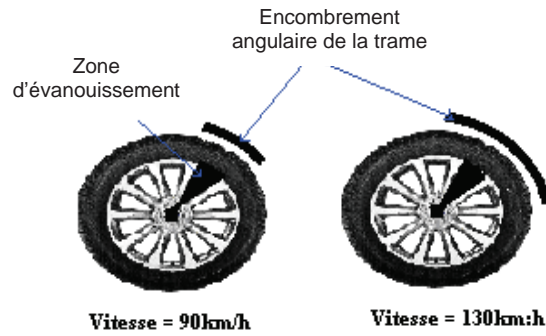


Figure.4.4: positions angulaires des trames sans diversité à 90 km/h et à 180 km/h

Statistiquement, il est donc plus probable que les trames transmises passent par un angle de zone d'ombre à grande vitesse (30 % de perte à 200 km/h avec un seul évanouissement angulaire de 5°, comparé à 10 % à 50 km/h) :

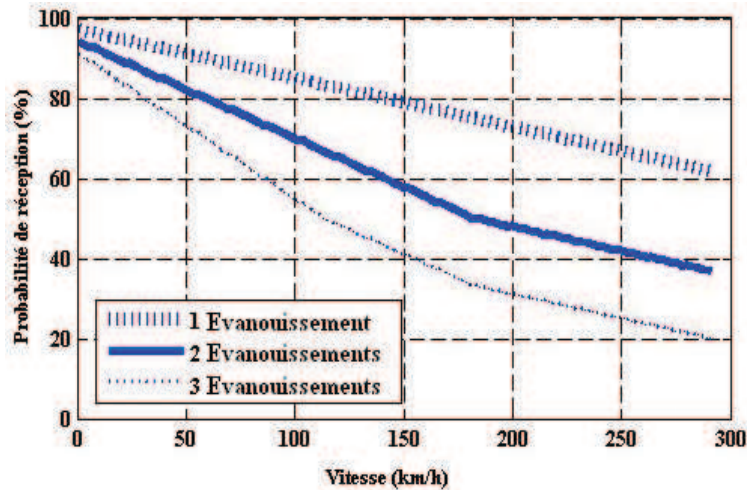


Figure.4.5 : probabilité de réception d'une trame de 10ms en fonction de la vitesse à travers 3 canaux de propagation différents

Le système de réception avec la diversité temporelle est appliqué à la transmission de données numériques sur un canal à évanouissements variables dans le temps (la variation temporelle est directement liée à la vitesse de déplacement dans notre système). Les mêmes données sont envoyées sur le canal de propagation à des intervalles de temps différents, tout en respectant les normes de transmission radio FCC (Federal Communication Commission), dans les bandes de fréquences. La figure.4.6 illustre les principaux paramètres impliqués dans une diversité temporelle à 4 trames:

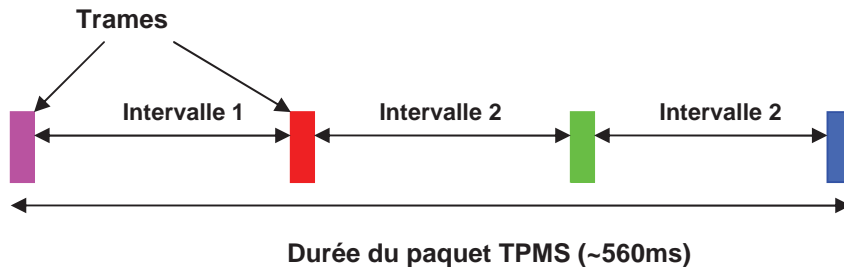
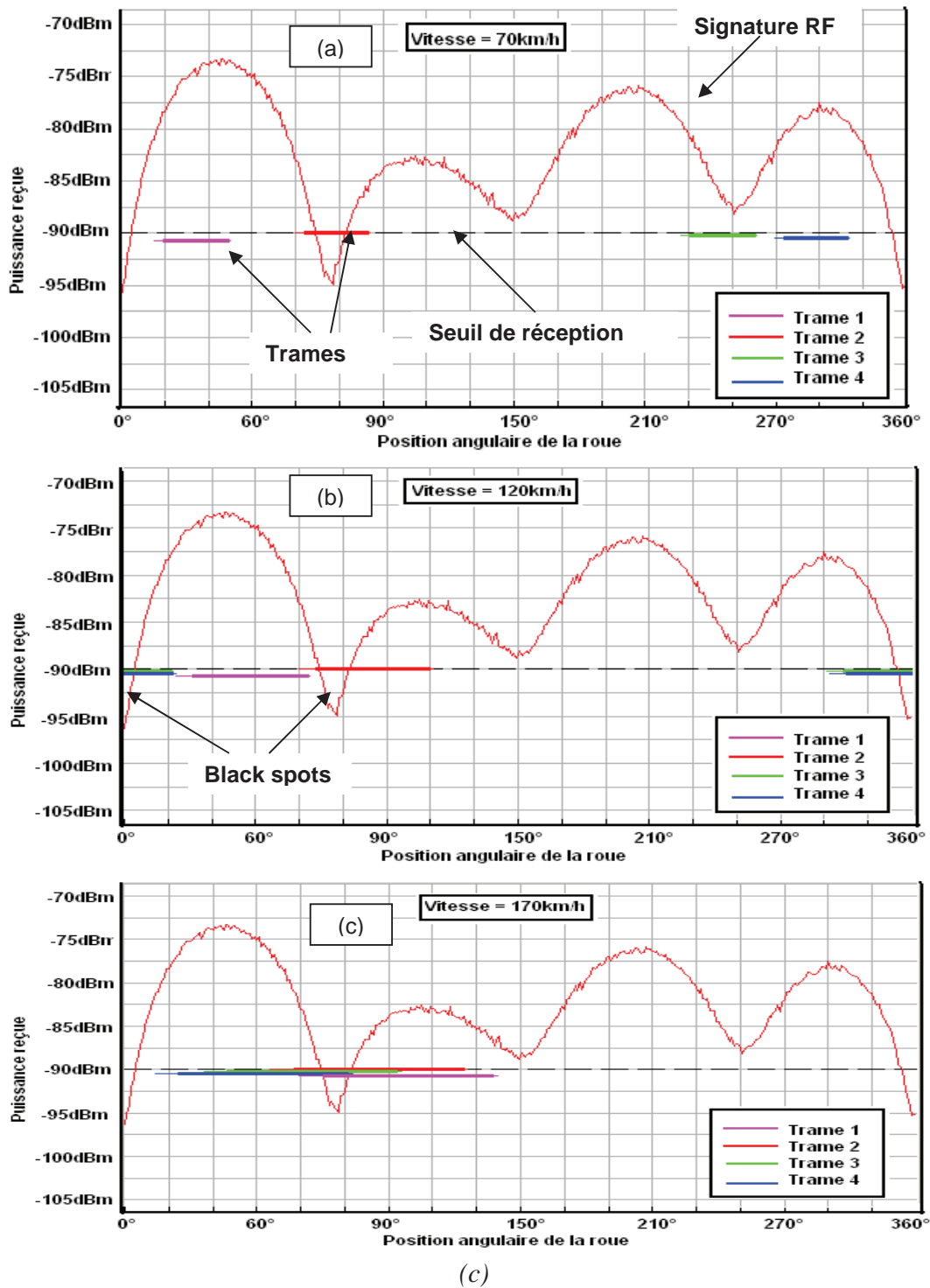


Figure.4.6 : principaux paramètres dans une diversité temporelle

La figure.4.6 illustre les quatre principaux paramètres formant un paquet TPMS. Ces derniers influencent directement la performance de la diversité temporelle en dynamique :

- Durée temporelle d'une trame (nombre de bits à transmettre et débit de communication): la taille moyenne d'une trame TPMS basique contenant les données relatives à l'état du pneumatique - température, pression, accélération, identifiant- est d'environ 100 bits. Les 3 principaux débits couramment utilisés sont : 4.096 kbits/s, 9.6 kbits/s et 19.2 kbits/s. Les débits faibles permettant d'améliorer le rapport signal/bruit mais rallonge par contre la durée de transmission angulaire de la trame. Il faut donc trouver le bon compromis entre un niveau signal/bruit acceptable (lié au débit utilisé) et une durée optimale de la trame à transmettre.
- Intervalle inter trames: selon le mode de transmission TPMS (mode parking ou roulage), les capteurs TPMS envoient la même trame plusieurs fois avec un laps de temps différent tout en respectant les normes d'émission à 315 MHz et à 433.92 MHz.
- Nombre de trames: la durée de vie d'un capteur installé et équipé d'une pile doit être longue (10 ans), donc la consommation énergétique pour transmettre les données vers le récepteur doit être prise en considération. Il est alors nécessaire de limiter le nombre de trames émises tout en assurant une bonne fiabilité de la transmission.

A l'heure actuelle, malgré l'utilisation de la diversité temporelle, le gain obtenu est insuffisant dans certains cas à cause de la grande variabilité temporelle à haute vitesse et de la taille importante de l'information à transmettre. Afin d'illustrer l'impact de la vitesse sur l'efficacité de la diversité temporelle en dynamique, la figure.4.7 montre les positions angulaires des trames (10 ms) à 3 vitesses (70 km/h, 120 km/h et 170 km/h) dans un canal de propagation mesuré sur véhicule et qui contient deux évanouissements angulaires situés à $0^{\circ}/360^{\circ}$ et à 80°):



(c)
 Figure.4.7 : positions angulaires des trames de 10ms avec la diversité temporelle (4 trames avec un laps temporel de 110 ms, 130 ms et 150 ms) à (a) 70 km/h (b) 120 km/h (c) 170 km/h.

Nous remarquons dans l'exemple illustré dans la figure.4.7 qu'à :

- 70 km/h : les quatre trames émises sont bien réparties autour de la roue, une seule trame risque d'être perdue à cause d'un évanouissement angulaire à 90° et les données sont reçues avec les trois trames restantes. L'information est correctement transmise.
- 120 km/h : trois trames sur quatre émises peuvent être perdues, et nous observons que la grande taille angulaire (27°) des trames est la cause de ces pertes. L'information est transmise mais la fiabilité est fortement réduite.
- 170 km/h : une grande probabilité que les quatre trames soient perdues à cette vitesse, les trames couvrent une zone angulaire commune de 10° minimum (coefficient d'intersection). L'information a une probabilité non négligeable de ne plus être transmise, l'intégrité de transmission de l'information peut alors remise en cause.

L'approche adoptée dans cette partie pour analyser les performances de la diversité temporelle dans le TPMS, est d'évaluer ses principaux paramètres dans un environnement réaliste (signatures mesurées sur véhicule) et modélisé. Nous débutons cette partie par une analyse détaillée des quatre principaux paramètres précédemment mentionnés.

b- Taille temporelle de la trame:

La taille de la trame est un paramètre important dans la communication sans-fil et influence directement la qualité de transmission. Les grandes trames occupent une fenêtre temporelle plus large et la probabilité qu'elles arrivent intactes diminue en présence d'un évanouissement.

Théoriquement, dans le système TPMS, la probabilité qu'une trame de « m bits » avec un débit de transmission de « R bits/s » traverse sans erreur un canal de transmission possédant un seul évanouissement angulaire, autour d'un roue avec une circonférence égale à « W m », à une vitesse de déplacement égale à « v m/s » est :

$$P_{m(bits)}(v) = 100 \times \left[1 - \left(\frac{m}{R} \times \frac{v}{W} \right) \right] \quad (\text{Eq.4.9})$$

Statistiquement, nous pouvons prédire l'amélioration ou la dégradation de la qualité de transmission en dynamique entre deux trames de différentes tailles avec l'expression suivante:

$$P_{m(bits)}(v) - P_{n(bits)}(v) = 100 \times \left(\frac{v}{R.W} \right) \times (m - n) \quad (\text{Eq.4.10})$$

Les équations illustrent l'influence de la taille de trame sur la probabilité de réception. Cependant, les expressions proposées sont valables pour une transmission sans diversité temporelle (une trame par paquet).

Le taux de réception en dynamique (40 km/h à 240 km/h) pour une diversité à trois trames a été modélisé en fonction de la taille de trame (de 5 bits à 120 bits transmis à un débit de 9600 bits/s). La figure.4.8 illustre les résultats obtenus en 3D, avec une résolution de 5 bits pour la taille de la trame et de 0.5 km/h pour la vitesse du véhicule :

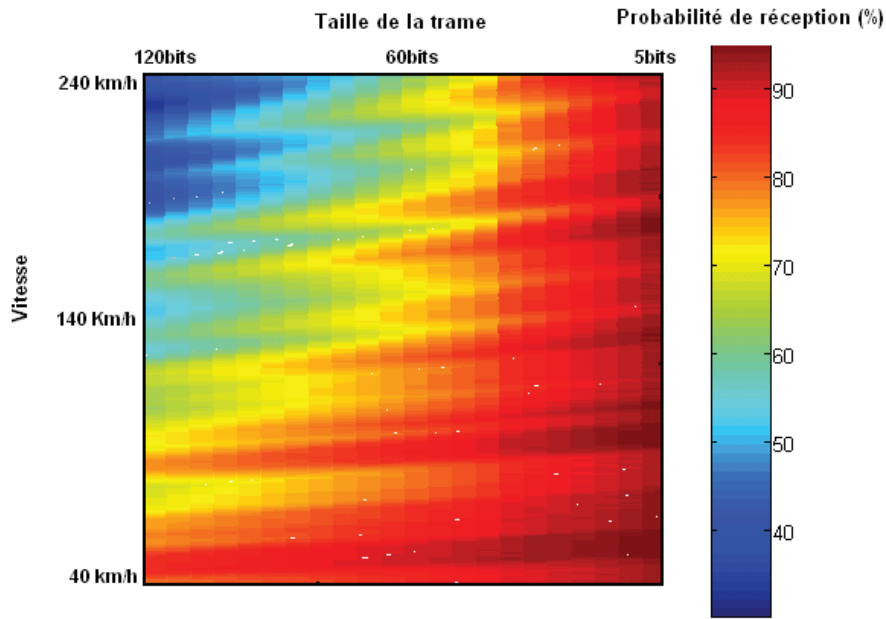


Figure.4.8 : taux de réception en dynamique selon la taille des trames transmises pour une diversité à 3 trames

Nous pouvons remarquer que la taille de la trame est un paramètre clé dans la diversité temporelle. Nous pouvons ainsi améliorer de manière significative le gain de la diversité temporelle à haute vitesse, en réduisant la taille de la trame (20 % d'amélioration obtenue avec une trame de 6 ms par rapport à une trame de 12 ms à 150 km/h).

c- Nombre de trames :

Théoriquement, l'augmentation du nombre de trames permet de limiter l'impact des « black spots » et d'améliorer ainsi la qualité de transmission. La probabilité d'erreur par paquet BP est l'un des paramètres majeurs qui permet de quantifier la performance globale dans un système de communication. La probabilité d'erreur d'un paquet de n trames est estimée théoriquement avec l'équation Eq.4.11 [13] [14]:

$$BP_n(v) = 1 - \left[(1 - P_1(v)) \times (1 - P_2(v)) \times \dots \times (1 - P_n(v)) \right] \quad (\text{Eq.4.11})$$

Avec:

n : le nombre de trames par paquet

$P_i(v)$: la probabilité de réception pour la $i^{\text{ème}}$ trame

La probabilité d'erreur est liée directement à la probabilité de réception de chaque trame (Eq.4.9). Nous supposons que les trames subissent le même niveau d'erreur, donc :

$$P(v) = P_1(v) = P_2(v) = \dots = P_n(v) \quad (\text{Eq.4.12})$$

La probabilité d'erreur devient :

$$BP_n(v) = 1 - (1 - P(v))^n \quad (\text{Eq.4.13})$$

L'évaluation du taux de réception en fonction de la vitesse de déplacement et du nombre de trames permet d'analyser le scénario le plus favorable, et d'optimiser ainsi le nombre de trames à envoyer pour atteindre une qualité de transmission acceptable. Nous montrons dans la figure.4.9, un exemple de l'influence du nombre de trames sur le taux de réception en fonction de la vitesse dans un canal de propagation composé de deux évanouissements (« black spots ») de 5° situées à 10° et à 190° (scénario 'pire cas' avec une couverture inter-évanouissements de 180°) :

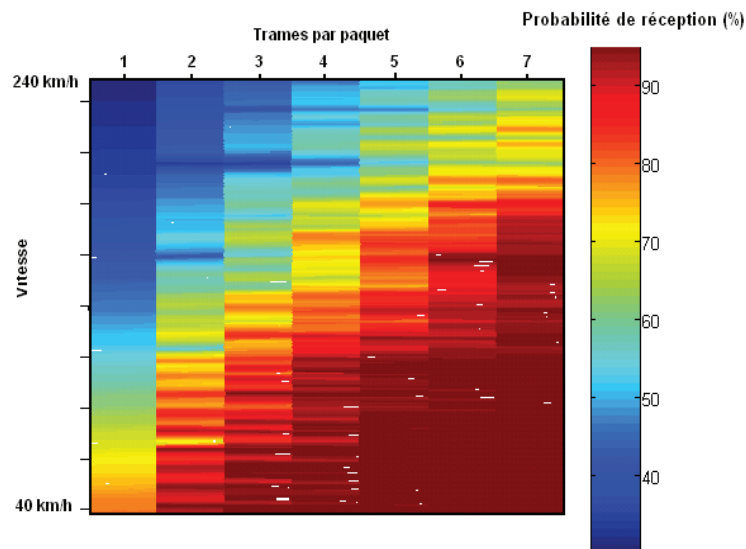


Figure.4.9 : probabilité de réception des paquets en fonction de la vitesse du véhicule et du nombre de trames émises (canal perturbé par deux évanouissements en opposition angulaire, 'pire cas').

La figure.4.9 montre qu'en augmentant le nombre de trames, nous pouvons améliorer la qualité de transmission et obtenir un bon taux de réception aux vitesses élevées. La vitesse critique provoquant plus de 30 % de pertes est passée de 120 km/h avec 3 trames à 200 km/h avec un paquet de 6 trames. La figure.4.10 illustre une comparaison entre le taux de réception en dynamique pour un système avec et sans diversité obtenu avec le modèle proposé dans la littérature (Eq.4.13) et selon notre approche d'évaluation:

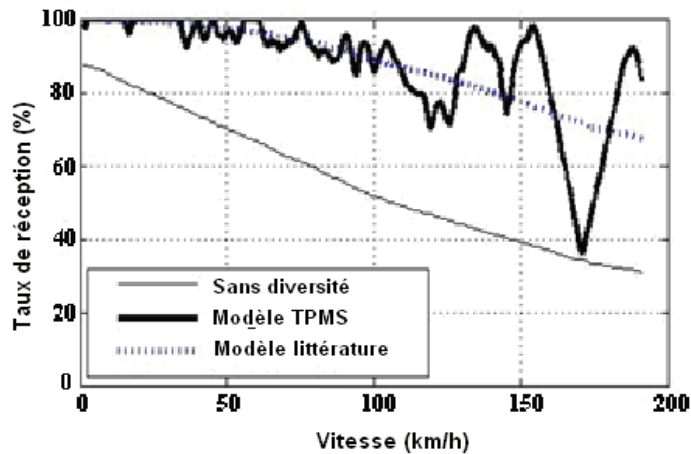


Figure.4.10 : comparaison entre le modèle de la littérature et le modèle proposé pour le système TPMS.

Nous pouvons remarquer que le modèle proposé offre une grande précision sur la détermination des vitesses critiques et sur le gain exact obtenu en dynamique par rapport au modèle simplifié de la littérature [13] [14]. L'approche proposée sera utilisée dans la prochaine partie afin d'évaluer le gain total et les procédures d'optimisation par la diversité temporelle.

d- Intervalle inter-trames :

Il est difficile de déterminer un intervalle temporel unique et efficace pour toutes les vitesses et tous les types de profil de canal (code générique pour la production de volume élevé). La figure.4.11 illustre l'influence de l'intervalle inter-trames (paquet composé de 2 trames) sur le taux de réception en dynamique :

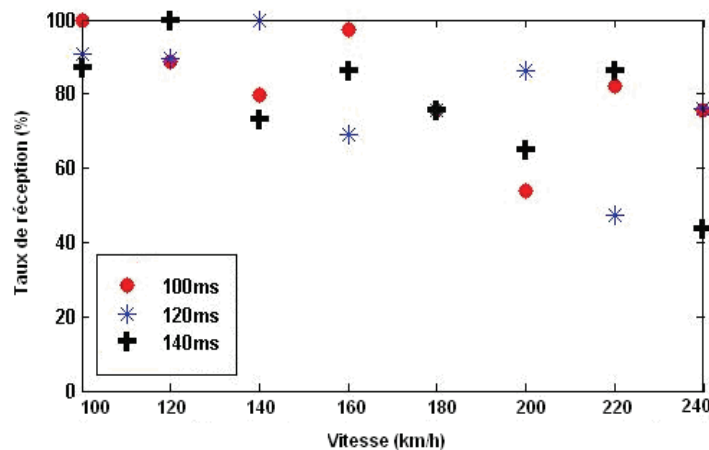


Figure.4.11: comparaison entre les probabilités de réception de 3 espacements inter-trames différents (100 ms, 120 ms et 140 ms) pour une diversité à deux trames en fonction de la vitesse.

