

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

CARACTÉRISATION DE LA PROPAGATION SANS-FIL DANS LES AVIONS  
COMMERCIAUX POUR UNE TRANSMISSION DÉDIÉE AUX SERVICES  
AUX PASSAGERS ET AUX SYSTÈMES AVIONIQUES

HASSANE SAGHIR

DÉPARTEMENT DE GÉNIE ÉLECTRIQUE

ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

MÉMOIRE PRÉSENTÉ EN VUE DE L'OBTENTION  
DU DIPLÔME DE MAÎTRISE ÈS SCIENCE APPLIQUÉES  
(GÉNIE ÉLECTRIQUE)

JUILLET 2015

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

Ce mémoire intitulé:

CARACTÉRISATION DE LA PROPAGATION SANS-FIL DANS LES AVIONS  
COMMERCIAUX POUR UNE TRANSMISSION DÉDIÉE AUX SERVICES  
AUX PASSAGERS ET AUX SYSTÈMES AVIONIQUES

présenté par : SAGHIR Hassane

en vue de l'obtention du diplôme de : Maîtrise ès sciences appliquées

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

M. AKYEL Cevdet, D.Sc.A., président

M. NERGUIZIAN Chahé, Ph. D., membre et directeur de recherche

M. LAURIN Jean-Jacques, Ph. D., membre et codirecteur de recherche

M. CARDINAL Christian, Ph. D., membre

## **DÉDICACE**

*À Samy et Khadidja*

## REMERCIEMENTS

J'aimerais exprimer mes remerciements à l'organisme MITACS, à Bombardier Aéronautique et à Thales de m'avoir offert le support financier au projet AVIO-402 et au stage industriel.

Mes remerciements en particulier à Bombardier Aéronautique de m'avoir accueilli au sein de son équipe d'ingénierie. J'aimerais spécifiquement exprimer ma gratitude envers Mr. Fidèle Moupfouma et Mr. Yann Le Masson pour leur grand soutien et encadrement.

Mes sincères remerciements et ma reconnaissance vont également à mes directeurs académiques Mr. Chahé Nerguizian et Mr Jean-Jacques Laurin pour leur confiance et leur support au quotidien tout au long de ce travail de recherche.

Un grand merci à tous les organisateurs et les collègues du projet AVIO-402 pour leurs conseils, commentaires et critiques.

Merci à tous les membres du jury de m'avoir accordé leur temps pour examiner ce mémoire et de faire partie de la procédure de ma soutenance.

Enfin, merci à toute ma famille pour son soutien et encouragement.

## RÉSUMÉ

Les systèmes embarqués dans un avion commercial sont reliés par des câbles qui peuvent atteindre une centaine de kilomètres. À la fois essentiels mais très encombrants, ces câbles constituent un surpoids que les constructeurs et opérateurs cherchent à réduire afin de rentabiliser leurs avions. Les technologies sans-fil représentent l'une des options actuellement convoitées pouvant apporter des améliorations considérables à l'évolution des systèmes avioniques.

Le présent travail de recherche se penche sur l'étude de la propagation sans-fil sur certaines bandes de fréquences à l'intérieur d'un avion commercial. Le but principal étant d'arriver à des conclusions ou à des recommandations sur les critères pouvant optimiser le lien sans-fil sans nuire aux systèmes existants. Les applications visées sont les services sans-fil pour les passagers et les réseaux de capteurs. Ce travail est effectué en collaboration avec l'entreprise Bombardier-Aéronautique située à Montréal dans le cadre du projet AVIO- 402 subventionné par consortium CRIAQ ([Consortium de Recherche et d'Innovation en Aérospatial au Québec](#)).

Dans cette étude, un travail de caractérisation expérimentale du canal de propagation dans la bande ISM, autour des fréquences 2.4 GHz et 5.8 GHz, a été réalisé dans un avion CRJ700 de Bombardier Aéronautique. Cette caractérisation a permis d'extraire les paramètres nécessaires à l'analyse du comportement du canal. Les résultats issus des mesures ont démontré que les caractéristiques de propagation sont proches à la fois de celles d'une propagation dans un milieu typique à l'intérieur en termes d'étalement du canal et de celles d'une propagation dans un tunnel en termes d'atténuation. Ensuite, un travail de modélisation tridimensionnel et de simulation du canal a été réalisé avec un logiciel de prédiction RF (Wireless Insite de REMCOM). Les simulations considèrent également la bande millimétrique autour de 60 GHz. Le travail de simulation a abouti à des modèles analytiques de couverture radioélectrique qui ont été utilisés par la suite pour évaluer les scénarios d'interférences et les métriques de performance du lien sans-fil. Enfin, ces mêmes modèles ont permis de dimensionner un modèle TDL (Tapped Delay Line) de réponse impulsionnelle du canal dans le but d'une implémentation sous Matlab dans une chaîne de transmission sans-fil.

## ABSTRACT

Aircraft systems are interconnected by cable bundles that may represent a hundred kilometres. Those wirings penalize the aircraft weight. Cable bundles favour electromagnetic interference on board aircraft and routing a new cable for integrating new equipment boxes in a sustained aircraft requires a lot of retrofit work. Consequently, the aviation industry and aerospace community are working in the scope of different projects on new alternatives that will better fit to the future generation of aircrafts and help to reduce interconnecting wires on board.

Wireless technologies represent a coveted solution that could make significant improvements and benefits to new generations of aircrafts. This research work focuses on the study of the wireless propagation over some frequency bands inside commercial aircrafts. The main objective is to provide conclusions and recommendations on criteria that may help optimizing the wireless communication without impacting the existent systems. Targeted applications are the inflight entertainment (IFE) service and wireless sensing systems.

This work was conducted in collaboration with Bombardier-Aerospace based in Montreal (QC) in the frame of AVIO-402 project under the grant of CRIAQ (<http://www.criAQ.aero/>).

In this study, an experimental characterization of the propagation channel in the ISM band around 2.4 GHz frequency 5.8 GHz has been performed in a CRJ700 aircraft from Bombardier Aerospace. This characterization allowed to extract the parameters needed to analyze the channel behavior. The measurements results have shown that the propagation characteristics are close to those of both typical indoor medium in terms of the delay spread and a tunnel in terms of path loss. Then, a 3D channel modeling and simulation have been achieved with an RF prediction software (Wireless Insite Remcom). The simulations also consider the millimeter band around 60 GHz. The simulations yielded to analytical models of radio coverage which were subsequently used to evaluate wireless link interference scenarios and performance metrics. Finally, these models were used to design a TDL (Tapped Delay Line) channel model with the goal of an implementation under Matlab in a wireless transmission chain.

## TABLE DES MATIÈRES

DÉDICACE.....	III
REMERCIEMENTS .....	IV
RÉSUMÉ.....	V
ABSTRACT .....	VI
TABLE DES MATIÈRES .....	VII
LISTE DES TABLEAUX.....	IX
LISTE DES FIGURES.....	X
LISTE DES SIGLES ET ABRÉVIATIONS .....	XII
LISTE DES ANNEXES.....	XV
CHAPITRE 1 INTRODUCTION.....	1
1.1 Contexte et problématique .....	2
1.1.1 Descriptif du projet AVIO-402 .....	4
1.1.2 Objectif général .....	4
1.1.3 Contraintes et objectifs spécifiques.....	4
1.2 Revue de la littérature .....	6
1.2.1 Systèmes avioniques .....	6
1.2.2 Systèmes de communication et de divertissement (IFE) sans-fil.....	9
1.2.3 Canal de propagation et interférences dans les avions .....	13
1.3 Comparaison avec les études précédentes.....	24
1.4 Contribution .....	26
1.4.1 Hypothèses .....	26
1.4.2 Contribution .....	27

CHAPITRE 2	CARACTÉRISATION DU CANAL DE PROPAGATION .....	30
2.1	Méthodologie .....	30
2.1.1	Axes de recherche .....	30
2.1.2	Activités .....	31
2.2	Phase I .....	31
2.2.1	Choix des bandes de fréquences et des méthodes de caractérisation du canal .....	31
2.2.2	Mesures expérimentales .....	32
2.2.3	Modélisation et simulations .....	46
CHAPITRE 3	ANALYSE DE L'IMPACT DU CANAL DE PROPAGATION SUR LA TRANSMISSION SANS-FIL.....	55
3.1	Phase II.....	55
3.1.1	Modélisation de la couverture radioélectrique et des interférences .....	55
3.1.2	Probabilité de blocage et fiabilité de la couverture radioélectrique .....	57
3.1.3	Évaluation des interférences.....	62
3.1.4	Modélisation de la réponse impulsionnelle et de la variabilité du canal.....	68
CHAPITRE 4	CONCLUSIONS ET TRAVAUX FUTURS .....	76
4.1	Conclusions et perspectives .....	76
4.2	Travaux futurs .....	79
4.3	Publications et livrables .....	81
BIBLIOGRAPHIE	.....	82
ANNEXE A - MODÉLISATION DES INTERFÉRENCES CO-CANAL	.....	88



## LISTE DES TABLEAUX

Tableau 1-1 : Comparaison des différentes études de caractérisation du canal de propagation dans les avions. ....	21
Tableau 1-2 : Allocation des fréquences pour les systèmes avioniques [15]. ....	23
Tableau 2-1: Spécifications des équipements de mesures. ....	33
Tableau 2-2 : Paramètres de mesures .....	34
Tableau 2-3 : Marge de liaison. ....	35
Tableau 2-4 : Configurations et protocoles de mesures à grande-échelle. ....	38
Tableau 2-5 : Résultats de mesures à grande échelle .....	45
Tableau 2-6 : Distributions statistiques de l'étalement des délais .....	46
Tableau 2-7 : Propriétés des matériaux. ....	47
Tableau 2-8 : Comparaison des résultats obtenus par mesures et simulations. ....	50
Tableau 2-9 : Propriétés électriques du modèle du corps humain. ....	51
Tableau 2-10 : Comparaison des paramètres de pertes de propagation. ....	53
Tableau 2-11 : Impact de la présence humaine sur l'atténuation. ....	53
Tableau 2-12 : Impact de la présence humaine sur la dispersion des délais. ....	54
Tableau 3-1 : Modèles analytiques de la puissance reçue. ....	56
Tableau 3-2 : Résultats de l'estimation des distributions statistiques des amplitudes. ....	71

## LISTE DES FIGURES

Figure 1-1: Trafic aérien- Prise instantanée de 2317 vols [Source : <a href="http://www.flightradar24.com">www.flightradar24.com</a> ] .....	1
Figure 2-1: Plans intérieurs du CRJ700. ....	33
Figure 2-2 : Diagramme bloc des mesures. ....	34
Figure 2-3 : Calibration des équipements. ....	36
Figure 2-4 : Calibration des antennes. ....	37
Figure 2-5 : Configurations des antennes dans les mesures à grande échelle. ....	37
Figure 2-6 : Exemples de disposition d'équipements. ....	38
Figure 2-7 : Configurations des antennes dans les mesures à petite échelle. ....	38
Figure 2-8: Exemple de fonction de transfert (a) et de réponse impulsionnelle (b) à 2.45 GHz à une distance de 1m. ....	39
Figure 2-9: Pertes de propagation en fonction de la distance à 2.45 GHz (a) et 5.8 GHz (b). ....	41
Figure 2-10: Profils puissance-délais en fonction de la distance $T_x-R_x$ à 2.45GHz. ....	41
Figure 2-11: Paramètres de l'étalement du canal. ....	42
Figure 2-12 : Étalement efficace du canal à 2.45 GHz (a) et 5.8 GHz (b). ....	43
Figure 2-13 : Fonctions de répartition cumulative mesurées de l'enveloppe du signal reçu à 2.45 GHz et leurs distributions de probabilités correspondantes. ....	45
Figure 2-14: modèle 3D de l'avion CRJ700 utilisé pour les simulations. ....	47
Figure 2-15 : Fonctions de répartition cumulative simulées de l'étalement moyen et efficace des délais à 2.45 GHz (a) et 60 GHz (b). ....	49
Figure 2-16 : Fonctions de répartition cumulative simulées de l'enveloppe du signal reçu à 2.45 GHz (a) et 60 GHz (b). ....	49
Figure 2-17 : Modèle 3D simplifié du corps humain. ....	51
Figure 2-18 : Aperçu de l'intérieur de l'avion en présence de passagers. ....	52
Figure 2-19 : Comparaison de la dispersion efficace à 2.45 GHz entre cas vide et occupé. ....	54

Figure 3-1: Puissances reçues et probabilités de blocage obtenues pour 2.45GHz (a), 5.8 GHz (b) et 60 GHz (c) pour les trois types de canaux.....	58
Figure 3-2: Fiabilité dans la zone de couverture. ....	61
Figure 3-3: Fiabilité dans la zone de couverture en fonction de la distance. ....	61
Figure 3-4 : Test d'agrégation d'interférences. ....	63
Figure 3-5: Effet de l'agrégation des interférences sur un lien victime en LOS. ....	64
Figure 3-6 : Effet de l'agrégation des interférences sur un lien victime en NLOS. ....	65
Figure 3-7: Distance minimale de protection des systèmes avioniques.....	67
Figure 3-8: Modèle Tapped Delay Line du filtre du canal.....	68
Figure 3-9 : Estimation des distributions statistiques des amplitudes du modèle TDL. ....	70
Figure 3-10 : Représentation d'une chaîne de Markov à deux états. ....	73
Figure 3-11 : Exemple de résultats de la probabilité de persistance des trajets.....	74
Figure 3-12 : Résultats obtenus pour la probabilité de transition du trajet #5 à 5.8 GHz. ....	74

## LISTE DES SIGLES ET ABRÉVIATIONS

ADF: Automatic Direction Finder

AFDX: Avionics Full Duplex

AHP: Analytic Hierarchy Process

AMI : Avionique Modulaire Intégrée

AMSS: Aeronautical Mobile Satellite Service

ARINC: Aeronautical Radio Incorporated

BER: Bit Error Rate

BRAHMS: Broadband Access for High speed Multimedia via Satellite

CCI : Co-Channel Interference

CREER : Centre de Recherche En Électronique Radiofréquence

CRIAQ : Consortium de Recherche et d'Innovation en Aérospatial au Québec

DBS-TV: Direct Broadcast Satellite TV

DME: Distance Measuring Equipment

ECMA: European Computer Manufacturers Association

EIRP: Equivalent Isotropic Radiated Power

ESA: European Space Agency

FAA: Federal Aviation Administration

FBW: Fly-By-Wireless

FDDI: Fiber Distributed Data Interface

FR: Failure rate

GEO: Geostationary Orbit

GS: Glide Slope

HIRF: High Intensive Radiated Fields

IFE: In-Flight Entertainment

INMARSAT: International Maritime Satellite organization

ISI: Inter-Symbol Interference

ISM: Industrial, Scientific and Medical

LNA: Low Noise Amplifier

LOS: Line-Of-Sight

LPI: Low Probability of Intercept

LRM: Line Replaceable Module

LRU: Line Replaceable Unit

MB: Marker Beacon

MC: Monte-Carlo

MLRRI: Maximum Level of Radiated Radio Interference

MLS: Microwave Landing System

MTBF: Mean Time Between Failures

NASA: National Aeronautics and Space Administration

NLOS: Non-line-Of-Sight

OFDM: Orthogonal Frequency Division Multiplexing

PDP: Power-Delay Profile

PEC: Perfect Electrical Conductor

PED: Passenger-carried Electronic Devices

RA: Radio Altimeter

RTCA: Radio Technical Commission for Aeronautics

SINR: Signal to Interference plus Noise Ratio

TACAN: TACTical Air Navigation

TCAS: Traffic Collision Avoidance System

TDL: Tapped Delay Line

TRL: Technology Readiness Level

UIT: Union Internationale des Télécommunications

UWB: Ultra WideBand

VNA: Vector Network Analyzer

VOR: VHF Omni-range

WAIC: Wireless Avionic Intra Communication

WR: Weather Radar

WSSUS: Wide Sense Stationary Uncorrelated Scattering

## LISTE DES ANNEXES

Annexe A - Modélisation des interférences co-canal.....	88
---	----

## CHAPITRE 1 INTRODUCTION

La densité du trafic aérien ne cesse d'augmenter de nos jours. Pour s'en rendre compte, il suffit de visiter l'un des sites web permettant de visualiser en temps réel le trafic aérien<sup>1</sup> (Figure 1-1). Le développement rapide de l'industrie aéronautique et la compétitivité entre les compagnies aériennes ont largement contribué à l'ascension de l'usage de ce moyen de transport. Cette croissance a suscité des politiques de plus en plus rigoureuses en matière de sécurité et du contrôle du trafic aérien et à l'égard de l'ingénierie des systèmes embarqués. Ainsi, les constructeurs aéronautiques accordent une grande priorité à la conception de systèmes avioniques fiables et sécuritaires. De leur côté les usagers demandent constamment des services de communication et de divertissement de qualité. Les enjeux économiques, technologiques, sécuritaires (réglementation et politique) et environnementaux mettent régulièrement à l'épreuve la recherche et l'industrie des systèmes avioniques afin de rendre les avions plus sûrs, plus fiables, plus agréables et plus écologiques.

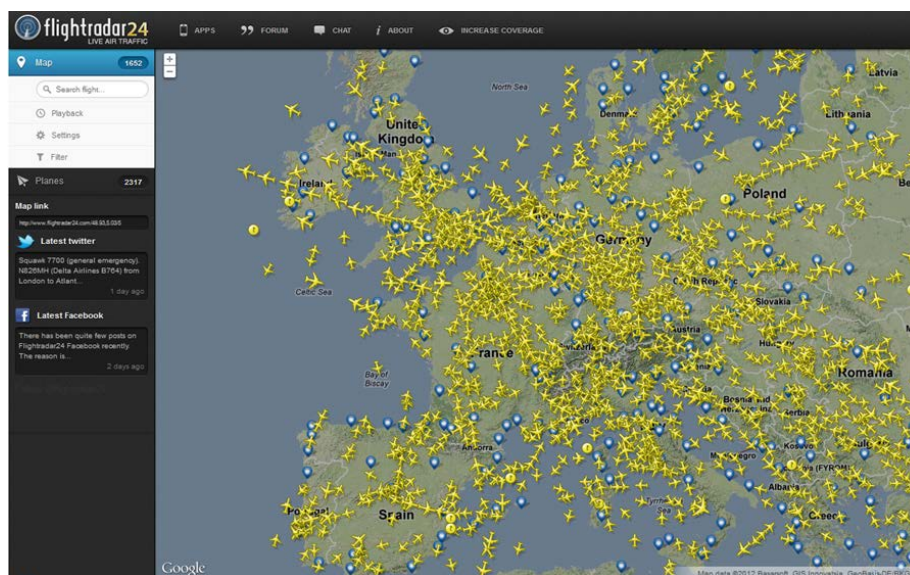


Figure 1-1: Trafic aérien- Prise instantanée<sup>2</sup> de 2317 vols [Source : [www.flightradar24.com](http://www.flightradar24.com)]

<sup>1</sup> [www.flightaware.com](http://www.flightaware.com) ou [www.flightradar24.com](http://www.flightradar24.com)

<sup>2</sup> Prise le Vendredi 1<sup>er</sup> Juin 2012 à 8h10.



## 1.1 Contexte et problématique

Les systèmes électroniques embarqués dans un avion sont reliés par un réseau de câbles pouvant atteindre une centaine de kilomètres et quelques milliers de kilogrammes [1]. Contrairement aux fissures évidentes dans la structure d'un avion (aile, moteur), les défaillances des câbles sont extrêmement difficiles à détecter. De plus, les arcs électriques et les émissions électromagnétiques peuvent être dangereux. En effet, une défaillance du câblage a été mise en cause dans plusieurs catastrophes aériennes parmi lesquelles le vol Swissair-111 (McDonnell Douglas MD11) en 1998 et le vol TWA-800 en 1996 (Boeing 747-131) [1], [2]. Le verdict rendu à l'issue des investigations concernant le TWA-800 a démontré qu'un court-circuit avait déclenché une explosion dans le réservoir central de carburant [3], tandis que dans le cas Swissair-111, un court-circuit dans le câblage du système de divertissement [2] a déclenché un feu dans le cockpit. D'autre part des tests effectués sur des avions âgés d'au moins 20 ans de service ont révélé un taux de 1.6 à 13 fissures par 1000 m de câblage [1]. Ceci montre à quel point le câblage peut être très dangereux. Les câbles favorisent aussi les interférences électromagnétiques à bord des aéronefs, et constituent un réel défi pour le routage et la maintenance. Dans un avion de ligne typique, cela représente environ 240 km de câbles serpentant à travers toute la structure de l'avion [1]. Il est donc extrêmement difficile de diagnostiquer et de réparer les pannes sans compter le temps et les coûts associés à l'immobilisation d'un avion au sol. À ceci, s'ajoutent les problèmes d'évolutivité étant donné que l'ajout de nouveaux systèmes est très coûteux et limité en raison des exigences d'installation et le manque d'espace disponible.

En conséquence, les conclusions sur les questions de la sécurité, du coût et de la robustesse aboutissent au fait qu'il serait inévitable de trouver des alternatives plus efficaces pour assurer la redondance.

L'industrie aéronautique et la communauté aérospatiale travaillent, dans le cadre de différents projets, sur des solutions pour équiper la nouvelle génération d'avions et pour réduire les interconnexions filaires à bord. Dans les années 90, il y a eu une évolution vers les liens à bus de données bidirectionnels comme ARINC 629 [4], et plus récemment le concept de l'avionique modulaire intégrée (AMI) [5]. Ce dernier met en œuvre de nouvelles spécifications notamment

sur fibre optique (*FDDI*<sup>3</sup>) ou sur le bus *AFDX*<sup>4</sup> (*Ethernet*) pour accroître le débit et la fiabilité. Ces systèmes apportent une grande amélioration en termes de poids et de fiabilité mais demeurent sensibles aux problèmes de défaillance structurelle et de flexibilité et nécessitent toujours un routage et de la redondance.

Les technologies sans-fil représentent aussi une solution très convoitée qui pourrait apporter des améliorations considérables et des avantages à la nouvelle génération d'avions. À travers la substitution de câblage et la réduction des interfaces électriques, cette solution peut résoudre les problèmes liés au poids, à la consommation de carburant, à la conception, à l'installation et la maintenance, à la fiabilité et à l'évolutivité.

L'industrie aéronautique et l'Union internationale des télécommunications (UIT), définissent actuellement un nouveau type de systèmes sans-fil appelé WAIC, pour Wireless Avionics Intra-Communication, destiné à répondre aux nouvelles tendances dans le domaine aéronautique [6]. Les systèmes WAIC devraient supporter les communications radio entre une ou plusieurs liaisons émetteur-récepteur dans un avion. Ils devraient assurer la communication et les fonctions de détection uniquement à l'intérieur de l'avion. Toutefois, ni les communications air-sol ni celles entre avions, ni avec les appareils transportés par les passagers ne sont incluses. Actuellement, l'accent est mis sur les caractéristiques techniques et les objectifs opérationnels des systèmes WAIC dans un avion [6].

Malgré les avantages que procurent les technologies sans-fil, les questions de sécurité, de disponibilité, de performances et des interférences se posent toujours. Les réponses à ces questions demeurent étroitement dépendantes des contraintes spécifiques à l'application. Avant d'explicitier la problématique spécifique à ce travail, il est important de rappeler brièvement son contexte industriel.

---

<sup>3</sup> Fiber Distributed Data Interface

<sup>4</sup> Avionics Full Duplex

### **1.1.1 Descriptif du projet AVIO-402**

Le projet *AVIO-402* lancé et dirigé par le consortium *CRIAQ (Consortium de Recherche et d'Innovation en Aérospatial au Québec)*<sup>5</sup> vise essentiellement à réduire la complexité des systèmes câblés, par le biais de nouveaux systèmes critiques moins encombrants. Le projet est subdivisé en trois parties principales :

1. Capteurs autonomes et actionneurs/interfaces réseau;
2. Bus de données critiques et sécuritaires;
3. Bande de fréquences optimale pour la transmission sans-fil.

Ces parties sont complémentaires et ont été définies relativement aux plans de développement technologiques des partenaires industriels (Thales et Bombardier-aéronautique).

Ce travail de recherche traite de la partie 3 du projet.

### **1.1.2 Objectif général**

Le projet *AVIO-402* considère l'introduction des technologies sans-fil inévitable dans la prochaine génération d'avions ou de systèmes avioniques. De ce fait, ce travail constitue un axe important et indépendant des autres axes (bus de données). Son objectif principal est d'explorer les bandes de fréquences permettant, dans le cadre des spécifications, d'optimiser la performance et la coexistence d'une communication sans-fil (capteur, communication) dans un avion.