Les résultats illustrés dans la figure.4.11 montrent que le taux de réception en dynamique dépend fortement des espacements inter-trames choisis pour une communication TPMS à base de la diversité temporelle. En conséquence, il est important d'optimiser l'agencement de ces intervalles afin d'accroître la probabilité de réception sur l'ensemble des vitesses.

Après avoir recensé les principaux éléments d'un paquet TPMS, nous allons introduire un nouveau paramètre important qui permet de déterminer l'efficacité de la diversité temporelle en dynamique pour le système TPMS : ce paramètre est le coefficient d'intersection inter- trames.

4.2.2 Coefficient d'intersection inter-trames :

La conception d'un système de transmission basé sur une diversité temporelle efficace, passe par la détermination du nombre de trames et des délais temporels optimaux pour diversifier les canaux de transmission. L'efficacité de la diversité temporelle est estimée indirectement à partir d'un nouveau paramètre proposé dans cette thèse et nommé coefficient d'intersection : ce paramètre est l'équivalent du coefficient de corrélation pour la diversité d'antenne. Il est primordial que les différentes trames émises d'un paquet ne couvrent pas une zone angulaire commune autour de la roue pour tirer le meilleur parti de la diversité de ces trames. La figure.4.12 illustre le principe du coefficient d'intersection pour un paquet de 3 trames :

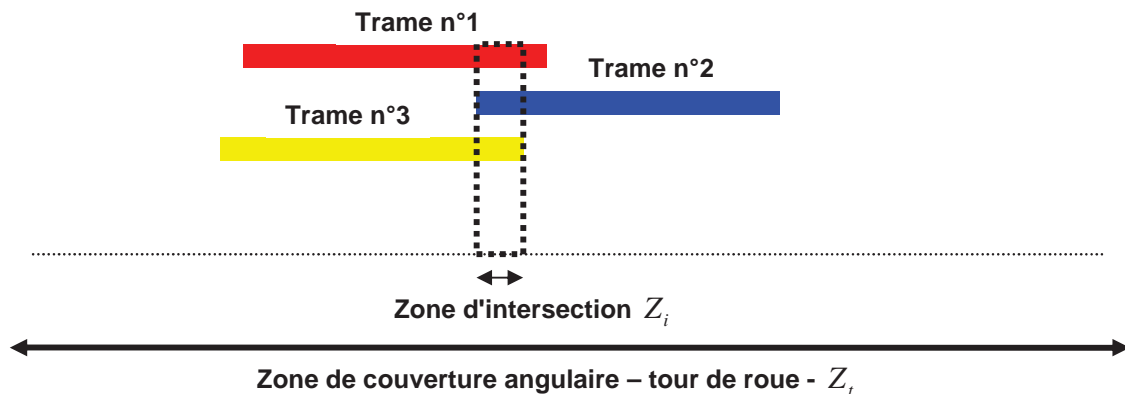


Figure.4.12 : zone d'intersection inter-trames avec une diversité temporelle à 3 trames adaptée sur un tour de roue (360°).

Le coefficient d'intersection offre des informations importantes sur le pourcentage de zone commune entre les trames émises sur un tour de roue. Ce coefficient est estimé avec l'équation Eq.4.12 :

$$I_t = 100 \times \left(\frac{Z_i}{Z_t} \right) \quad (\text{en } \%) \quad (\text{Eq.4.12})$$

Où :

Z_i est la zone d'intersection entre les trames autour de la roue en degré.

Z_i est la zone de couverture angulaire d'un tour de roue, égale à 360° .

L'efficacité de la diversité temporelle dépend du degré d'indépendance entre les positions angulaires des trames envoyées. Si la zone commune d'intersection est importante, l'efficacité de la diversité sera faible. L'estimation du coefficient d'intersection impose la connaissance de la position relative des trames transmises. L'équation Eq.4.13 permet de calculer les positions angulaires d'une série de trames:

$$FAP_n(v) = (n-1)A(\cdot) + 360 \cdot Dec \left(\frac{\sum_{i=1}^{n-1} T_i}{D} \right) \quad \forall n \in \{2,3,\dots,N\} \quad (\text{Eq.4.13})$$

Avec:

FAP_n est la position angulaire de $n^{\text{ème}}$ trame.

D est le diamètre de la roue.

n est le numéro de trame (avec $n = \{2,3,\dots,N\}$), $FAP_1(v) = 0$ pour la $1^{\text{ère}}$ trame.

N est le nombre de trames transmises d'un paquet.

T_i est l'espacement inter trames en ms.

Dec est la partie décimale.

$A(\cdot)$ est la taille angulaire de la trame (calculée pour chaque vitesse v).

v : est la vitesse de déplacement en m/s du véhicule.

L'ensemble des points angulaires couverts par une trame est défini par l'expression :

$$SPA_n(v) = \{FAP_n, FAP_n + 1, \dots, FAP_n + A(v)\} \quad (\text{Eq.4.14})$$

La déduction des positions relatives des trames les unes par rapport aux autres est estimée au travers de l'expression du coefficient d'intersection par l'équation suivante:

$$I_N(v) = \left(\frac{SPA_1(v) \cap SPA_2(v) \dots \cap SPA_N(v)}{360} \right) \quad (\text{Eq.4.15})$$

Le coefficient I_N estime également la robustesse dynamique de la stratégie utilisée dans la diversité temporelle au travers du canal de propagation. La figure.4.13 illustre la variation d'intersection de 1^{er} ordre (entre 3 trames) et de $2^{\text{ème}}$ ordre (entre 2 trames) en fonction de la vitesse:

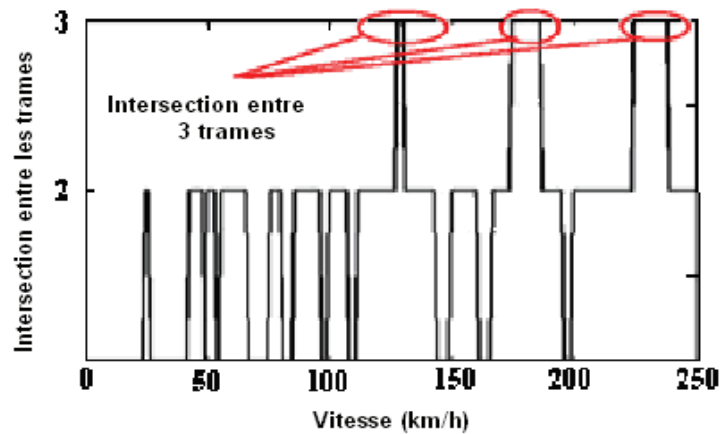


Figure.4.13: coefficient d'intersection en fonction de la vitesse

La probabilité de réception est estimée directement à partir du coefficient d'intersection dans un canal de propagation composé d'un seul évanouissement avec l'équation Eq.4.16 :

$$RP_N(\cdot) = 100 \cdot (1 - I_N(v)) \quad (\text{Eq.4.16})$$

Un coefficient d'intersection égal à 0 représente alors une communication parfaite sans perte entre les capteurs de roue et le récepteur central. Cette équation est liée à un profil du canal avec une seule zone d'ombre. Cependant, dans un canal de propagation caractérisé par plusieurs « black spots » autour de la roue, le coefficient d'intersection et la probabilité de réception deviennent complexes, et les distances angulaires entre les évanouissements doivent être prises en compte.

L'évaluation en 3D de la probabilité de perte en fonction de la vitesse et de l'intervalle inter-trame, permet d'envisager le scénario le plus favorable pour la diversité temporelle. Nous montrons dans la figure.4.14 une étude d'optimisation 3D pour un paquet de 3 trames (débit 19.2 kb/s), en faisant varier le 2^{ème} espacement inter-trames entre 0 ms et 150 ms:

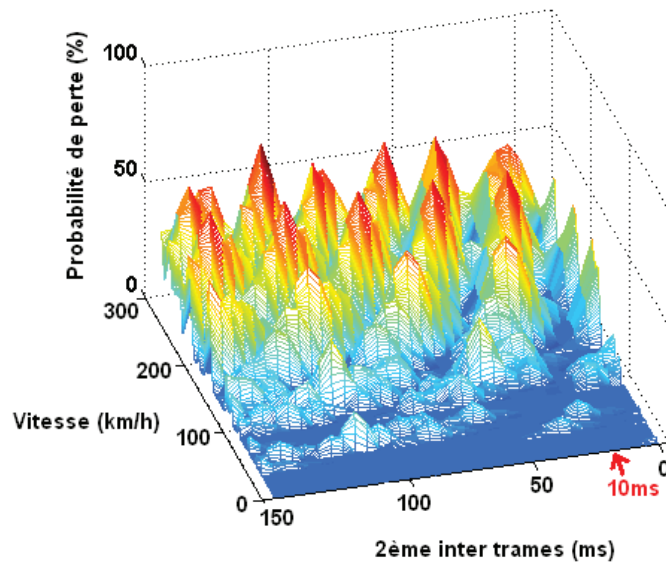


Figure.4.14 : optimisation du 2^{ème} espacement inter-trames en 3D à travers un canal de propagation de 2 black spots

Cette approche utilise un outil d'optimisation développé sous Matlab, basé sur les différentes équations mentionnées dans cette partie de l'étude. A partir de la figure.4.14, nous pouvons constater qu'en optimisant l'agencement entre les trames à 110 ms et 10 ms, nous pouvons améliorer la transmission pour atteindre une perte maximale de 15% à une vitesse supérieure à 240 km/h, par rapport à 40 % de perte avec la solution de diversité actuellement en cours (130 ms et 110 ms).

4.2.3 Performance de la diversité temporelle en dynamique :

Les principaux paramètres influençant la diversité temporelle pour le système TPMS ont été énumérés : coefficient d'intersection, durée de la trame, nombre de trames. Diverses études ont permis d'analyser et de quantifier le gain apporté par la diversité temporelle dans les systèmes de communication sans fil (Wifi, GSM, ...). Cependant, ces analyses ne sont pas valables pour notre système. Les paramètres mentionnés dépendent fortement de la nature de la propagation. D'où la nécessité d'évaluer les performances de la diversité temporelle dans plusieurs types d'environnement. L'objectif de cette partie est d'analyser la performance en dynamique à partir de trois différents canaux de propagation modélisés selon le niveau de complexité contenant 1, 2 ou 3 zones d'ombre (« cas typique », « cas intermédiaire » et « pire cas »).

Dans notre étude, tous les paramètres de diversité temporelle pour le système TPMS sont inclus pour estimer précisément l'amélioration apportée. Le gain de diversité est estimé en utilisant les fonctions de distribution de densité de probabilité cumulée (CDF-Cumulative Density Function). Les courbes CDF pour chaque environnement modélisé sont illustrées dans les figures 4.15, 4.16 et 4.17 :

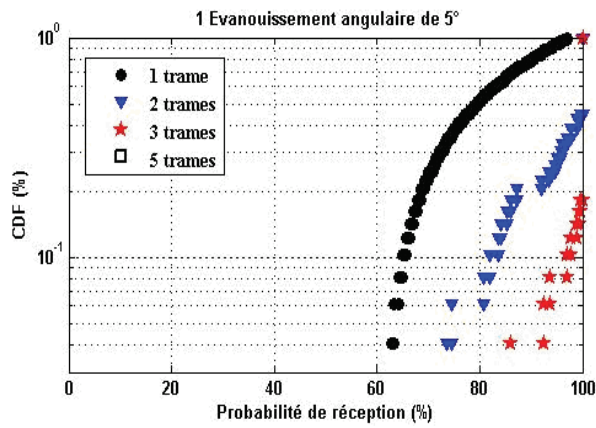


Figure.4.15 : distribution de la densité de probabilité cumulée dans un canal de propagation comprenant évanouissement (meilleur cas)

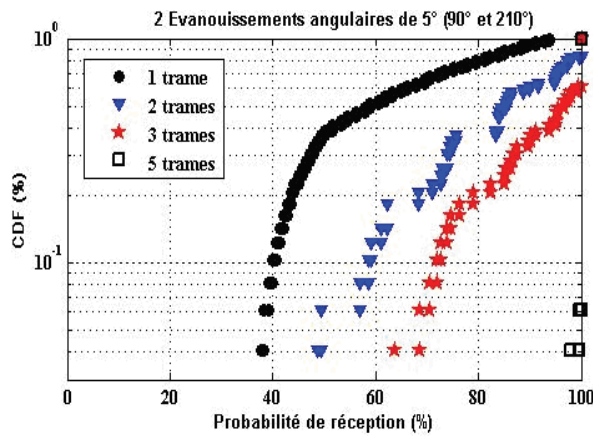


Figure.4.16 : distribution de la densité de probabilités cumulées dans un canal de propagation comprenant 2 évanouissements (cas intermédiaire)

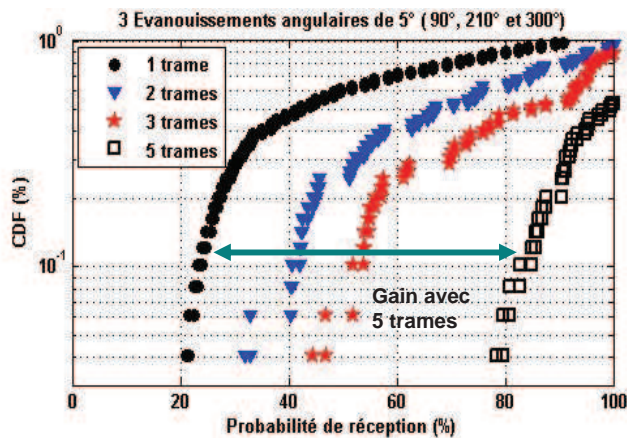


Figure.4.17 : distribution de la densité de probabilités cumulées dans un canal de propagation comprenant 3 évanouissements (pire cas)

A une densité de probabilité cumulée (exploitée à 10% généralement) correspond une valeur en abscisse (probabilité de réception) pour chaque courbe. Le gain de diversité est

la différence entre la valeur d'abscisse de la courbe référence (1 trame) et la structure à évaluer (exemple 3 trames). Dans cette analyse, la taille de la trame est fixée à 10ms pour les 4 scénarios évalués :

- 1 trame : scénario de référence sans diversité
- 2 trames : 100 ms entre les deux trames
- 3 trames : respectivement 110 ms et 130 ms entre les trames
- 5 trames : espacement entre les trames respectivement de 110 ms, 120 ms, 130 ms, 150 ms.

Nous remarquons qu'avec une diversité de 5 trames nous supprimons définitivement les pertes dues aux zones d'ombre pour les deux types de canaux avec 1 ou 2 évanouissements, et que nous améliorons de 60 % le taux de réception pour le 3^{ème} type de canal avec 3 évanouissements par rapport au scénario de référence. Les valeurs des gains ainsi que la probabilité de réception moyenne pour chaque type de canal et la stratégie utilisée, sont reportés dans le Tableau.4.1:

Nombre de trames par paquet (CDF fixé à 10%)	Gain de diversité selon le type d'environnements de propagation			Probabilité de réception moyenne (10 à 300km/h) en %		
	1 B.S*	2 B.S	3 B.S	1 B.S	2 B.S	3 B.S
2 trames	16.4 %	18.6 %	17.6 %	95.1 %	82.5 %	68 %
3 trames	31.4 %	32.8 %	28.64 %	98.3 %	91 %	79.4 %
5 trames	34.5 %	60 %	59.5 %	100 %	99.8 %	94.25 %

* « Black Spot » ou évanouissement angulaire

Tableau.4.1 : gain de diversité temporelle pour le système TPMS

Les résultats de ces analyses montrent une grande amélioration de la probabilité de réception en dynamique avec la diversité temporelle. Avec 5 trames par paquet contenant, nous pouvons améliorer la réception de près de 60 % dans un environnement de propagation difficile composé de 3 « black spots ».

Nous avons abordé dans ce chapitre la stratégie d'amélioration de la réception par le biais de la diversité temporelle pour le système TPMS, dans le but de réduire l'impact des atténuations du signal dans l'environnement automobile. Les travaux d'analyse incluent des résultats d'évaluation semi-empirique et théorique à partir des environnements mesurés et modélisés. Notre principale contribution se situe dans l'analyse des principaux paramètres de la diversité temporelle afin de proposer un nouveau modèle unique et efficace du gain réel apporté. Nous avons suggéré une approche d'optimisation du protocole de communication TPMS complète et réaliste, en tenant comptes des principaux paramètres de l'environnement et du système.

La diversité temporelle présente un bon moyen d'amélioration pour le système TPMS. Nos résultats de simulation montrent une importante marge d'amélioration pour le récepteur.

4.3 Diversité d'espace:

4.3.1 Principe de la diversité d'espace:

La communication sans fil automobile est déployée dans un environnement difficile où les canaux de propagation souffrent des trajets multiples : les différents obstacles diffuseurs et réflecteurs sont à l'origine de la création de répliques du signal émis. Ces répliques ne subissent pas les mêmes affaiblissements spatiaux. Les capteurs émetteurs étant limités en puissance par les réglementations et la durée de vie de batterie, il est important d'explorer d'autres techniques telle la diversité en espace afin d'assurer la fiabilité et l'efficacité de communication : à terme, une exploitation conjointe des différentes stratégies permettra de gérer au mieux les contraintes de performances et de durée de vie. Cette technique de diversité spatiale utilise donc une dimension supplémentaire du canal de propagation, la dimension spatiale [15] [16].

Dans le cas de la diversité d'espace, les trames sont transmises par le capteur-roue vers au moins deux antennes ou récepteurs suffisamment espacés pour ne pas être sensibles aux mêmes événements de perturbation du canal. En effet, les canaux espacés dans un environnement difficile, subissent généralement une statistique de fading indépendante [17]. Le principal problème de cette technique se pose sur la réalisation d'un seul produit compact, contenant deux ou plusieurs antennes à nos fréquences d'application (433.92 MHz et 315 MHz). La diversité spatiale consiste à diminuer le coefficient de corrélation en augmentant la distance entre les antennes identiques afin de supprimer le couplage mutuel et de diversifier les signaux reçus [19]. C'est sur ce principe que repose par exemple l'aide à l'atterrissage ILS dans le domaine de la radionavigation aéronautique (réseau d'antenne pour le système Localizer). La figure.4.18 montre le principe de la diversité d'espace :

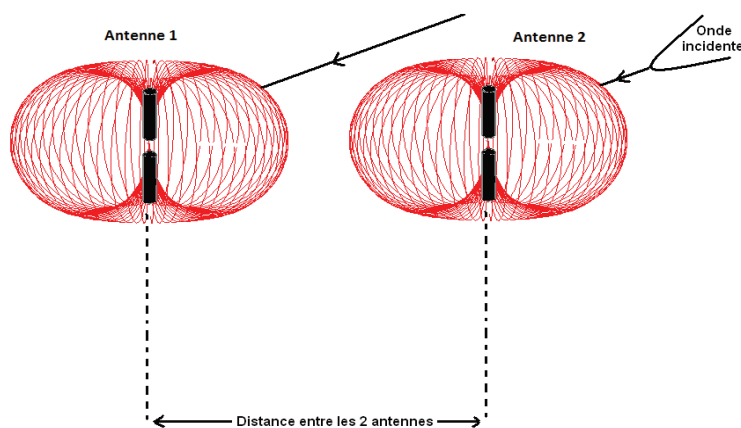


Figure. 4.18 : principe de la diversité d'espace

Le couplage n'est pas le seul paramètre qui influence l'efficacité du système, la nature de l'environnement électromagnétique joue aussi un rôle primordial sur la performance de la diversité spatiale à cause de l'étalement angulaire des ondes reçues. Dans un environnement ouvert et dégagé de type « outdoor » la distribution angulaire très

étroite donnera lieu à une décroissance lente et monotone de la corrélation. Dans ce cas la diversité ne sera efficace que si l'espacement entre les deux antennes est supérieur à plusieurs longueurs d'onde [17]. Au contraire dans un canal de propagation confiné (indoor), l'étalement angulaire s'élargit en raison des différentes réflexions subies durant la propagation électromagnétique et la corrélation spatiale diminue pour atteindre un niveau faible même si l'espacement entre les antennes est faible. Des résultats expérimentaux et théoriques [17] [20] indiquent que la diversité d'espace peut être obtenue avec des espacements d'antennes de l'ordre d'une longueur d'onde, voire moins dans un environnement confiné.

1- Coefficient de corrélation pour la diversité d'espace:

Le coefficient de corrélation pour la diversité d'espace permet de définir un seuil spatial au delà duquel les signaux peuvent être considérés comme décorrélés afin d'obtenir deux canaux indépendants. Ce seuil minimum est nommé "distance de cohérence", qui dépend principalement de la nature du canal de propagation. L'espacement optimal est obtenu par l'évaluation théorique ou empirique du coefficient de corrélation en fonction de la séparation entre les deux antennes alignées. Le coefficient de corrélation est l'un des paramètres majeurs pour l'estimation du gain de diversité spatiale, il est primordial que les signaux soient indépendants pour que le signal résultant de leur combinaison par l'une des techniques présentées précédemment ne contienne aucun affaiblissement profond. Idéalement, une diversité efficace requiert un coefficient de corrélation proche de zéro.