### **1.1.3 Contraintes et objectifs spécifiques**

La conception d'un nouveau système, ou concept, avionique nécessite en général de respecter un ensemble de contraintes. D'un point de vue macroscopique on doit principalement faire face aux enjeux de sécurité, de fiabilité (performances techniques et opérationnelles) et d'évolutivité exigés dans le domaine [5]. D'un point de vue microscopique, on est confronté à la complexité de l'environnement où le système sera déployé.

Du point de vue macroscopique, l'industrie aérospatiale est presque la seule, à faire face à des besoins et contraintes hautement exigeants en termes de sécurité et de fiabilité. Les systèmes

---

<sup>5</sup> <http://www.criq.aero/>

avioniques sont souvent complexes et composés de nombreux sous-systèmes en interaction et destinés à être utilisés par un opérateur humain. Ils ont également un cycle de vie opérationnel qui va souvent au-delà de 25 ans. L'ingénierie de tels systèmes couvre donc le comportement du système sur un large éventail d'aspects et implique une interaction entre des organismes multidisciplinaires et internationaux puisque le produit est souvent amené à traverser les frontières. Les conflits entre tous ces facteurs, mènent souvent à faire des compromis lorsque l'on tente d'atteindre l'équilibre optimal entre les besoins du client et la réalisation d'un produit à prix abordable [7]. Dans le cas présent, le concept – *transmission ou communication sans-fil* - à introduire doit être dimensionné de façon à ne pas entraîner d'événement catastrophique. Il doit assurer la protection des données contre les interférences inter-systèmes, les sources d'interférences externes (e.g radars) et les agressions électromagnétiques volontaires (e.g terrorisme). Il doit garantir un bon niveau de performances opérationnelles (e.g défaillance, moins d'arrêts ou retards liés au système) et techniques (e.g, disponibilité, erreurs, complexité) et s'adapter à l'évolution du trafic aérien et des fonctionnalités. Ce volet (dimensionnement niveau système en vue d'une intégration) n'est pas considéré dans cette étude vu le niveau de maturité non atteint à ce stade par les recherches. Cependant ce travail constitue l'étape initiale qui pave la route vers l'intégration de ce genre de systèmes.

Du point de vue microscopique, l'environnement de propagation électromagnétique, qu'est l'intérieur de l'avion, présente plusieurs défis. Le premier défi concerne la difficulté de la transmission ou de propagation des signaux sans-fil. En effet, ce milieu présente les caractéristiques d'un milieu multi-trajets sélectif en fréquences. Ainsi, la bande de fréquences, les types de matériaux utilisés, les dimensions, la disposition des éléments internes et l'influence des passagers et de leurs dispositifs électroniques sont tous des facteurs importants à prendre en compte lors de l'étude et du dimensionnement d'un système sans-fil. Le deuxième défi est la présence, dans ce milieu confiné et limité, d'un grand nombre de capteurs et de systèmes électroniques faisant simultanément circuler des données classifiées par niveaux de criticité et gérés par des normes strictes. Ces systèmes sont conçus pour assurer les fonctionnalités essentielles à l'opération d'un avion à savoir : la communication, la navigation, la surveillance et le contrôle. Ce défi nécessite donc une considération de la question des interférences avec les systèmes existants mais également de l'impact sur les performances.

Il en découle ainsi les objectifs spécifiques suivants :

- 1- La caractérisation et l'analyse du comportement de la propagation sans-fil;
- 2- Évaluation de l'impact des interférences et de la fiabilité de la couverture radio;
- 3- Évaluation de l'impact de la présence humaine sur les paramètres de propagation;
- 4- Synthèse et recommandations.

## **1.2 Revue de la littérature**

Dans ce mémoire, les systèmes embarqués dans un avion ont été classifiés selon deux catégories relativement à l'ordre d'importance et de priorité des données qu'ils font circuler. Les *systèmes avioniques* nécessaires aux communications, au contrôle et à la commande de l'avion, et les systèmes dédiés aux services aux passagers (multimédia, communication,...) également appelés *systèmes de divertissement* ou *IFE*<sup>6</sup>.

### **1.2.1 Systèmes avioniques**

Le terme système avionique, désignant l'ensemble de l'électronique et de logiciels embarqués dans un avion, n'est apparu qu'au début des années 70. Ce terme est la fusion des deux mots *avion* et *électronique*. C'est l'aviation militaire qui était initialement à l'origine du développement de ce genre de systèmes. Avant cette période, chaque dispositif à bord d'un avion opérait avec son propre système (matériel et logiciel), ce qui posait beaucoup de problèmes de limitations et d'interconnexions entre les différents systèmes [8]. Pour assurer les fonctionnalités nécessaires à la conduite de leurs missions, les systèmes avioniques disposent d'un ensemble de capteurs, de calculateurs, d'actionneurs et d'unités d'alimentation.

#### **1.2.1.1 Exemple de systèmes avioniques**

Un système avionique comprend généralement des dispositifs de communication, de navigation, de contrôle et de gestion.

Parmi les systèmes avioniques on trouve [9] [10]:

---

<sup>6</sup> In-Flight Entertainment

- le système d'alerte de trafic et anticollision *TCAS*<sup>7</sup>;
- le système de navigation tactique *TACAN*<sup>8</sup>;
- le système de mesure de distance *DME*<sup>9</sup>;
- le système de navigation *VOR*<sup>10</sup>;
- le système de navigation par satellite *GPS*<sup>11</sup>;
- le radar météorologique *WR*<sup>12</sup>;
- les systèmes de contrôle "*Fly by Wire*" et *FADEC*<sup>13</sup>.

Les bandes de fréquences opérationnelles utilisées par les systèmes avioniques couvrent une large partie du spectre radiofréquences. Elles peuvent aller de quelques kHz à quelques GHz.

### 1.2.1.2 Évolution des systèmes avioniques

Historiquement, chaque système avionique gérait l'échange et le traitement des données par une électronique qui lui était dédiée. La révolution informatique des années 70 a contribué au passage de la gestion mécanique de commandes à la gestion électrique. Les ordinateurs de bord ont offert une simplicité et une capacité de calcul considérables. Cependant, les entrées des capteurs et les sous-systèmes recevant l'information de ces ordinateurs sont demeurés en grande partie analogiques. Ceci a conduit à une configuration classique avec un nombre très limité d'ordinateurs centraux (un ou deux) connectés à tous les autres systèmes par des convertisseurs analogique-numérique et numérique-analogique complexes et lourds [8]. Progressivement, les systèmes avioniques devenaient de plus en plus numériques, petits et rapides. Néanmoins leur complexité et la croissance des fonctionnalités requises ont reconduit à une forte augmentation de calculateurs qui présentent plusieurs inconvénients dont le poids, la consommation d'énergie, le coût et la fiabilité. D'où le besoin impératif de développer des bus de données capables de gérer

---

<sup>7</sup> Traffic Alert and Collision Avoidance System

<sup>8</sup> Tactical Navigation

<sup>9</sup> Distance Measuring Equipment

<sup>10</sup> VHF Omni-directional Range

<sup>11</sup> Global Positioning System

<sup>12</sup> Weather Radar

<sup>13</sup> Full Authority Digital Engine Control

efficacement les transmissions et de réduire les interconnexions. Les coûts et les délais de développement associés à la première génération, non-standardisée, de ces bus de données ont mis en évidence la nécessité d'une normalisation dans ce domaine [8].

Plusieurs standards et architectures ont vu le jour au fil des années et -- sans entrer dans les détails techniques -- ont souligné deux tendances ou concepts. Le premier concept est *l'avionique classique*, basé principalement sur des normes comme *ARINC 429*, *MIL-STD-1553* et *ARINC 629*. Le second concept est *l'avionique modulaire intégrée (AMI)*. Celle-ci constitue la nouvelle tendance depuis la génération *A380*. Elle introduit non seulement des améliorations aux lacunes de l'avionique classique mais également une nouvelle façon de reconsidérer l'architecture avionique [7].

**L'avionique classique** repose sur deux types d'architectures. La première étant *l'architecture distribuée*<sup>14</sup> où les équipements de commande sont installés à proximité des sous-systèmes qu'ils commandent. Cette architecture utilise essentiellement la norme de bus *ARINC 429*. La deuxième architecture est *l'architecture fédérée* basée sur les normes *MIL-STD-1553* et *ARINC 629* [7]. Elle constitue une amélioration de l'architecture précédente et se distingue par le regroupement de toutes les ressources d'une fonction dans un seul module appelé *LRU*<sup>15</sup>. L'absence du partage de ressources entre les différentes fonctions lui procure une certaine immunité contre la propagation d'erreurs et contre les effets d'une défaillance locale sur les autres fonctions du système. Cependant, cette architecture souffre d'une absence de flexibilité à cause du manque d'interopérabilité entre les fonctions [11].

**L'avionique modulaire intégrée (AMI)** a été définie comme réponse aux défis que rencontre l'avionique classique. En particulier les défis de performances techniques (masse, consommation électrique, ...) et d'évolutivité (durée de vie, évolution des fonctionnalités). Initialement introduite dans la gamme d'avions d'affaire<sup>16</sup> comme le *Gulfstream GV* et le *Global Express* de Bombardier [7]. L'architecture *AMI* s'est ensuite étendue vers la gamme plus large comme l'*A380* et le *B787*. Deux éléments essentiels la composent : des modules génériques appelés

---

<sup>14</sup> Numérique

<sup>15</sup> Line Replaceable Unit

<sup>16</sup> Dans le domaine de l'aviation commerciale

*LRM*<sup>17</sup> qui remplacent les *LRU* [11], et un réseau *Ethernet* adapté (*AFDX*) qui garantit l'échange de données et leur acheminement de façon déterministe. Les acteurs principaux en sont *Airbus* pour la partie architecture réseau et production de modules, *Thalès* pour la production de modules et *Rockwell-Collins* pour les routeurs [5].

## 1.2.2 Systèmes de communication et de divertissement (IFE) sans-fil

Les systèmes de divertissement ont connu leur apparition avec le développement des moyens de télécommunications et le déploiement des nouvelles générations de satellites. Les premiers grands manufacturiers dans ces domaines sont *Panasonic Avionics Corporation*, *Thales Group*, *Rockwell Collins* et *LiveTV*.

Depuis quelques années, le déploiement des systèmes sans-fil semble être la piste privilégiée pour certains industriels. D'un côté, ceux-ci permettent de s'affranchir des problèmes liés à l'installation, l'encombrement et la maintenance des systèmes câblés. D'un autre côté, les études économiques de marchés effectuées dans ce sens, ont prédit des revenus importants dans ce secteur [12] [13] [14].

### 1.2.2.1 Évolution des systèmes IFE sans-fil

La disponibilité des signaux, la couverture radioélectrique, la bande passante et le débit sont actuellement des besoins primordiaux dans un système de communication sans-fil. Il y'a quelques années, les premiers systèmes de communication dans les avions se limitaient à de simples systèmes téléphoniques, chers et pas très ergonomiques. Avec l'arrivée et le développement des systèmes satellitaires, en l'occurrence *INMARSAT*<sup>18</sup>, plusieurs services (voix, fax, données) ont été proposés, dans le spectre *AMSS*<sup>19</sup>, sur le marché aéronautique. Cependant, la bande passante demeurait encore très limitée et ne pouvait pas satisfaire la demande de services Internet. L'amélioration de la qualité des services offerts à bord des avions a ensuite évolué selon deux segments [15]:

---

<sup>17</sup> Line Replaceable Module

<sup>18</sup>International Maritime Satellite Organization

<sup>19</sup> Aeronautical Mobile Satellite Service



- l'amélioration de la technologie et de l'ergonomie des systèmes à bord des avions pour les passagers,
- l'amélioration des systèmes satellitaires pour permettre plus de ressources en bande passante et débits.

Les projets dans ce sens ont été, en grande partie, entamés dans l'Union Européenne. En 2001, l'Agence spatiale européenne (*ESA*), à travers ses projets pilotes *BRAHMS*<sup>20</sup> [16] et *THALES* [17], a pu déterminer les spécifications pour un démonstrateur de services large bande. D'un autre côté, la Commission européenne menait des activités complémentaires visant à intégrer les services aéronautiques à l'infrastructure terrestre [15]. Une démonstration pour une liaison de communication par satellite dans la bande *K* a été réalisée [18]. Deux autres grands projets, *ABATE* et *WirelessCabin*, ont été lancés respectivement en 1996 et 2002. Le premier s'occupait de l'étude de la liaison avion-satellite [19] tandis que le deuxième étendait l'étude à l'intérieur de l'avion pour fournir aux usagers une solution d'accès sans-fil hétérogène et multistandards (*UMTS*, *Bluetooth*, *WLAN*) [20].

Dans le segment spatial, les activités sur le système *INMARSAT* ont visé à augmenter la capacité et les débits en déployant sa 4<sup>ième</sup> génération de satellites. Les problèmes majeurs étaient le nombre limité de *Spotbeams*, la limitation spectrale de la bande *L* et le manque de ressources spectrales pour pouvoir gérer un nombre croissant de vols avec une liaison bidirectionnelle dans la bande *K*.

### 1.2.2.2 Solutions sans-fil IFE commerciales

Le premier système commercialisé de communications et de divertissement a connu le jour en 2004 sous le nom *Connexion by Boeing*<sup>®</sup>. Ce système, conçu par *Boeing*, a été officialisé lors du vol 452 de la compagnie *Lufthansa* entre *Munich* et *Los-Angeles* [21]. Ce système opérait, via satellite, dans la bande 14-14.5 GHz (2.06-2.14 cm)<sup>21</sup>. La compagnie s'est ensuite retirée du marché des communications haut-débit et a cédé la place à d'autres compagnies.

---

<sup>20</sup> Broadband Access for High speed Multimedia via Satellite

<sup>21</sup> Bande Ku 12-18 GHz (1.6-2.5 cm)

Actuellement, plusieurs solutions commerciales de communication à l'intérieur des avions sont proposées sur le marché. Les plus connues sont :

- **Aircell High Speed Internet** : de la compagnie *AirCell*, commercialisée sous le nom *GoGo* [22] est basée sur le système *Linux*. Elle propose différents types de services (*web, messagerie, VPN, multimédia, cellulaire, GPS,...*) et dispose, depuis 2006, d'une licence *FCC*<sup>22</sup> et d'une certification *FAA*<sup>23</sup>. Le système pèse 6.8 kg et fonctionne à partir d'une altitude de 3000 m. Il utilise un réseau cellulaire terrestre pour assurer la couverture radio avec un débit allant jusqu'à 3.1 Mbps. La particularité des stations au sol est que celles-ci sont orientées pour transmettre vers les avions<sup>24</sup>. Trois petites antennes installées à l'extérieur de l'avion (deux antennes *ATG*<sup>25</sup> en bas de l'avion et une antenne *GPS* en haut) reçoivent le signal à partir des stations au sol et le conduisent au système *GoGo* à l'intérieur de l'avion. Ce dernier transmet un signal Wifi à l'intérieur du fuselage. Le service est opérationnel aux *États-Unis* mais la compagnie offre également plusieurs solutions de connectivité à travers le monde via les systèmes satellitaires *Inmarsat* et *Iridium*.
- **LiveTV Airfone** (anciennement connue sous le nom *Verizone Airfone*) de *LiveTV* [23]. Fournisseur mondial dans le domaine du divertissement à bord des avions, *LiveTV* propose des services de communication et de divertissement en utilisant le même mode de communication qu'*Aircell* (via le réseau cellulaire terrestre), avec une couverture optimale à partir de 5490 m d'altitude. *LiveTV* est le second fournisseur, à côté de *Aircell*, à avoir une licence d'utilisation de 1 MHz des 4 MHz de spectre, autour de 800 MHz, mises en vente par la *FCC*. *Aircell* détient les 3 MHz restants.
- **ROW44** de *Row44 Inc.* [24]. Il fonctionne via satellites géostationnaires (à environ 35786 km de la terre) avec un débit descendant (satellite-avion) d'environ 30 Mbps et un débit montant de 620 kbps. L'installation pèse moins de 68 kg. Le système est monté en haut à l'intérieur du fuselage, à part l'antenne qui est montée à l'extérieur et protégée par

---

<sup>22</sup> Federal Communications Commission. Les appels cellulaires ne sont pas autorisés par la FAA, VoIP incluse

<sup>23</sup> Federal Aviation Administration

<sup>24</sup> <http://www.aircell.com/products-services/gogo-biz>

<sup>25</sup> Air-to-Ground

un dôme en fibre de verre. L'antenne est reliée par deux câbles coaxiaux au système interne. Pour assurer une couverture *Wifi*, un ou plusieurs points d'accès sans-fil sont placés dans la cabine.

En Europe les entreprises *AeroMobile* et *OnAir* proposent des solutions d'accès à Internet via la liaison *SwiftBroadband* du système *Inmarsat*. Les deux fournisseurs détiennent une certification pour l'usage des cellulaires à bord des avions. En Mars 2008, *AeroMobile* a lancé le premier service *GSM* dans un vol commercial à bord d'un *A340-300*. Les deux systèmes sont certifiés par l'agence *EASA (European Aviation Safety Agency)* et considèrent l'avion comme une picocellule avec son propre dispositif de contrôle et de gestion des connexions<sup>26</sup>. Le système *OnAir* empêche les appareils des passagers d'établir une connexion avec le réseau terrestre (BS) et réduit ainsi le risque d'interférences. Le système est activé à partir de 4000 m (*OnAir*) et 6000 m (*AeroMobile*) d'altitude et sont en liaison, dans les bandes *L* et *Ku*, avec un satellite qui relaie le signal au sol.

### 1.2.2.3 Principaux modes d'approvisionnement

À présent, deux principaux modes d'approvisionnement de la connexion sont utilisés :

- la connexion via satellite (GEO) [25], efficace mais qui risque, dans un avenir proche, d'être limitée en ressources spectrales à cause de l'augmentation de l'exploitation des satellites. Ce mode permet d'atteindre des débits importants (30 Mbps) et d'assurer une couverture radioélectrique mondiale. Cependant les délais et les pertes de propagation des signaux peuvent constituer un obstacle à la communication.

---

<sup>26</sup> The approval by EASA of GSM has established that GSM phones on certified aircraft types are considered safe to use when installed with an on-board cellular picocell.

#### **Q26. How does the airborne system prevent mobile phones in use on the aircraft from detecting ground mobile networks?**

**A26.** The airborne system includes two main components which serve to do this. The first, called a picocell, provides mobile services to phones that operate in a supported standard and have a roaming subscription - at a very low power level that prevents interference with the aircraft systems and terrestrial networks. The second component, the onboard channel selector, controls all mobile phones by creating a radio frequency environment, isolating them from outside the cabin - and, therefore, from mobile networks on the ground. Source: <http://www.onair.aero/faqs>

- la connexion via les stations au sol [26], qui peut fonctionner en complémentarité avec le premier mode. Elle est efficace en termes de propagation et de disponibilité des signaux (visibilité). Ce mode peut être moins coûteux mais sa couverture est généralement limitée géographiquement (région, pays). Les débits offerts, ceux du réseau cellulaire terrestre 3G (3 Mbps), sont moins importants par rapport au premier mode.

Afin d'exploiter plus efficacement le spectre radio limité et diminuer les problèmes liés à la propagation (délais, pertes), un troisième mode est envisageable. Il s'agit de la communication *avion-à-avion* en mode *Ad-hoc* permettant de partager les ressources entre avions [27].

### 1.2.3 Canal de propagation et interférences dans les avions

L'étude de faisabilité d'une communication sans-fil commence généralement par l'analyse de l'environnement concerné par l'application et la caractérisation de la propagation des signaux à l'intérieur de celui-ci. L'intérieur de l'avion semble assez complexe pour une transmission sans-fil. Il présente les caractéristiques d'un canal multi-trajets proche d'un environnement intérieur et d'un tunnel. Cela implique la présence de phénomènes de propagation tels que la sélectivité fréquentielle et spatiale. La présence des passagers peut également être un facteur réducteur de la qualité de la transmission en introduisant un effet Doppler et/ou un masquage. Chaque fraction du signal émis subit ainsi des affaiblissements, des déphasages et des changements de direction et de polarisation distincts. À la réception, toutes ces fractions se recombinent de façon constructive ou destructive. Le type d'interaction avec un élément du canal est souvent défini par rapport à la longueur d'onde du signal. La présence d'interférences peut également avoir un impact sur les différents systèmes avioniques [28].

#### 1.2.3.1 Caractérisation du canal sans-fil dans les avions

Jusqu'à présent, un nombre considérable d'études, pour la plupart empiriques [29] [30] [31], ont été effectuées sur le canal sans-fil dans les avions. La plupart se sont focalisées sur les services aux passagers<sup>27</sup> et, selon le contexte de l'étude, celles-ci ont été réalisées dans des bandes de fréquences et des environnements (avions) spécifiques. Certaines se sont intéressées à la

---

<sup>27</sup> Généralement dans le cadre des projets *WirelessCabin* et *EASY-A*

caractérisation déterministe [32], [33] et à l'étude d'aspects particuliers comme la planification de la capacité [34], les interférences [35] [36] et les effets des passagers [37] [38].

La majorité de ces études ont opté pour les méthodes conventionnelles de caractérisation de canal, à savoir :

- la modélisation déterministe consistant à modéliser l'environnement par simulations sur ordinateur. En général la technique du tracé de rayons est la plus utilisée du fait qu'elle présente, en haute fréquences, un meilleur compromis entre temps de calcul, ressources en mémoire et précision des résultats. Cette méthode est généralement validée par des mesures expérimentales;
- la modélisation statistique basée sur le sondage du canal. Cette méthode est efficace si l'on veut caractériser les performances d'un système devant opérer dans une large variété d'environnements et/ou de configurations. Cependant, la mesure d'une grande quantité de données devant respecter des critères de fiabilité sont nécessaire afin de valider le modèle.

Les auteurs de [39] ont appliqué le tracé de rayons en utilisant l'outil  $(S^AW)^{28}$  pour analyser la capacité et évaluer puis optimiser les performances d'un canal *MIMO*, tout en s'appuyant sur des mesures expérimentales fournies par *Boeing*. Les auteurs de [40] et [41] ont opté pour cette technique, à la différence que ces derniers considèrent la communication optique sans-fil comme alternative aux solutions radiofréquences. Cette solution est moins sujette aux contraintes de réglementation du spectre et offre des débits importants. En contrepartie, le bilan de liaison reste assez modeste. Les auteurs de [33] ont appliqué la méthode du tracé de rayons à 60 GHz avec un signal de largeur de bande de 250 MHz.

Les études [42] et [43] ont considéré une caractérisation basée sur des mesures fréquentielles *UWB*, tandis que dans [44] et [45] un sondage de canal à 60 GHz a été utilisé avec, respectivement, un signal de 3 GHz et de 1 GHz de largeur de bande. D'autres auteurs ont étudié la propagation à bande étroite à 5 GHz (50 MHz) [46] et à 1.8 GHz, 2.1 GHz et 2.45 GHz [31].

---

<sup>28</sup> Site-Specific System Simulator for Wireless System Design

### 1.2.3.1.1 Choix de la bande de fréquences

En analysant les différentes études, il s'avère que le choix d'une bande de fréquences ou d'une méthode de caractérisation est souvent motivé par les avantages et les compromis qu'apporte ce choix vis-à-vis du contexte de l'étude.

#### 1.2.3.1.1.1 Bande millimétrique

Le choix de la bande de fréquences autour de 60 GHz est généralement motivé par les 7 GHz (59-66 GHz) de bande disponible sans licence [44]. Cette bande millimétrique est convenable pour les communications à courtes distances et à hauts débits, avec possibilité de systèmes compacts et miniatures. Ainsi, un réseau de points d'accès et une configuration en pico-cellules sont envisageables. Cela favorise un grand facteur de réutilisation de fréquences. Dans certaines bandes, par exemple, *ISM*, le manque de bande passante et la nécessité d'une licence peut jouer en faveur du choix de la bande millimétrique, surtout si les données à transmettre sont volumineuses (*multimédia, streaming, ... etc.*). En contrepartie, les défis à surmonter sont aussi importants [44]. Les systèmes millimétriques sont souvent confrontés aux problèmes de conception et de mise en œuvre et au comportement du canal de propagation à ces fréquences. Les problèmes de pertes, de comportement vis-à-vis des propriétés des matériaux, des bas niveaux de puissances émises, de distorsion d'amplification, et de couplage des signaux parasites peuvent ainsi être très pénalisants pour la communication.