Afin d'étudier le coefficient de corrélation, nous proposons dans cette partie deux types d'analyse:

- Analyse théorique du coefficient de corrélation pour une diversité d'espace afin de lister ses principaux paramètres.
- Analyse empirique du coefficient de corrélation dans un canal de propagation réel, pour le système de mesure de pression du pneumatique automobile.

a- Analyse théorique du coefficient de corrélation pour la diversité d'espace:

- Définition :

Le principal objectif de cette partie est de définir théoriquement le coefficient de corrélation pour la diversité spatiale en fonction de la distance. Pour mieux illustrer la notion de corrélation spatiale dans notre canal de propagation radio. La figure.4.19 illustre deux exemples de mesures obtenues avec deux antennes identiques espacées respectivement de 20 cm et de 4 cm, positionnées à l'intérieur du véhicule :

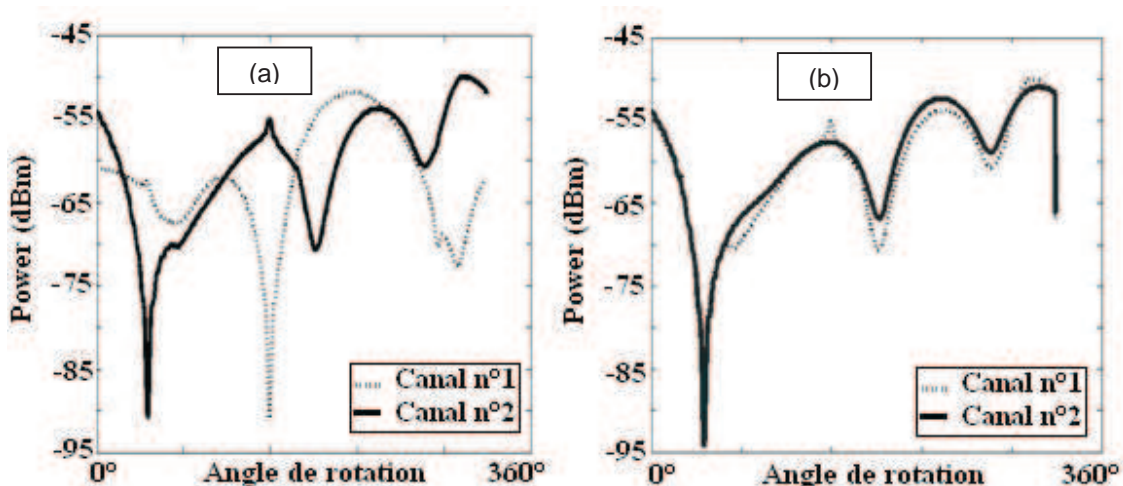


Figure.4.19: (a) signatures angulaires décorréliées, obtenues avec une distance de 20 cm les deux antennes (b) signatures angulaires corrélées obtenues avec une distance de 4 cm entre les deux antennes.

Nous pouvons constater dans les exemples illustrés dans la figure.4.19, que l'utilisation d'un réseau d'antenne à la réception avec un espacement inter-captureurs suffisant (20 cm), permet d'obtenir deux canaux indépendants et de reconstruire un nouveau canal de propagation avec peu ou sans affaiblissements angulaires.

- Influence de l'environnement :

La distance entre les antennes n'est pas le seul paramètre à prendre en compte pour estimer la corrélation spatiale. Cette dernière est influencée par deux autres facteurs : les angles d'arrivée et l'étalement angulaire des signaux, qui sont fortement reliés aux obstacles présents dans le canal. L'expression générale de la corrélation spatiale des signaux arrivant sur deux antennes isotropes espacées d'une distance d est donnée par l'équation Eq.4.17 [22] :

$$(d) = \int_{=0}^2 P(\theta) \cdot \exp(jkd \cdot \sin \theta) \cdot d\theta \quad (\text{Eq.4.17})$$

Dans laquelle:

$P(\theta)$ est la fonction de densité de probabilité

θ est l'angle d'arrivée (considéré comme une variable aléatoire)

k est le nombre d'onde

d est la distance entre les antennes

Dans un canal parfait avec une distribution uniforme isotopique sur $\left[-\frac{\pi}{2}, +\frac{\pi}{2} \right]$ pour deux antennes identiques et isotropes, l'expression précédente devient :

$$(d_x, d_y, d_z) = \frac{1}{4\pi} \int_{-1/2}^{+1/2} \exp\left(jk\left(\sqrt{(d_x \sin \theta \cos \phi)^2 + (d_y \sin \theta \sin \phi)^2 + (d_z \cos \theta)^2}\right)\right) d\Omega \quad (\text{Eq.4.18})$$

Avec:

θ : est l'étalement angulaire des signaux reçus

ϕ : est l'angle d'arrivée sur le plan XY.

ψ : est l'angle d'arrivée sur le plan YZ.

(d_x, d_y, d_z) : sont les distances entre les antennes dans les 3 plans.

Sur un seul plan, l'équation devient :

$$(d) = \frac{1}{4\pi} \int_{-1/2}^{+1/2} \exp(jk.d.\sin \theta) d\Omega \quad (\text{Eq.4.19})$$

La figure.4.20 illustre l'évolution du coefficient de corrélation entre deux antennes en fonction de la distance (de 0 à 3 λ) et l'étalement angulaire de l'onde incidente (30°, 50°, 90° et 120°). Nous supposons dans cet exemple que l'angle d'arrivée est nul ($\phi = 0^\circ$):

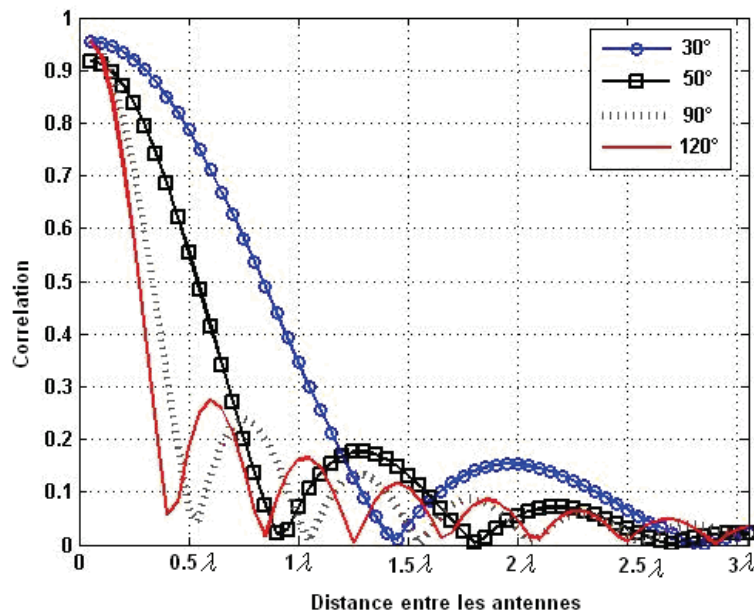


Figure.4.20: coefficient de corrélation en fonction de la distance entre deux antennes pour 4 étalements différents (30°, 50°, 90° et 120°)

Nous remarquons que pour un étalement angulaire élevé (supérieur à 120°), une distance de 30 cm entre les deux antennes (0.4 λ) suffit pour atteindre une décorrélation faible, alors que pour un étalement angulaire plus faible (inférieur à 50°), une plus grande distance entre les antennes est indispensable (supérieure à 1 m, soit 1.5 λ) pour atteindre une corrélation faible. Théoriquement, on constate une diminution de la corrélation

lorsque l'espacement entre les deux antennes augmente et lorsque l'étalement angulaire est grand : le coefficient de corrélation dépend fortement de l'environnement de propagation. La présence de réflecteurs dans le canal de propagation entraîne des diffractions et des dispersions angulaires plus fortes [23] [24]. La corrélation dépend donc aussi de l'angle d'incidence. Elle devient plus faible avec un angle d'arrivée égal à 90° (pour des distances entre les antennes supérieures à 0.6), alors qu'avec un angle d'incidence nul le coefficient de corrélation devient plus élevé (diversité moins pertinente).

La corrélation approximative recherchée de l'enveloppe avec la fonction de Bessel est obtenue pour un étalement angulaire maximale (180°) et un angle d'arrivée nul ($\theta = 0$) :

$$\rho(d) = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi/2}^{+\pi/2} \exp(jk.d.\sin \theta) d\theta \approx J_0(k.d) \quad (\text{Eq.4.20})$$

Avec J_0 : est la fonction Bessel de première espèce et d'ordre 0

La figure.4.21 illustre l'évolution du coefficient de corrélation simplifié $|\rho(d)|^2$:

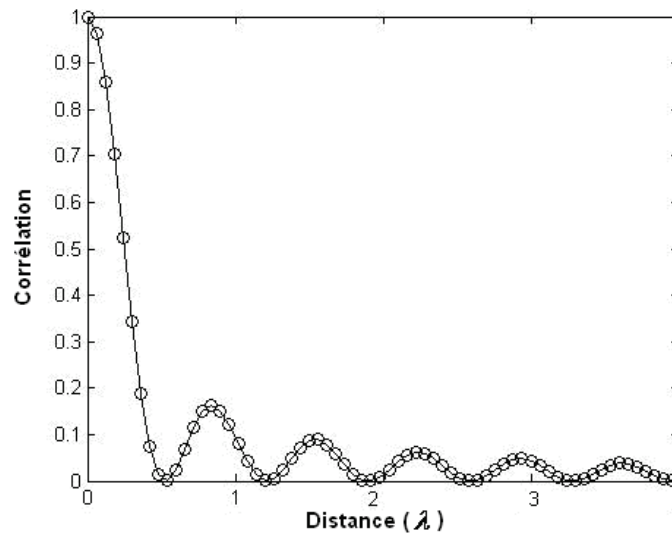


Figure.4.21: enveloppe de corrélation théorique en fonction de l'espacement entre les deux antennes

La variation de corrélation présentée dans la figure.4.21 ne prend pas en compte l'effet d'un éventuel couplage mutuel entre les deux antennes utilisées.

- Effet du couplage

Le couplage augmente si la distance entre les antennes diminue et il modifie en phase et en amplitude le courant circulant dans chaque antenne. Le nouveau courant change le diagramme global des éléments rayonnants et donne naissance à une nouvelle corrélation spatiale. Afin d'analyser ce phénomène, deux simples antennes dipolaires ont été étudiées avec le logiciel de simulation électromagnétique 4NEC2 (Numerical Electromagnetics Code). La figure.4.22 présente le diagramme de rayonnement du dipôle étudié :

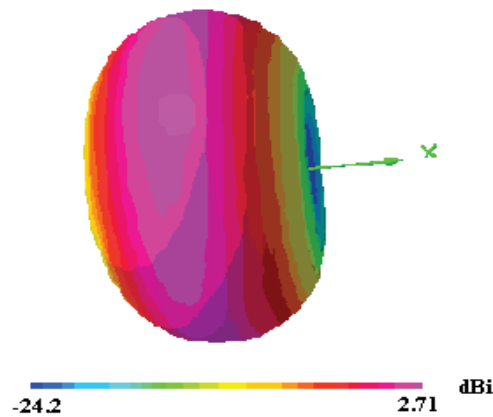


Figure.4.22: diagramme de rayonnement de l'antenne dipolaire simulée sous 4NEC2

Les antennes simulées contiennent deux fils d'un rayon de 0.2 mm. Chaque antenne a été conçue pour résonner à une fréquence différente (315 MHz et 433.92 MHz). Les variations du coefficient de réflexion des antennes sont illustrées dans la figure.4.23:

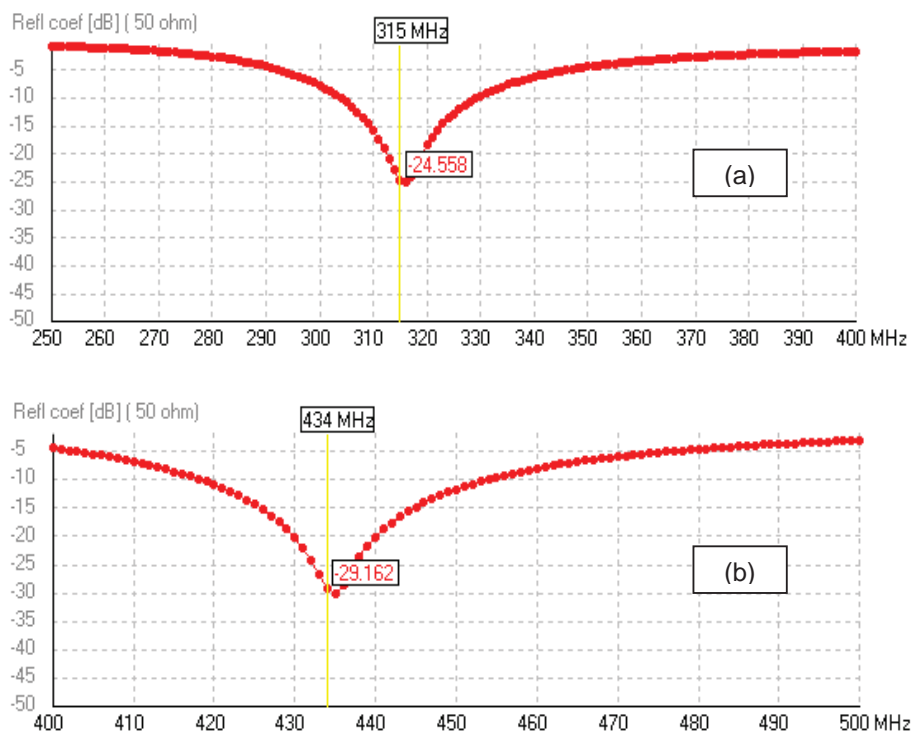


Figure.4.23: variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence pour les antennes 315 MHz (a) et 433.92 MHz (b)

L'objectif de cette partie est d'analyser l'effet du couplage mutuel pour la diversité d'espace, en fonction de la distance de séparation pour chaque fréquence spécifique. Pour ce faire, nous nous basons sur des simulations électromagnétiques avec le logiciel 4NEC2. Les variations des coefficients de réflexion sont calculées en fonction de la distance séparant les 2 antennes respectivement à 315 MHz et à 433.92 MHz:

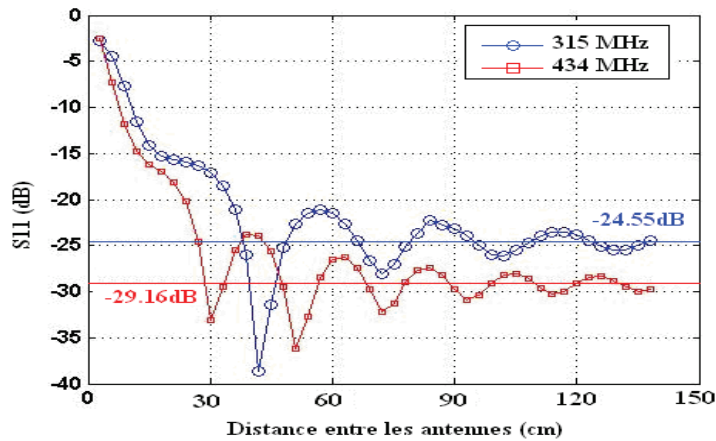


Figure.4.24: variations des coefficients de réflexion entre deux dipôles en fonction de la distance à 434 MHz et à 315 MHz

La figure.4.24 montre que les antennes sont désadaptées à une distance de séparation faible. Cette désadaptation est due à la présence d'une deuxième antenne qui joue le rôle d'élément diffractant. En augmentant la distance de séparation entre les deux antennes, le coefficient de réflexion se rapproche de la valeur relevée avec une antenne seule (-24 dB à 315 MHz et -29 dB à 434 MHz).

Le couplage n'agit pas simplement sur l'adaptation des antennes mais il change également la forme des diagrammes des antennes. La figure.4.25 illustre l'influence de la distance entre les antennes sur la forme des diagrammes de rayonnement à 433.92 MHz:

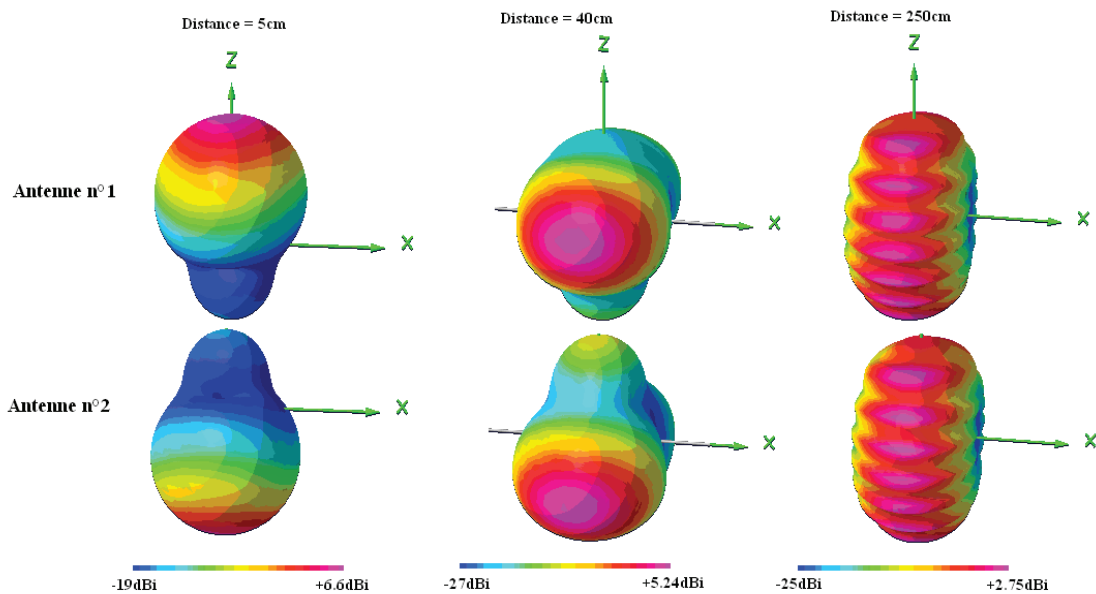


Figure.4.25: diagrammes de rayonnement de l'antenne simulée sous 4NEC2 en fonction de 3 différentes distances inter antennes : 5 cm, 40 cm et 250 cm, à 434 MHz.

La figure.4.25 montre que les diagrammes représentatifs des 3 distances de séparation pour la diversité d'espace sont différents. A une grande distance, le couplage entre les antennes est faible et le diagramme résultant est proche du diagramme d'une antenne

seule (voir la figure.4.22). Avec la diminution de la distance à 40 cm et à 5 cm, le diagramme change complètement de forme.

Cette étude préliminaire sur l'analyse théorique du coefficient de corrélation permet d'étudier les effets du couplage sur l'efficacité des antennes et de recenser les principaux paramètres de diversité spatiale. Plusieurs paramètres dans un milieu de propagation réel agissent sur le coefficient de corrélation:

- Couplage mutuel : le faible espacement entre les antennes augmente le risque du couplage mutuel. Ce dernier réduit l'efficacité des antennes utilisées et déforme leurs diagrammes initiaux.
- Canal de propagation : la nature de l'environnement (étalement angulaire et l'angle d'incidence), affecte la variation spatiale et la distance de cohérence.

Il sera nécessaire alors d'effectuer quelques mesures dans un environnement réel afin d'estimer expérimentalement le coefficient de corrélation pour la diversité d'espace.

b- Etude expérimentale du coefficient de corrélation dans un environnement réel pour le système TPMS:

Nous commençons cette partie par une description du processus expérimental que nous avons développé pour les campagnes de mesure et nous terminons par une présentation des résultats obtenus. Nous avons mené plusieurs campagnes de mesures pour le système de pression des pneumatiques (TPMS) à 434 MHz, dans différentes zones de couverture à l'intérieur et à l'extérieur de véhicule. Notre système de sondage est constitué de 3 principales unités :

- Emetteur roue : il contient un système de transmission stable durant la durée de trois rotations de roue complètes, dont la fréquence et la puissance moyenne de sortie qui sont ajustées respectivement à 433.92 MHz et -20 dBm.
- Sondeur spatial : le sondeur spatial utilise deux antennes identiques de type PIFA, la première est placée à une position fixe et la deuxième mobile est positionnée linéairement selon 16 différents emplacements séparés de 4 cm dans chaque zone de caractérisation RF. La variation angulaire de puissance reçue est estimée en parallèle par deux récepteurs pour chaque espacement.
- Système d'acquisition : il permet la collecte et le stockage des données mesurées pour un traitement ultérieur sous Matlab.

Afin d'évaluer empiriquement les coefficients de corrélation dans notre environnement, diverses campagnes de caractérisation sur véhicule sont menées sur six différentes zones de sondage. Les diverses zones sont situées à différents endroits à l'intérieur et à l'extérieur du véhicule sur quatre zones internes et deux externes, chaque zone mesurant environ 60 cm (\approx à 433.92 MHz):

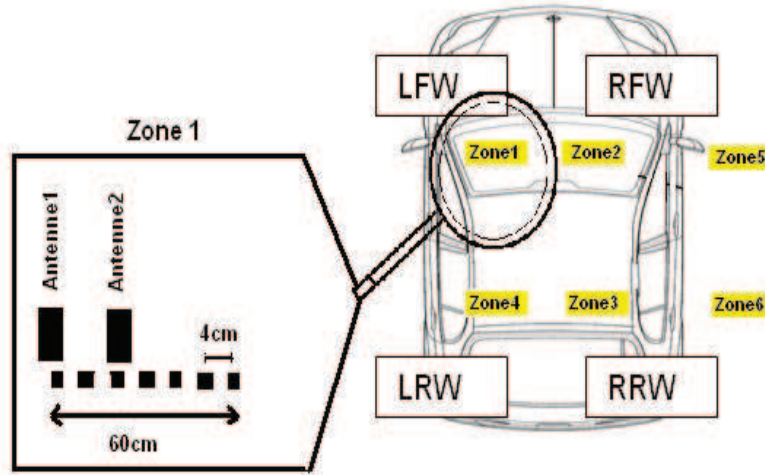


Figure.4.26 : système de caractérisation sur véhicule mise en œuvre pour la diversité spatiale

Le coefficient de corrélation empirique entre les deux signaux reçus S_1 et S_2 pour chaque antenne est évalué sur une fenêtre angulaire de 360° avec résolution angulaire d'environ ~ 6 points de RSSI par degré. Le coefficient de corrélation est estimé avec l'équation Eq.4.21, en utilisant la technique du déplacement moyen (Moving Average Technique) [22].

$$Empirique = \frac{\sum_{i=1}^N [S_{i1}(\cdot) - \overline{S_1}(\cdot)] [S_{i2}(\cdot) - \overline{S_2}(\cdot)]}{\sqrt{\sum_{i=1}^N [S_{i1}(\cdot) - \overline{S_1}(\cdot)]^2} \sqrt{\sum_{i=1}^N [S_{i2}(\cdot) - \overline{S_2}(\cdot)]^2}} \quad (Eq.4.21)$$

Dans laquelle :

$Empirique$ est le coefficient de corrélation mesuré pour chaque espacement.

S_{i1} et S_{i2} représentent les niveaux instantanés des signaux reçus par chaque branche.

$\overline{S_{i1}}$ et $\overline{S_{i2}}$ sont les niveaux moyens des signatures angulaires reçues.

N est le nombre de RSSI enregistrés pour chaque signature de roue (environ 2200 points).

i est l'indice du point RSSI mesuré sur un tour de roue, qui varie de 0 à 2200 points.

Les figures ci-dessous (Figure.4.27 a, b, c et d), reportent les résultats de corrélation des quatre zones sondées à l'intérieur de véhicule et pour chaque roue (LFW = roue gauche avant, LRW = roue gauche arrière, RRW = roue droite arrière et RFW = roue droite avant) en fonction de la distance:

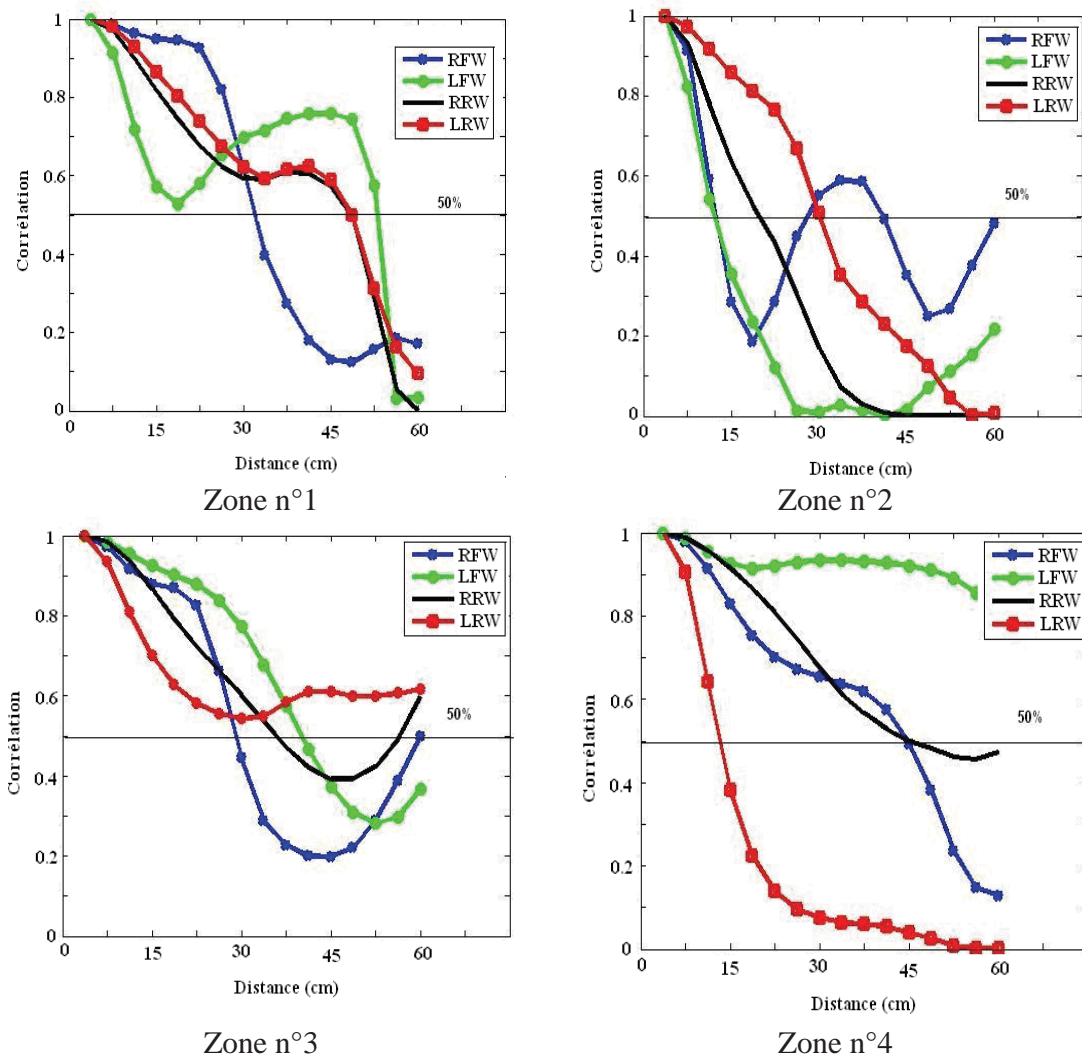


Figure.4.27 : coefficient de corrélation spatiale mesuré en fonction de la distance entre les antennes dans la zone n°1, zone n°2, zone n°3 et la zone n°4.

La figure.4.27, montre clairement que les coefficients de corrélation de chaque roue mesurée sont différents. Cette disparité des canaux de propagation radiofréquence est justifiée par les différents chemins empruntés par l'onde venant de chaque émetteur-roue pour atteindre la zone de réception. La corrélation diminue toutefois lorsqu'on augmente l'espacement entre les antennes : le lobe Bessélien secondaire est observé dans plusieurs cas et surtout dans les deux premières zones sondées (zone 1 et zone 2, resp. courbe verte et courbe bleue). Il illustre ainsi l'importance de la phase dans le calcul de corrélation pour la diversité spatiale.

Comme nous l'avons démontré de manière théorique lors de l'analyse de l'influence de l'étalement angulaire et l'angle d'arrivée des ondes, l'efficacité de la diversité spatiale au niveau du récepteur, dépend fortement du canal de propagation. Cette influence du canal est illustrée dans les différentes zones caractérisées :

- Zone n°1 : dans cette zone, toutes les roues atteignent le niveau de corrélation idéale compris entre 0 et 0.1 à une distance entre les antennes de 60cm.

- Zone n°2 : la variation de corrélation dans cette zone ressemble à la courbe de Bessel théorique (figure.4.21). Les signaux reçus par les roues LFW, RRW et LRW sont parfaitement dé-corrélés à des distances respectives d'espacement de 30 cm, 40 cm et 60 cm d'espacement. La corrélation minimale observée pour la roue RFW est de 0.2.
- Zone n°3 : le niveau de corrélation reste élevé sur toutes les distances, et une corrélation nulle n'est jamais atteinte dans cette zone, quelle que soit la roue considérée.
- Zone n°4 : les coefficients de corrélations sont inférieurs à 0.5 pour les trois roues (RFW, RRW et LRW) à 60 cm. La corrélation de la roue LFW reste supérieure à 0.7, à un niveau quasi stable en fonction de la distance.

La zone la plus favorable correspondant au minimum de corrélation pour utiliser la diversité d'espace en prenant en considération l'encombrement, est la zone n°2. Des corrélations moyennes d'environ 0.47, 0.23, 0.30 et 0, sont obtenues respectivement pour les roues RFW, LFW, RRW et LRW. L'espacement idéal entre deux antennes est de 50 cm et correspondent à des coefficients de corrélation inférieurs à 0.30 pour les trois roues.

Avec la même procédure de caractérisation, nous avons évalué les variations de corrélation dans les zones externes en fonction de la distance. Pour analyser l'influence d'un environnement ouvert sur la corrélation spatiale, l'expérimentation a été réalisée pour les deux roues droites.

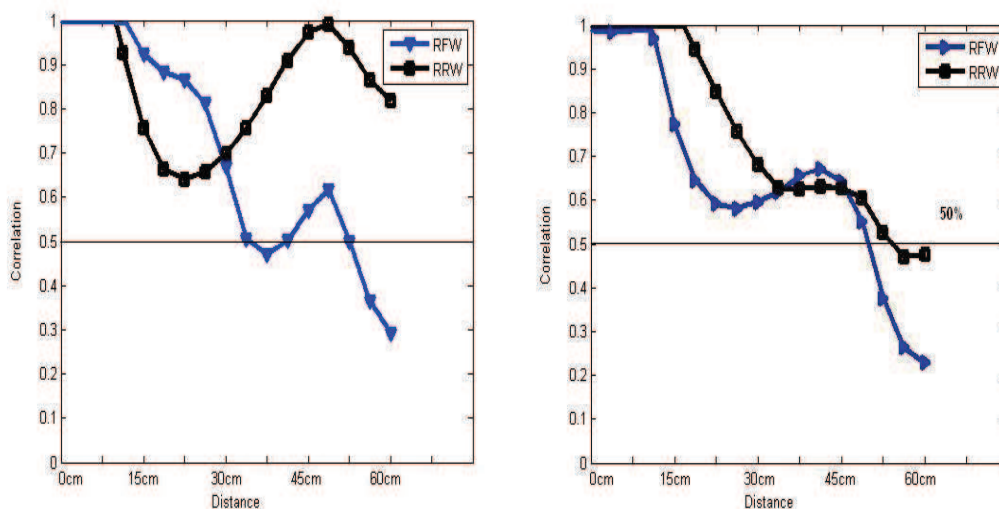


Figure.4.28: coefficient de corrélation spatiale mesuré en fonction de la distance entre les antennes dans les zones externes n°5 et n°6

Les corrélations mesurées dans les zones externes sont plus élevées que dans les zones internes. Cela rejoint l'analyse théorique (figure.4.20) qui stipule qu'un nombre limité des réflecteurs dans le canal de propagation en espace libre comme le sol ou la structure externe de la voiture, implique un étalement angulaire étroit (et de fait une faible variation spatiale). [25].

4.3.2 Performance de la diversité d'espace pour le système TPMS :

Après l'obtention de deux signaux indépendants avec la diversité d'espace, nous avons évalué le gain de diversité (DG) des différentes zones internes sondées dans le véhicule. Pour ce faire, nous avons utilisé la méthode de sélection par seuil (voir figure.4.2).

Le post traitement des données a permis de tracer les variations de probabilité cumulée en fonction de la puissance des signaux reçus par chaque antenne et les signaux reconstruits avec la diversité d'espace. Le principe est illustré dans la figure.4.29:

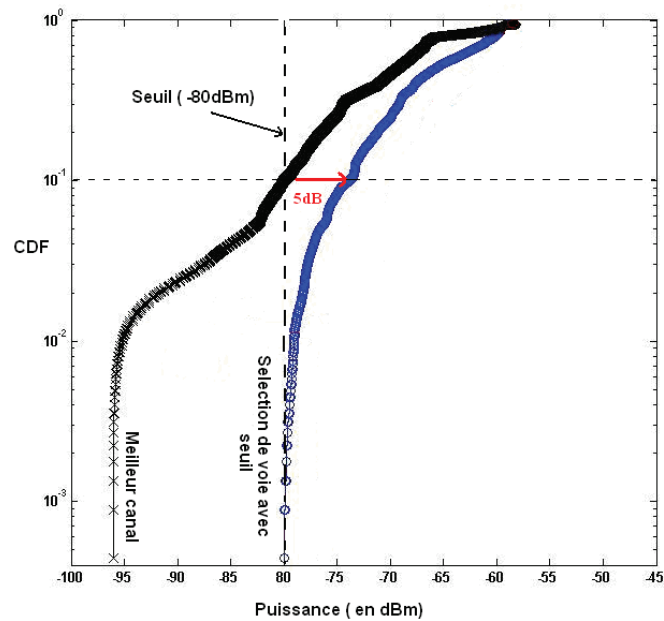


Figure.4.29 : exemples des courbes de densité de probabilité cumulée pour le calcul du gain

Les courbes illustrées dans la figure.4.29 permettent de déterminer le gain de diversité. La courbe noire est obtenue sans diversité, grâce à la deuxième antenne uniquement (i.e le meilleur canal sans diversité). La courbe bleue représente, quant à elle, la distribution du signal résultant de la technique de diversité avec un seuil fixé à -80 dBm. On remarque une amélioration de 5 dB sur la fonction CDF prise à 10 %, par rapport à un canal sans diversité. Nous remarquons de plus qu'avec la méthode de sélection, aucun signal inférieur à -80 dBm n'est relevé, soit une élimination des effets de zones d'ombres. Afin de présenter l'amélioration obtenue avec une diversité d'espace dans le véhicule, nous avons calculé dans chaque zone le Gain de Diversité (DG), pour chaque roue en fonction de la distance. La figure.4.30 illustre les gains obtenus pour les 4 zones sondées :

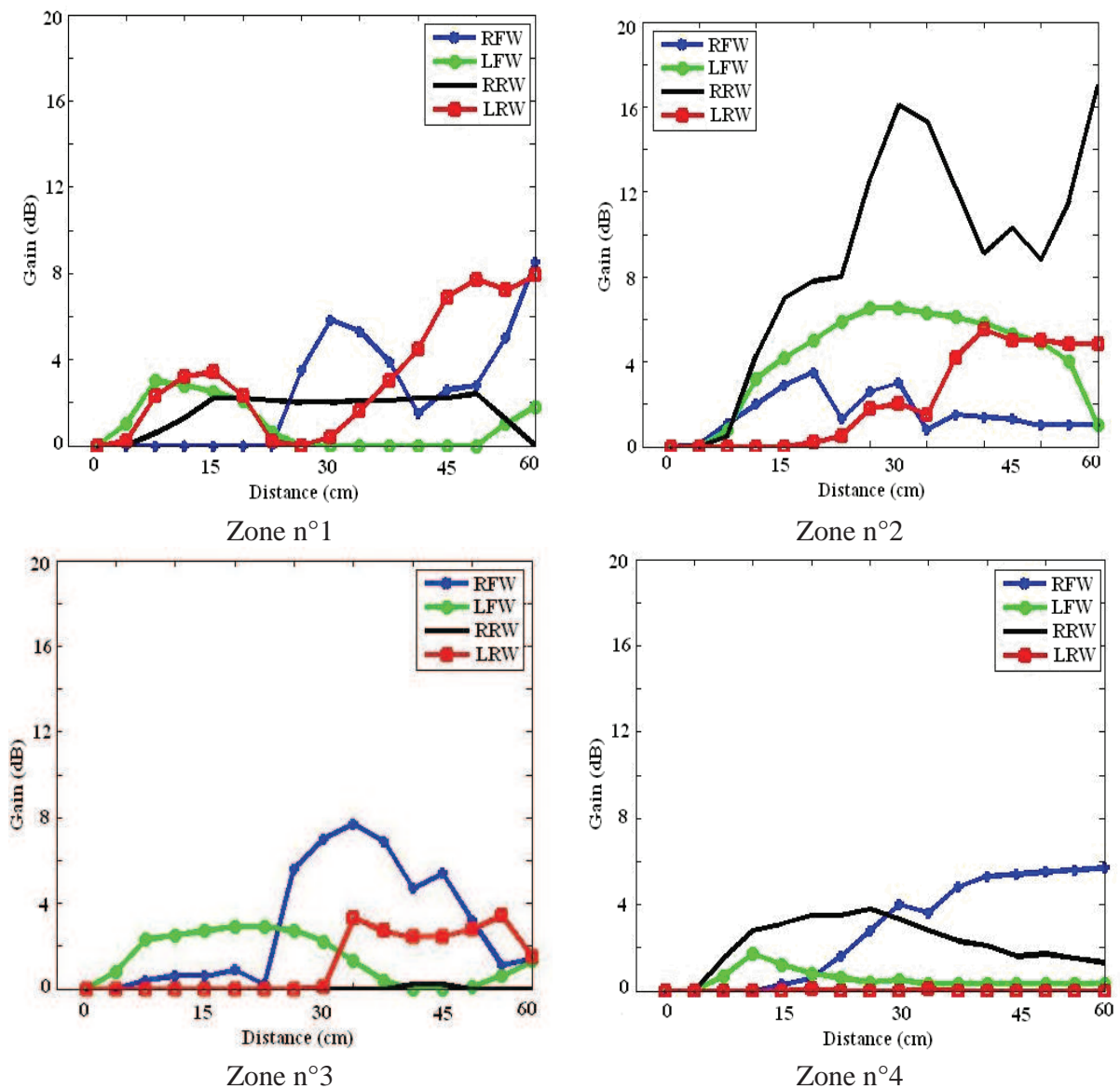


Figure.4.30: gain de diversité spatiale en fonction de la distance d'espacement entre les antennes dans les zones n°1, n°2, n°3 et n°4

Le meilleur cas est obtenu dans la zone n°2 par la roue RRW (roue arrière droite), en utilisant deux antennes espacées de 30 cm (Gain = 16 dB, corrélation= 0.19 et différence de puissance moyenne= 0.75 dB). Le plus mauvais cas est observé dans la zone n°4 par la roue LRW (Roue arrière gauche) sur toutes les distances (Gain = 0, corrélation moyenne=0.3 et différence de gain moyenne= 8.7 dB).

Les résultats des expérimentations faites pour estimer le gain de diversité montrent que le coefficient de corrélation n'est pas le seul paramètre à prendre en compte pour évaluer l'efficacité du système. La différence de puissance reçue entre les antennes ou l'absence d'évanouissements angulaires inférieurs au seuil fixé (-80 dBm dans notre cas) peuvent être des éléments déterminant qui peuvent faire diminuer le gain de diversité même avec un coefficient de corrélation faible. La grande différence de puissance entre les antennes (~7 dB en moyenne), explique les gains de diversité faibles obtenus dans la

zone n°4 pour la roue LRW tout comme l'absence d'évanouissements pour la roue RRW dans la zone N°3. Le modèle présenté dans la figure.4.31 est basé sur 924 mesures [26], et il illustre la relation qui relie le coefficient de corrélation, la différence moyenne de puissance et le gain obtenu à 10 % de CDF:

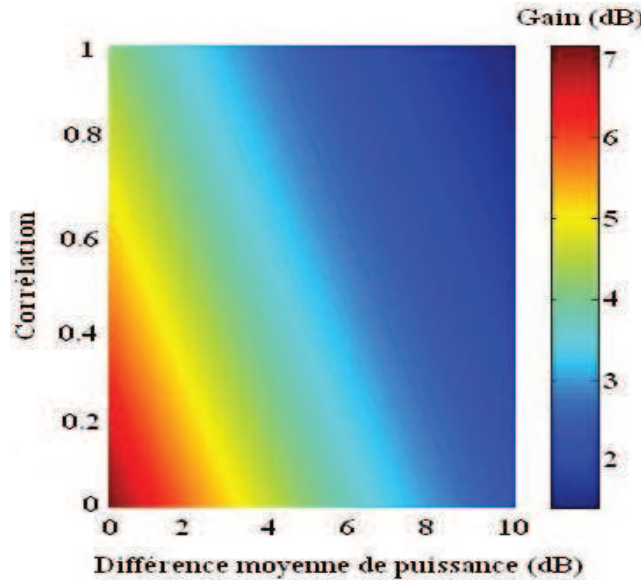


Figure.4.31 : gain de diversité en fonction de la différence de puissance et du coefficient de corrélation [26]

Le modèle présenté dans la figure.4.31 confirme les résultats obtenus sur véhicule : le gain maximal est obtenu avec une corrélation et une différence de puissance proche de zéro. par ordre de priorité, il s'avère que le coefficient de corrélation des antennes a une contribution plus importante sur le gain de diversité que celle relative à la différence des puissances reçues par les antennes. Toutefois, une différence importante de puissance entre les 2 antennes peut faire chuter le gain de diversité de manière significative, et ne doit pas être négligé.

Dans ce chapitre, nous avons tenté de caractériser l'apport de la diversité spatiale pour le système TPMS. Nous avons traité les points suivants :

- Analyse de l'influence de l'environnement sur la diversité spatiale : nous avons analysé théoriquement les différents mécanismes de propagation qui pourraient influencer le coefficient de corrélation entre les différents canaux espacés. Nous avons recensé deux principaux paramètres : l'angle d'incidence et l'étalement angulaire. L'influence de l'environnement a été confirmée avec quelques mesures sur véhicule pour le système TPMS.
- Analyse du coefficient de corrélation : nous avons proposé une analyse théorique et empirique de corrélation spatiale dans les deux différents environnements interne et externe, qui témoignent de l'influence de l'environnement et son importance sur la variabilité spatiale.
- Performance de la diversité d'espace : nous avons estimé le gain apporté par la diversité d'espace dans quatre zones différentes à l'intérieur de véhicule.

L'efficacité de la diversité d'espace dépend fortement de la zone de réception à l'intérieur du véhicule ainsi que de l'espacement entre les deux antennes utilisées. Après nos campagnes de caractérisation, nous avons trouvé que la zone n°2 semble la plus propice pour installer le récepteur. Cependant, un espacement d'environ 30cm est nécessaire pour tenir profit de la diversification de canaux reçus, ce qui incompatible avec l'encombrement maximal actuel imposé par les concepteurs.