Si le choix de la bande millimétrique est effectué, il est ensuite important de choisir la méthode la plus efficace pour caractériser le canal. Tout en gardant la possibilité d'utiliser deux méthodes différentes à la fois, les méthodes déterministes, à ces fréquences, semblent avoir quelques avantages par rapport aux mesures [33]. Un grand rapport signal-à-bruit et une résolution temporelle très fine permettent ainsi à la méthode déterministe de mieux analyser le comportement des phénomènes de propagation. La résolution temporelle limitée des appareils de mesures peut influencer l'efficacité des mesures dans le sens où, certaines composantes (trajets dont les retards sont inférieurs à la résolution temporelle) ne seront pas prises en compte et peuvent donc causer des évanouissements importants.

### 1.2.3.1.1.2 Bande ULB (UWB)

Certaines études ont privilégié les bandes *UWB* de 3 à 10 GHz comme alternative [36] [42]. Cette technologie possède en effet des propriétés spectrales assez intéressantes. L'*Ultra WideBand* ou *Ultra Large Bande (ULB)* consiste à utiliser, comme son nom l'indique, des signaux à très large bande de fréquences (de 500 MHz à plusieurs GHz). Dans le cadre de la réglementation actuelle, cette particularité confère à l'*ULB* une résolution temporelle très fine avec un niveau de densité spectrale avoisinant le bruit, la transmission s'effectuant essentiellement sous forme d'impulsions n'excédant pas une nanoseconde. D'où son attrait pour des applications de communication et de localisation. Aux États-Unis, cette technologie, dans sa version actuelle normalisée, ne nécessite pas d'attribution de fréquences propres et s'avère de ce fait exportable sans contrainte de plans de fréquences locaux ou régionaux. La technologie *ULB* possède les avantages suivants :

- une capacité de transmission potentiellement élevée en termes de débit, grâce à son étendue fréquentielle. Cette propriété est intéressante pour les systèmes *IFE*;
- une faible probabilité de détection *LPI*<sup>29</sup> due à sa faible puissance;
- une capacité de localisation précise grâce à sa résolution temporelle fine;
- une capacité de détection d'obstacles (radar) due à la nature impulsionnelle des signaux;
- une disponibilité et une robustesse aux trajets multiples dans les espaces fermés ou confinés, grâce à la largeur de bande fréquentielle occupée;
- une coexistence avec les autres systèmes radio grâce aux puissances mises en jeu assez faibles, impliquant la non-nécessité d'allocation d'une bande spécifique.

En termes de propagation et de couverture radioélectrique, le cas d'un canal à l'intérieur d'un avion représente un exemple d'environnement typique pour l'*ULB*.

Il est important de préciser que le plus grand obstacle à la réglementation -et donc à l'usage- des émissions *ULB* provient de la gestion des interférences. Les investigations menées en Europe par exemple, ont démontré que l'usage d'un seul équipement *ULB* s'avère sans impact significatif, mais l'agrégation d'un certain nombre de ces appareils peut créer un problème d'interférence. Pour être plus précis, les rapports établis assument des scénarios de déploiement avec un facteur

---

<sup>29</sup> Low Probability of Intercept

d'activité<sup>30</sup> de 5% et avec un déploiement de 80% des équipements à l'intérieur et 20% à l'extérieur [47]. Par exemple, sur un récepteur *FS*<sup>31</sup> victime en extérieur, l'impact de l'ajout de 20% d'équipements *ULB* a été évalué sur la base d'un facteur d'activité de 1% à une augmentation du bruit thermique entre 0.5 et 3 dB<sup>32</sup>.

#### 1.2.3.1.1.3 Bandes ISM

Le choix des bandes *ISM* entre 800 MHz et 6 GHz (*Cellulaire, WLAN*) revient au fait que la plupart des passagers disposent des équipements personnels (*laptops, cellulaires,...*) fonctionnant à ces fréquences et veulent en profiter pendant leur vol. Il est donc important d'évaluer le comportement du canal à ces fréquences. Le problème majeur de l'usage de ces équipements électroniques personnels<sup>33</sup> dans cet environnement est leur compatibilité électromagnétique avec les systèmes avioniques [15]. Évidemment les interférences entre tous ces systèmes s'ajoutent à celles avec les équipements avioniques, puisque des points d'accès pour chaque système vont devoir être installés dans l'avion. Certains systèmes sont déjà certifiés pour l'usage à bord d'un avion, puisqu'aucun risque d'interférences n'a été divulgué. C'est le cas des systèmes *WLAN* qui se retrouvent isolés des spectres occupés par les systèmes avioniques de navigation et/ou de communication. Le rapport *RTCA/DO233* établit les recommandations d'usage sécuritaire de ce genre de systèmes [48]. Ainsi, pour intégrer l'usage, par exemple, de *Bluetooth* à bord d'un avion, des études et démonstrations de non interférences, comme celles d'*Intel*, ont été effectuées [49] [50]. Concernant les cellulaires, compte tenu de leur situation de certification incertaine ils demeurent encore interdits dans certaines régions.

Les systèmes commerciaux *Aircell* et *LiveTV* (cf. 1.2.2.2) utilisent le réseau cellulaire terrestre à 800 MHz. Ces systèmes fonctionnent à partir d'une certaine altitude sans problèmes d'interférences. Quant aux systèmes *Onair* et *Aeromobile* ils utilisent le principe du contrôle à bord (*Onboard monitoring*) afin d'empêcher les interférences.

---

<sup>30</sup> Facteur qui, dans les applications ne nécessitant pas le fonctionnement continu des dispositifs, représente la fraction de temps durant laquelle un dispositif UWB est actif aux fins de l'application.

<sup>31</sup> Fixed Service : service de radiocommunication entre des points fixes

<sup>32</sup> cf. annex 2 sec 2 CEPT report 17

<sup>33</sup> PEDs : Passenger-carried electronic Devices



### 1.2.3.1.2 Paramètres du canal de propagation

Afin d'évaluer le comportement du canal de propagation sans-fil dans les avions, les études précédentes se sont focalisées sur un ou plusieurs paramètres. Des modèles statistiques existants ont été utilisés dans certains cas pour simuler le comportement du canal. C'est le cas dans les études [51] et [43] où un modèle *Saleh-Valenzuela (SV)* a été appliqué pour modéliser statistiquement le canal *UWB* à l'intérieur d'un avion. Dans [43] les mesures ont été effectuées à l'aide d'un analyseur de réseau (VNA) dans la bande 3-8 GHz dans la partie frontale d'un grand avion. Le modèle assume le phénomène de '*Clustering*' caractérisant la propagation des signaux large bande dans les milieux multi-trajets. Cette étude s'est concentrée sur l'identification des *clusters* à partir du profil puissances-délais (*PDP*). Les paramètres du modèle ont été extraits pour les deux cas *LOS* et *NLOS* avec et sans la présence humaine. Cette dernière introduit un léger changement dans les valeurs des paramètres. Dans [51] le modèle *SV* a été utilisé pour évaluer les pertes de propagation et le taux d'erreur d'une liaison *OFDM-UWB* basée sur le standard *ECMA-368* [52].

#### 1.2.3.1.2.1 Pertes de propagation

Sans entrer dans les explications détaillées des définitions, les pertes de propagation regroupent plusieurs paramètres permettant d'évaluer les pertes en puissance d'un émetteur à un récepteur. Les principaux paramètres sont l'exposant des pertes en fonction de la distance  $n$ , décrivant la dégradation du signal reçu (puissance reçue) en fonction de la distance :

$$P_r \propto d^{-n} \quad \text{Équation 1-1}$$

Dans le cas de la propagation en espace libre  $n$  est égale à 2 :

$$P_r \propto d^{-2} \quad \text{Équation 1-2}$$

Le deuxième paramètre sont les pertes à la distance de référence  $PL(d_0)$ , où  $d_0$  représente la distance de référence pour le champ lointain de l'antenne. Généralement  $d_0$  se situe entre 1 et 10 m pour les milieux intérieurs (Indoor). Et enfin les variations, autour de la moyenne locale, dues à l'effet de masquage (*shadowing*)  $\chi_\sigma$  par les obstacles. Ces paramètres sont définis dans l'équation standard des pertes de propagation :

$$PL(d) = 10.n.\log_{10}\left(\frac{d}{d_0}\right) + 20.\log_{10}\left(\frac{4\pi d_0}{\lambda}\right) + \chi_\sigma = 10.n.\log_{10}\left(\frac{d}{d_0}\right) + PL(d_0) + \chi_\sigma \quad \text{Équation 1-3}$$

L'auteur de [31] a trouvé que la valeur moyenne de  $n$  dans un avion est supérieure à celle en espace libre ( $n=2$ ). Comparé à la structure d'un tunnel<sup>34</sup> routier où l'on constate généralement l'inverse, ceci peut être attribué à la nature et à la densité des équipements à l'intérieur de l'avion. Dans un autre contexte et à 60 GHz, l'auteur de [45] rapporte une valeur de  $n$  de 1.65. Les fréquences et les conditions de mesures n'étant pas les mêmes que dans le cas précédent. En *ULB* à  $f_c=3.43$  GHz, la valeur de  $n$  est estimée à 2.01 en visibilité direct (*LOS*) et 2.28 en absence de visibilité directe (*NLOS*) [51]. Les autres paramètres et les résultats de ces études sont résumés dans le Tableau 1-1. Grosso modo, les pertes de propagation dans les avions sont généralement plus importantes que dans l'espace libre. Cependant l'écart diminue, voire s'inverse, à hautes fréquences avec un exposant d'atténuation inférieur à 2.

#### 1.2.3.1.2.2 Étalement des délais et bande de cohérence

Afin de caractériser le comportement dispersif dans le domaine temporel ainsi que la sélectivité fréquentielle du canal, l'étalement des délais des trajets multiples et la bande de cohérence sont souvent déterminés à partir du profil de la puissance moyenne reçue en fonction des délais (*Power-Delay Profile* ou *PDP*). Ce dernier lui-même est obtenu à partir de la fonction de transfert du canal. Le paramètre le plus important est l'étalement efficace,  $\tau_{rms}$ , qui représente l'écart type du moment d'ordre 2 du *PDP*. Il donne une indication sur le débit maximum supportable par le lien afin d'éviter les interférences entre symboles.

À 60 GHz, l'étalement efficace des délais à un seuil de -20 dB du maximum du *PDP*  $\tau_{rms(-20dB)}$  a été évalué à moins de 10 ns indiquant un canal peu dispersif dans cette bande de fréquences [44]. Toujours à 60 GHz mais dans une autre étude [53],  $\tau_{rms(-30dB)}$  a été évalué jusqu'à 24 ns en *NLOS* avec une médiane de 8.4 ns et 11.7 ns respectivement pour les cas *LOS* et *NLOS*. Ceci montre l'impact important de l'obstruction du trajet direct à ces fréquences. La bande de cohérence à 90% est généralement évaluée en dessous de 60 MHz [44] indiquant un canal peu sélectif en fréquences.

---

<sup>34</sup> Guide d'onde surdimensionné à haute fréquences

#### 1.2.3.1.2.3 Statistiques d'évanouissements

Les statistiques d'évanouissements permettent de caractériser les fluctuations d'amplitudes du signal reçu. Ces fluctuations sont par la suite modélisables avec des distributions probabilistes permettant de déterminer le type du lien et de prédire par la suite le même type de comportement par les simulations.

En utilisant le critère de *Cramer-Von-Mises*, l'auteur de [31] a trouvé que la distribution spatiale des évanouissements correspond à une distribution de *RICE* avec un facteur  $K$  (ratio puissance trajet direct/trajets multiples) entre 12.1 et 12.6 dB au niveau de l'allée et entre 7.3 et 8.1 dB au niveau des sièges. Dans [42], la distribution de *Nakagami* correspond mieux aux résultats. Les paramètres de chacune de ses études sont rapportés dans le Tableau 1-1.

#### 1.2.3.1.2.4 Effet des passagers

L'étude [54] a analysé l'impact de la présence de passagers à bord d'un avion sur les caractéristiques du canal de propagation. L'étude a conclu que la présence humaine dans l'avion a pour effet d'augmenter les pertes de propagation de quelques dB à une dizaine de dB dépendamment de la configuration des antennes. Comparée à un avion vide, la présence humaine a également pour effet de diminuer la tendance croissante de la dispersion temporelle en fonction de la distance d'environ la moitié.

Une étude sur les évanouissements à 60 GHz a été effectuée par [37] en présence d'une activité humaine dans le but d'analyser statistiquement le phénomène de masquage par le corps humain. Différents types et combinaisons d'antennes ont été utilisées pour cet effet dans un *A340*. L'analyse a démontré un taux d'évanouissement important d'environ  $\pm 10$  dB/100 ms, avec une durée maximale de 8 s, des profondeurs d'évanouissement pouvant atteindre -20 dB et un temps de cohérence entre 112 ms et 1 s. Ces résultats indiquent la nécessité de techniques efficaces<sup>35</sup> pour garder la puissance du récepteur dans les niveaux désirés.

---

<sup>35</sup> Contrôle de puissance, réutilisation de fréquence, handover, macro-diversité, beamforming

Tableau 1-1 : Comparaison des différentes études de caractérisation du canal de propagation dans les avions.

Paramètres	Étude 1	Étude 2	Étude 3	Étude 4	Étude 5
Année	2009	2010, 2007	2009	2007	2009
Référence	[31]	[42]	[44]	[45], [53]	[51]
Environnement	Boeing 737-400	Boeing (737-200)	Airbus 340	EMC mockup	Airbus 380
Lien	LOS/NLOS	LOS/NLOS	LOS	LOS/NLOS	LOS/NLOS
Méthode	Mesures (temp)	Mesures (freq)	Mesures (temp)	Mesures (temp)	Mesures et simulations
Fréquence $f_c$ (GHz)	1.8, 2.1, 2.45	3.1-10.6	60	61	3.43
Largeur de bande $B$ (GHz)	Bande étroite (BE)	UWB	3 (MIMO-LB)	1 (LB)	0.528 (OFDM-UWB)
Puissance émise $P_e$ (dBm)	0	5	0	12	-10.3
Gain antenne $T_x$ (dBi)	7.5 (patch), 0 (discone), 0 (discone)	0 (Omni biconical)	7.5 (open WG)	5 (rect. WG)	0 (isotrope)
Gain antenne $R_x$ (dBi)	1.64, 1.63, 0.75 (omni)	0 (Omni biconical)	25.5 (cornet)	2 (omni)	0 (isotrope)
P.I.R.E (dBm)	7.5, 0, 0	5	-	17	-10.3
Polarisation $T_x \times R_x$	VxV	VxV	plusieurs	VxV	-
Modèle statistique	-	-	-	-	SV
<b>Résultats</b>					
$PL_0$ (dB)	-	-	-	68.2	-
Étalement des délais $\tau_{rms}$ (ns)	-	$\tau_{rms} < 30$	$\tau_{rms(-20dB)} < 10$	$\tau_{rms(-30dB)} < 24$	-
Exposant de pertes en distance $n_d$	2.6, 3.1, 3.2 (LOS) 2-4 (NLOS)	1.7 à 2.5	-	1.65	2.01, 2.28
Shadowing MSE	2.38, 3.15, 3.26 (LOS) 4.48, 5.6, 5 (NLOS)	-		1.76	
Statistique d'évanouissements	<i>Rice</i> ( $7.3 < K < 12.6$ )	<i>Nakagami</i> ( $m : \mu=0.2\text{dB}, \sigma=1.1\text{dB}$ )	-	-	-
Bande de cohérence $B_c$ (MHz)	-	-	<60	$4.4 \leq B_{c0.9} \leq 21.8$	-
Exposant de pertes en fréquences $n_f$	-	$-1.5 < n_f < 1$	-	-	-

### 1.2.3.2 Études des interférences dans les avions

L'un des problèmes majeurs qui se posent dans un avion est la compatibilité électromagnétique. De ce point de vue, on peut classer les systèmes avioniques en deux types [15] :

- Les *systèmes électroniques* assurant les fonctions essentielles qui ne reçoivent pas d'énergie radioélectrique. Ces systèmes sont conçus et certifiés pour opérer et résister dans des environnements où les champs rayonnés sont très intenses (*HIRF*<sup>36</sup>). Ils sont protégés contre des champs électriques allant jusqu'à plusieurs centaines de V/m.
- Les *systèmes de navigation et de communication*, sensibles aux rayonnements EM. Ces systèmes sont protégés uniquement contre les émissions opérantes hors de leurs bandes de fréquences réglementées par l'*UIT*<sup>37</sup>. Néanmoins, ils peuvent être victimes d'émissions volontaires ou involontaires provenant par exemple des équipements transportés par les passagers.

Le Tableau 1-2 donne un aperçu sur les bandes de fréquences typiquement utilisées à bord d'un avion. Le tableau inclut aussi les fréquences utilisées par les systèmes sans-fil conventionnels (*WLAN, WPAN, broadcast*) [15].

---

<sup>36</sup> High Intensive Radiated Fields

<sup>37</sup> Union Internationale des Telecommunications

Tableau 1-2 : Allocation des fréquences pour les systèmes avioniques [15].

ADF	HF	MB	VOR, Loc	VHF Com	GS
190-1750 KHz	2-30 MHz	74.85, 75, 75.15	108-118 MHz	118-136 MHz	328-335 MHz
GSM 400	AIRCELL	GSM 850	GSM 900	DME	TCAS
450.4-467.6 MHz 478.8-496 MHz	800 MHz	824-894 MHz	876-960 MHz	960-1220 MHz (UHF)	1030, 1090 MHz
GPS	SATCOM	GSM 1800	UMTS	GSM 1900	ISM band: WLAN
1575 MHz (L band)	1525, 1661 MHz (L band: Inmarsat BGAN, Iridium)	1710-1880 MHz	1880-2025 MHz 2110-2200 MHz	1850-1900 MHz	2446.5-2483.5
RA	MLS	WLAN 802.11a	WR	WLAN 802.11a	WR
4.3 GHz (C band)	5.03, 5.09 GHz	5.150-5.350 GHz	5.4 GHz (C band)	5.725-5.825 GHz	9.3 GHz (X band)
Sky radio	DBS TV				
11.7 GHz (Ku)	12.2-12.7 GHz (Ku)				

Deux catégories d'émissions ont fait l'objet d'investigations [15] :

- les émissions intentionnelles, généralement limitées par la bande de fréquences, mais ayant des niveaux de puissances plus élevés.
- les émissions non-intentionnelles, incluant les harmoniques, les signaux parasites et l'intermodulation. Celles-ci sont définies par l'*UIT* comme émissions sur des fréquences en dehors de la largeur de bande nécessaire et que l'on peut réduire sans affecter la transmission des informations.

Malgré le fait que ces émissions sont normalisées [55], les normes en question ne sont pas forcément conformes aux standards aéronautiques concernant les limites d'émission EM autorisées et les procédures de mesures [56].

Par défaut, la première catégorie des systèmes avioniques, *systèmes électroniques*, est protégée contre les rayonnements EM élevés [50]. La deuxième catégorie, *systèmes de navigation et de communication* peut, quant à elle, être à l'abri des émissions intentionnelles grâce aux séparations de bandes de fréquences imposées par la réglementation. Cependant les émissions non-intentionnelles peuvent affecter ces systèmes dans leurs bandes de fréquences opérationnelles.

Une récente étude [57] a analysé la faisabilité de l'adaptation du standard *IEEE.802.15.4* [58] pour un réseau de capteurs sans-fil. L'étude propose une architecture consistant à déployer des points d'accès à proximité d'un groupe de capteurs et de relier l'ensemble des points d'accès avec

ou sans-fil à un centre de traitement de données. L'étude s'est focalisée sur les questions d'interférences et de sécurité de la transmission. Elle souligne que le recours aux solutions propriétaires pour le design des systèmes sans-fil peut être très coûteux même si celles-ci sont approuvées par les organismes de l'aviation. De ce fait, il est plus raisonnable d'adapter une technologie déjà existante pour établir une liaison sans-fil. À cause du manque de bandes de fréquences spécifiques pour les réseaux de capteurs, l'étude a considéré les bandes de fréquences non licenciées, telles la bande *ISM* entre 2.4 et 2.48 GHz ou l'*UWB*. Cependant l'étude se contente d'une analyse comparative des différents standards et schémas de modulations existants dans la bande *ISM*<sup>38</sup> et *UWB* sur le plan des interférences et de sécurité sans la considération de la caractérisation du canal.

Hormis cette étude, la question des interférences a principalement été traitée vis-à-vis des équipements transportés par les passagers à bord (*PEDs*). Plusieurs rapports ont évalué l'ampleur de ces interférences pour des fins de sécurité ou de certification d'un système [49]. Ces études, généralement menées par *Intel*, *Boeing* et la *NASA* n'ont pas tranché définitivement sur la possibilité de l'usage de ces dispositifs même si l'usage de certaines technologies (p.ex. *Bluetooth*) a été révélé sans risque. Dans la bande *UWB* 3.1-6.3 GHz, [36] a testé le fonctionnement d'une transmission *DS-UWB* avec une densité spectrale de puissance de -47.85 dBm/MHz en présence d'interférences avec les systèmes avioniques. Plusieurs équipements avioniques ont été activés pendant les tests (radar, émetteur radiofréquence, équipements électriques, ventilateur). Les tests ont révélé qu'il n'existe aucun risque d'interférences mutuelles avec ces derniers. Ce résultat semble évident si l'on remarque que les bandes de fréquences<sup>39</sup> pour les émetteurs radio avioniques testés sont situées en dehors de la bande du système *UWB*. Cette étude n'apporte donc pas de résultats pertinents sur le plan d'interférences.

### 1.3 Comparaison avec les études précédentes

En résumé, à l'exception des études effectuées dans la bande millimétrique et *UWB*, les études précédentes de la caractérisation du canal considéraient un canal à bande étroite dans les mesures.

---

<sup>38</sup> IEEE 802.15.4 (ZigBee), IEEE 802.15.1 (Bluetooth), IEEE 802.11b et g (WIFI)

<sup>39</sup> HF (3-30 MHz), VHF (30-300 MHz) et UHF (300 MHz-3 GHz)

Dans cette étude un canal large bande avec une largeur de bande de 200 MHz est considéré. Cette largeur de bande permet une résolution assez fine pour caractériser efficacement les trajets multiples de la réponse impulsionnelle du canal et de révéler la sélectivité fréquentielle de celui-ci. Les études précédentes ont considéré le comportement du canal en présence d'une activité humaine. Cet aspect est important pour le dimensionnement du lien sans-fil et est abordé dans cette étude mais pas suffisamment en détail. La généralisation d'un modèle de canal issu des mesures étant non extrapolable à d'autres types d'avions, la deuxième approche basée sur la modélisation et les simulations est adoptée dans cette étude en plus des mesures. Cette combinaison d'approches permet de changer les dimensions et la configuration intérieure d'un avion afin d'avoir des modèles de canaux plus précis. Cette approche est utilisée dans quelques études mais n'a pas été suffisamment détaillée ou exploitée. L'utilisation d'un modèle de canal TDL (Tapped Delay Line) offre à cette étude l'avantage d'une implémentation du canal sous forme d'un filtre linéaire variable dans le temps. Ce modèle offre une flexibilité et une adaptation rapide à n'importe quel type de canal moyennant les bons paramètres et peut être implémenté sous *Matlab* pour évaluer les performances et les interférences du lien sans-fil. Ce modèle tient compte des distributions de probabilités des délais, des amplitudes et des phases des trajets multiples du signal.

L'une des nouveautés de ce travail de recherche est la considération d'une nouvelle approche basée sur le processus de *Markov*. Cette approche peut facilement être superposée aux équations du modèle TDL et permet de modéliser la variabilité des composantes multi-trajets du canal. Elle consiste à attribuer à chaque composante du modèle TDL deux matrices décrivant, selon la situation dans l'avion, les probabilités que cette composante soit dans un état (actif ou inactif) et que celle-ci change d'un état à l'autre. Cette méthode permettra d'évaluer avec précision l'impact de la variabilité du canal sur les performances du canal. À notre connaissance, aucune étude, dans le contexte d'une propagation dans les avions n'a considéré cette méthode de Markov ou y a fait mention.

Le travail sur ces deux aspects (TDL et variabilité du canal) a été partiellement achevé au cours de cette étude et laisse donc la porte ouverte à des travaux futurs.