Contrairement à la diversité d'espace, la diversité de polarisation des antennes n'impose aucune contrainte sur la distance entre les antennes, et peut donc être intégrée sur un espacement faible [29] [30]. Il est alors pertinent d'étudier et d'analyser la mise en œuvre d'une telle stratégie dans notre environnement TPMS.

4.4 Diversité de polarisation :

4.4.1 Principe de la diversité de polarisation :

L'environnement de propagation pour les systèmes embarqués automobiles est complexe. Au cours de la propagation radio entre les unités roues et le récepteur, la polarisation initiale de l'onde électromagnétique peut être fortement modifiée et les composantes (horizontale et verticale) sont affectées de manières distinctes par le canal de propagation [31]. L'idée de base consiste à recevoir le signal transmis par l'unité roue au niveau du récepteur par deux antennes croisées. La figure.4.32, illustre le principe de la diversité de polarisation :

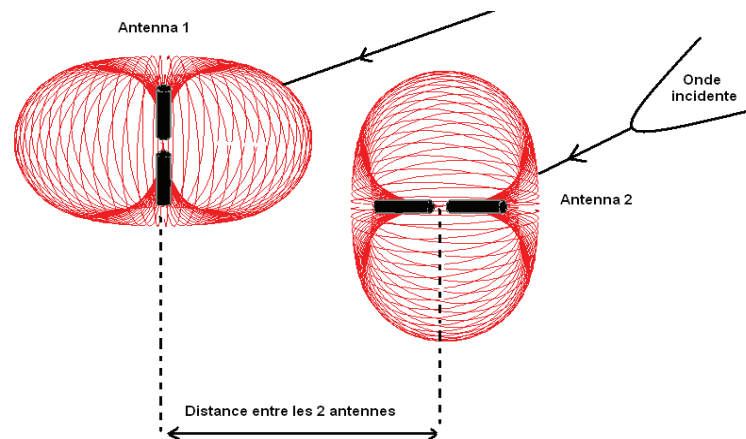


Figure.4.32 : principe de la diversité de polarisation

Contrairement à la diversité d'espace, le couplage mutuel ne désadapte pas de manière significative les antennes en les croisant à faible espacement. Les variations des coefficients de réflexion sont calculées sous 4NEC2 (avec le dipôle illustré dans la figure.4.22) à 433.92 MHz en fonction de l'espacement angulaire entre les antennes pour une distance entre les deux éléments de 10 cm. La figure.4.33, montre la variation du coefficient de réflexion entre deux dipôles en fonction de l'espacement angulaire :

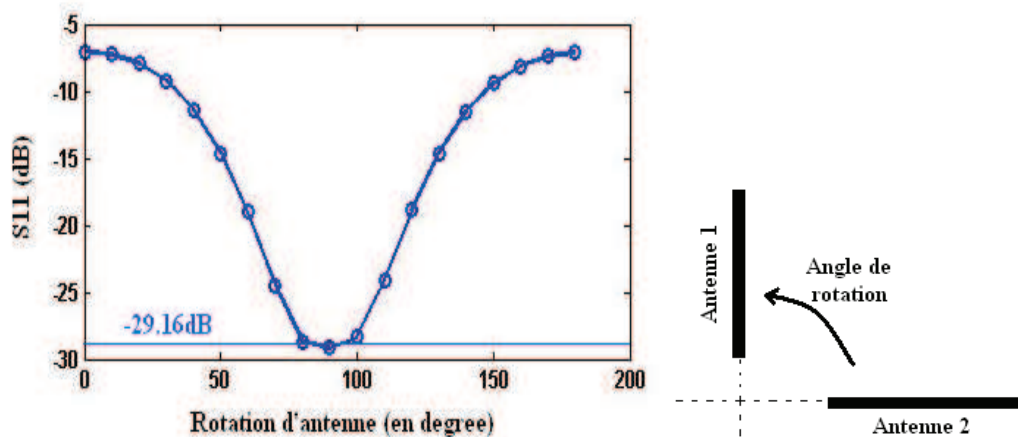


Figure.4.33 : variation du coefficient de réflexion entre deux dipôles en fonction de l'angle à 434 MHz

La figure.4.33 montre que le couplage mutuel affecte très légèrement l'adaptation pour deux antennes croisées (90°) espacées de 10 cm. L'avantage de la diversité angulaire par rapport à la diversité spatiale réside en sa compacité : peu d'espace entre les antennes est nécessaire pour atteindre une bonne adaptation.

La figure.4.34, montre l'influence de la diversité de polarisation sur les diagrammes de rayonnement des deux dipôles :

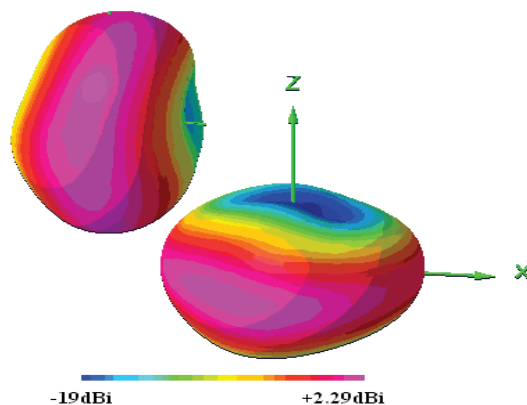


Figure.4.34 : diagrammes de rayonnement de deux antennes croisées à 434 MHz, espacée d'une distance de 10 cm

Malgré la faible distance entre les deux antennes, les deux rayonnements demeurent différents. Nous pouvons observer dans la figure.4.34, que la première antenne privilégie dans son rayonnement l'axe X alors que la deuxième antenne rayonne préférentiellement selon l'axe Z (système orthonormé). Cependant, le couplage n'est pas le seul paramètre à prendre en compte dans l'analyse théorique de la diversité de polarisation : il faut également examiner le comportement théorique du coefficient de corrélation en fonction de l'espacement angulaire entre les antennes utilisées. La corrélation des antennes croisées peut être vérifiée par la théorie en utilisant la géométrie entre les tensions de chaque antenne. L'expression Eq.4.22, illustre la relation entre le coefficient de corrélation, l'angle d'incidence du signal reçu et l'espacement angulaire entre les antennes [32]:

$$Polar = \left| \frac{\tan\left(-\frac{\Omega}{2}\right) \cdot \tan\left(\frac{\Omega}{2}\right) \cdot \cos(\theta)^2 + XPR \cdot \cos(\theta)^2}{\sqrt{\left(\tan\left(-\frac{\Omega}{2}\right)\right)^2 \cdot \cos(\theta)^2 + XPR \cdot \cos(\theta)^2} \left(\tan\left(\frac{\Omega}{2}\right)\right)^2 \cdot \cos(\theta)^2 + XPR \cdot \cos(\theta)^2} \right|^2 \quad (\text{Eq.4.22})$$

Où :

Ω est l'espacement angulaire entre les deux antennes

θ est l'angle d'élévation du signal reçu

ϕ est l'angle azimut du signal reçu

XPR est la discrimination des polarisations croisées caractérisée par la différence de puissance entre les deux antennes.

A partir de l'équation Eq.4.22, la corrélation peut être évaluée en fonction de l'espacement angulaire Ω . Pour simplifier l'analyse, nous supposons que le signal est reçu selon une élévation de 0° et selon un azimut de ($\theta = 0, \phi = 0$) dans un environnement neutre ($XPR=1$). La figure.4.35, représente alors la variation de corrélation (entre 0 et 1) en fonction de l'espacement angulaire pour des valeurs comprises entre 0° et 180° :

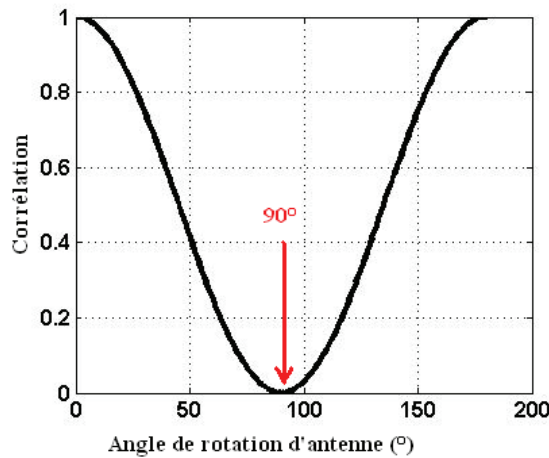


Figure.4.35 : coefficient de corrélation théorique en fonction de l'espacement angulaire dans un environnement neutre.

Théoriquement, une corrélation parfaite est obtenue à 90° dans un environnement neutre. En intégrant la variation de corrélation en fonction de la distance dans l'équation (Eq.4.19), le coefficient de corrélation global 3D est obtenu et illustré dans la figure.4.36.

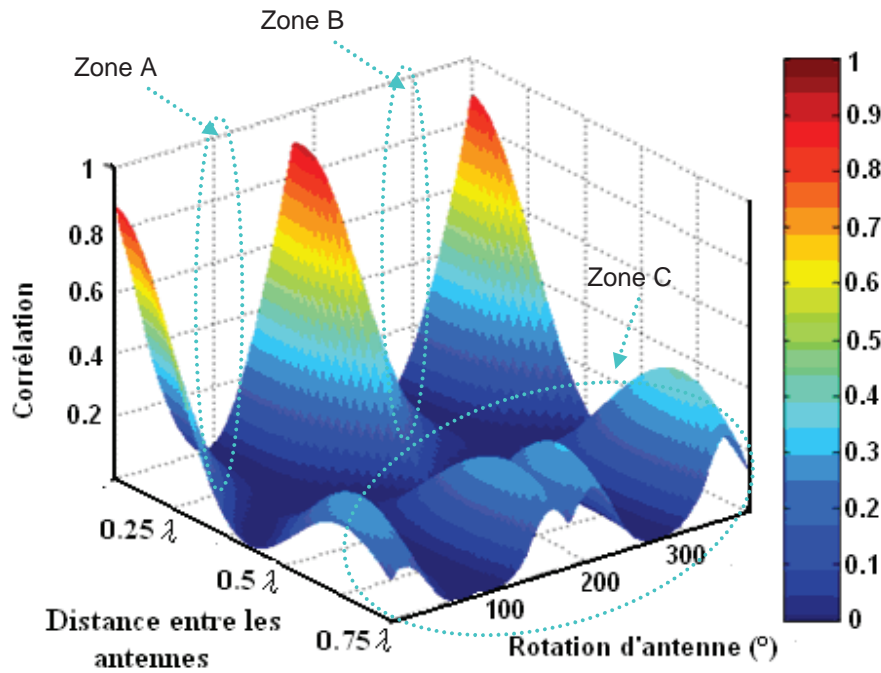


Figure.4.36 : enveloppe de corrélation spatio-angulaire pour deux dipôles en fonction de la distance et de l'angle de rotation.

La figure.4.36 représente le coefficient de corrélation en trois dimensions dans un environnement parfait avec un étalement angulaire maximale de 180° et un angle d'arrivée nul, en fonction de la diversité d'espace (distance entre les antennes) et de polarisation (rotation de l'antenne). Plus le coefficient de corrélation est proche de 0, plus la diversité est efficace. Pour une faible distance entre les antennes ($\ll \frac{\lambda}{4}$) seule la diversité de polarisation permet d'atteindre des valeurs de coefficient de corrélation faibles (zone A, B). Lorsque la distance entre les antennes augmente ($> \frac{\lambda}{2}$), l'effet de la diversité de polarisation devient moins prépondérant sur le coefficient de corrélation (zone C).

4.4.2 Evaluation de la discrimination de polarisation croisée:

L'analyse précédente sur la corrélation et la désadaptation des antennes dépolarisées, a été calculée dans un environnement parfait. Cependant, il faut noter que l'efficacité de la diversité dépend aussi de l'environnement utilisé. Ce dernier est souvent modélisé dans la littérature avec le paramètre XPR (Cross polarization Ratio) [34] [35] [36].

Le paramètre XPR est obtenu, en sondant notre canal de propagation successivement avec une antenne verticale et une autre horizontale. Une variation spatiale rapide de XPR, signifie que les deux champs (horizontal et vertical) varient différemment et possèdent des évanouissements spatio-angulaires indépendants. Une valeur moyenne faible de XPR favorise l'utilisation de la diversité de polarisation, alors qu'une valeur moyenne importante de XPR annonce une performance potentiellement médiocre de la diversité de polarisation [33] [35].

La figure.4.37, illustre l'influence de l'environnement selon 4 environnements modélisés : XPR=1 (environnement très ouvert) dB, XPR=5 dB (environnement ouvert de type « outdoor »), XPR=10 dB (environnement moyennement fermé) et XPR=15 dB (environnement de type « indoor ») sur le coefficient de corrélation :

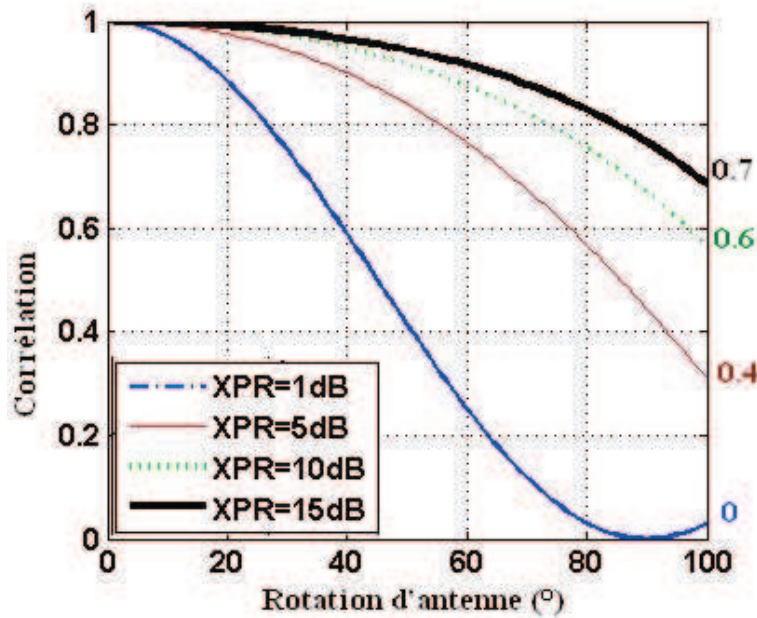


Figure.4.37 : coefficient de corrélation théorique en fonction de la rotation angulaire entre les antennes et de l'environnement

La figure.4.37 montre que le paramètre XPR affecte considérablement la corrélation calculée pour un positionnement de 90° entre les antennes (0 pour un XPR=1 dB et 0.7 pour un XPR=15 dB). Plusieurs études [33] [37] ont étudié la quantification de la différence de puissance entre les deux composantes horizontale et verticale dans plusieurs types de canaux de propagation. Les résultats ont montré que le XPR est compris en général entre 6 dB et 20 dB et qu'il est logiquement plus élevé en zones intérieures que dans les zones urbaines [36]. Nous avons évalué dans ce chapitre, l'efficacité de la diversité de polarisation sur la qualité de transmission du système de pression du pneumatique et des systèmes d'accès sans fil à courte portée. Afin d'obtenir une première idée sur le comportement du canal de propagation radio et quantifier la dépolarisation des ondes, une campagne de mesures préliminaires a été réalisée à 433.92 MHz pour les deux polarisations horizontale et verticale sur deux zones limitées à 60 cm, en interne et en externe. Cette campagne expérimentale permet de quantifier le phénomène de dépolarisation dans une zone confinée à l'intérieur du véhicule et dans une zone ouverte externe. La figure.4.38, illustre les deux zones sondées pour le système TPMS:

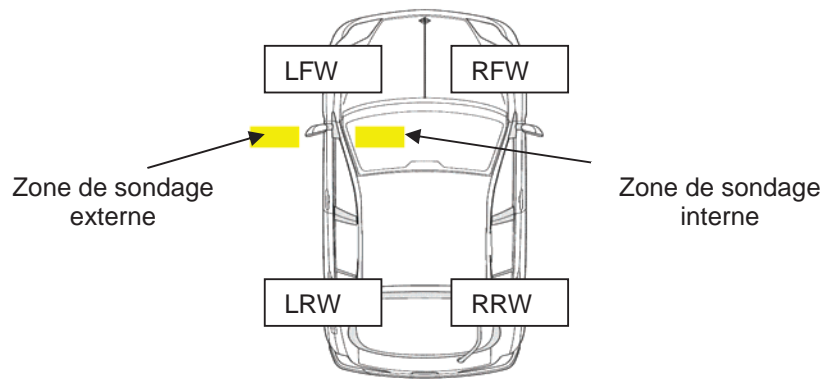


Figure.4.38: zones de sondage dans le véhicule pour le système TPMS.

Nous avons réalisé une autre campagne de mesure pour sonder la dépolarisation des ondes radio autour du véhicule pour le système d'accès PASE. Le rayon de la zone sondée est d'environ 5 m (depuis le bord du véhicule), et un plateau tournant a été mis en place pour obtenir une grande résolution angulaire (5 mesures par degré) autour de la voiture. La figure.4.39 montre la zone mesurée pour le système PASE :

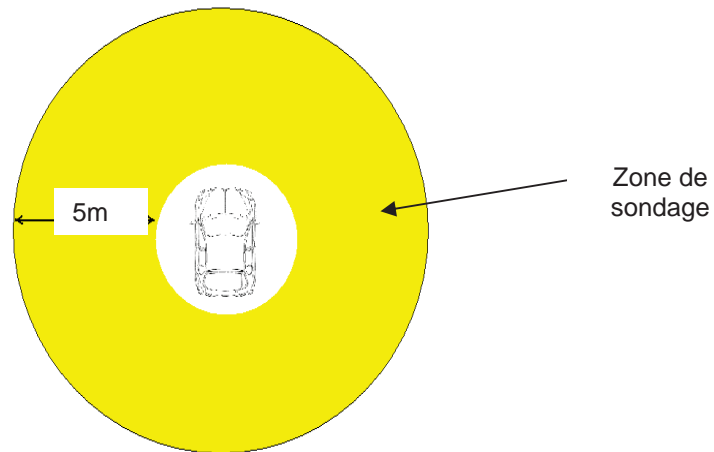


Figure.4.39 : zones de sondage autour du véhicule pour le système d'accès PASE.

La variation de XPR est obtenue en fonction de l'angle de rotation avec l'expression :

$$XPR(\theta, S) = \frac{P_V(\theta, S)}{P_H(\theta, S)} \quad (\text{Eq.4.23})$$

Dans laquelle:

θ est la coordonnée angulaire (angle de rotation de roue pour le TPMS et l'angle du plateau tournant pour le système PASE) qui varie entre 0° à 360° .

S est la coordonnée spatiale de l'antenne, elle varie entre 0 et 60 cm pour le TPMS et entre 100 et 600 cm pour le système d'accès.

Dans un environnement complexe, la polarisation reçue est différente de la polarisation initiale à cause des réflexions sur les différents réflecteurs dans le canal de propagation [35]. En se référant aux différentes caractérisations publiées dans la littérature [20], nous trouvons des valeurs de XPR inférieures à 7 dB dans un canal indoor complexe et des valeurs de XPR supérieures à 11.4 dB dans environnement de transmission ouvert.

Dans un premier temps, nous avons calculé le paramètre XPR en trois dimensions (en fonction de l'espace et l'angle de rotation) pour deux roues dans une zone de couverture externe. Cette configuration simple permet de déterminer le rôle de la rotation de roue, du sol et du châssis dans la dépolarisation des ondes électromagnétiques. Les résultats sont présentés par la figure.4.40:

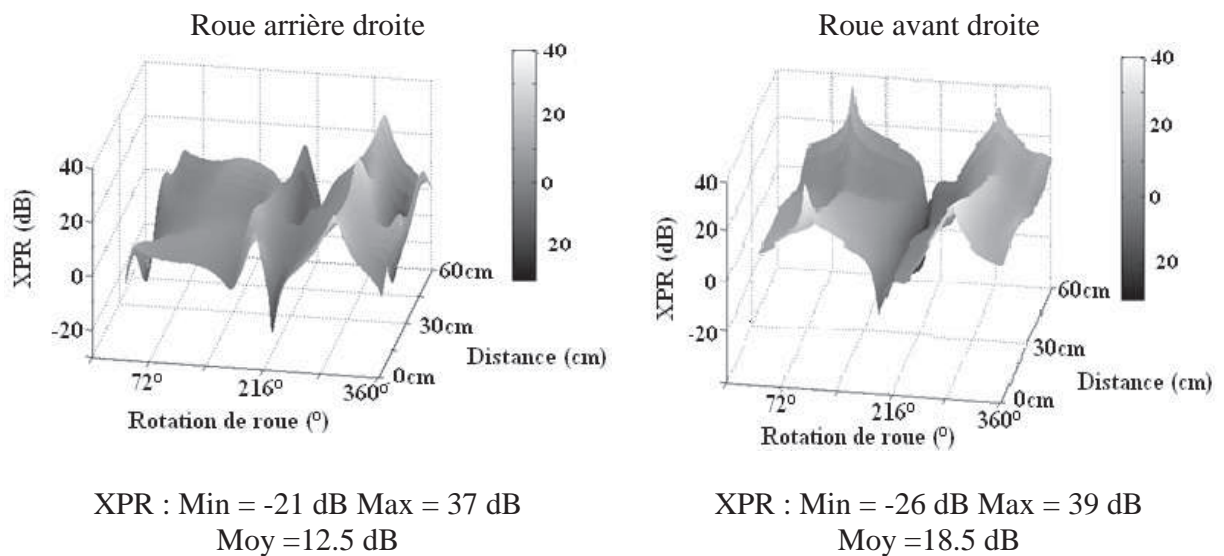
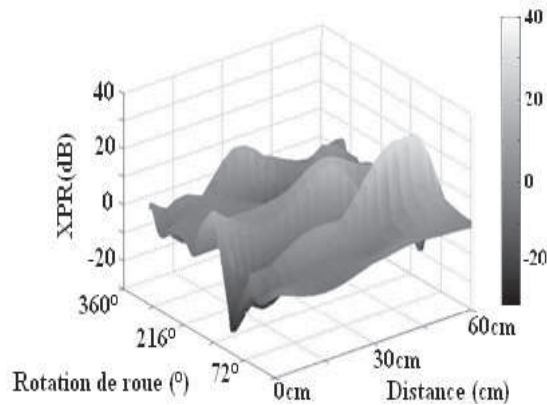


Figure.4.40 : discrimination de polarisation en fonction de l'angle de rotation et l'espace dans la zone externe pour les deux roues droites.