Une autre nouveauté de cette étude consiste à évaluer de façon analytique les interférences co-canal dans les avions et d'évaluer l'impact d'une agrégation d'interférences sur la probabilité de



blocage. La plupart des études précédentes se limitent à des tests et mesures des niveaux d'interférences rayonnées afin de vérifier la susceptibilité d'un équipement avionique. Ces études ne tiennent généralement pas compte du comportement intrinsèque du canal qui peut selon la situation amplifier ou atténuer certaines composantes et provoquer ainsi un niveau élevé d'interférence. Dans cette étude, le comportement du canal est pris en compte à travers les modèles analytiques de la puissance reçue par toutes les sources d'interférence et qui considère l'effet aléatoire dû au *shadowing*. Ainsi, les interférences sont évaluées en termes de probabilité de blocage qui détermine si le niveau d'interférences par rapport au signal utile est plus élevé qu'un seuil de protection donné. Enfin, la dernière contribution de cette étude consiste à évaluer l'ensemble de toutes les variables et paramètres afin de déterminer si un tel canal serait en mesure d'assurer un niveau de performances acceptable par les spécifications aéronautiques. En effet, les performances d'un système sans-fil dépendent essentiellement d'un ensemble de phénomènes aléatoires dont les conditions de propagation, les interférences et les niveaux de puissance. Ces paramètres combinés ensemble ont un impact significatif sur les performances, et par conséquent sur le design d'un système. Ces aspects n'ont pas été traités par les études précédentes et constituent une contribution significative de ce travail de recherche.

## **1.4 Contribution**

### **1.4.1 Hypothèses**

Dans ce travail de recherche nous supposons une propagation à l'intérieur de l'avion. Dans un premier temps, les conditions de stationnarité du canal sont supposées (*WSSUS*).

La transmission est essentiellement point-à-point (single user), de ce fait les communications multiutilisateurs d'un seul système ne sont pas considérées.

Nous posons l'hypothèse que la transmission sans-fil offrira un bon niveau de performances et de fiabilité. La probabilité d'erreur et la probabilité de blocage seront utilisées comme métriques pour analyser la défaillance d'un lien sans-fil à cause du canal. Ces métriques peuvent être ultérieurement adaptées à des métriques utilisées dans le domaine aéronautique tel le taux de défaillance afin de déterminer la fiabilité de la transmission sans-fil.

L'effet des interférences dans les bandes considérées n'aura pas d'impact significatif sur les systèmes avioniques. L'analyse analytique des interférences permettra de déterminer les mesures à prendre afin de garantir le respect des limites autorisées par la réglementation.

## **1.4.2 Contribution**

Le constat global est que pour les systèmes *IFE* dans la bande *ISM* des solutions commerciales existent déjà. Des études ont ainsi été effectuées sur plusieurs points (caractérisation du canal, évaluation des interférences, certification, intégration, commercialisation). Pour les réseaux de capteurs, par contre, des études existent mais uniquement sur un aspect particulier et sans qu'un système ne soit réellement mis en œuvre dans un avion.

En plus de l'étude et des livrables pour la partie industrielle du projet, la contribution scientifique de ce travail s'étale sur plusieurs points.

### **1.4.2.1 Modélisation du canal**

Concernant la modélisation du canal, la plupart des travaux précédents se contentent de caractériser un ou plusieurs paramètres du canal sans développer des modèles analytiques pour pouvoir évaluer les performances et les interférences dans une chaîne de transmission. Ce travail propose de développer un modèle à partir des données collectées et pour ceci un modèle *TDL* est adopté [59] [60]. Ce modèle peut être généralisé, par la suite, à d'autres types d'avions et de configurations moyennant les paramètres adéquats. Ce modèle est simple et largement utilisé dans la modélisation des canaux mais, à notre connaissance, n'a pas été considéré pour l'instant dans le contexte d'un avion.

### **1.4.2.2 Modélisation de la variabilité du canal**

Bien que la variabilité d'un canal ait été étudiée et modélisée dans d'autres types d'environnements, aucune étude, à notre connaissance, n'a encore considéré cet aspect dans un avion. Cette variabilité, ou non stationnarité, est souvent due au déplacement de l'émetteur et/ou du récepteur (variabilité spatiale) ou aux objets au voisinage du lien sans-fil (variabilité dans le temps). Elle se manifeste à travers des changements de caractéristiques des trajets multiples de la réponse impulsionnelle du canal. Afin de modéliser cette variabilité, une méthode utilisant un processus de *Markov* est proposée afin de représenter la variabilité du canal due à un mouvement

d'une fraction à quelques longueurs d'ondes (à petite échelle) et/ou d'une zone à l'autre dans l'avion (à grande échelle) [61] [62]. Cette variabilité est estimée empiriquement à partir des profils mesurés ou simulés de la réponse impulsionnelle et quantifiées en termes de probabilités (persistance, transition) pour chaque trajet. Ensuite ce modèle de variabilité sera intégré au modèle du canal *TDL* propre au lien considéré. Ainsi dans chaque zone, pour une configuration donnée, correspond un modèle *TDL* dont chacun des coefficients est caractérisé par ses propres probabilités de persistance et de transition. Un exemple simple de l'utilisation de ce modèle est la transition d'une situation *LOS* (loi de *Rice*) à une situation *NLOS* (loi de *Rayleigh*).

L'effet des passagers serait à considérer ultérieurement dans cette variabilité mais ce n'est pas le cas pour l'instant. Cependant un modèle du corps humain a été développé et intégré dans les simulations pour évaluer son impact sur les paramètres de propagation.

### 1.4.2.3 Performances

À ce jour, peu de travaux ont traité la question des performances d'une liaison sans-fil dans un avion. Dans une telle application, deux types de mesures de performances nous intéressent en particulier : la disponibilité du lien ou du signal (couverture radio) et la probabilité d'erreur. Par rapport au premier point, plusieurs études ou vendeurs de logiciels de prédiction se basent sur la régression pour déterminer approximativement le modèle linéaire des pertes de propagation. Cette étude propose d'examiner de façon plus précise la fiabilité de la couverture radio en considérant d'autres paramètres tel que la fiabilité à l'extrémité de la couverture (*cell edge reliability*) et la fiabilité assurée sur toute la zone, ou distance, jusqu'au récepteur (*area reliability*) tous définis explicitement en termes d'un niveau de qualité de couverture à assurer [63] [64]. Dans les études précédentes et relatives au canal de propagation dans les avions, nous n'avons pas trouvé de publication traitant ces derniers aspects. En prenant l'exemple d'un des projets les plus aboutis, celui de *WirelessCabin*, certaines publications ont étudié l'optimisation de la topologie et de la capacité en se basant sur l'étude de la couverture radioélectrique pour les systèmes *IFE* hétérogènes. Cependant ces études ne font pas mention de la considération de la fiabilité de couverture ou de sa sensibilité aux paramètres de propagation [34] [65]. Dans un autre projet d'envergure, *EASY-A*, une publication récente de dix chercheurs [66] s'est intéressée à la couverture radioélectrique et aux effets des antennes et des passagers, toutefois la sensibilité aux

paramètres de propagation n'y est pas abordée et la fiabilité y est mentionnée d'un point de vue probabilité de blocage sans mentionner plus de détails.

Par rapport au second point, quelques références ont étudié les performances en termes de probabilité d'erreur de la transmission sans-fil dans les avions. Dans [36], quelques tests expérimentaux de performances ont été effectués cependant les résultats publiés sont insuffisants pour juger de leur pertinence scientifique.

#### **1.4.2.4 Interférences**

L'impact des interférences n'a pas été suffisamment étudié dans la littérature. Les travaux précédents, surtout ceux de la NASA [67] [68] se sont focalisés sur l'impact des interférences dus aux dispositifs transportés par les passagers sur les systèmes avioniques. Malgré ces études, cette question reste non complètement résolue et pour cause, le profil électromagnétique de ce genre de dispositifs qui change régulièrement à cause de l'intégration de plus en plus de technologies dans ces dispositifs. Les politiques de réglementation de l'usage de ces dispositifs à bord d'un avion étant insuffisantes, la solution consisterait soit à les contrôler à travers une pico-cellule de contrôle à bord qui prend en charge la gestion de ces appareils (on-board monitoring) soit à adapter ces appareils à l'environnement, en exigeant le respect des spécifications aéronautiques par les constructeurs et les organismes de certification. Sinon, une troisième solution est d'adopter la radio cognitive comme alternative pour éviter les spectres déjà occupés.

Cette étude analysera les interférences co-canal de façon générale. La contribution de ce travail sur ce point sera d'évaluer analytiquement et par simulations, l'impact de ces interférences sur la qualité du lien sans-fil afin de déterminer les paramètres nécessaires pour assurer une transmission fiable. L'étude se basera sur le rapport signal sur interférences plus bruit  $SINR$ , la *distance de protection minimale* des nœuds (ou antennes) et la *probabilité de perte du signal* due au  $SINR$ . L'impact de l'agrégation des interférences est également considéré, ce qui n'a pas été fait auparavant dans ce contexte. La méthode analytique se basera sur la distribution de probabilité de la totalité des signaux émanant des sources d'interférences.

## CHAPITRE 2 CARACTÉRISATION DU CANAL DE PROPAGATION

### 2.1 Méthodologie

La conception d'un système, ou concept, avionique passe en général par un processus de développement, ou cycle de vie, regroupant plusieurs phases. Dans le cas de ce travail, il s'agit d'une étude de faisabilité et selon le système *TRL*<sup>40</sup> de mesure de la maturité technologique utilisé par la *NASA* et la *FAA* cela correspond à un niveau *TRL-3*. Par définition, ce niveau correspond à des activités de recherche et développement démontrant la faisabilité des principes scientifiques et théoriques, formulés au niveau *TRL-2*, définissant le concept dans le cadre de l'application. Cette faisabilité tient compte des facteurs technique, bénéfique, sécuritaire et humain et mène à une validation initiale par une quantification analytique et/ou expérimentale des métriques de performances [69] [70]. Ceci exclut donc la conception ou l'intégration dans l'environnement réel. Par conséquent, on s'intéressera plus aux phases liées à l'étude du canal sans-fil et à son évaluation en termes de performance et d'interférences.

#### 2.1.1 Axes de recherche

Ce travail de recherche a été réparti selon trois axes de recherche :

- I. L'étude du comportement de la propagation sans-fil à l'intérieur d'un avion
- II. L'évaluation des performances et des interférences
- III. Conclusions et recommandations

Dans un premier temps une revue de littérature a été réalisée. Celle-ci vise à mieux comprendre la nature de l'environnement à étudier et à dresser un état de l'art sur les différents travaux effectués relativement au contexte de l'application. Un rapport de synthèse a été rédigé et constitue le premier livrable pour le projet [71]. Par la suite, le déroulement du projet a évolué suivant trois phases correspondant aux trois axes de recherche précédents. Chaque phase a été détaillée en plusieurs activités.

---

<sup>40</sup> Technology Readiness Level

## 2.1.2 Activités

Le cheminement de ce travail s'est effectué selon le plan suivant :

### Phase I

- Choix des bandes de fréquences et des méthodes de caractérisation
- Planification des mesures et tests préliminaires
- Exécution des mesures
- Post-traitement et extraction des paramètres du canal
- Modélisation et simulation
- Comparaison avec les mesures
- Analyse et synthèse des résultats

### Phase II

- Extraction des modèles analytiques
- Évaluation des interférences et des performances
- Analyse et synthèse des résultats
- Extraction du modèle de canal TDL et modélisation de sa variabilité
- Conclusions et recommandations pour la conception

## 2.2 Phase I

### 2.2.1 Choix des bandes de fréquences et des méthodes de caractérisation du canal

Il faut noter que pour le cas des capteurs, la liaison s'effectue strictement dans l'avion entre capteurs et le cockpit ou les unités locales de traitement. Par conséquent, il n'y a pas besoin d'une transmission ou réception externe pour l'approvisionnement (via satellite ou réseau cellulaire terrestre). Par contre, dans le cas des systèmes *IFE* ou de communication, ce besoin existe. De par la nature du service dans le dernier cas le choix des bandes de fréquences se limite aux bandes utilisées par les dispositifs électroniques des passagers à savoir, les bandes *ISM* (*WLAN*, *cellulaire*). Par contre dans le second cas le choix reste ouvert. Dans ce cas les transmissions à faibles puissances et à courte portée semblent plus appropriées (60 GHz, *UWB*, *Zigbee*). À cause

de l'évolutivité, à moyen et à long terme, et du besoin croissant en bande passante, la bande *Zigbee* risque d'être dépassée sans oublier le risque d'interférences (*ISM*). L'allocation de licence du spectre et les limites de puissance imposées sur la transmission peuvent également orienter le choix. De plus, la taille des antennes joue un rôle important puisque, dans les bandes millimétriques, celles-ci sont plus petites et donc plus appropriées pour l'installation dans un avion. Enfin, les contraintes techniques relatives aux équipements de test et au temps nécessaire pour analyser une grande partie du spectre fréquentiel nous ont contraints à limiter le choix sur trois bandes de fréquences. Il s'agit des bandes autour de 2.4 GHz, 5.8 GHz et 60 GHz. Ces bandes de fréquences figurent parmi les candidates potentielles pour les systèmes sans-fil dans les avions.

Pour la caractérisation du canal, les deux approches conventionnelles ont été adoptées : *l'approche expérimentale* et *l'approche déterministe*. Les deux approches sont complémentaires dans le sens où les données de mesure peuvent être exploitées pour obtenir un modèle déterministe ou inversement comparer des résultats théoriques à des mesures réelles. Le choix de l'une ou l'autre dépend souvent des contraintes imposées par l'environnement et de la gamme de fréquences à analyser ainsi que d'autres facteurs gestionnels (disponibilité, prix, logistique). L'approche expérimentale requiert généralement un sondage de canal tandis que l'approche déterministe utilise soit des méthodes numériques de résolution des équations de *Maxwell* ou des méthodes asymptotiques basées sur l'optique géométrique et la théorie géométrique de la diffraction. Considérant les bandes de fréquences à analyser et la complexité de l'environnement, cette dernière méthode a été adoptée en plus de la méthode expérimentale.

### **2.2.2 Mesures expérimentales**

Le partenaire industriel a eu la générosité de fournir un avion pour les tests. La planification des mesures a été d'une grande importance car elle a nécessité une mobilisation du personnel et d'équipements afin de pouvoir exécuter les mesures dans de bonnes conditions et surtout dans la fenêtre de temps qui nous a été consacrée par le partenaire industriel. La méthode de sondage fréquentiel de canal a été adoptée pour les mesures. Cette méthode est basée sur l'usage d'un analyseur de réseau et des antennes couvrants les bandes étudiées. Ensuite une campagne de tests de vérification au laboratoire a été réalisée. Les procédures, les protocoles de mesures et les programmes de contrôle et commande des équipements ont été vérifiés [72]. Le manque de

certaines équipements pour la campagne de mesures à 60 GHz, nous a contraints à la reporter pour une étape ultérieure et se limiter à une modélisation par simulation.

### 2.2.2.1 Environnement et protocoles de mesures

La campagne de mesures a été réalisée dans un avion *Bombardier CRJ700* (Figure 2-1).

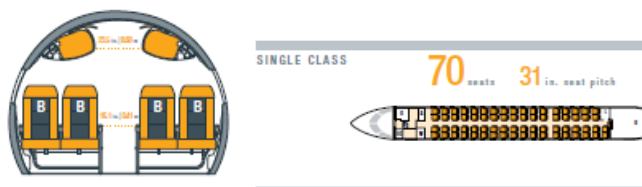


Figure 2-1: Plans intérieurs du CRJ700.

Les mesures ont été réalisées dans le domaine fréquentiel en utilisant un analyseur de réseau (VNA). Le Tableau 2-1 et le Tableau 2-2 donnent, respectivement, les spécifications des équipements et les paramètres de mesures.

Tableau 2-1: Spécifications des équipements de mesures.

Équipement	Bande de fréquences, BW	Gain, atténuation
1 VNA HP8753D	30 kHz-6 GHz	-
2 Antennes Omnidirectionnelles	2.4-2.5 GHz	1 dBi
2 Antennes Omnidirectionnelles	5.725-5.875 GHz	3 dBi
1 Ampli. de puissance	2-8 GHz	30 dB
1 LNA	2-26.5 GHz	30 dB
Câbles	DC- 18 GHz	12 dB/100'
Atténuateur	-	0-70 dB



Tableau 2-2 : Paramètres de mesures

$BW_{meas}$	200 MHz
$\tau_{res}$	5 ns
$N_{pts}$	201
$\Delta f_{samp}$	1 MHz
$\tau_{unamb}$	1 $\mu$ s
$V_{cables}$	75 %
$\tau_{cables}$	151 ns

Où  $BW_{meas}$  représente la largeur de bande,  $\tau_{res} = \frac{1}{BW_{meas}}$  (Éq. 2-1) et  $\Delta f_{samp} = \frac{BW_{meas}}{N_{pts} - 1}$  (Éq. 2-2) sont,

respectivement, les résolutions temporelle et spectrale,  $N_{pts}$  le nombre d'échantillons

fréquentiels,  $\tau_{unamb} = \frac{1}{\Delta f}$  (Éq. 2-3) le délai non ambigu de mesure représentant la fenêtre

temporelle maximale d'observation de la réponse impulsionnelle [73].  $\tau_{cables} = \frac{L_{cables}}{V_{cables}c}$  (Éq. 2-4)

est le délai de propagation dans les câbles,  $c$  la vitesse de la lumière et  $L_{cables}$  et  $V_{cables}$  respectivement, la longueur et le facteur de vélocité des câbles.

Le diagramme bloc et la marge de liaison des mesures sont représentés respectivement par la Figure 2-2 et le Tableau 2-3.

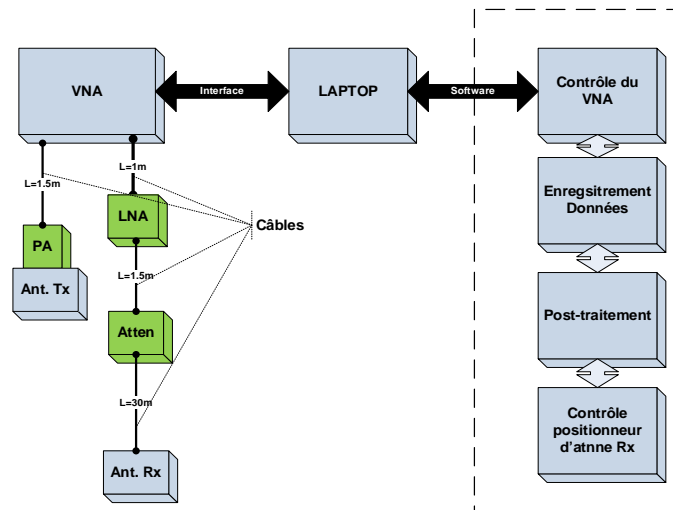


Figure 2-2 : Diagramme bloc des mesures.

Tableau 2-3 : Marge de liaison.

<b>Lien</b>		<b>Valeurs</b>	
	Bandes de fréquences (GHz)	2.35-2.55	5.7-5.9
T <sub>x</sub>	Sortie VNA (dBm)	0	0
	Gain ampli. (dB)	30	30
	Atténuation câble (dB) 30m	12	19.5
	Gain antenne (dBi)	1	3
Puissance rayonnée (dBm)		19	13.5
Canal	Pertes en espace libre (dB) 20m	66	72.5
R <sub>x</sub>	Gain antenne (dBi)	1	3
	Gain LNA (dB)	30	30
	Atténuation câbles (dB)	2.56	4
Puissance reçue (dBm)		-15.44	-26
Sensibilité VNA (dBm)		-82	-82
<b>Marge du lien (dB)</b>		<b>66.56</b>	<b>56</b>

Une calibration a été effectuée avant d'enregistrer les données afin de compenser l'effet des câbles, des circuits et des antennes. Comme le montre la Figure 2-3, le VNA a été calibré suivant certaines configurations. Dans un premier temps en considérant uniquement les câbles et les circuits connectés aux deux ports du VNA de façon à former une boucle fermée. Plusieurs combinaisons ont été considérées dépendamment de l'usage ou non d'un ou de plusieurs circuits et selon la valeur de l'atténuateur (0-70 dB avec un pas de 10 dB). Il est essentiel de prêter attention au niveau de la puissance du signal tolérable par l'équipement (VNA et circuits) afin de ne pas les endommager.

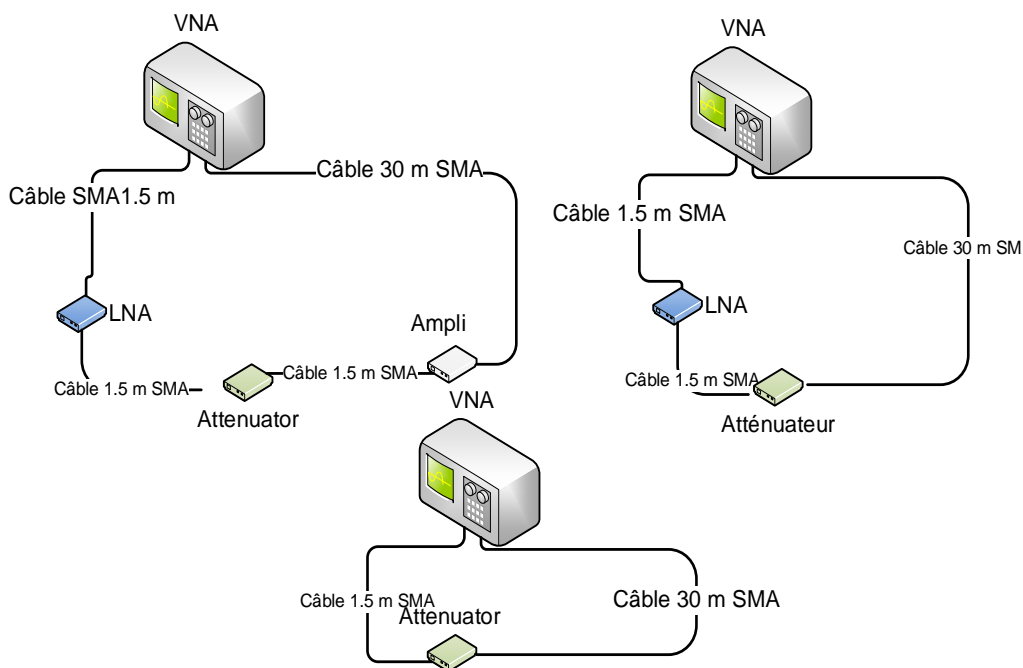


Figure 2-3 : Calibration des équipements.

Ensuite les antennes ont été calibrées dans une chambre anéchoïque (Figure 2-4). L'opération consiste à placer les deux antennes face-à-face à une distance suffisamment située dans le champ lointain. Deux câbles calibrés ont été utilisés pour connecter les deux antennes aux ports de l'analyseur. Les fonctions de transferts ont été enregistrées ( $S_{21}$ ) pour les deux bandes de fréquences.

Pour des résultats pertinents les mesures ont été enregistrées après avoir vérifié que les courbes sont stationnaires et sans avoir besoin d'activer la fonction calculant la moyenne temporelle de l'instrument.

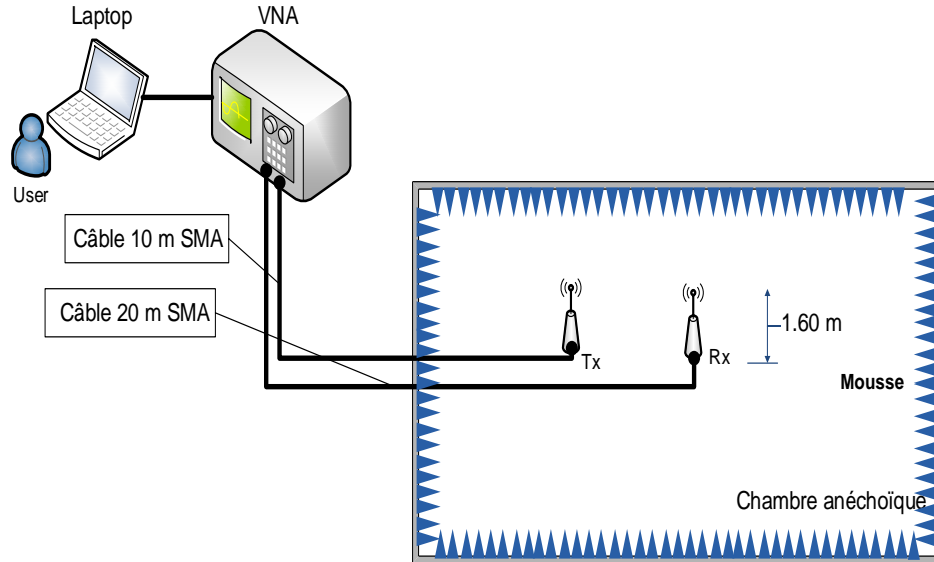


Figure 2-4 : Calibration des antennes.

Ces mesures visent à extraire les paramètres nécessaires pour caractériser le comportement de la propagation sans-fil à l'intérieur de l'avion. Ces paramètres ont été extraits suivant deux types de protocoles de mesures (à grande-échelle et à petite échelle) identifiables par le pas de déplacement des antennes relativement à la longueur d'onde du signal émis. Le but étant de séparer les phénomènes de propagation à grande et à petite échelle, dus respectivement, aux fluctuations moyennes en fonction de la distance et aux interactions des ondes EM avec les objets à proximité du récepteur. La Figure 2-5, Figure 2-6 et le Tableau 2-4 montrent la configuration et les protocoles de mesures à grande échelle et la Figure 2-7 ceux des mesures à petite échelle. Les détails de chaque configuration sont explicités dans [74]. Dans les mesures à petite échelle, deux scénarios ont été considérés pour une séparation d'antenne de 12 m en  $LOS$ . Le  $Sc_1$  avec une antenne  $R_x$  à une hauteur de 0.5 m du plancher et  $Sc_2$  avec une hauteur de 1 m. Une grille de 49 points de mesures a été utilisée.

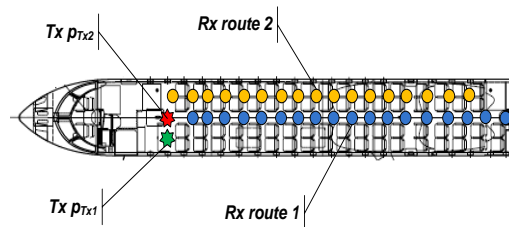


Figure 2-5 : Configurations des antennes dans les mesures à grande échelle.



Figure 2-6 : Exemples de disposition d'équipements.

Tableau 2-4 : Configurations et protocoles de mesures à grande-échelle.

Fréq.	Scénario	Position $T_x$	Position $R_x$ (rangée)	Route $R_x$	Hauteurs $T_x$ - $R_x$ (m)
2.45 GHz	$Sc_{1a}$ (NLOS)	$p_{Tx1}$	2	$p1$ à $p17$	1.2-0.5
	$Sc_{1b}$ (LOS)	$p_{Tx1}$	2	$p1$ à $p17$	1.2-1
	$Sc_{2a}$ (NLOS)	$p_{Tx2}$	2	$p1$ à $p17$	1.6-0.5
	$Sc_{2b}$ (LOS)	$p_{Tx2}$	2	$p1$ à $p17$	1.6-1
	$Sc_{3a}$ (LOS)	$p_{Tx2}$	1	$p1$ à $p18$	1.6-0.5
	$Sc_{3b}$ (LOS)	$p_{Tx2}$	1	$p1$ à $p18$	1.6-1
5.8 GHz	$Sc_{1a}$ (NLOS)	$p_{Tx1}$	2	$p1$ à $p17$	1.2-0.5
	$Sc_{1b}$ (LOS)	$p_{Tx1}$	2	$p1$ à $p17$	1.2-1
	$Sc_{2a}$ (NLOS)	$p_{Tx2}$	2	$p1$ à $p17$	1.6-0.5
	$Sc_{2b}$ (LOS)	$p_{Tx2}$	2	$p1$ à $p17$	1.6-1
	$Sc_{3a}$ (LOS)	$p_{Tx2}$	1	$p1$ à $p18$	1.6-0.5
	$Sc_{3b}$ (LOS)	$p_{Tx2}$	1	$p1$ à $p18$	1.6-1

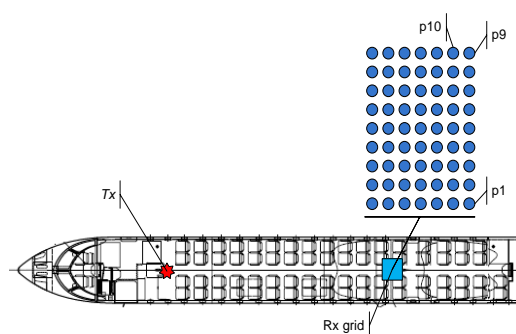


Figure 2-7 : Configurations des antennes dans les mesures à petite échelle.

## 2.2.2.2 Extraction et analyse des paramètres de propagation

### 2.2.2.2.1 Réponse impulsionnelle

Le post-traitement consiste, dans un premier temps, à extraire les réponses impulsionnelles du canal à partir des fonctions de transfert mesurées  $H(f, d)$  par transformée de Fourier inverse (Figure 2-8).

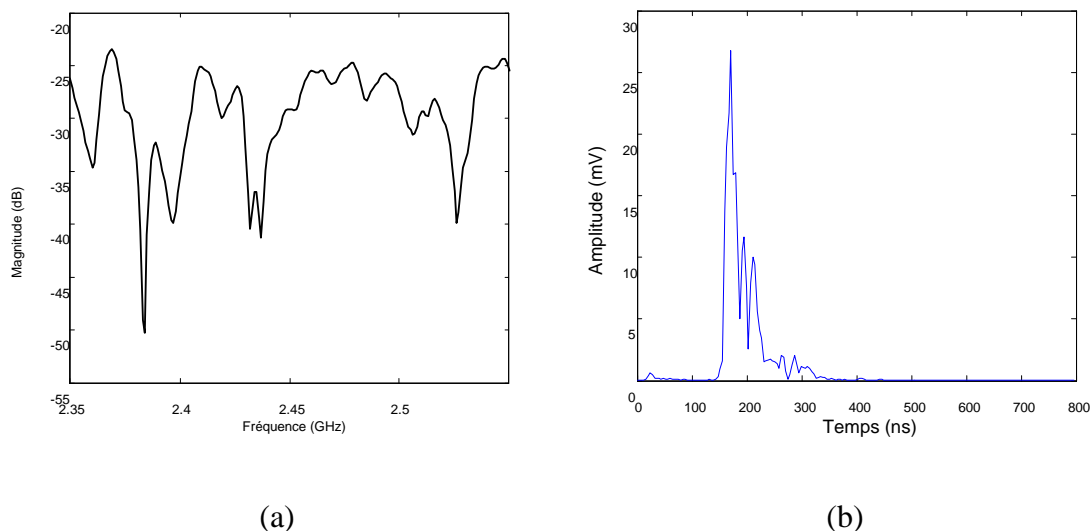


Figure 2-8: Exemple de fonction de transfert (a) et de réponse impulsionnelle (b) à 2.45 GHz à une distance de 1m.

On peut remarquer plusieurs évanouissements profonds sur la courbe de la fonction de transfert en fréquences. Ces évanouissements donnent une indication sur la façon dont la puissance du signal reçu peut être sévèrement atténuée pour certaines fréquences de la bande considérée. Ce phénomène, appelé sélectivité fréquentielle, peut réduire significativement les performances du lien dans ces parties du spectre. Des techniques ou des algorithmes de sélection de canal basés sur l'intensité du signal reçu (RSSI<sup>41</sup>), ou autres métriques, peuvent être utilisés pour contourner ce problème. La réponse impulsionnelle affiche quant à elle la présence de plusieurs trajets multiples atténués en fonction des délais. Ces multi-trajets sont regroupés sous forme de *cluster* séparés les uns des autres par un certain délai. Ces trajets s'étalent sur centaine de *ns* pouvant

<sup>41</sup> Received Signal Strength Indication

ainsi créer un problème d'interférence entre symboles. Sur la figure, le délai constaté avant l'apparition du pic du trajet direct (environ 150 ns) correspond au délai de propagation dans les câbles.

#### 2.2.2.2.2 Pertes de propagation

Par la suite, les pertes de propagation en fonction de la distance pour chaque bande de fréquences ont été obtenues (Figure 2-9) à partir des fonctions de transfert en utilisant l'équation suivante :

$$PL(d) = \frac{1}{N_{pts}} \sum_{i=1}^{N_{pts}} |H(f_i, d)|^2 \quad \text{Équation 2-5}$$

Pour chaque bande de fréquences et pour chaque scénario une courbe a été obtenue.

Afin de déterminer l'exposant de pertes  $n_d$  et les variations dues au masquage par les obstacles, une régression linéaire a été appliquée aux résultats à l'échelle logarithmique (en dB).

$$PL_{dB}(d) = PL_{dB}(d_0) + 10n_d \log\left(\frac{d}{d_0}\right) + \chi_{sh} \quad \text{Équation 2-6}$$

Où

$PL_{dB}(d_0)$  représente les pertes à une distance de référence<sup>42</sup>,  $n_d$  est l'exposant de pertes et  $\chi_{sh}(dB)$  est une variable aléatoire *Gaussienne* modélisant les variations aléatoires des pertes autour de la moyenne locale. Elle représente l'effet de masquage<sup>43</sup> par les obstacles et est caractérisée par un écart-type  $\sigma_{sh}$  en dB.

---

<sup>42</sup> Typiquement  $d_0$  est égale à 1m en indoor tout en étant dans le champ lointain de l'antenne de l'émetteur.

<sup>43</sup> Large-scale shadowing

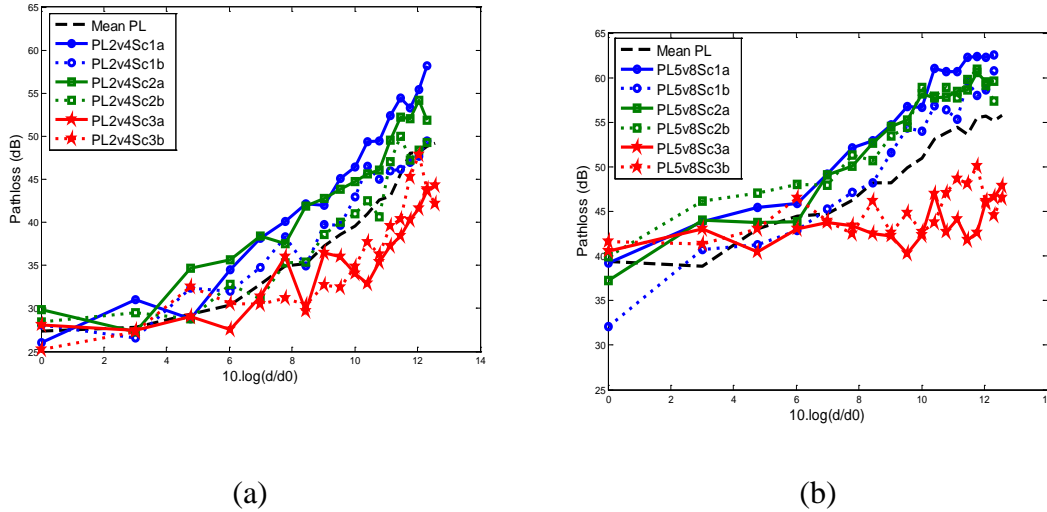


Figure 2-9: Pertes de propagation en fonction de la distance à 2.45 GHz (a) et 5.8 GHz (b).

Ensuite, le comportement dispersif dans le temps a été évalué. Les profils de puissance moyenne reçue en fonction des délais  $PDP(\tau)$  ont été d'abord extraits des réponses impulsionnelles :

$$PDP(\tau) = \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M |h(t_i, \tau)|^2 \quad \text{Équation 2-7}$$

Où  $M$  représente le nombre de réponses impulsionnelles mesurées à chaque instant  $t_i$ . La variable  $\tau$  indique pour chaque point de mesure les délais correspondants aux trajets multiples. La Figure 2-10 donne un aperçu de l'évolution des PDPs à 2.45GHz pour le 1<sup>er</sup> scenario.

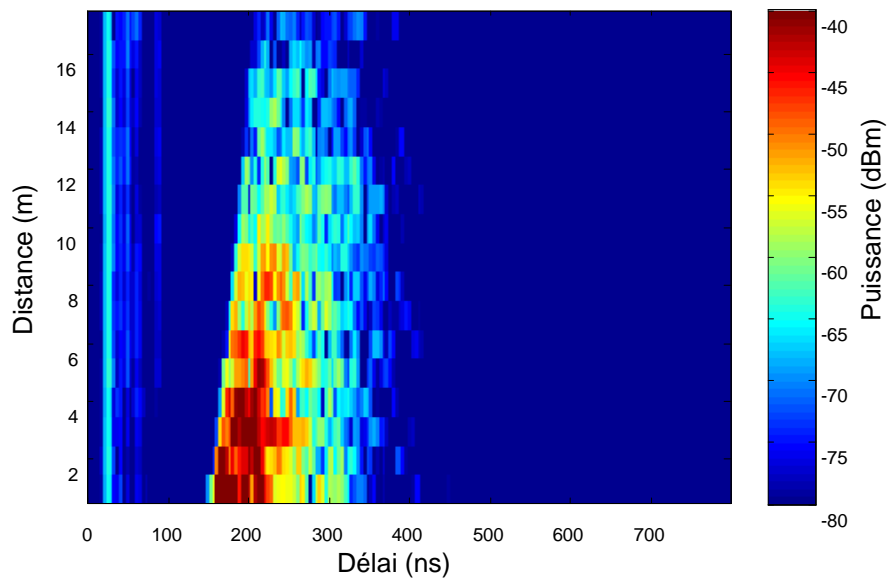


Figure 2-10: Profils puissance-délais en fonction de la distance  $T_x$ - $R_x$  à 2.45GHz.



### 2.2.2.2.3 Étalement des délais et bande de cohérence

À partir de chaque *PDP* et en considérant un seuil de 20 dB en dessous du maximum, les paramètres permettant d'évaluer l'étalement du canal ont été calculés. Ces paramètres sont respectivement, l'étalement maximum, l'étalement moyen et l'étalement efficace (Figure 2-11).

$\tau_{max} = t_2 - t_1$  (Équation 2-8), indiquant la fenêtre temporelle dans laquelle, le récepteur reçoit des trajets multiples dont les puissances sont au-dessus du seuil désiré.

L'étalement moyen représente le moment d'ordre 1 du *PDP* :

$$\bar{\tau} = \frac{\sum_k a_k^2 \tau_k^2}{\sum_k a_k^2} \quad \text{Équation 2-9}$$

Où  $k$  représente l'indice de la composante discrète du *PDP*.

Et l'étalement efficace, le second moment du *PDP* (Figure 2-11):

$$\tau_{rms} = \sqrt{\overline{\tau^2} - (\bar{\tau})^2} \quad \text{Équation 2-10}$$

Avec

$$\overline{\tau^2} = \frac{\sum_k a_k^2 \tau_k^3}{\sum_k a_k^2} \quad \text{Équation 2-11}$$

$a_k$  et  $\tau_k$  représentent respectivement, l'amplitude et le délai du  $k^{ième}$  trajet.

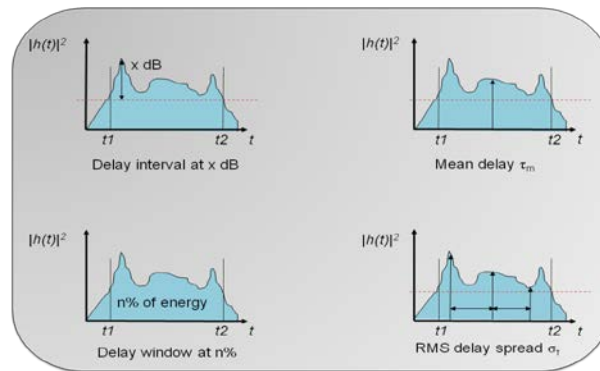


Figure 2-11: Paramètres de l'étalement du canal.

La Figure 2-12 regroupe les résultats obtenus de l'étalement moyen pour les deux bandes de fréquences.

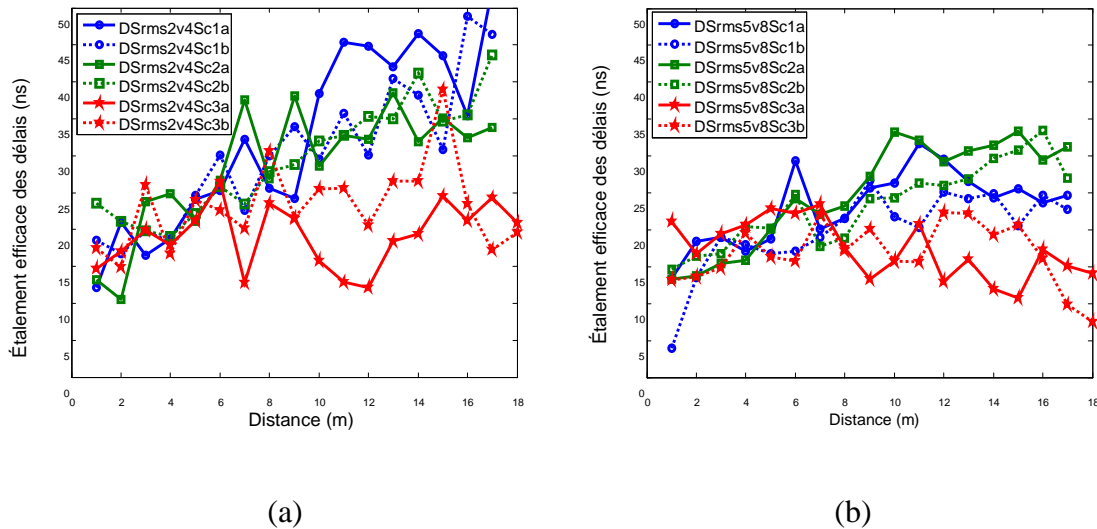


Figure 2-12 : Étalement efficace du canal à 2.45 GHz (a) et 5.8 GHz (b).

Enfin, pour évaluer la sélectivité fréquentielle du canal, la bande de cohérence a été calculée :

$$B_{c90\%} = \frac{1}{50\tau_{rms}} \quad \text{Équation 2-12}$$

#### 2.2.2.2.4 Analyse des résultats à grande échelle

L'analyse des résultats a révélé un comportement de canal sélectif en fréquences. Les résultats montrent que dans le cas *LOS*, la valeur de l'exposant d'atténuation est relativement inférieure à celle observée dans l'espace libre. Dans le cas *NLOS*, les valeurs de celui-ci sont supérieures à 2. Ceci semble différent de certains résultats de la littérature où des valeurs supérieures de ce paramètre ont été estimées [31]. Ceci est probablement dû à la largeur du *CR700* plus petite comparée aux avions utilisés dans ces études<sup>44</sup>.

Les pertes sont plus importantes à 5.8 GHz avec une différence moyenne de 10 dB entre les deux bandes. Une différence moyenne d'environ 4 dB est constatée entre les cas *LOS* et *NLOS* pour les deux bandes. Le changement de la position de l'émetteur a révélé également une atténuation de 4

<sup>44</sup> 2.55m pour le CR700 contre 3.55m pour le B737-400

à 6 dB. La profondeur d'évanouissements varie entre 2 et 10 dB ce qui signifie qu'une marge de 10 dB devrait être prévue à cet effet pour empêcher la perte du signal.

Les valeurs de l'étalement efficace des délais ne dépassent pas les 50 ns pour toutes les configurations à 2.45 GHz et 33 ns pour 5.8 GHz. Ce paramètre donne un indice sur les interférences entre symboles *ISI* qui peuvent affecter le lien et par conséquent de la limite de débit binaire supportable afin de les éviter. La relation entre le débit maximum et l'étalement efficace est donnée par [75] :

$$DR_{max} = \frac{1}{10\tau_{rms}} \quad \text{Équation 2-13}$$

Dans notre cas, les limites de débit binaire ont été évaluées, respectivement pour 2.45 GHz et 5.8 GHz, à 2 Mbps et 3 Mbps. Ce qui signifie qu'une égalisation n'est nécessaire qu'au-delà de ces limites.

L'impact de l'obstruction de la visibilité entre l'émetteur et le récepteur sur l'étalement efficace a été statistiquement quantifié. Les résultats révèlent qu'une transition *LOS* à *NLOS* implique une augmentation de l'étalement efficace de 2% pour la bande 2.45 GHz et 11% pour 5.8 GHz. Ceci montre l'apport significatif en termes d'énergie du trajet direct pour la bande de fréquences supérieure. Les résultats ont également démontré que le canal est 22% moins dispersif à 5.8 GHz qu'à 2.45 GHz ce qui minimise l'impact des *ISI*. Cela signifie qu'en termes de l'étalement dans le temps et de performances (*ISI*), la bande supérieure est meilleure. Néanmoins, d'autres facteurs comme la présence d'obstacles ou de passagers ou le type d'antenne peuvent influencer le résultat. La bande de cohérence du canal à 90% (Éq. 2-12) est évaluée à une moyenne de 760 kHz pour la bande 2.45 GHz et 970 kHz à 5.8 GHz avec des valeurs maximales de 1 MHz et 1.15 MHz observées dans les situations *LOS*. Ceci montre que la bande inférieure est plus susceptible au phénomène de la sélectivité fréquentielle.

Le Tableau 2-5 résume les résultats obtenus de tous ces paramètres pour chaque bande de fréquences et chaque scénario.  $\mu$  et  $\sigma$  représentent respectivement la valeur moyenne et l'écart type.

Tableau 2-5 : Résultats de mesures à grande échelle

Fréq.	Scenario	Étalement des délais (ns)						$B_{C90}$ (kHz)	Path-loss (dB)			
		$\tau_{rms}$		$\tau_m$		$\tau_{max}$			$PL_0$	$\mu$	$\sigma$	$n_d$
		$\mu$	$\sigma$	$\mu$	$\sigma$	$\mu$	$\sigma$					
2.45 GHz	Sc <sub>1a</sub>	32.25	12.2	41.6	16.7	145.15	50	620	26	43.92	9.8	2.7
	Sc <sub>1b</sub>	30.27	9.6	31.23	23.1	131.3	38	660	28.1	39.82	7.3	2
	Sc <sub>2a</sub>	28.69	8.1	34.21	14.1	133	40	697	29.83	42.82	8	2.2
	Sc <sub>2b</sub>	29.51	7.4	25.84	11.3	124.3	29	677	28.4	39.18	7.5	2
	Sc <sub>3a</sub>	19.13	4.3	9.63	5	66.7	32	1045	28	35	5.4	1.3
	Sc <sub>3b</sub>	23.4	5.8	13.94	6.2	99.5	25	861	27.26	35.6	6.4	1.6
5.8 GHz	Sc <sub>1a</sub>	23.28	4.9	28.37	13.7	77.73	24	859	39.25	54.63	7.5	2.1
	Sc <sub>1b</sub>	20	5.4	17.9	9.4	70.7	21.2	1000	32.11	50.78	8.1	2.3
	Sc <sub>2a</sub>	25	7.1	27.21	12.7	82.17	25.7	800	37.26	53	7.1	2
	Sc <sub>2b</sub>	23.43	5.5	27.15	10.9	85.22	20.3	853	40	53.52	6.1	1.7
	Sc <sub>3a</sub>	17.33	3.9	8.93	3.8	48.87	26.5	1154	40.5	43.35	2.2	0.35
	Sc <sub>3b</sub>	17.3	3.4	11	6.7	59.8	19	1156	41.6	45	2.5	0.47

### 2.2.2.2.5 Statistiques d'évanouissements

Pour les mesures à petite échelle, les statistiques d'évanouissements et de l'étalement des délais ont été évaluées sur l'ensemble des 49 points de la grille de mesures. Les fluctuations de l'enveloppe de puissance du signal reçu ainsi que l'étalement moyen et efficace ont été comparés à des distributions de probabilités connues. (Figure 2-13, Tableau 2-6).

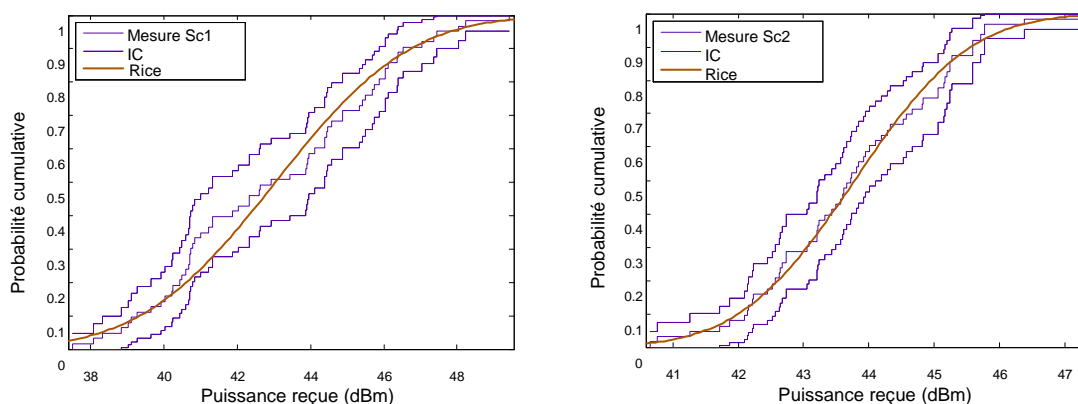


Figure 2-13 : Fonctions de répartition cumulative mesurées de l'enveloppe du signal reçu à 2.45 GHz et leurs distributions de probabilités correspondantes.