Avec cette configuration simple, nous obtenons une variation spatiale plate, et trois changements importants sur la variation angulaire. Ceci s'explique par le rôle joué par le module d'émission constitué par le complexe émetteur-jante-pneumatique sur le profil d'atténuation de la puissance transmise en fonction de la rotation de roue, alors que la distance en extérieur ne joue pas un rôle sensible sur la valeur du XPR. Les valeurs moyennes mesurées de la roue avant droite et de la roue arrière droite sont successivement de 12.5 dB et de 18.5 dB.

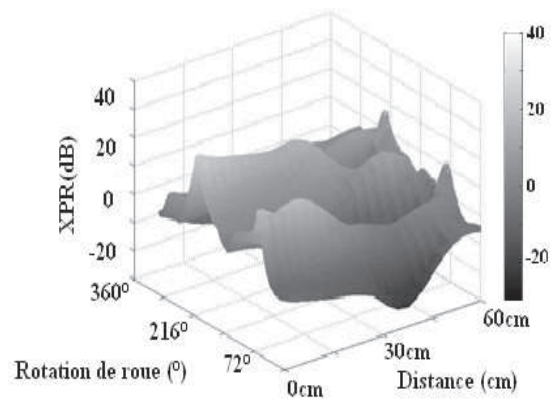
Le récepteur étant prévu pour être placé à l'intérieur du véhicule, la distance devient potentiellement un paramètre dont dépend le XPR. Dans la suite, nous nous sommes intéressés à une configuration complexe mettant en jeu un grand nombre de plans réflecteurs et un récepteur à l'intérieur du véhicule pour déterminer l'influence du canal de propagation TPMS au niveau du phénomène de dépolarisation. La figure.4.41 représente les mesures des paramètres XPR dans la zone de sondage interne pour les quatre roues :

• Roue droite avant



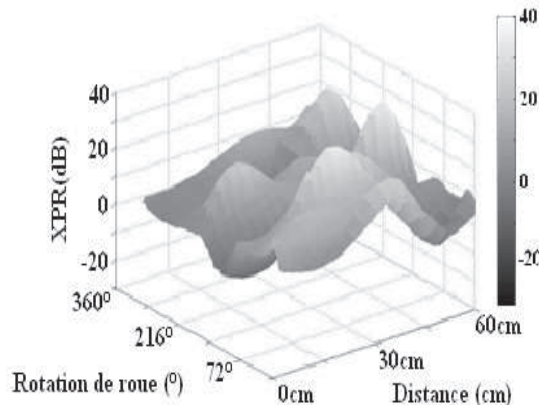
XPR : Min = -24.8 dB Max= 30.1 dB
Moy= 7.6 dB

• Roue gauche avant



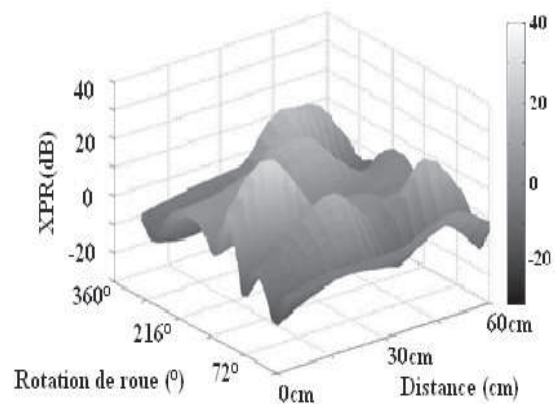
XPR : Min = -10.4 dB Max= 34.5 dB
Moy= 6.6 dB

Roue arrière droite



XPR : Min = -26.9 dB Max = 23.5 dB
Moy = 16.7 dB

Roue avant droite



XPR : Min = -15.2 dB Max= 26.5 dB
Moy = 7.7 dB

Figure.4.41: discrimination de polarisation pour le TPMS en fonction de l'angle de rotation et l'espace dans la zone interne pour les 4 roues

Les zones internes représentent clairement une configuration de propagation sensiblement plus complexe que le cas externe. Nous remarquons dans la figure.4.41 des variations spatio-angulaires très rapides avec des formes différentes pour chaque roue. La zone sondée est cependant très favorable à l'utilisation de la diversité de polarisation : les niveaux de puissance sur les deux composantes de polarisation sont équilibrés, et les niveaux XPR relevés restent faibles.

Par ailleurs, en utilisant la même technique de caractérisation, nous avons sondé la dépolarisation des ondes pour les systèmes d'accès sans fil à faible portée (PASE : PActive Access System Entry), à l'aide d'un plateau tournant. La figure.4.42 illustre la

variation de XPR pour le système d'accès à 433.92 MHz, pour un badge placé verticalement par rapport au sol :

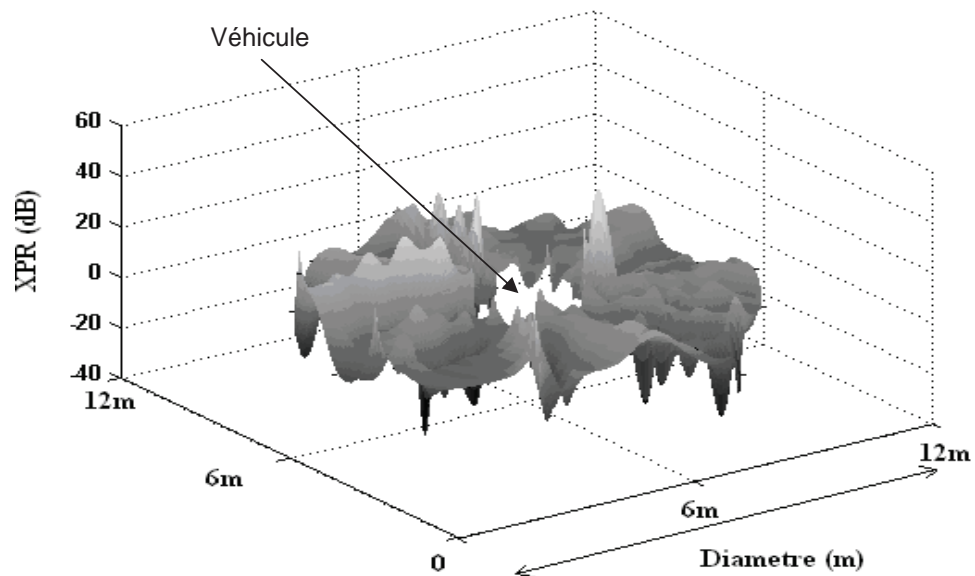


Figure.4.42: discrimination de polarisation pour la couverture externe RF pour le PASE à courte portée comprise entre 1 à 6 m.

La figure.4.42, représente les résultats obtenus lors de mesures de dépolarisation du canal radio autour du véhicule pour les systèmes d'accès. Lors de cette campagne, l'antenne réceptrice est fixée à l'intérieur de voiture au niveau du tableau de bord. La valeur XPR moyenne obtenue est d'environ 9 dB.

Les valeurs de XPR mesurées pour le système TPMS et PASE ont été reportées dans le tableau.4.2 et comparées avec les modèles « indoor » et « outdoor » [20] :

Type de l'environnement	XPR Moyen
Environnement TPMS interne	RFW= 7.6dB LFW=6.6dB RRW=16.7dB LRW=7.7dB
Environnement TPMS externe	[LFW=12.5dB LRW=18.5dB]
Environnement PASE de 0 à 6m	9.3 dB pour une couverture radiale de 5m
Modèle d'un canal « indoor »	7 dB
Modèle d'un canal « outdoor »	11.4 dB

Tableau.4.2 : discrimination de polarisation moyenne pour le TPMS et le PASE.

Les résultats mentionnés dans le tableau.4.2, montrent l'effet de l'environnement sur la dépolarisation des ondes. Le XPR mesuré dans une zone externe (entre LFW=12.5 dB et LRW=18.5 dB) est largement supérieur à celui mesuré à l'intérieur du véhicule (LFW=6.6 dB et LRW=7.7 dB). La valeur moyenne de XPR obtenue à l'intérieur du véhicule est proche d'une configuration indoor, sauf pour la roue arrière droite (XPR = 16.7 dB).

En combinant plusieurs données obtenues avec les mesures [26], la meilleure équation liant le gain de la diversité, le paramètre XPR et le coefficient de corrélation est:

$$G = 7.14 \cdot \exp(-0.59 - 0.11 \cdot \Delta) \quad (\text{Eq.4.24})$$

Dans laquelle :

G est le gain de diversité obtenu

ρ est le coefficient de corrélation

Δ est la différence de puissance entre les deux antennes.

Pour une configuration idéale : $\Delta = \text{XPR}$ et $\rho = 0$, l'expression devient :

$$G = 7.14 \cdot \exp(-0.11 \cdot \text{XPR}) \quad (\text{Eq.4.25})$$

La figure.4.43 illustre la variation du gain théorique en fonction de XPR dans une diversité de polarisation sans couplage :

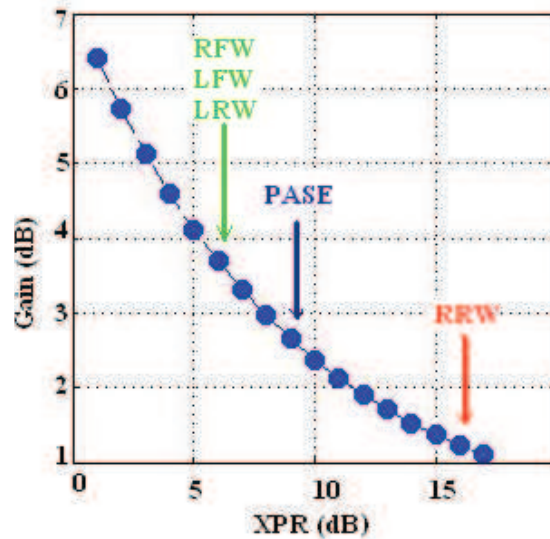


Figure.4.43: variation du gain en fonction de la valeur de polarisation croisée XPR

L'évaluation du gain à partir des valeurs XPR mesurées annonce un gain total d'environ 4 dB pour le TPMS (sauf pour la roue arrière droite qui représente un gain d'environ 1 dB) et d'environ 3 dB pour le système d'accès PASE.

Le coefficient de corrélation, le couplage et la différence de puissance entre les antennes sont des éléments sensibles dans la détermination de l'efficacité de la diversité d'antenne. Ces derniers sont souvent traités indépendamment pour étudier la diversité de polarisation. Cependant, le couplage mutuel affecte directement la corrélation et le niveau de puissance entre les antennes. La prochaine analyse porte sur l'effet du couplage sur la corrélation et la différence de puissance.

4.4.3 Effet du couplage sur l'efficacité de la diversité de polarisation :

Dans la réalité, le couplage entre deux canaux dépolarisés ne peut être négligé dans un récepteur confiné et ces effets de couplage mutuel entre les éléments ont une importance non négligeable sur le gain total de la diversité [7] [8]. Dans cette partie de l'étude, nous allons essayer de mettre en évidence les effets du couplage du canal et de la différence de puissance entre les antennes sur la corrélation.

Supposons que les deux antennes croisées reçoivent deux signaux :

$$\begin{aligned} R_1 &= A_1 \cdot \cos(\theta_1) \\ R_2 &= A_2 \cdot \cos(\theta_2) \end{aligned} \quad (\text{Eq.4.26})$$

En l'absence de couplage, R_1 et R_2 sont indépendants en phase et en amplitude. Dans ce cas la corrélation entre les deux signaux reçus est nulle. En présence du couplage entre les deux canaux croisés, les signaux reçus deviennent :

$$\begin{aligned} R_{1C} &= S_{11} \cdot R_1 + S_{12} \cdot R_2 \\ R_{2C} &= S_{21} \cdot R_1 + S_{22} \cdot R_2 \end{aligned} \quad (\text{Eq.4.27})$$

Dans laquelle:

S_{11} est le coefficient de transmission du canal n°1.

S_{22} est le coefficient de transmission du canal n°2.

S_{12} est le couplage du canal n°1 sur le canal n°2.

S_{21} est le couplage du canal n°2 sur le canal n°1.

Dans ce cas, la corrélation entre les deux signaux couplés est calculée avec l'équation Eq.4.28 [29] :

$$(R_{1C}, R_{2C}) = \frac{(R_{1C} - \overline{R_{1C}})(R_{2C} - \overline{R_{2C}})^*}{\sqrt{|R_{1C} - \overline{R_{1C}}|^2} \sqrt{|R_{2C} - \overline{R_{2C}}|^2}} \quad (\text{Eq.4.28})$$

En remplaçant l'Eq.4.27 dans l'Eq.4.28, la corrélation devient [39] :

$$(R_{1C}, R_{2C}) = \frac{S_{11} \cdot S_{21}^* + S_{12} \cdot S_{22}^* \cdot XPD}{\sqrt{(|S_{11}|^2 + |S_{12}|^2 \cdot XPD)} \sqrt{(|S_{21}|^2 + |S_{22}|^2 \cdot XPD)}} \quad (\text{Eq.4.29})$$

La discrimination de polarisation croisée XPD du canal de propagation, définie par la différence entre les deux éléments sans couplage obtenu par la mesure indépendante des puissances :

$$XPD = \frac{\langle |R_2|^2 \rangle}{\langle |R_1|^2 \rangle} \quad (\text{Eq.4.30})$$

L'équation 4.29, montre que la corrélation entre les deux canaux augmente en présence d'un niveau du couplage élevé. La figure .4.44, illustre la variation de corrélation entre les antennes en fonction de S_{12} et S_{21} pour des cas $XPD=7$ dB et $XPD=15$ dB relevé précédemment :

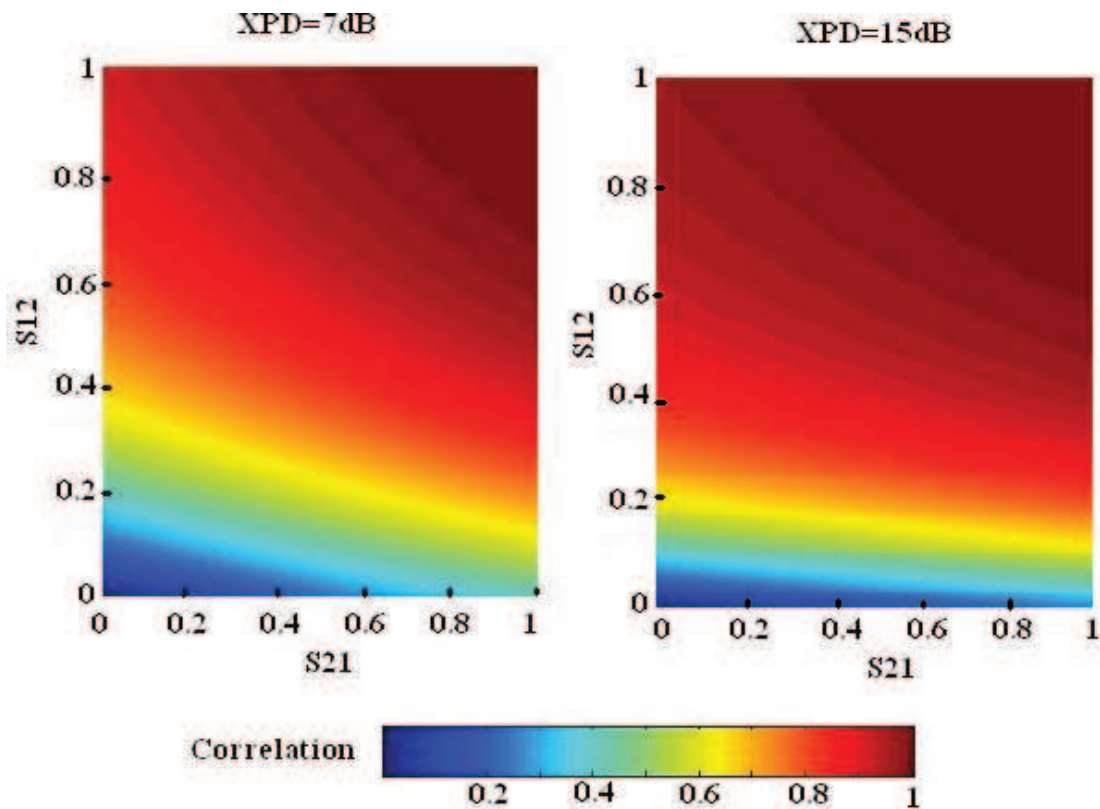


Figure.4.44 : corrélation entre deux canaux en fonction du couplage et de la discrimination de polarisation croisée.

La figure .4.44 montre que la corrélation augmente lorsque le couplage entre les deux canaux augmente. La corrélation optimale (inférieure à 0.5) est obtenue, avec $S_{12} < 0.2$ et $S_{21} < 0.4$. Il faut noter que l'effet du paramètre S_{12} est plus important que celui de S_{21} , cela peut s'expliquer par la différence en puissance entre les deux canaux (le canal n°1 sur l'antenne R_1 est plus puissant que le canal n°2 sur l'antenne R_2 si $XPD > 0$) comme l'illustre la figure. 4.45. Dans le cas d'une discrimination de polarisation croisée plus importante ($XPD=15$ dB), il est très difficile d'obtenir une bonne corrélation entre les deux canaux. Ces simulations montrent l'influence du couplage sur le coefficient de corrélation ainsi que l'inutilité d'utiliser la diversité de polarisation dans un canal de

propagation ouvert avec un fort taux de discrimination de polarisation croisée. Comme évoqué au début, le couplage affecte aussi la différence de puissance reçue entre les deux canaux couplés. La différence moyenne de puissance est exprimée avec l'équation [39]:

$$DP = \frac{|R_{2C}|^2}{|R_{1C}|^2} \quad (\text{Eq.4.31})$$

En utilisant 4.27 dans l'équation 4.31, l'expression devient :

$$DP = \frac{(|S_{21}|^2 + |S_{22}|^2 \cdot XPD)}{(|S_{11}|^2 + |S_{12}|^2 \cdot XPD)} \quad (\text{Eq.4.32})$$

A partir de cette équation, il est possible d'évaluer l'influence du couplage sur la différence de puissance entre les deux canaux pour XPD=7 dB:

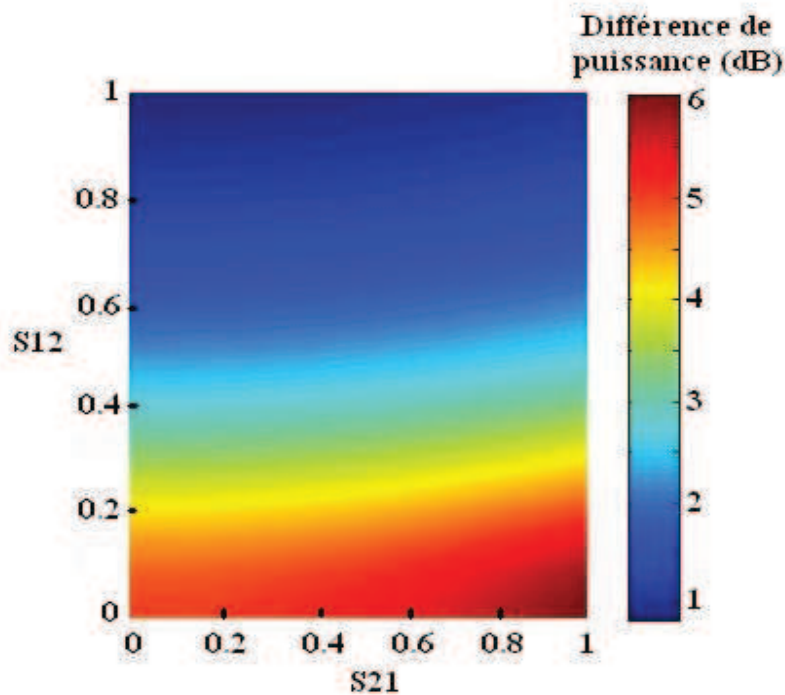


Figure.4.45 : différence de puissance moyenne entre deux canaux croisés en fonction du couplage

La figure.4.45 montre qu'une faible différence de puissance est obtenue avec un niveau important de S_{12} . Un faible couplage entre les canaux diminue alors le gain de la diversité. En outre, il faut proposer un bon compromis entre la corrélation et la différence moyenne de puissance pour accroître le gain total.