Tableau 2-6 : Distributions statistiques de l'étalement des délais

Fréq. (GHz)	Config Canal	paramètres <i>PDF</i> de $\tau_{ms}(ns)$			paramètres <i>PDF</i> de $\tau_m(ns)$		
		<i>PDF</i>	$\mu$	$\sigma$	<i>PDF</i>	$\mu$	$\sigma$
2.45	Sc <sub>1</sub>	Lognormal	3.2530	0.2095	Lognormal	2.6516	0.4992
	Sc <sub>2</sub>	Lognormal	3.4599	0.1345	Lognormal	3.3337	0.2348
5.8	Sc <sub>1</sub>	Lognormal	2.6395	0.3689	Lognormal	1.5884	0.8417
	Sc <sub>2</sub>	Lognormal	2.7032	0.1707	Lognormal	1.9693	0.4112

#### 2.2.2.2.6 Analyse des résultats à petite échelle

Les résultats concernant les statistiques d'évanouissements ont révélé que les fluctuations de la puissance reçue suivent une loi de probabilité de *Rice*, tandis que l'étalement des délais suit une loi *Lognormale* (Figure 2-13, Tableau 2-6). Dans le Tableau 2-6, le paramètre  $\mu$  représente la moyenne à l'échelle logarithmique et le paramètre  $\sigma$  désigne l'écart type. Les détails de ces résultats ainsi que leur analyse et les conclusions ont été rapportés dans un document de synthèse et ont fait l'objet d'une publication dans une revue [74] [76].

Les résultats de cette première étape ont fait l'objet d'une publication dans la revue IEEE-TAES [74].

### 2.2.3 Modélisation et simulations

Afin de remédier aux difficultés liées à la disponibilité d'un avion et s'affranchir des contraintes liées aux équipements, la modélisation et la simulation de la propagation est souvent une alternative indispensable. Dans cette étape, un modèle 3D de l'intérieur d'un fuselage d'avion a été conçu à l'aide de l'éditeur 3D du logiciel *Wireless Insite*. La structure et les détails intérieurs du modèle ont été conçus pour être suffisamment proches de ceux de l'avion réel (Figure 2-14).

Chaque composante du modèle est personnalisée et caractérisée par un ou plusieurs types de matériaux. La simulation consiste par la suite à créer des sources d'émission et de réception reproduisant les mêmes protocoles de mesures. La simulation utilise la méthode du tracé de rayons et permet le contrôle du nombre et des types d'interactions avec les objets ainsi que les propriétés des antennes et des signaux transmis. Des tests de convergence et d'ajustements ont été effectués afin de produire des résultats suffisamment proches des mesures. Les tests ont révélé que l'impact de la diffraction sur les paramètres du canal est négligeable comparé à celui des réflexions. Par contre l'ajout d'une diffraction augmente considérablement le temps de calcul.

Nous avons donc considéré 30 réflexions et une seule diffraction. Les résultats sont également sensibles à l'angle de départ entre les rayons et à la surface de collection de ceux-ci à la réception. Un angle entre les rayons de 0.3 degrés et une surface de collection de rayon 10 cm semblent être adéquats. Dans l'ensemble, quatre types de matériaux ont été utilisés : le conducteur électrique parfait ( $PEC^{45}$ ) pour le fuselage et certaines parties des sièges et des compartiments, 2 types de plastique pour les sièges et les compartiments et du verre pour les fenêtres (Tableau 2-7). Une forme d'onde *Gaussienne* avec une largeur de bande en fréquence équivalente à celle des mesures a été considérée comme signal d'entrée. Les simulations ont également été réalisées dans la bande de fréquences autour de 60 GHz.

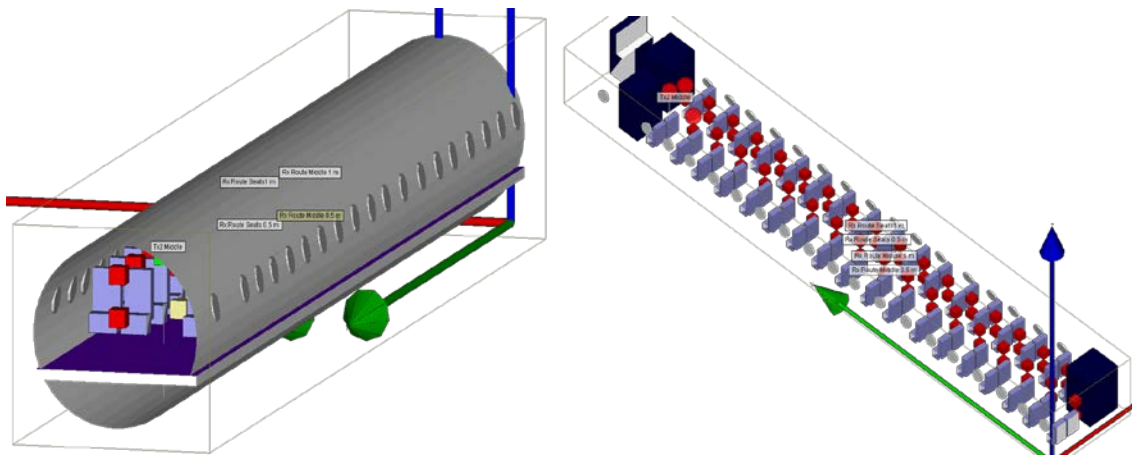


Figure 2-14: modèle 3D de l'avion CRJ700 utilisé pour les simulations.

Tableau 2-7 : Propriétés des matériaux.

Matériau	Objet	Permittivité, $\epsilon_r$	Conductivité, $\sigma$ (S.m <sup>-1</sup> )	Épaisseur (m)
Conducteur parfait (PEC)	Fuselage, parties des sièges, etc.	-	Inf	0.05
Plastique 1	Sièges	4	$10^{-2}$	0.1
Plastique 2	Compartiments, toilettes, etc.	3.5	$10^{-2}$	0.1
Verre	Fenêtres	3.8	$10^{-2}$	0.1

<sup>45</sup> Perfect Electrical Conductor

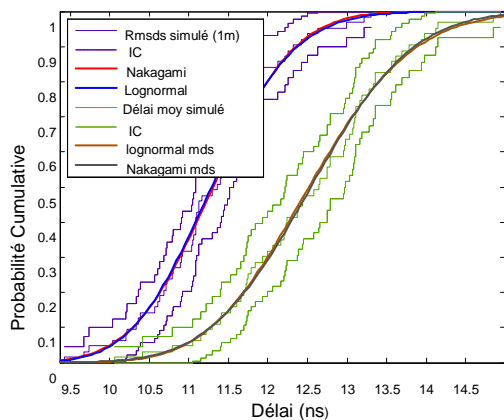
### 2.2.3.1 Comparaison avec les mesures

Le Tableau 2-8 résume les résultats obtenus par simulations et par mesures. Généralement l'accord entre mesures et simulations pour les pertes de propagation et l'exposant d'atténuation est assez satisfaisant et les valeurs obtenues en simulation reflètent le même comportement du canal que dans les mesures.

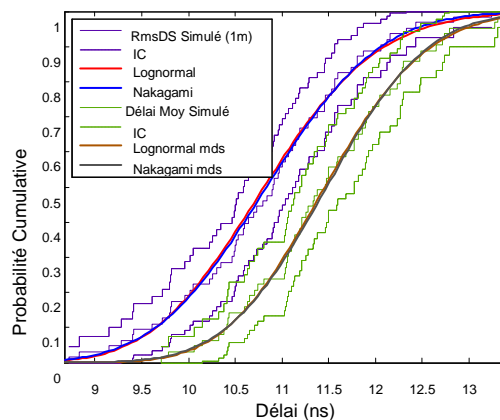
On remarque cependant que dans certains cas, les écarts entre mesures et simulations en termes de l'étalement des délais demeurent considérables. Ceci peut être dû aux propriétés électriques de certains objets ainsi qu'à certaines simplifications considérées par l'algorithme de calcul du champ électrique ou encore à un phénomène particulier lors des mesures qui a provoqué une augmentation de l'étalement. En réalité, un seul objet, du point de vue EM n'est pas homogène et peut contenir un ensemble de matériaux dont les propriétés électriques peuvent largement varier. Dans notre cas, à chaque objet sont attribués un à deux types de matériaux. Une étude de la sensibilité plus approfondie des paramètres de l'étalement du canal aux propriétés des matériaux est certes indispensable mais prendra un temps de vérification considérable.

La Figure 2-15 illustre les courbes obtenues par simulation pour l'étalement moyen et l'étalement efficace à 2.45 GHz et à 60 GHz ainsi que les distributions de probabilités les plus proches de celles-ci. La Figure 2-16 représente les courbes obtenues de l'enveloppe du signal reçu et des distributions de probabilités correspondantes à 2.45 GHz et 60 GHz.

Les tests sur les statistiques des évanouissements et de l'étalement ont abouti aux mêmes résultats que les mesures, avec une distribution de *Rice* pour les amplitudes et *Lognormale* pour l'étalement des délais. La distribution de *Nakagami* est également appropriée pour ce dernier. Ceci montre que le modèle de simulation est valide.

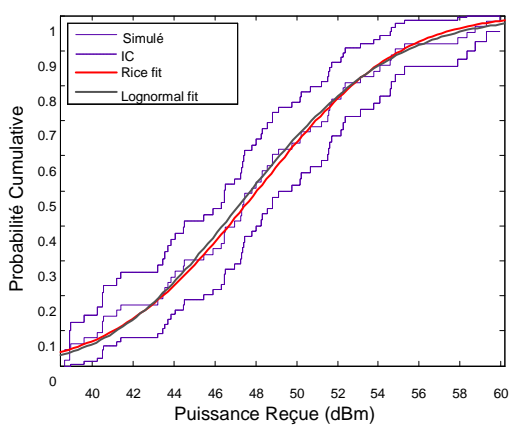


(a)

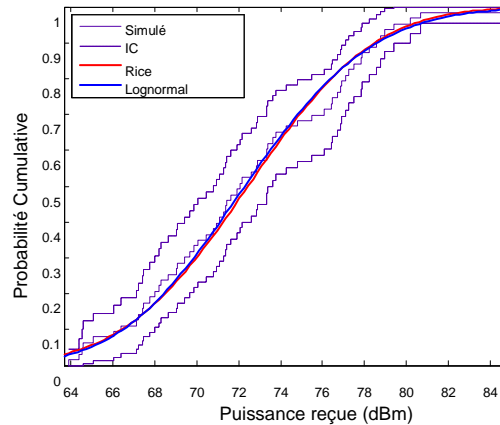


(b)

Figure 2-15 : Fonctions de répartition cumulative simulées de l'étalement moyen et efficace des délais à 2.45 GHz (a) et 60 GHz (b).



(a)



(b)

Figure 2-16 : Fonctions de répartition cumulative simulées de l'enveloppe du signal reçu à 2.45 GHz (a) et 60 GHz (b).



Tableau 2-8 : Comparaison des résultats obtenus par mesures et simulations.

Fréq.	Scénario	Étalement des délais (ns)						Pertes de propagation (Path-loss dB)							
		$\tau_{rms}$				$\tau_m$		$PL_0$		$\mu$		$n_d$		$\sigma_{sh}$	
		$\mu$		$\sigma$		$\mu$									
		Mes	Sim	Mes	Sim	Mes	Sim	Mes	Sim	Mes	Sim	Mes	Sim	Mes	Sim
2.45 GHz	Sc1-a (NLOS)	32,25	15	12,2	6,36	41,6	11	26	33,6	43,92	50,2	2,7	2,7	4.58	5.19
	Sc1-b	30,27	19.4	9,6	7.33	31,23	9.25	28,1	26,6	39,82	43,63	2	2,3	4.79	4.89
	Sc2-a (NLOS)	28,7	21	8,1	8,23	34,21	19	29,83	35,23	43	50,64	2,2	3,1	4.89	4.89
	Sc2-b	29,5	19,7	7,4	6,69	25,84	11.12	28,4	21,15	40	42,9	2	2,4	4.69	4.69
	Sc3-a	19,1	22.5	4,3	7.08	19,63	18.82	28	38,75	35	37,5	1,3	0,24	4.79	5.91
	Sc3-b	23,4	20.1	5,8	6.36	13,94	17.8	27,26	35,1	36	37,6	1,6	1,3	4.69	5.1
5.8 GHz	Sc1-a (NLOS)	23,28	12	4,9	2,28	28,37	11.2	39,25	40,27	54,63	54,8	2.1	2,9	6	5.47
	Sc1-b	20	15	5,4	3	17,9	10.2	32,11	34,7	50,78	53,8	2.3	2,1	5.56	6
	Sc2-a (NLOS)	25	20	7,1	7,24	27,21	15.72	37,26	37,45	53	55,36	2	2,4	6	5.83
	Sc2-b	23,4	19,02	5,5	5,98	27,15	12.7	40	52,9	53,5	51,3	1,7	1,7	6.24	6.08
	Sc3-a	17,33	14,11	3,9	2,58	8,93	13.76	40,5	42,5	43,3	49,3	0,35	0,76	6.32	6.55
	Sc3-b	17,3	12,55	3,4	1,87	11	12.74	41,6	37,4	45	47,2	0,47	0,99	6.4	6.24
60 GHz	Sc1-a (NLOS)	-	11.8	-	3.46	-	12	-	58,4	-	76,26	-	2,7	-	7.34
	Sc1-b	-	14	-	6.3	-	10.24	-	58,9	-	73,66	-	1,9	-	7.54
	Sc2-a (NLOS)	-	14.55	-	5	-	16.36	-	58,15	-	80	-	2,8	-	7.07
	Sc2-b	-	16.42	-	7	-	12.6	-	51,23	-	75,3	-	2,5	-	7.14
	Sc3-a	-	11.56	-	2,24	-	13.83	-	60,5	-	68,3	-	0,92	-	7.7
	Sc3-b	-	10.53	-	1,8	-	12.8	-	65,25	-	68,8	-	0,57	-	8

## 2.2.3.2 Modélisation et simulation de l'effet des passagers

### 2.2.3.2.1 Modélisation

Afin d'évaluer l'impact du masquage par le corps humain sur les paramètres de propagation, un modèle 3D de simulation a été conçu (Figure 2-17) sous le logiciel *Wireless-Insite*. Les propriétés électriques du modèle ont été tirées de différentes sources comme le résume le Tableau 2-9 :

Tableau 2-9 : Propriétés électriques du modèle du corps humain.

Paramètres diélectriques du corps humain [1] [2] [3]			
		Permittivité relative $\epsilon_r$	Conductivité $\sigma$ (S.m <sup>-1</sup> )
2.45 GHz	Head	39.2	1.80
	Body	52.7	1.95
5.8 GHz	Head	35.3	5.27
	Body	48.2	6
60 GHz	Head	9	34
	Body	7.97	36.4

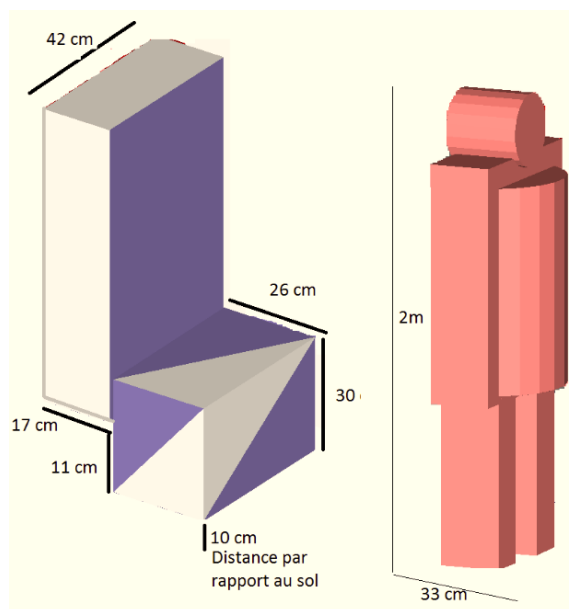


Figure 2-17 : Modèle 3D simplifié du corps humain.

Il faut souligner que cet aspect n'a pas été étudié dans la phase de mesures expérimentales faute de moyens.

Par la suite, le modèle a été dupliqué puis intégré au modèle 3D de l'avion pour ainsi simuler une présence suffisamment dense de passagers à bord de l'avion (Figure 2-18).

#### 2.2.3.2.2 Simulations

Ensuite, en gardant la même disposition précédente des émetteurs, à savoir, au niveau de l'entrée au milieu de l'allée et sur le côté droit en face de la rangée de sièges, des grilles de récepteurs ont été déployées au niveau de chaque passager à deux différentes hauteurs. La Figure 2-18 illustre cette configuration avec une première hauteur de grille au niveau des genoux et une deuxième hauteur au niveau de la tête. Ces deux hauteurs sont représentatives des cas d'usage typique d'un cellulaire ou d'un ordinateur.

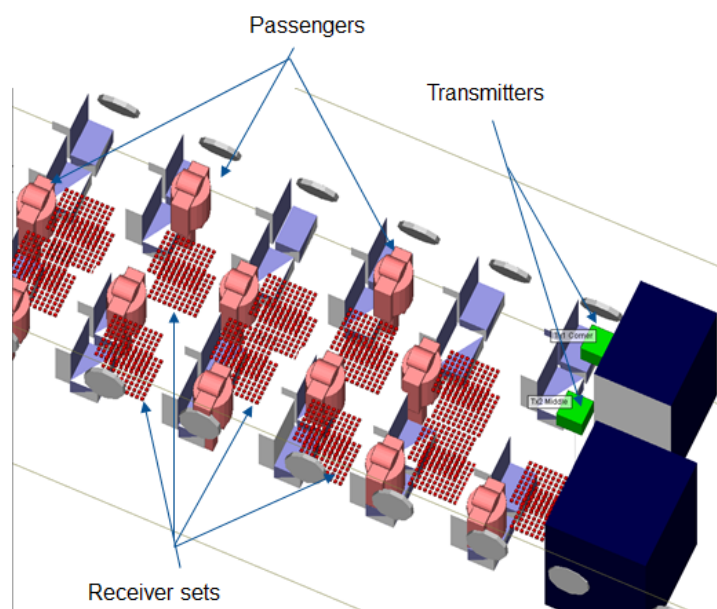


Figure 2-18 : Aperçu de l'intérieur de l'avion en présence de passagers.

La simulation consiste alors à comparer les paramètres de propagation entre les deux cas : avec et sans présence humaine.

#### 2.2.3.2.3 Résultats et analyse

Un ensemble de 9180 réponses impulsionnelles a été récolté pour chaque bande de fréquences. À partir des données obtenues, nous avons constaté les changements suivants :

Par rapport aux pertes de propagation, l'augmentation de l'occupation de la cabine implique une augmentation de la valeur moyenne de l'atténuation ainsi que de l'écart type de quelques dBs.

Statistiquement parlant, selon le Tableau 2-11, cela revient à une augmentation de l'atténuation moyenne entre 4 dB et 6 dB proportionnellement aux bandes de fréquences considérées. Pour les courtes distances  $T_x-R_x$  la différence n'est pas très significative probablement grâce à l'apport des trajets multiples.

L'impact se traduit également et en toute logique par une augmentation du paramètre  $n_d$ . Toutes les valeurs étant supérieures à 2. Cependant, pour la variable de masquage  $\chi$  on remarque plutôt une baisse de quelque dB. Cela peut s'expliquer par la discrimination de l'apport de certains trajets ayant des réflexions plus loin par rapport au récepteur. Les valeurs obtenues ont été rapportées dans le Tableau 2-10.

Tableau 2-10 : Comparaison des paramètres de pertes de propagation.

	$n_d$						$\chi$ (dB)					
	2.45 GHz		5.8 GHz		60 GHz		2.45 GHz		5.8 GHz		60 GHz	
	Vide	Occupé	Vide	Occupé	Vide	Occupé	Vide	Occupé	Vide	Occupé	Vide	Occupé
Sc1a (NLOS)	2	2,6	1,8	2,6	1,7	3	32	29	39	36	61	54
Sc1b (LOS)	1,6	2,3	1,4	2	1,3	2,1	32	29	40	38	62	57
Sc2a (NLOS)	2	3,2	2	3,1	2	3,2	29	24	36	31	57	53
Sc2b (LOS)	1,4	2,4	1,6	2,3	1,7	2,5	33	27	38	35	58	55
Sc3a (LOS)	1,2	3,2	1,1	3,1	1,1	3,1	30	22	38	32	59	54
Sc3b (LOS)	0,89	2	0,93	1,9	1,2	2,2	32	29	40	37	58	56

Tableau 2-11 : Impact de la présence humaine sur l'atténuation.

		$\mu$ difference (dB)	$\sigma$ difference (dB)
2.45 GHz	Vide -> Occupé	+4,76	+3,91
5.8 GHz	Vide -> Occupé	+5,24	+3,73
60 GHz	Vide -> Occupé	+5,60	+4,22

Concernant la dispersion des délais du canal, on constate globalement une diminution de la valeur moyenne de la dispersion efficace (ou étalement efficace). Cela tombe dans la même logique que celle de la baisse de la valeur de la variable du masquage  $\chi$  dans le cas précédent. C'est-à-dire que la contribution de certains trajets ayant des délais plus grands a été supprimée. Le Tableau 2-12 résume l'impact de l'occupation de l'avion par les passagers sur la valeur moyenne de la

dispersion efficace. La Figure 2-19 illustre un exemple de comparaison de la dispersion efficace entre le cas d'une cabine vide et le cas occupé.

Tableau 2-12 : Impact de la présence humaine sur la dispersion des délais.

		Différence moyenne de $\tau_{RMS}$ (ns)	% baisse
2.45 GHz	Vide -> Occupé	-3,85	24%
5.8 GHz	Vide -> Occupé	-2	14%
60 GHz	Vide -> Occupé	-3,04	21%

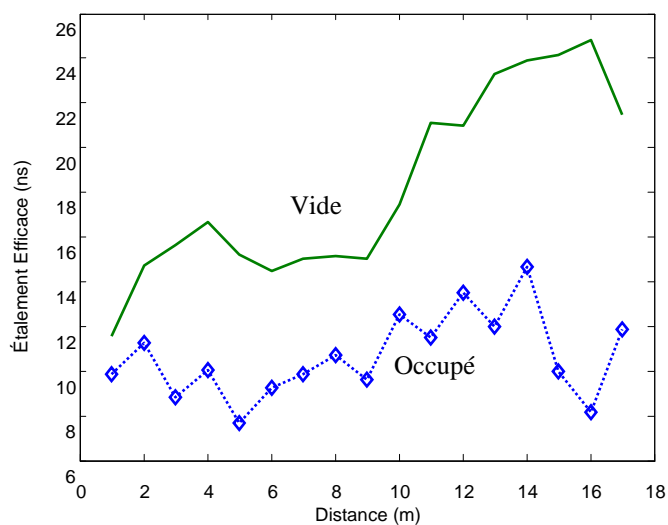


Figure 2-19 : Comparaison de la dispersion efficace à 2.45 GHz entre cas vide et occupé.

## CHAPITRE 3 ANALYSE DE L'IMPACT DU CANAL DE PROPAGATION SUR LA TRANSMISSION SANS-FIL

### 3.1 Phase II

La phase II consiste à évaluer l'impact du canal sur les performances de la transmission sans-fil. À travers les paramètres calculés lors de la première phase, des modèles analytiques peuvent être déterminés.

Deux principaux modèles sont étudiés : le *modèle de la couverture radioélectrique* et le *modèle de la réponse impulsionnelle discrète complexe*.

#### 3.1.1 Modélisation de la couverture radioélectrique et des interférences

##### 3.1.1.1 Modèles analytiques de la puissance reçue

Le premier modèle sert à évaluer la disponibilité de la couverture radioélectrique et des interférences à l'intérieur de l'avion. L'objectif étant de maximiser la couverture tout en évitant, ou en minimisant les interférences. Afin de minimiser les interférences, il est important, dans un premier temps, de déterminer les limites de couverture radioélectrique de l'émetteur. Pour ce faire nous avons besoin de connaître l'évolution de la puissance reçue en fonction de la distance entre l'émetteur et le récepteur en tenant compte des obstacles. Celle-ci est donnée par :

$$P_{r \text{ dBm}}(d) = P_{e \text{ dBm}} - PL_{dB}(d) \quad \text{Équation 3-1}$$

avec,  $P_e$  la puissance transmise en dBm et  $PL_{dB}(d)$  les pertes de propagation en dB entre l'émetteur et le récepteur.

Les données empiriques issues de la phase I indiquent que les pertes de propagation en fonction de la séparation entre l'émetteur et le récepteur sont aléatoires et suivent une distribution *lognormale* (normal en dB). Le modèle des pertes en dB décrit dans la section précédente est déterminé par régression linéaire à partir des courbes des données empiriques.

Le Tableau 3-1 résume les valeurs des paramètres du modèle extrait des mesures et des simulations par régression linéaire. La distribution de probabilité de  $\chi_{sh}$  est donnée par :

$$P(X_{sh}) = \frac{1}{\sigma_{sh}\sqrt{2\pi}} e^{\left(\frac{-x^2}{2\sigma_{sh}^2}\right)} \quad \text{Équation 3-2}$$

Ainsi, la puissance reçue en dBm à n'importe quelle distance  $d$  de l'émetteur est donnée par:

$$\begin{aligned} P_r(d) &= P_e - PL(d_0) - 10n_d \log\left(\frac{d}{d_0}\right) - \chi \\ &= P_e - \overline{PL(d)} - \chi \\ &= \overline{P_r(d)} - \chi \\ &= N(\overline{P_r(d)}, \sigma^2) \end{aligned} \quad \text{Équation 3-3}$$

Le Tableau 3-1 résume les paramètres du modèle analytique des pertes. Une distinction est établie entre trois situations typiques du lien sans-fil :  $Ch_1$ , dans laquelle une liaison (ou canal) avec visibilité directe (*LOS*) dans l'allée est supposée,  $Ch_2$  où la liaison est en *LOS* mais avec le récepteur entre les sièges et finalement  $Ch_3$  où la visibilité entre l'émetteur et le récepteur est cachée par les sièges. La distinction entre les trois situations se situe au niveau des paramètres  $n_d$  et  $\sigma_{sh}$ . Il en découle ainsi trois modèles analytiques de la puissance reçue en fonction de la distance et de la puissance rayonnée pour chaque bande de fréquences.

Tableau 3-1 : Modèles analytiques de la puissance reçue.

Paramètres	Type de canal	$PL(d_0)(dB)$	$d_0(m)$	$n_d$	$\sigma_{sh}(dB)$	Modèle analytique $P_r(d)$
<b>2.45 GHz</b>	$Ch_1$	32	1	1.11	5.12	$P_r(d) = P_e - 32 - 11\log(d) - N(0, 5.12)$
	$Ch_2$			2.17	6.38	$P_r(d) = P_e - 32 - 21.7\log(d) - N(0, 6.38)$
	$Ch_3$			2.67	7.84	$P_r(d) = P_e - 32 - 78.4\log(d) - N(0, 7.84)$
<b>5.8 GHz</b>	$Ch_1$	40.5	1	0.64	4.76	$P_r(d) = P_e - 40.5 - 6.4\log(d) - N(0, 4.76)$
	$Ch_2$			1.83	5.97	$P_r(d) = P_e - 40.5 - 18.3\log(d) - N(0, 5.97)$
	$Ch_3$			2.43	7.34	$P_r(d) = P_e - 40.5 - 24.3\log(d) - N(0, 7.34)$
<b>60 GHz</b>	$Ch_1$	63	1	0.74	4.89	$P_r(d) = P_e - 63 - 7.4\log(d) - N(0, 4.89)$
	$Ch_2$			2.2	5.83	$P_r(d) = P_e - 63 - 22\log(d) - N(0, 5.83)$
	$Ch_3$			2.75	7.21	$P_r(d) = P_e - 63 - 27.5\log(d) - N(0, 7.21)$

### 3.1.1.2 Qualité de la couverture RF

Afin de mesurer la qualité de la couverture radioélectrique d'un lien sans-fil, trois métriques ont été dérivées à partir des modèles analytiques de puissance reçue. La première est la ***probabilité de perte du signal*** (*signal outage probability*) déterminant, à une séparation quelconque  $T_x-R_x$ , si le signal reçu est supérieur ou égale à un seuil désiré de qualité. La deuxième métrique est la ***fiabilité à l'extrémité*** (*cell edge reliability*). Elle représente la probabilité de garantir un pourcentage de fiabilité à l'extrémité (contour ou portée maximale) de la couverture. Enfin la dernière métrique est la ***fiabilité dans la zone de couverture*** (*Area reliability*) qui détermine la probabilité de couverture de la totalité d'une zone (incluant l'extrémité).

## 3.1.2 Probabilité de blocage et fiabilité de la couverture radioélectrique

### 3.1.2.1 Probabilité de blocage

Étant donné que les pertes, et donc la puissance reçue, sont aléatoires et normalement distribuées, la fonction d'erreur  $Q$  est utilisée afin de déterminer la ***probabilité de de perte du signal*** en dessous d'un seuil minimum requis  $\gamma$ . Cette probabilité s'exprime sous la forme [77]:

$$P(P_r(d) < \gamma) = Q\left(\frac{P_r(d) - \gamma}{\sigma_{sh}}\right) \quad \text{Équation 3-4}$$

#### 3.1.2.1.1 Analyse des résultats

La Figure 3-1, montre un exemple de l'application des équations du modèle analytique de la puissance reçue dont les paramètres sont issus du Tableau 3-1. Cet exemple suppose une puissance d'émission de  $P_e=0 \text{ dBm}$  et un seuil de  $\gamma=-80 \text{ dBm}$



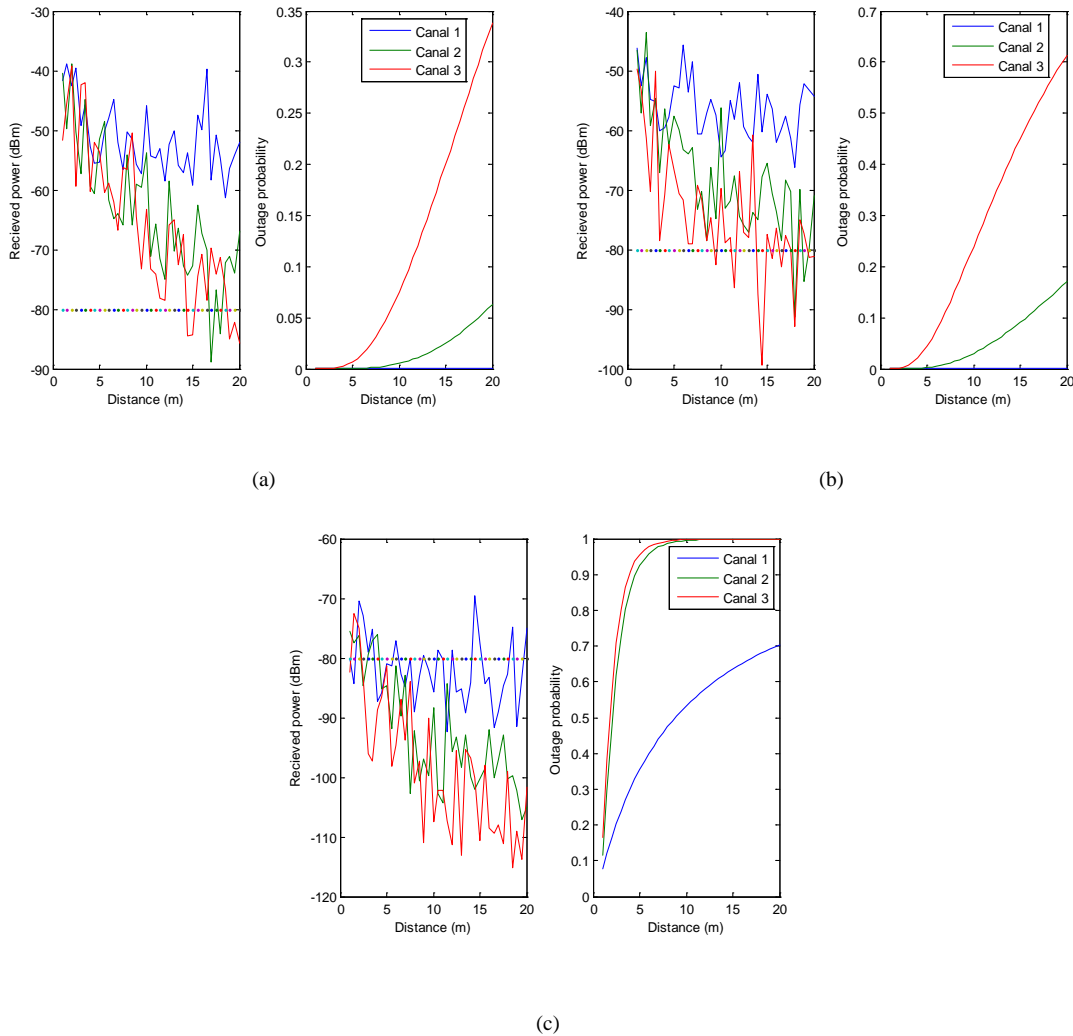


Figure 3-1: Puissances reçues et probabilités de blocage obtenues pour 2.45GHz (a), 5.8 GHz (b) et 60 GHz (c) pour les trois types de canaux.

On remarque que, pour les mêmes valeurs de  $P_e$  et  $\gamma$  pour les trois bandes de fréquences, plus on monte en fréquence, plus les pertes sont importantes et en conséquence la probabilité de blocage augmente rapidement en fonction de la distance.

Le passage d'une situation *LOS* à une situation *NLOS* (Canal 1 à Canal 3) implique également une augmentation de la probabilité de blocage. Ceci est dû aux pertes supplémentaires introduites par l'absence du trajet direct.

Ce que l'on peut conclure c'est que pour dimensionner une liaison sans-fil, le seuil minimum requis à la portée extrême de couverture  $R$  de l'émetteur dépendra d'un ensemble de facteurs dont le niveau de bruit au récepteur et la sensibilité du récepteur et de la bande de fréquence

considérée. Du coup, on ne peut pas comparer les trois bandes de fréquences au même seuil ou à la même puissance émise. Il faudra plutôt déterminer les critères optimisant la couverture pour chaque cas de figure. Ainsi la distance maximale visée par exemple pour la bande 60 GHz doit être inférieure à 5 m si l'on cherche une couverture efficace en LOS avec une probabilité de blocage raisonnable et pour un seuil de -90 dBm.

### 3.1.2.2 Fiabilité à l'extrémité et fiabilité dans la zone couverte

De plus, une marge pour les évanouissements (*Fade Margin*) peut être ajoutée à ce seuil afin d'assurer un niveau de fiabilité de service donné. Elle est exprimée par :

$$FM_{\sigma} = z\sigma_{sh} \quad \text{Équation 3-5}$$

Où  $z$  est tel que :

$$F(z) = 1 - Q(z) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^z e^{-\frac{t^2}{2}} dt \quad \text{Équation 3-6}$$

Par exemple, un niveau de fiabilité de 90% correspond à une marge<sup>46</sup>

$$FM_{\sigma} = 1.282\sigma_{sh} \quad \text{Équation 3-7.}$$

Ainsi, la puissance moyenne reçue à l'extrémité de couverture ( $R$ ) devrait correspondre à :

$$\overline{P_r(R)} = \gamma + FM_{\sigma} \quad \text{Équation 3-8}$$

D'où la portée maximale  $R$ , ou le rayon, de l'émetteur pour un seuil de puissance  $\gamma$  et un niveau de fiabilité  $F(z)$  :

$$R = 10^{\left(\frac{P_e - PL_0 - \gamma - FM_{\sigma}}{n_d}\right)} \quad \text{Équation 3-9}$$

À cause du caractère aléatoire de la propagation, certaines régions (ou distances) ne sont pas couvertes de la même manière et peuvent être en dessous du niveau espéré. Il est donc utile de connaître le pourcentage de l'espace couvert pour une puissance reçue supérieure ou égale au niveau minimum désiré  $\gamma$ . Cette métrique de performance, connue sous le nom *Area Reliability*, est donnée par [78]:

---

<sup>46</sup> Sous Matlab,  $FM = qfuncinv(F(z)) \cdot \sigma$

$$F_u = \frac{1}{\pi R^2} \int P(P_r(r) > \gamma) dA \quad \text{Équation 3-10}$$

Avec  $r$ , la distance radiale par rapport à l'émetteur et  $dA$  l'incrément de déplacement. Après quelques manipulations l'équation devient :

$$F_u = \frac{1}{2} \left( 1 - \operatorname{erf}(a) + \exp\left(\frac{1-2ab}{b^2}\right) \left( 1 - \operatorname{erf}\left(\frac{1-ab}{b}\right) \right) \right) \quad \text{Équation 3-11}$$

Avec,

$$a = \frac{(\gamma - P_e + PL_0 + 10n_d \log(\frac{R}{d_0}))}{\sigma_{sh}\sqrt{2}} = \frac{(\gamma - \overline{P_r(R)})}{\sigma_{sh}\sqrt{2}} \quad \text{Équation 3-12}$$

et

$$b = \frac{10n_d \log(e)}{\sigma_{sh}\sqrt{2}} \quad \text{Équation 3-13}$$

On remarque que si la puissance moyenne reçue est égale au seuil désiré,  $\overline{P_r(R)} = \gamma$

le paramètre  $a$  devient nul ( $a=0$ ) et par conséquent

$$F_u = \frac{1}{2} \left( 1 + \exp\left(\frac{1}{b^2}\right) \left( 1 - \operatorname{erf}\left(\frac{1}{b}\right) \right) \right) \quad \text{Équation 3-14}$$

La Figure 3-2 montre les courbes de  $F_u$  en fonction du rapport  $\sigma_{sh}/n_d$  pour différents niveaux de fiabilité à l'extrémité.

Ainsi, la fiabilité dans la zone de couverture  $F_u$  peut être déterminée pour n'importe quelle fiabilité à l'extrémité moyennant les bonnes valeurs de  $\sigma_{sh}$  et  $n_d$ . Par exemple,  $n_d=2.2$  et  $\sigma_{sh}=6$  avec une fiabilité à l'extrême de 90% ( $FM_\sigma=1.282\sigma_{sh}=7.69$ ) donne  $F_u=94.03\%$ .

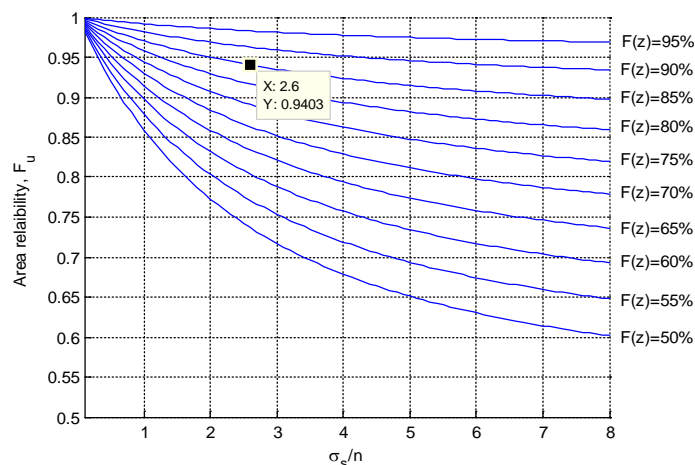


Figure 3-2: Fiabilité dans la zone de couverture.

### 3.1.2.2.1 Analyse des résultats

La Figure 3-3 montre un exemple de résultats obtenus de  $F_u$  en fonction de la distance. Une puissance d'émission  $P_e = 0$  dBm et un seuil  $\gamma = -70$  dBm et un canal *NLOS* sont considérés. Ces courbes montrent que la couverture est plus fiable dans les bandes basses, cependant ceci peut créer l'avantage d'avoir un facteur de réutilisation de fréquences plus intéressant pour la bande 60 GHz. Dans le cas de la Figure 3-3, la fiabilité d'environ 95% est assurée jusqu'à environ 2 m de distance pour 60 GHz. Cela signifie que l'émetteur, dans le cas d'une antenne omnidirectionnelle, peut couvrir une zone d'un diamètre de 4 m (équivalent à 3 ou 4 rangées de sièges) et par conséquent la fréquence (ou le canal) pourra être réutilisée au-delà de cette zone.

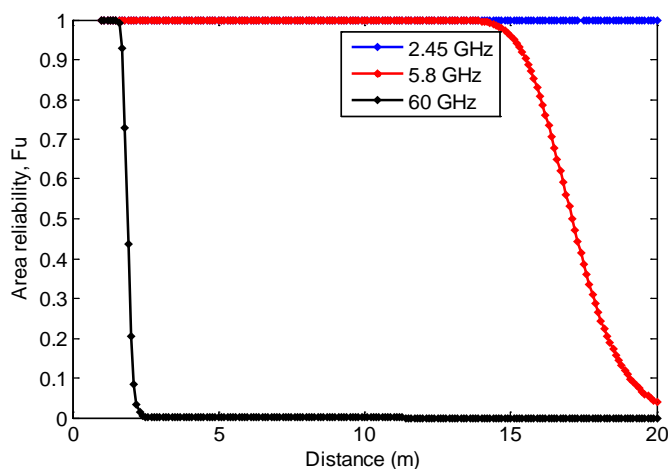


Figure 3-3: Fiabilité dans la zone de couverture en fonction de la distance.

Afin de mieux dimensionner un éventuel système (ou lien) sans-fil, les trois métriques doivent être combinées pour trouver le meilleur compromis pour garantir une transmission fiable en fonction des paramètres de l'application (zone à couvrir dans l'avion, type de l'application, bande de fréquence). Ceci dit, nous n'allons pas nous étaler sur l'étude de chaque cas de figure mais plutôt donner à l'utilisateur les moyens de calcul nécessaires pour pouvoir effectuer son propre jugement ou décision.

Il est également important d'effectuer une étude sur la sensibilité de celles-ci (métriques) aux paramètres des modèles analytiques de la puissance reçue. Ceci afin d'identifier quel paramètre a le plus d'impact sur la précision des résultats. Cette étude n'a pas été effectuée dans ce travail de recherche et sera proposée comme perspective.

### 3.1.3 Évaluation des interférences

#### 3.1.3.1 Modèle analytique d'interférences et métriques de performance

En supposant que les signaux émanant des sources d'interférences sont affectés uniquement par les pertes de propagation et l'effet de masquage (*shadowing*), les modèles analytiques de la puissance reçue peuvent être utilisés. Ainsi les interférences co-canal peuvent être modélisées comme étant la somme de toutes les interférences dont les niveaux de la puissance moyenne reçue suivent une loi *lognormale*. La somme de ces interférences s'exprime ainsi sous la forme :

$$I = \sum_{i=1}^K I_i \quad \text{Équation 3-15}$$

Où,  $I_i$  représente la puissance reçue en  $mW$  de la source  $i$  et  $K$  le nombre de sources d'interférences. Il est généralement admis que la distribution de la somme de variables *lognormale* peut être approximée par une distribution *lognormale* [79] [80]. Plusieurs méthodes existent pour la détermination de la moyenne et de la variance mais la plus populaire est celle de **Wilkinson** [79] (voir annexes). Ainsi, en connaissant les distributions de chaque source  $I_i$  d'interférence  $CCI$ , on peut déterminer la moyenne  $m_I$  et  $\sigma_I$  de la somme des interférences  $I$ .

Le rapport du signal utile par rapport aux interférences est donc défini par :

$$SIR_{dB} = 10 \log_{10} \left( \frac{P_r(d)}{I} \right) \quad \text{Équation 3-16}$$

En introduisant le comportement du *Shadowing* issu des modèles analytiques de la section précédente, le *SIR* devient lui aussi aléatoire. L'impact des interférences sur les performances du lien sans-fil doit alors être évalué en fonction de la *probabilité de blocage* définie cette fois-ci en fonction du *SIR* :

$$SIR_{outage} = P_r(SIR < SIR_{thres}) \quad \text{Équation 3-17}$$

Où,  $SIR_{thres}$  représente le seuil minimum à ne pas dépasser.

L'exemple suivant illustre cette probabilité en fonction du nombre de sources d'interférences.

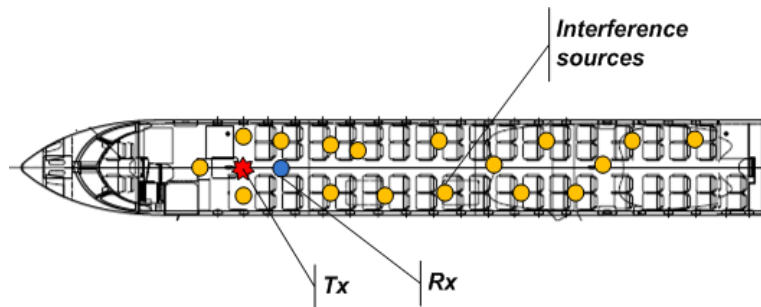


Figure 3-4 : Test d'agrégation d'interférences.

Comme le montre la Figure 3-4, le test consiste à distribuer aléatoirement un nombre croissant de sources  $I_i$  (une source ajoutée à chaque itération) autour d'une liaison victime dont l'émetteur et le récepteur sont séparés par une distance  $d$ . Chaque source  $I_i$  est caractérisée par sa distance  $d_i$  et sa distribution *lognormale* de puissance reçue suivant les équations du Tableau 3-1. Chaque source transmet à une puissance  $P_{ei}$ . Le test consiste ensuite, pour chaque nombre de sources  $I_i$ , de calculer le rapport signal sur interférence plus bruit *SINR*. Le bruit ajouté représente le bruit thermique au niveau du récepteur pour la largeur de bande considérée en Hz.

$$P_n = N_0 + 10\log_{10}(BW) \quad \text{Équation 3-18}$$

Ensuite la probabilité de blocage est déterminée par rapport à un seuil donné  $SINR_{th}$ . Une simulation *Monte-Carlo (MC)* est utilisée pour le test avec un nombre d'échantillons  $N_{iter}=2.10^4$ . Chaque simulation (itération) donne une probabilité de blocage (un point) correspondant à un nombre de sources d'interférences. Le test est répété jusqu'à un nombre fixé de sources d'interférences.

Le test est répété également pour une distance  $d$  (séparations  $T_x-R_x$  du lien victime) croissante afin de vérifier jusqu'à quelle distance le lien peut résister à l'agrégation des interférences. Les deux cas *LOS* et *NLOS* ont été également testés.

### 3.1.3.2 Analyse des résultats

La Figure 3-5 montre les résultats obtenus pour les trois bandes de fréquences. Dans cet exemple un seuil  $SINR_{th}=10dB$ , une puissance  $P_e=-10 dBm$  pour l'émetteur et  $P_{ei}=-30dBm$  pour les sources d'interférences ont été considérés.

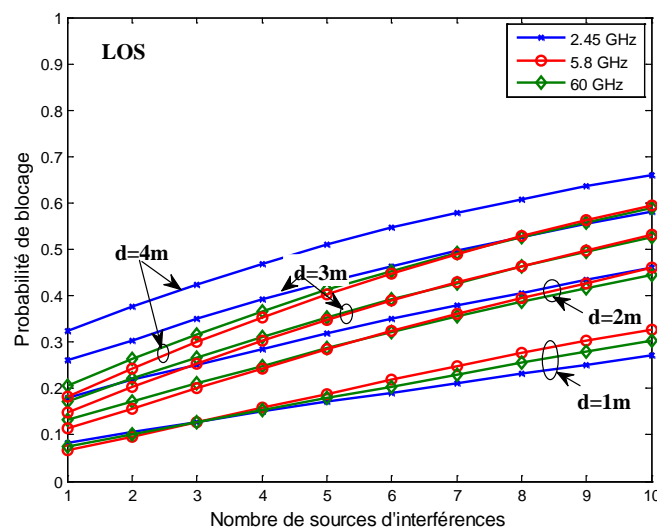


Figure 3-5: Effet de l'agrégation des interférences sur un lien victime en LOS.

Les résultats révèlent que pour  $d=1m$ , la probabilité de blocage reste assez faible pour les trois bandes de fréquences et augmente en fonction du nombre de sources  $I_i$ . Un léger avantage à la bande 2.45 GHz est observé à cette distance. Cette bande dispose en effet d'un meilleur bilan de puissance (fiabilité de couverture) comparées aux autres bandes et d'une marge de puissance émise comparée à celles des interférences ( $P_e=-10dBm$  et  $P_{ei}=-30dBm$ ). Au fur et à mesure que  $d$  augmente, l'effet des interférences devient plus important à 2.45 GHz puisque le récepteur se rapproche plus des sources d'interférences et donc en termes de bilan de puissance le rapport *SINR* diminue plus rapidement voire s'inverse. Ainsi la bande 2.45GHz devient plus vulnérable aux interférences à partir de 3 m pour cet exemple.