Nous avons analysé et montré par une analyse théorique que la présence du couplage a une influence négative sur la corrélation entre les canaux croisés et positive sur la

différence de puissance moyenne. Cependant, une bonne efficacité d'antenne dans son environnement est requise pour obtenir un meilleur gain. Cette efficacité est souvent estimée en calculant le gain effectif.

4.4.4 Analyse du Gain effectif:

Le gain efficace moyen MEG (Mean Effective Gain) est l'un des paramètres majeurs à prendre en compte pour déterminer l'efficacité des antennes utilisées dans le système à diversité dans son environnement et qui prend en considération la distribution des angles d'arrivées [24]. Le MEG est défini comme le rapport entre la puissance moyenne reçue par l'antenne à caractériser et la puissance incidente moyenne en polarisation verticale et horizontale [28] [40]:

$$MEG = \int_0^2 \int_0^2 \frac{XPR}{XPR+1} E(\theta, \phi) P(\theta, \phi) + \int_0^2 \int_0^2 \frac{1}{XPR+1} E(\theta, \phi) P(\theta, \phi)$$

(Eq.4.33)

La valeur de MEG dans une diversité d'antenne dépend principalement de la loi de distribution des ondes incidentes ainsi que de l'orientation des antennes dans l'environnement de propagation. Les puissances spectrales des ondes reçues polarisées $P(\theta, \phi)$ et $P(\theta, \phi)$ peuvent être exprimées sous forme d'une fonction de distribution statistique:

$$\begin{aligned} P(\theta, \phi) &= P(\theta)P(\phi) \\ P(\theta, \phi) &= P(\theta)P(\phi) \end{aligned}$$

(Eq.4.34)

Les ondes incidentes dans notre canal de propagation sont affectées par plusieurs obstacles entre la source émettrice et la zone de réception. Les différents trajets varient rapidement en fonction de divers paramètres physiques comme la rotation des roues, la structure de la voiture, les atténuations,...., de sorte qu'il est difficile de prédire exactement l'angle d'arrivée des ondes transmises avec une grande précision: un ensemble réparti de plusieurs angles d'arrivées résultant de la complexité des phénomènes mise en jeu est une approche réaliste mais excessivement difficile à mettre à l'étude. Nous proposons cependant dans cette thèse deux modèles statistiques de l'environnement de propagation pour estimer notre corrélation entre les deux antennes utilisées et leurs gains effectifs: un modèle uniforme isotrope et un modèle uniforme gaussien [41].

- Uniforme isotrope

Une variable aléatoire suit une distribution uniforme, si sa densité de probabilité vaut "1". Nous considérons dans ce cas une propagation neutre et isotrope:

$$\begin{aligned}
 P(\theta) &= 1 & P(\theta) &= 1 \\
 P(\theta) &= 1 \text{ et } P(\theta) &= 1
 \end{aligned}
 \tag{Eq.4.35}$$

L'angle d'arrivée du champ incident est identique dans toutes les directions.

- Uniforme Gaussien

Nous considérons l'angle d'arrivée du signal comme une variable aléatoire réelle qui suit une loi gaussienne d'écart type σ . Les puissances spectrales pour chaque polarisation sont [41] :

$$\begin{aligned}
 P(\theta) &= A_v \cdot \exp\left[-\frac{(\theta - m_v)^2}{2\sigma_v^2}\right] & 0 \leq \theta \leq \pi \\
 P(\theta) &= A_H \cdot \exp\left[-\frac{(\theta - m_H)^2}{2\sigma_H^2}\right] & 0 \leq \theta \leq \pi
 \end{aligned}
 \tag{Eq.4.36}$$

Avec:

m_v et m_H les valeurs moyennes des angles d'élévation pour les polarisations verticale et horizontale.

Les constantes A_v et A_H sont calculés avec les conditions suivantes:

$$\int_0^{\pi} \int_0^{\pi} P(\theta, \phi) \cdot \sin(\theta) \cdot d\theta \cdot d\phi = \int_0^{\pi} \int_0^{\pi} P(\theta, \phi) \cdot \sin(\theta) \cdot d\theta \cdot d\phi = 1
 \tag{Eq.4.37}$$

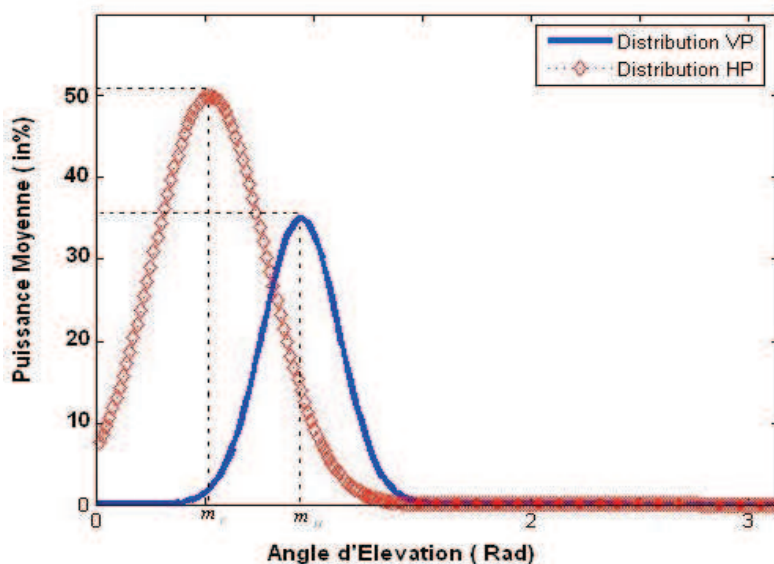


Figure.4.46: modèle de distribution gaussienne de l'onde incidente pour la polarisation horizontale et la polarisation verticale

La figure.4.46 représente la variation gaussienne pour les deux polarisations horizontale et verticale.

4.4.5 Coefficient de corrélation pour la diversité de polarisation:

L'analyse semi-empirique de la diversité de polarisation est basée sur l'analyse du coefficient de corrélation entre les diagrammes de rayonnement des deux antennes. Il est primordial que les deux signaux soient indépendants pour que le signal résultant contienne moins d'affaiblissements profonds que chacun d'entre eux. Afin d'estimer le coefficient de corrélation dans une diversité de polarisation, le champ électrique défini pour chaque antenne est :

$$\vec{E} = E(\theta, \phi) \vec{e}_\theta + E(\theta, \phi) \vec{e}_\phi \quad (\text{Eq.4.38})$$

Avec :

E_θ et E_ϕ , diagrammes complexes pour les directions \vec{e}_θ et \vec{e}_ϕ .

Le signal reçu par une antenne dans un canal de propagation est caractérisé par les phénomènes de multi-trajets est fonction du diagramme d'antenne et de la densité d'angles d'arrivée [1] [2] :

$$V(t) = \int \vec{E}(\Omega) \cdot \vec{A}(\Omega, t) \partial\Omega \quad (\text{Eq.4.39})$$

Avec:

$$\Omega = (\theta, \phi)$$

$\vec{A} = A_\theta(\theta, \phi) \vec{e}_\theta + A_\phi(\theta, \phi) \vec{e}_\phi$ est la densité de distribution des angles d'arrivées.

Les tensions de sortie pour chaque antenne s'obtiennent en intégrant le vecteur du champ et de l'onde incidente du signal reçu:

$$V_1(d) = \int_0^{2\pi} \int_0^\pi E_1(\theta, \phi) A(\theta, \phi) \exp(-jkd) \sin \theta \partial\theta \partial\phi \quad (\text{Eq.4.40})$$

$$V_2(d) = \int_0^{2\pi} \int_0^\pi E_2(\theta, \phi) A(\theta, \phi) \exp(-jkd) \sin \theta \partial\theta \partial\phi$$

Avec

$V_1(d)$ et $V_2(d)$ respectivement les tensions de sortie de l'antenne 1 et de l'antenne 2

d est la distance entre les deux antennes.

k est le nombre d'onde donné par: $k = \frac{2\pi}{\lambda}$

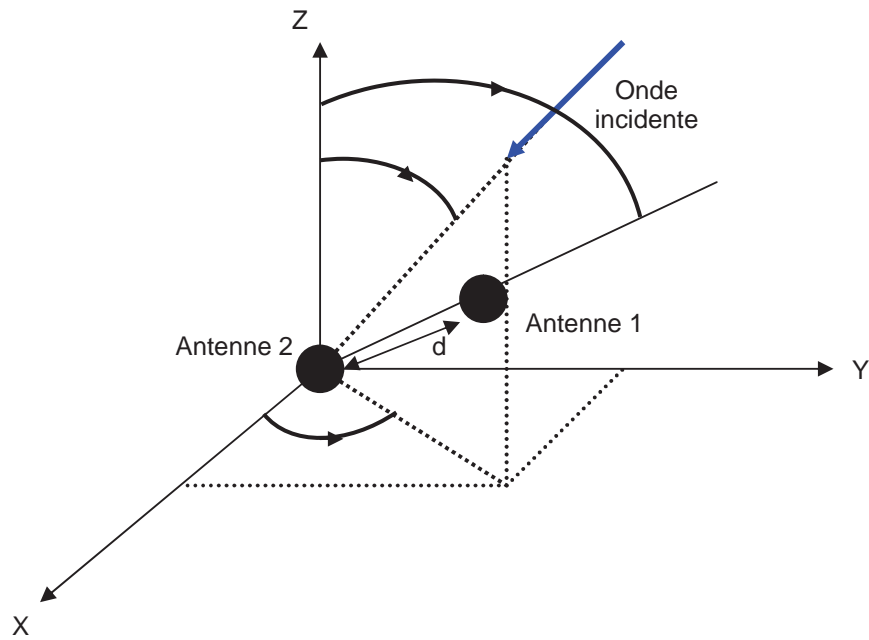


Figure.4.47 : diversité d'antenne en coordonnées sphériques

Le coefficient de corrélation peut être calculé à partir des tensions de sortie de chaque antenne avec l'équation suivante [2] :

$$\rho = \frac{|V_1(d)V_2^*(d)|^2}{|V_1(d)V_1^*(d)|^2|V_2(d)V_2^*(d)|^2} \quad (\text{Eq.4.41})$$

L'enveloppe complexe entre la première et la deuxième antenne s'exprime par :

$$R_{12} = V_1(d)V_2^*(d) = \int_0^{2\pi} \int_0^\pi [XP E_1(\theta, \phi) E_2^*(\theta, \phi) P(\theta, \phi) + E_1(\theta, \phi) E_2^*(\theta, \phi) P(\theta, \phi)] \exp(-jkx) \sin \theta d\theta d\phi \quad (\text{Eq.4.42})$$

Dans laquelle:

$$x = d(\sin \theta_1 \sin \theta_2 \cos \phi + \cos \theta_1 \cos \theta_2)$$

$E_1(\theta, \phi)$ et $E_2(\theta, \phi)$ sont respectivement les composantes du champ électrique complexe suivant θ et ϕ pour chaque antenne.

$P_1(\theta, \phi)$ et $P_2(\theta, \phi)$ sont des fonctions normalisées de densité angulaire de puissance des ondes incidentes selon les composantes θ et ϕ .

Les enveloppes complexes de la première et la deuxième antenne R_{11} et R_{22} sont :

$$R_{11} = V_1(d)V_1^*(d) = \int_0^2 \int_0^2 [XPR.E_1(\theta, \phi).E_1^*(\theta, \phi).P(\theta, \phi) + E_1(\theta, \phi).E_1^*(\theta, \phi).P(\theta, \phi)] \sin \theta .d\theta .d\phi$$

(Eq.4.43)

$$R_{22} = V_2(d)V_2^*(d) = \int_0^2 \int_0^2 [XPR.E_2(\theta, \phi).E_2^*(\theta, \phi).P(\theta, \phi) + E_2(\theta, \phi).E_2^*(\theta, \phi).P(\theta, \phi)] \sin \theta .d\theta .d\phi$$

(Eq.4.44)

Avec :

$$e = \frac{|R_{12}|^2}{R_{11}^2 . R_{22}^2} \quad (\text{Eq.4.45})$$

Cette expression (Eq.4.45) sera utilisée dans la prochaine section pour estimer le coefficient de corrélation à partir des diagrammes de rayonnement réel.

4.4.6 Performance de la diversité de polarisation dans l'environnement du véhicule pour les systèmes TPMS et d'accès sans fil :

a- Conception d'un dispositif exploitant la diversité de polarisation

Nous proposons dans cette partie un prototype expérimental pour évaluer l'efficacité de la diversité de polarisation pour le système TPMS et d'accès PASE. Le coefficient de corrélation et le gain effectif seront également analysés.

Le prototype contient un plan de deux antennes monopoles identiques de 4cm imprimées sur un substrat diélectrique. Les antennes sont croisées et espacées d'une petite distance 4cm en gardant une adaptation acceptable. Les coefficients de réflexion mesurés sur les deux antennes sont: $S_{11} = -23.7$ dB pour l'antenne n°1 et $S_{11} = -20.1$ dB sur l'antenne n°2.

La figure.4.48 illustre le prototype réalisé pour caractériser la diversité de polarisation:

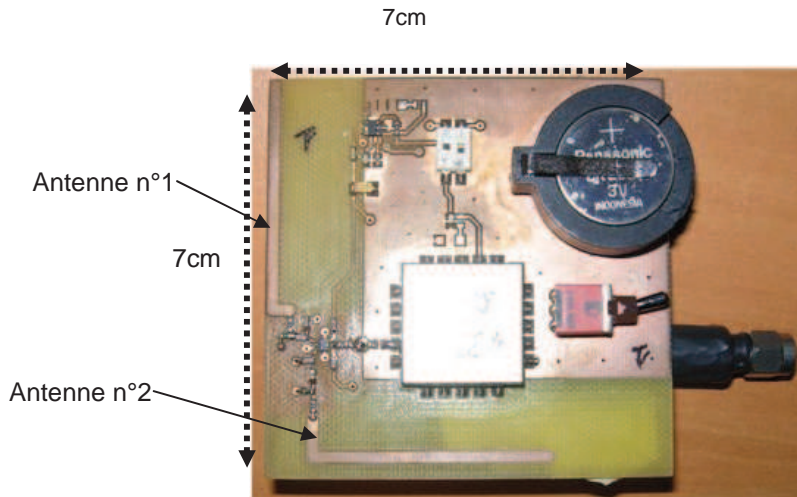


Figure.4.48: prototype exploitant la diversité de polarisation

Les diagrammes de rayonnement mesurés en 3D pour les deux antennes sont illustrés dans la figure.4.49 :

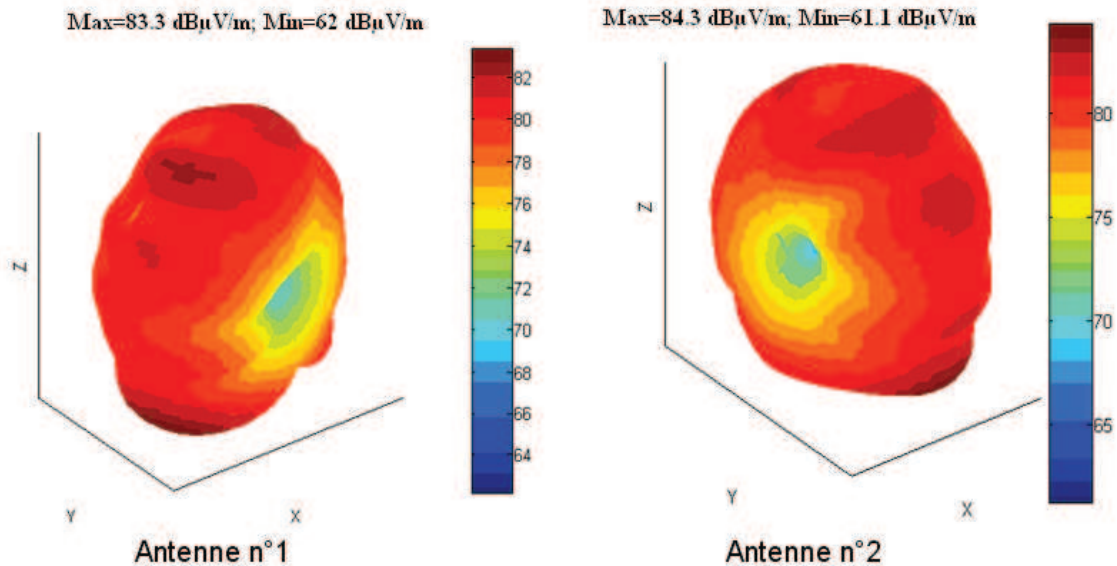


Figure.4.49: diagrammes de rayonnement de deux antennes mesurés selon les deux polarisations linéaires dans une chambre anéchoïque

Malgré la distance faible entre les deux antennes, les deux rayonnements demeurent très différents. Nous pouvons vérifier à partir des diagrammes mesurés des antennes que la première antenne privilège dans son rayonnement l'axe X alors que la deuxième rayonne plus sur l'axe Y. L'objet est d'avoir une diversité de polarisation est atteint avec le prototype réalisé.

L'évaluation des gains effectifs est faite statistiquement avec les diagrammes de rayonnement de chaque antenne dans 2 différents environnements (Isotope, Gaussien) à partir des équations. Les angles moyens d'arrivée et les écarts types pour une antenne interne viennent de la littérature pour un environnement intérieur (indoor) [42]:

$$m_V = 20^\circ, m_H = 20^\circ, \sigma_V = 30^\circ \text{ et } \sigma_H = 30^\circ$$

Avec:

m_V et m_H : les angles d'élévation moyens pour la polarisation verticale et la polarisation horizontale.

σ_V et σ_H : les déviations standards pour la polarisation verticale et la polarisation horizontale.

Les valeurs estimées des gains effectifs sont données dans le tableau .4.3:

Environnement interne	Uniforme	Gaussien	Coefficient de corrélation
Antenne n°1	-22.1 dB	-37.0 dB	0.16 pour le TPMS
Antenne n°2	-21.3 dB	-36.6 dB	0.21 pour le PASE

Tableau.4.3 : Gains effectifs des deux antennes utilisées

Ces estimations faites dans deux environnements modélisés différents, font apparaître une importante différence entre les distributions uniforme et gaussienne (environ 15dB). Nous avons trouvé un coefficient de corrélation favorable entre les deux antennes croisées (environ 0.16 pour un XPD=7dB et 0.21 pour un XPD= 9dB). La prochaine étape sera d'effectuer des mesures avec le prototype réalisé dans un environnement réel.

Toutes les évaluations décrites dans la partie précédente pour étudier la diversité de polarisation ont été réalisées dans la chambre anéchoïque afin d'estimer ces principaux paramètres (gain effectif, diagramme de rayonnement et le coefficient de corrélation). Cependant, il est nécessaire de faire toute une campagne de mesures dans un environnement réel afin d'introduire l'influence de l'environnement sur le gain apporté par la diversité de polarisation. La fiabilité de la diversité de polarisation est évaluée pour le système d'accès automobile de type PASE (PASSive Access System Entry) et le système de surveillance de pression des pneumatiques (TPMS).

b- Couverture externe du système d'accès sans fil :

Pour le système PASE, le premier choix s'est porté pour un espace externe dans un environnement LOS (Line Of Sight) en visibilité directe avec le récepteur placé à l'extérieur. Nous avons analysé dans cette campagne le "pire cas" avec une antenne émettrice polarisée verticalement par rapport au sol (l'orientation horizontale de l'émetteur présente toujours une très bonne couverture RF – voir le chapitre II). Le système de réception est placé en un endroit fixe à 1m du sol et l'émetteur déposé sur un chariot mobile (à 1.5 m du sol) est déplacé sur un trajet linéaire de 12 m. Le système de réception est composé du prototype réalisé avec deux antennes monopoles croisés (figure.4.48) et il permet de mesurer la puissance reçue durant tout le trajet.

Dans un deuxième temps, le récepteur a été placé à l'intérieur de véhicule dans le tableau de bord et la variation de la puissance reçue en fonction de la distance a été mesurée sur 3 trajets autour du véhicule:

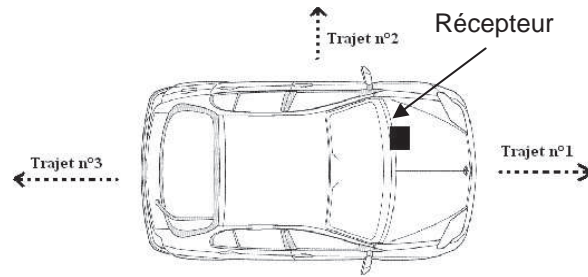


Figure.4.50 : trajets utilisés pour la caractérisation interne du système d'accès PASE.

Le post-traitement des données stockées pour l'environnement interne et externe a permis de calculer les variations de CDF en fonction de la puissance. Le gain de la diversité a été calculé à 1% de CDF, et les valeurs relevées sont mentionnées dans le tableau.4.4 :

	LOS	Trajet 1	Trajet 2	Trajet 3
Gain à 1% de CDF	0 dB	5.1 dB	5.2 dB	1.5 dB
Gain théorique	1dB	2.6dB		

Tableau.4. 4 : gain de diversité pour le système d'accès

Le tableau.4.4, montre l'effet d'un environnement confiné sur le phénomène de dépolarisations des ondes et son apport sur la qualité de liaison RF [35] [38]. Le gain trouvé pour un récepteur placé à l'extérieur de la voiture correspondant à une situation où le LOS est nul. Pour les configurations du récepteur placé à l'intérieur (NLOS, No LOS), nous avons réussi à obtenir des gains importants (entre 1.5 dB et 5.2 dB). Un autre élément d'amélioration de la liaison RF attendu est la suppression des évanouissements profonds. Généralement, une bonne amélioration de la liaison RF entre le badge et le récepteur est traduite par la suppression des évanouissements profonds dans la surface de couverture. Il est intéressant de déterminer le gain apporté en termes des zones d'ombres supprimées avec la diversité de polarisation. Les résultats de cette campagne de mesure pour le système d'accès sont représentés en termes de portées effectives et la largeur des zones d'ombre trouvées, pour chaque trajet le seuil de sensibilité fixé à -90 dBm:

	Largeur totale des évanouissements sur le canal n°1	Largeur totale des évanouissements sur le canal n°2	Largeur totale des évanouissements avec la diversité
Environnement LOS	0.6 m	0.5 m	0.3 m
Trajet n°1	5.4 m	1.7 m	1.1 m
Trajet n°2	4.5 m	5.4 m	2.2 m
Trajet n°3	8.8 m	2.8 m	0.9 m

Tableau.4.5 : amélioration de la couverture avec la diversité de polarisation

Nous avons réussi à réduire les zones d'ombres apparues avec les canaux de propagation indépendants, pour atteindre une bonne couverture RF avec un récepteur placé à l'intérieur du véhicule. L'interprétation de ces résultats montre que de façon

globale la diversité de polarisation permet d'améliorer la couverture RF autour du véhicule.

c- Couverture interne su système TPMS:

Le gain de la diversité de polarisation est estimé avec le prototype réalisé. Le système de réception est placé dans la zone avant gauche et les signatures angulaires des 4 roues sont mesurées. Les résultats obtenus sont montrés dans le tableau.4.6 :

	Gain théorique	Gain de diversité	Différence moyenne de puissance entre les canaux
LFW	3.1 dB	4 dB	6 dB
RFW	3.45 dB	3.4 dB	7.8 dB
LRW	3.1 dB	12.1 dB	3.46 dB
RRW	1.13 dB	1.2 dB	11.4 dB

Tableau.4.6 : gain de diversité pour le système TPMS

Les résultats montrent un très bon gain obtenu avec la diversité de polarisation pour les roues : LFW, RFW et LRW. Le faible gain obtenu pour la roue RRW s'explique par la grande différence de puissance (11.4 dB) entre les canaux et l'important niveau XPR (16.7 dB).

Les études abordées dans ce chapitre portent sur l'analyse des systèmes à diversité dans l'automobile. Les principaux problèmes auxquels sont confrontés les systèmes embarqués sans fil automobile sont les évanouissements profonds spatio-angulaires dans le canal de propagation. La puissance émise ne peut-être augmentée pour réduire les problèmes de transmission à cause des réglementations (FCC : Federal Communications Commission) et la durée de vie des capteurs.

REFERENCES IV:

- [1] W.C.Jakes, Jr.Ed, ***Microwave Mobile Communications***. New York: Wiley- Interscience, 1974.
- [2] W.C.Y.Lee, ***Mobile Communications Engineering***. New York: McGraw-Hill, 1982.
- [3] J.Pedersen, B.Andersen, ***Handset Antennas for Mobile Communication: Integration, Diversity and Performance***, Review of Radio Science 1996-1999, August 1999, pp. 119-137
- [4] D.C.Cox, ***Antenna diversity performance in mitigating the effects of portable radiotelephone orientation and multipath propagation***, IEEE Transaction on Communications, vol. 31, May 1983, pp. 620-628.
- [5] J.D.Parsons, M.Henze, P.A.Ratliff, M.J.Withers, ***Diversity techniques for mobile radio reception***, Radio & Electronic Engineering, 1975, 45, pp. 357-367.
- [6] M.Kar, P.Wahid, ***Two Branch Space and Polarization Diversity Schemes for Dipoles***, IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, 2001, vol.3, pp. 364 – 367.
- [7] J.F.Diouris, K.Mahdjoubi, J.Saillard, ***The effect of coupling in a compact handset receiver***, Annales des Télécommunications 54, n° 1-2, pp 85-92, Janvier- Février 1999.
- [8] C.A.Tounou, C.Decroze, D.Carsenat, N.Murad, T.onédière, B.Jecko, ***Effects of Coupling, Magnitude and Phase of radiation Patterns on Antenna Diversity Performances***, 2007 European Microwave Week, Munich, Germany, October 08-12 2007.
- [9] C.Jakes, A comparison of specific space diversity techniques for reduction of fast fading in UHF mobile radio systems, IEEE Transaction on Vehicular Technology, vol.20, 1971, pp. 81-92.

- [10] S.Pupolin, A.Salloum, ***Optimum Threshold Switching to Spatial Diversity Systems***, 6th IEEE International Symposium on Wireless Merging onto the Information Superhighway, Vol.3, 1995.
- [11] M.Nayaran, ***Wireless Communication Technologies***, Lectures.15-16, April 2002.
- [12] Y.C.Ko, M.S.ALlouinin, M.K.Simon. ***Performance Analysis and Optimization of Switched Diversity Systems***, the 50th IEEE Vehicular Technology Conference, Vol.3, 1999, pp. 1366-1371.
- [13] P.Lynam, B.Faust, ***Protocol Modeling and Simulation***, Engineering Project report, Dublin Institute of Technology, My 2003.
- [14] V.Kukshya, H.J.Song, H.P.Hsu, R.W.Wiese, ***Characterizing Performance of Tire Pressure Monitoring Systems Using Experimental Measurements and System Simulations***, IEEE International Symposium on Antennas and Propagation, 2007, pp. 4112- 4115.
- [15] R.Aughan, J.B.Andersen, ***Channel's, Propagation, and Antennas for mobile Communications***, IEE, London 2003.
- [16] R.H.Clarke, ***A Statistical Theory of Mobile Radio Reception***, Bell System Technology, vol. 47, Aug. 1968, pp. 957-1000
- [17] Y.Lee, ***A study of the antenna array configuration of an M-branch diversity combining mobile radio receiver***, IEEE Transaction on Vehicular Technology, vol.20, 1971, pp. 93-103.
- [18] J.A.Weitzen, J.W.Ketchum, J.Musser, ***Comparison of Polarization and Space Diversity Antenna Systems in an Operational AMPS System***, The Springer International Series in Engineering and Computer Science in Massachusetts, Vol.558, March 1996, pp. 23-37.
- [19] W.C.Y.Lee, ***Antenna Spacing Requirement for Mobile Radio Base-station Diversity***, Bell System. Technology, vol. 50, pp. 1859-1876.

- [20] K.Kalliola.; K.Sulonen, H.Laitinen, O.Kivekas, J.Krogerus, P.Vainikainen, **Angular power distribution and mean effective gain of mobile antenna in different propagation environments**, IEEE Transaction on Vehicular Technology, Vol. 51, 2002, pp.823-838.
- [21] M.Pons, T.P.Vuong², S.Tedjini, **Méthodologie de comparaison de systèmes ULB à double antenne en diversité**, JNM 2009, Grenoble, France.
- [22] M.Schwartz, W.R.Bennet, S.Stein, **Communication Systems and Techniques**, Vol.4, McGraw-Hill Book Company, US 1966.
- [23] M.S.Smith, L.Neal, **A Comparison of Polarisation and Space Diversity for Indoor Propagation at 900 MHz**, 2nd International Conference on Record, Vol.1, pp.74-78.
- [24] Adachi, M.T.Feeney, J.D.Parsons, A.G.Williamson, **Cross-correlation Between The Envelopes of 900 MHz Signals Received at a Mobile Radio Base Station Site**, IEE Communication, Radar and Signal Proceedings, Vol. 133, 1986, pp. 506 – 512.
- [25] W.Lee, **Effects on Correlation Between Two Mobile Radio Base-Station Antennas**, IEEE Transaction On Communications, Vol. 21, 1973, pp. 1214- 1224.
- [26] A.M.D.Turkmani, A.A.Arowojolu, P.A.Jefford, C.J.Kellett, **Experimental Evaluation of the Performance of Two-Branch Space and Polarization Diversity Schemes at 1800 MHz**, IEEE Transaction on Vehicular Technology, Vol. 44, N° 2, May.1995.
- [27] Tounou, C.Decroze, D.Casenat, T.Monédière, B.Jécko, **Diversity Antenna Efficiencies Enhancement**, IEEE Antennas and Propagation International Symposium 2007, 9-15 juin, pp.1064- 1067.
- [28] M.B.Knudsen, **Antenna Systems for Handsets**, ATV-Industrial PhD Project EF-755, Aalborg University, 2001.
- [29] R.J.Katulski, **Polarization Diversity in Mobile Communication**, 13th International Conference on Microwaves, Radar and Wireless Communications. 2000. MIKON-2000, Vol.2, pp. 387 – 389.

- [30] H.J.Thomas, G.L.Siqueira, R.S.Cole, ***Polarization Diversity for Urban Millimetric Mobile Radio Communications: Comparison of Initial Propagation Measurement Results with Prediction***, IEEE 42nd Vehicular Technology Conference, 1992, pp. 947-950.
- [31] Mott, ***Polarization in Antennas and Radar***, John Wiley & Sons, 1986.
- [32] T.W.C.Brown, S.R.Saunders, ***Modeling Polarization Diversity at the Mobile Terminal***, 11th International Conference on Antennas and Propagations, 2001, pp. 431- 435.
- [33] D.C.Cox, R.Murray, H.Arnold, A.Norris, M.Wazowicz, ***Cross-polarization coupling measured for 800 MHz radio transmission in and around houses and large buildings***, IEEE Transaction on Antenna and Propagation, Vol. 34, 1986, pp.83- 87.
- [34] S.A.Bergmann, H.W.Arnold, ***Polarisation Diversity in Portable Communications Environment***, Electronics Letters, Vol. 22, 1986, pp. 609 – 610.
- [35] M.Dell'Anna, B.B.Mohebbi, A.E.Brand, A.H.Aghvami, ***A Study of Polarization Diversity for a micro Cellule Environment, The 8th IEEE International Sympsiom on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, 1997, Vol.2, pp.579- 57.***
- [36] W.Lee, Yeh.Yu, ***Polarization Diversity System for Mobile Radio***, IEEE Transactions on Communications, Vol. 20, 1972, pp. 912 – 923.
- [37] C.Cox, R.R.Murray, H.W.Arnold, A.W. Norris, M. F.Wazowicz, ***Crosspolarisation Coupling Measured for 800 MHz Radio Transmission in and Around Houses and Large Buildings***, The 35th IEEE Conference on Vehicular Technology, 1986, Vol. 35, pp. 83-87.
- [38] Weitzen, M. Wallace, ***Analysis of Diversity Performance of Space Diversity and Cross Polarization and Cross Polarization for PCS Base***, The 9th IEEE International

- Symposium On Personal, Indoor, and Mobile Radio Communications, Vol. 1, 1998, pp. 293- 297.
- [39] X.Li, Z.P.Nie, ***Channel Coupling in Orthogonal Polarization Diversity Systems and its Influence on Diversity Gain***, Electronic Letters, 2005, pp. 225- 226.
- [40] Wu.Yujiang, Nie.Zaiping ***On Improving the Performance of Polarization Diversity in Wireless Communication Systems***, International Conference on Communications Networking And Mobile Computing, 2006, pp.1- 4.
- [41] T.Taga, ***Analysis for Mean Effective Gain of Mobile Antennas in Land Mobile Radio Environments***, IEEE Transactions on Vehicular Technology. Vol. 39, No. 2, May 1990, pp.117-131
- [42] V. Plicanic, ***Antenna Diversity Studies and Evaluation***, Technical Report, Ericsson Mobile Communications AB, May 2004.
- [43] Andrieux, J.F.Diouris, W.Yide ***Comparison between Spatial and Polarization Diversity for Transmit Beam forming Techniques***, The European Conference On Wireless Technology, 2005, pp.161- 164.
- [44] N.Michishita, H.Arai, ***A Polarization Diversity Antenna by Printed Dipole and Patch with a Hole***, IEEE International Symposium on Antennas and Propagation, Vol.3, 2001, pp. 368-371.
- [45] M.G.Sanchez, ***Analysis of Polarization Diversity at Digital TV indoor Receivers***, IEEE Transaction on Broadcasting, 2000, Vol. 46, pp. 233- 239
- [46] Morshedi, M.Torlak, ***Experimental Investigation of Polarization Diversity***, The 5th IEEE Workshop on Sensor Array and Mutichannel Signal Processing, 2008, pp.13-17.
- [47] Byung-ki, W.L.Stutzman, D.G. Sweeney, ***Indoor and Outdoor Measurements of Space, Polarization, and Angle Diversity for Cellular Base Stations in Urban Environments***, 52nd IEEE Vehicular Technology Conference, 2000, Vol. 1, pp. 22-29.

- [48] U.Wahlberg, S.Widell, C. Beckman, ***The Performance of Polarization Diversity Antennas at 1800 MHz***, IEEE International Symposium on Antennas and Propagation, 1997, Vol.2, pp. 1368- 1371.

CONCLUSION

L'un des principaux problèmes des systèmes embarqués sans fil automobile réside en la complexité du canal de propagation radiofréquence. En effet, pour exploiter de manière plus efficace ces systèmes déjà déployés sur le marché du secteur automobile, une bonne connaissance des mécanismes de propagation est nécessaire afin de proposer une solution adéquate pour assurer une bonne qualité de communication. La structure métallique du véhicule et le phénomène de trajets multiples perturbent la transmission du signal. Les travaux de recherche que nous avons présenté dans ce manuscrit ont consisté en une étude du canal de propagation radiofréquence dans l'environnement véhicule, afin de proposer des solutions adéquates qui pourront être utilisées pour améliorer la qualité de liaison des systèmes TPMS et PASE.

Dans un premier temps, nous nous sommes attachés à décrire brièvement le contexte des systèmes embarqués automobile étudiés à savoir : le système de surveillance de la pression du pneumatique (TPMS) et le système d'accès sans fil automobile (PASE). Nous avons ensuite décrit le canal de propagation radio de manière théorique dans l'environnement véhicule, et les différents phénomènes physiques de propagation impliqués.

Dans le deuxième chapitre, nos premières études expérimentales et théoriques ont été développées pour évaluer et modéliser la source d'émission : cette connaissance est un pré-requis indispensable pour établir le bilan de liaison général. Dans cette partie, des mesures et des simulations ont été analysées pour étudier la source en champ proche et en champ lointain. L'analyse en champ proche a permis de représenter une cartographie de la distribution de puissance autour de la source complète ainsi que l'impact du sol sur le diagramme de rayonnement à proximité directe de l'émetteur (i.e. rayonnement perçu en divers endroits de la trame du véhicule. L'analyse en champ lointain a mis en évidence l'influence des différents éléments constitutifs de la source sur le diagramme de rayonnement en champ lointain à partir de mesures et de modélisations tridimensionnelles. Ces études sont exploitées pour valider le profil isotrope des sources utilisées dans leur contexte final (jante et pneumatique), en restant conscients que le profil est par la suite affecté par la structure métallique du véhicule comme l'ont démontré les travaux des chapitres suivants. Pour l'étude du canal radiofréquence statique

TPMS, différentes séries de mesures et de simulations ont été réalisées en environnement automobile. Nous avons démontré que le profil du canal peut changer rapidement en fonction de cinq facteurs principaux:

- l'angle de rotation de roue : la signature radiofréquence du canal change selon la position angulaire de l'émetteur autour de la roue. De plus la puissance angulaire est radicalement différente selon la roue sondée à cause de la dissymétrie de l'environnement entre chaque module d'émission et le récepteur.
- la position spatiale et l'orientation de l'antenne réceptrice dans le véhicule : les zones caractérisées apparaissent très variables dans l'espace avec une dynamique assez importante à cause de l'inhomogénéité et de la complexité du canal de propagation dans l'environnement automobile. De plus, l'importante différence entre les zones sondées sur le plan horizontal et vertical reflète la présence des phénomènes importants de dépolarisation des ondes à l'intérieur du véhicule due à l'environnement de propagation et à la désorientation de l'antenne émettrice en rotation.
- la présence de passagers et l'environnement externe : nous avons montré que le profil du canal radio TPMS peut être impacté de manière sensible par la présence des passagers à l'intérieur du véhicule, des voitures voisines et par l'orientation de la roue.

Nous avons décrit ensuite les différentes étapes de la caractérisation du canal radio pour le système d'accès sans fil (PASE), et présenté les résultats de la modélisation numérique de l'environnement de propagation fondée sur le modèle de deux rayons (Ray Tracing) et ceux issus des simulations électromagnétiques sous EMPIRE. Les résultats de l'étude ont mis en évidence l'effet du corps humain sur la déformation du diagramme de rayonnement de l'antenne ainsi que l'impact du sol et de la carrosserie sur la couverture radio autour du véhicule.

Le troisième chapitre a été consacré à l'évaluation de la qualité de transmission radio pour le système de pression des pneumatiques (TPMS), et principalement aux problèmes liés aux évanouissements angulaires (black spot) et aux collisions temporelles. Deux logiciels conviviaux d'évaluation ont été développés autour de cet objectif : un simulateur de la qualité de communication du système TPMS et un émulateur des collisions temporelles sous NS-2. Le paramétrage et la mise en œuvre de ces derniers a fait l'objectif de la première partie du

second chapitre. Ensuite, nous avons estimé le taux de pertes à partir d'environnements électromagnétiques réels, et nous avons confirmé l'impact des spécificités environnementales sur la communication TPMS, et notamment les effets de premier ordre de la vitesse de déplacement et de la position de l'antenne réceptrice dans l'espace du véhicule. A la fin de ce chapitre, nous avons décrit et quantifié les différents phénomènes associés aux collisions et nous avons conclu que les pertes par collision ne sont pas considérées comme un réel problème en comparaison avec la présence des évanouissements angulaires dans la zone de couverture radiofréquence.

Nous avons abordé dans le quatrième chapitre de cette thèse les différentes stratégies de diversité pour l'amélioration des performances des systèmes embarqués sans fil automobile, dans le but de réduire l'effet des évanouissements du signal reçu. L'emploi de techniques de diversité en général a un bon potentiel d'utilisation en environnement de propagation complexe ou perturbé, car il permet d'apporter un gain non négligeable pour augmenter la probabilité de réception d'un signal. Trois types de diversité ont été étudiés : la diversité temporelle, la diversité spatiale et la diversité de polarisation. Ce chapitre comporte trois volets. Dans le premier, nous avons étudié la diversité temporelle qui représente un bon moyen d'amélioration pour le système TPMS : les principaux paramètres du code ont été analysés et optimisés en tenant compte de l'environnement de propagation et de la vitesse de déplacement afin de proposer un modèle unique. Nos résultats de l'étude montrent une importante marge d'amélioration à la hauteur de 60 % dans un environnement de propagation difficile composé de 3 « black spots », avec 5 trames optimisées. De plus, notre étude a permis de réduire de plus de 40% la consommation DC du module d'émission (ce qui se traduit par une augmentation de la durée d'exploitation de l'émetteur ou par une augmentation de la puissance RF émise). Dans le deuxième volet, nous avons en premier lieu élaboré et conçu un système de mesure capable de collecter des données expérimentales pour la diversité d'espace et de polarisation. Nous avons exploré le bénéfice lié à l'exploitation de la diversité d'espace en analysant son coefficient de corrélation et son gain réel obtenu dans l'environnement véhicule. Cependant les résultats obtenus montrent qu'un important espacement entre les antennes est nécessaire pour tirer profit de la diversification de canaux reçus. Contrairement à la diversité d'espace qui nécessite un éloignement important entre les antennes, la diversité de polarisation ne nécessite qu'un espacement faible entre les antennes. La dernière partie de ce chapitre représente une étude sur la mise en œuvre de la diversité de polarisation dans l'environnement véhicule pour le système TPMS et le système PASE. Nos données de mesures révèlent une amélioration

intéressante et importante sur le gain global apporté avec la diversité de polarisation (un gain maximum de 12.1dB pour le système TPMS et de 5.2dB pour le système PASE).

La grande dépendance à la structure et aux matériaux constituant les véhicules rend difficile la modélisation précise du canal de communication. Notre approche s'est basée sur une connaissance des perturbations générées par le canal, mais les solutions envisagées concernent soit le protocole au niveau de l'émetteur, soit les techniques de réception. Les hypothèses génériques et simplificatrices considérées durant cette étude pour établir un bilan de liaison général influencent les résultats obtenus : ces derniers ne sont pas à ces titres rigoureusement révélateurs d'une communication en contexte réel, même si nos approches de premier niveau ont été validées par des mesures. La démarche adoptée lors de cette thèse offre ainsi des horizons prometteurs pour la caractérisation du canal de propagation radio, et a permis de proposer plusieurs solutions efficaces et rapides pour converger vers des ensembles de solutions robustes d'amélioration de la qualité de liaison radio pour les systèmes embarqués sans fil automobile.

Enfin, les techniques de diversité déployées pour notre contexte de systèmes embarqués peuvent être exploitées pour d'autres applications de transmissions de données en milieu urbain ou fortement contraint par des phénomènes de trajets multiples et d'évanouissements déterministes ou non. L'utilisation conjointe de mesures et de simulations permet de cerner plus efficacement les mécanismes de propagation mis en jeu, et d'adapter en conséquence les solutions.