Pour les deux autres bandes, le nombre de sources  $I_i$  semble avoir plus d'impact que la distance  $d$ . En effet, dans la Figure 3-5, la pente pour les deux bandes est plus grande comparée à celle de la

bande 2.45 GHz. Ceci est probablement dû aux valeurs considérées du paramètre  $n_d$  assez faibles (0.64, 0.74) dans ces bandes permettant de maintenir un  $SINR$  convenable en fonction de la distance. Le fait donc d'ajouter une source supplémentaire  $I_i$  à proximité du récepteur a plus d'impact que  $d$ .

Dans le cas  $NLOS$  (Figure 3-6), l'impact des interférences prend plus rapidement de l'ampleur en fonction de la distance  $d$  comparé au cas précédent. Ceci est attribué principalement aux pertes dues à l'absence du trajet direct pour le lien victime. Donc, l'augmentation de  $d$  ne fait qu'accentuer ces pertes et par conséquent diminuer le  $SINR$ . Notons que les liens entre le récepteur et les sources  $I_i$  ne sont pas tous forcément en  $NLOS$ .

Si l'on compare les trois bandes de fréquences cette fois-ci, la bande inférieure (2.45 GHz) semble moins vulnérable. Cependant, l'écart n'est pas si important vu que les paramètres  $n_d$  en  $NLOS$  sont très proches. Dans cette quasi-égalité, les pertes (Path Loss), moins importantes dans la bande 2.45 GHz, semblent maintenir un  $SINR$  raisonnable (relativement aux autres bandes) minimisant ainsi le blocage.

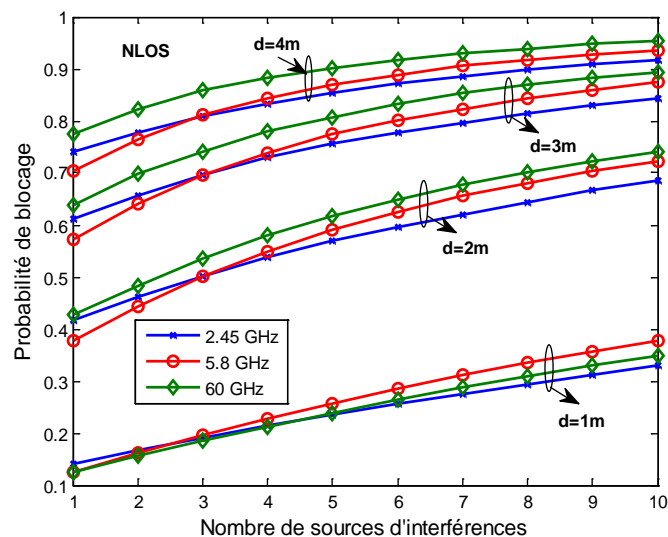


Figure 3-6 : Effet de l'agrégation des interférences sur un lien victime en NLOS.

En conclusion, la bande 2.45GHz semble plus vulnérable aux interférences que les autres bandes de fréquences dans le cas  $LOS$ . De plus, cette vulnérabilité est plus sensible à l'effet de la séparation  $d$ . Dans le cas  $NLOS$ , les trois bandes sont vulnérables à l'augmentation de  $d$ . La distribution de l'effet du *Shadowing* semble privilégier très légèrement la bande inférieure.



La comparaison des trois bandes dans l'exemple ci-dessus étant basée sur les mêmes critères ( $P_e$ ,  $P_{ei}$ ) égaux, cependant on recommande, dans le cas où la bande de fréquences est choisie, d'effectuer une évaluation des interférences pour chaque bande séparément afin de mieux optimiser un lien pour un cas de figure particulier.

### 3.1.3.3 Distance minimale de protection

Une autre métrique d'évaluation des interférences est la distance minimale requise entre une source d'interférences et un système victime. Cette métrique sert aussi à déterminer la distance de réutilisation (ou facteur de ré-usage) d'une fréquence au sein du même système.

Afin de protéger les systèmes avioniques, la **RTCA** définit des limites pour le niveau d'interférences rayonnées à ne pas dépasser [56]. Le **niveau maximum d'interférences rayonnées MLRRI**<sup>47</sup> en  $dB\mu V/m$  est défini en fonction de la fréquence par :

$$MLRRI = slope \cdot \log_{10}(f) + int \quad \text{Équation 3-19}$$

$$slope = 15.965, f: \text{fréquence en MHz}, int: \text{intercept} = 12.682$$

Cette équation est valide jusqu'à une fréquence de 6 GHz. En effet, le seuil n'est pas défini pour la bande 60 GHz par la **RTCA**, mais nous avons choisi de garder la même expression. De plus, l'équation est spécifique aux équipements de **catégorie M** désignant, selon la norme, les équipements opérants à l'intérieur de la cabine et du cockpit.

Le **MLRRI** a été calculé pour chaque bande de fréquences. Étant donné que ces limites sont exprimées en unité du champ électrique mesuré à une distance donnée ( $dB\mu V/m$ ), typiquement 1 m, l'évaluation nécessite une conversion en puissance isotrope rayonnée équivalente **EIRP** :

$$MLRRI_{dBm} = 10 \log(10^3 (E^2 4\pi R^2) / 377) \quad \text{Équation 3-20}$$

Avec  $E(V/m)$ , le champ électrique mesuré à la distance  $R$ .

Ces limites ont été ensuite utilisées avec le modèle analytique de la puissance reçue afin de déterminer la *distance minimale* à respecter pour éviter les interférences. Ces distances ont été déterminées grâce à un algorithme itératif *Monte-Carlo* prenant en considération plusieurs puissances à l'émission pour les trois bandes de fréquences [76].

---

<sup>47</sup> Maximum Level of Radiated Radio Interference

### 3.1.3.4 Analyse des résultats

La Figure 3-7 donne un exemple de résultats obtenus pour différentes puissances d'émission pour les trois bandes de fréquences. Vu qu'il s'agit d'interférence émanant du lien étudié vers un autre système victime ou un autre récepteur du même système, une situation *LOS* est considérée représentant le pire scénario.

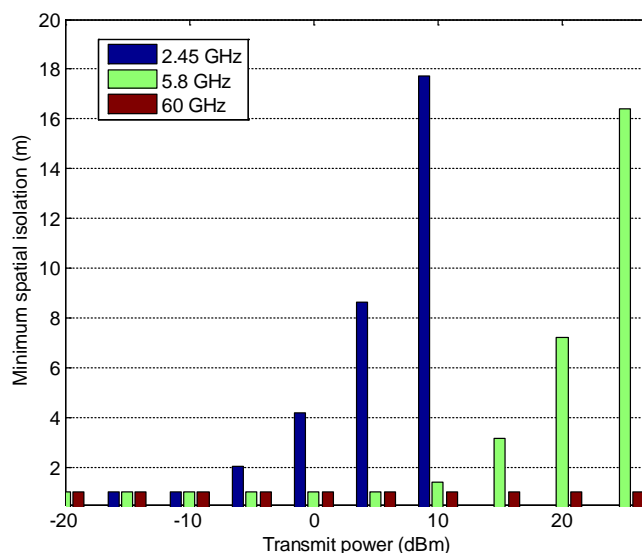


Figure 3-7: Distance minimale de protection des systèmes avioniques.

On remarque qu'au fur et à mesure que la puissance émise augmente, la distance minimale requise augmente. Par exemple, pour une puissance émise de 0 dBm, une distance minimale de 4 m est requise à 2.45 GHz alors qu'une distance à peine de 1 m est nécessaire à 5.8 GHz et à 60 GHz.

À puissance égale, cette distance est plus importante à basses fréquences. Ceci s'explique principalement par la distribution de la puissance reçue représentée par le modèle analytique de la puissance reçue. Ceci pour dire aussi qu'en plus des métriques évaluées dans les sections précédentes, il faut tenir en compte le fait que le MLRRI ajoute une contrainte sur la puissance émise à utiliser pour optimiser la transmission à une distance donnée.

Dans la suite, toutes ces métriques, ou paramètres, peuvent servir à évaluer les performances en termes de probabilité d'erreur dans un système sans-fil. Pour ceci, il faudrait modéliser la réponse impulsionnelle du canal avec un filtre linéaire variant.

### 3.1.4 Modélisation de la réponse impulsionnelle et de la variabilité du canal

#### 3.1.4.1 Modélisation de la réponse impulsionnelle du canal

Le deuxième modèle analytique est déduit des statistiques d'évanouissements et du profil puissances-délais (*Power Delay profile*). À partir de l'estimation des lois de distribution des amplitudes du signal reçu et des temps d'arrivées, on peut reproduire une représentation discrète de la réponse impulsionnelle du canal grâce au modèle *TDL* (*Tapped Delay Line*) illustré par dans la Figure 3-8. Ce modèle, implémenté sous forme d'un filtre à réponse impulsionnelle finie (*FIR*), est souvent utilisé pour implémenter un canal multi-trajets afin d'évaluer les performances du canal en termes de probabilité d'erreur pour différents schémas de codage et de modulations. Il sera également utile, pour estimer le niveau minimum du *SINR* requis, pour assurer un niveau de fiabilité en termes d'erreur et évaluer l'impact des interférences entre symboles (*ISI*) sur les débits que peut supporter le lien pour un niveau d'erreur donné.

*Remarque* : Seule la partie modélisation a été complétée. Les parties implémentation et évaluation seront à considérer en perspective de ce travail.

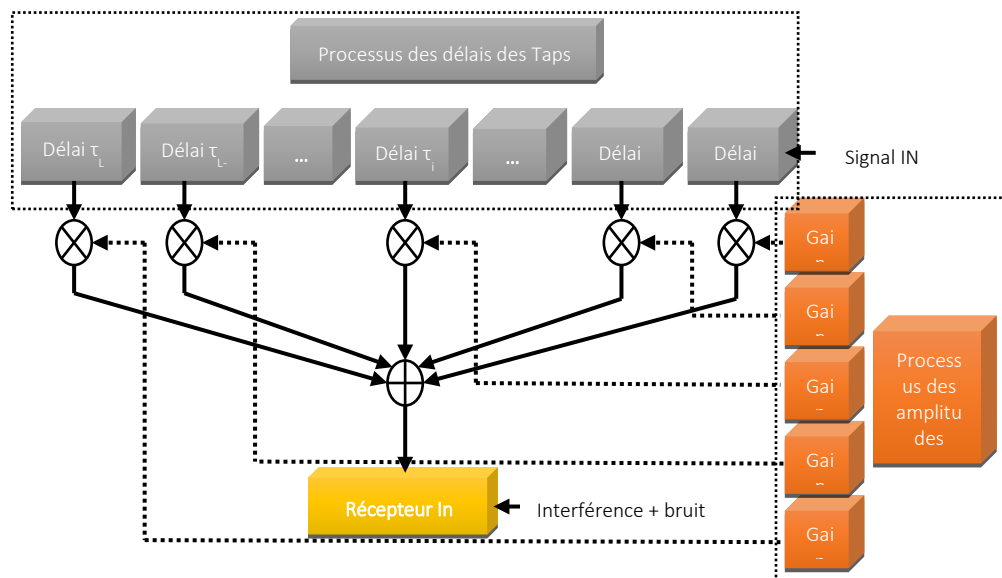


Figure 3-8: Modèle Tapped Delay Line du filtre du canal.

### 3.1.4.1.1 Extraction des paramètres du modèle TDL

Les paramètres de ce modèle doivent être déduits à partir des profils *PDP* discrétisés. Comme illustré dans la Figure 3-8 ces paramètres sont le nombre de trajets (ou Taps) et les distributions statistiques caractérisant leurs délais et amplitudes.

Le processus d'extraction de ces paramètres consiste à :

- Calculer les profils puissance-délais (*PDP*)
- Échantillonner les *PDPs* sous forme discrète (sous forme de matrices  $N \times M$ ).
- Trouver le nombre de trajets (Taps ou nombre de trajets) en suivant les étapes suivantes :
  - o Appliquer un algorithme de détection de pics (sous Matlab)
  - o Éliminer le bruit ou les multitrajets à contribution non significative en faisant intervenir un seuil de 20 dB en dessous du Max

Déterminer le nombre de taps en effectuant la moyenne sur le nombre de trajets significatifs trouvé pour tous les *PDPs*. Si le nombre d'échantillons n'est pas statistiquement consistant, on peut également appliquer la formule  $N_{tap} = \left\lceil \frac{mean(\tau_{rms})}{T} \right\rceil + 1$  (Éq. 3-21) pour trouver  $L$ , où  $T$  représente la période du signal.

- Déterminer la distribution d'amplitudes de chaque tap.
- Déterminer la distribution des délais.

*Remarque* : Les profils *PDPs* doivent être normalisés afin d'éliminer l'effet de la distance  $T_X-R_X$ .

### 3.1.4.1.2 Résultats

#### 3.1.4.1.2.1 Modélisation des amplitudes

La Figure 3-9 montre les résultats obtenus des distributions d'amplitudes des trajets pour les bandes 2.45 GHz et 5.8 GHz.

Globalement les résultats montrent que les amplitudes d'enveloppes des trajets suivent une distribution de *Rice* pour les trajets en visibilité directe (LOS) et une distribution de *Rayleigh* pour le cas NLOS.

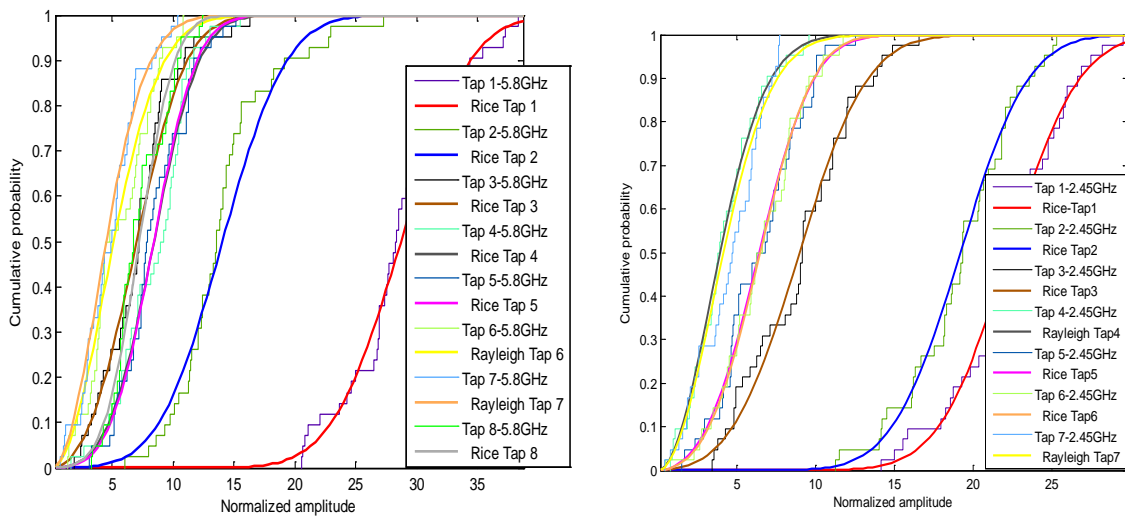


Figure 3-9 : Estimation des distributions statistiques des amplitudes du modèle TDL.

La valeur moyenne du facteur  $K$  de la distribution de *Rice* a été évaluée à partir des résultats de mesures à petite échelle pour les deux bandes 2.45 et 5.8 GHz. Ce facteur représente le rapport entre la puissance reçue via le trajet direct (LOS) et la puissance reçue par la contribution des autres trajets. Les valeurs ont été estimées sous Matlab en utilisant la méthode du maximum de vraisemblance (Maximum Likelihood).

La valeur moyenne de  $K$  a été estimée à environ 4.2 dB et 5.32 dB respectivement pour les deux bandes 2.45 et 5.8 GHz pour le cas 1 (niveau tête) et 4.2 dB et 2.6 dB pour le cas 2 (niveau genou).

Le nombre de taps optimum a été estimé à environ 7 pour les deux bandes. Optimum dans le sens où au-delà de 7 l'estimation des distributions statistiques s'avère difficile à cause de la consistance statistique.

Le Tableau 3-2 résume les résultats pour les deux bandes de fréquences (2.54 et 5.8 GHz) pour chaque Tap du modèle TDL.

Tableau 3-2 : Résultats de l'estimation des distributions statistiques des amplitudes.

fréq.	Paramètres Rice/Rayleigh	Tap#1	Tap#2	Tap#3	Tap#4	Tap#5	Tap#6	Tap#7
2.45-1.	$s$	21.9587	18.8539	8.19312	-	5.6932	5.81247	-
	$b$ (Rayleigh)	-	-	-	3.33638	-	-	3.51714
	$\sigma$	3.54376	3.42722	3.54086	-	2.84253	2.75028	-
	$K$	12.8	11.8	4.3	-	3	3.5	-
5.8-1.	$s$	33.8818	10.2587	9.0320	6.3986	4.4315	-	-
	$b$ (Rayleigh)	-	-	-	-	-	3.956	-
	$\sigma$	13.16	5.97	4.24	3.72	2.61	-	-
	$K$	5.20	1.68	3.55	1.68	1.56	-	-
2.45-2.	$s$	9.3748	5.9647	10.960	9.170	-	3.9451	4.9368
	$b$ (Rayleigh)	-	-	-	-	4.917	-	-
	$\sigma$	2.668	3.070	3.668	3.943	-	2.240	2.419
	$K$	7.90	2.75	6.5	4.32	-	1.90	3.18
5.8-2.	$s$	28.3522	13.3852	6.05176	7.82132	7.86819	-	-
	$b$ (Rayleigh)	-	-	-	-	-	4.34708	3.8164
	$\sigma$	4.493	4.2177	3.42844	3.03155	2.8719	-	-
	$K$	13	7	2	5.2	5.7	-	-

$s$ ,  $\sigma$  et  $K$  représentent les paramètres de loi de Rice tandis que  $b$  représente le paramètre de la loi de Rayleigh.

#### 3.1.4.1.2.2 Distributions statistiques des délais et du spectre Doppler

Le modèle à délai constant (constant delay model) basé sur le délai moyen inter-taps a été adopté pour des raisons de simplicité.

Pour ce qui est du spectre Doppler, l'effet de mobilité et de masquage n'ayant pas été suffisamment étudié, une simplification s'impose. Le modèle Doppler plat (flat Doppler) a été donc choisi. La section suivante décrit le principe de la méthode utilisée ainsi que les paramètres de modélisation.

*Remarques* : L'estimation du modèle TDL à 60 GHz n'a pas été effectuée à cause du manque de données de mesures.

### 3.1.4.1.3 Implémentation du modèle TDL

L'étape suivante consiste à mettre en œuvre le modèle TDL sous Matlab afin d'évaluer les performances d'une chaîne de transmission en entier. Comme mentionné auparavant, cette étape sera laissée comme perspective à ce travail.

L'implémentation consiste à développer des sous-fonctions Matlab qui génèrent les processus aléatoires permettant de produire les amplitudes, les délais des taps et la variabilité du canal. Ensuite ces fonctions seront appelées à partir d'une fonction TDL. Cette fonction permettra de fournir la représentation complexe du canal TDL. L'ensemble sera intégré au sein d'un programme global permettant d'évaluer une chaîne de transmission sans-fil.

### 3.1.4.2 Modélisation de la variabilité du canal

#### 3.1.4.2.1 Méthode de modélisation

La variabilité du canal dans ce travail est modélisée grâce à une méthode basée sur une chaîne de *Markov* [61] [62]. La variable représentant ce processus sera superposée au modèle de la réponse impulsionnelle du canal *TDL* en fonction de la zone où se trouve le récepteur dans l'avion. Le principe de la méthode consiste à :

- Déterminer des matrices de probabilités de persistance de chaque trajet (tap du TDL)
- Déterminer des matrices de probabilités de transition
- Intégrer/combiner la chaîne de Markov au modèle TDL pour reproduire l'effet de la mobilité d'un point à l'autre.

La probabilité de persistance (ou d'activité) d'un trajet  $i$  représente la présence ou l'absence de ce dernier dans la réponse impulsionnelle. Ça peut être également une transition LOS à NLOS ou l'inverse (Rice à Rayleigh ou l'inverse) Ce qui signifie que pour chaque trajet on a deux états (Actif/Non actif).

$$M_p = \begin{bmatrix} p_{off} \\ p_{on} \end{bmatrix} \quad \text{Équation 3-22}$$

La probabilité de transition d'un trajet  $i$  représente la probabilité que ce trajet passe d'un état  $m$  à un autre état  $n$ . Dans ce cas, étant donné qu'on a deux états de persistance, on aura une matrice de 4 états.

$$M_T = \begin{bmatrix} p_{00} & p_{01} \\ p_{10} & p_{11} \end{bmatrix} \quad \text{Équation 3-23}$$

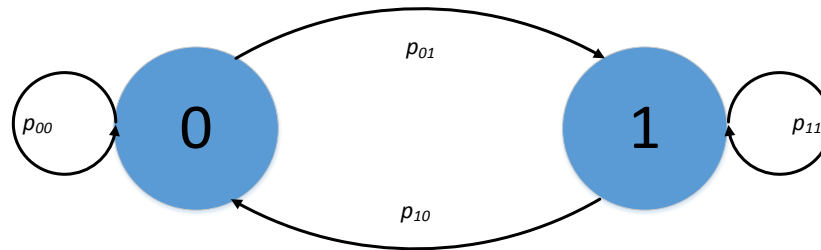


Figure 3-10 : Représentation d'une chaîne de Markov à deux états.

Ces probabilités sont déterminées de façon empirique à partir de l'état de chaque trajet  $i$  (tap) dans les 42 profils puissance-délais.

La combinaison de toutes les probabilités de tous les trajets permet de modéliser la variabilité du modèle TDL dans l'espace lorsque le récepteur bouge d'une fraction ou de quelques longueurs d'ondes dans une même région (1 m<sup>2</sup> p.ex.). La variable de Markov ajoutera donc une dimension spatiale au Modèle TDL. Il se peut également que le canal change pour la même position si des objets ou des personnes bougent dans la cabine, d'où la dimension temporelle également.

La Figure 3-11 illustre les résultats obtenus de la probabilité de persistance ( $P(\text{tap}_k = \text{'On'})$ ) des trajets du modèle TDL. Visuellement on constate que, comme dans le cas de la détermination des trajets pour le modèle TDL, les trajets les plus pertinents se retrouvent en dessous de 10.



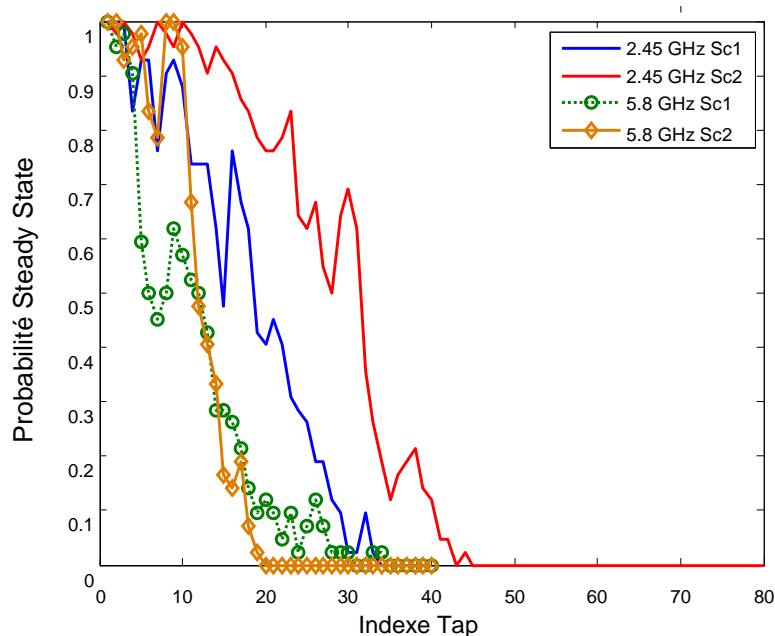


Figure 3-11 : Exemple de résultats de la probabilité de persistance des trajets.

Par exemple si on prend le trajet 5 (Tap#5), on peut le définir avec un processus de Markov ayant comme matrice de persistance et matrice de transition :

$$M_{P5} = \begin{bmatrix} p_{off}=0.40476 \\ p_{on}=0.59524 \end{bmatrix}, M_{T5} = \begin{bmatrix} p_{00}=0.2195 & p_{01}=0.7805 \\ p_{10}=0.1951 & p_{11}=0.8049 \end{bmatrix} \quad \text{Équation 3-24}$$

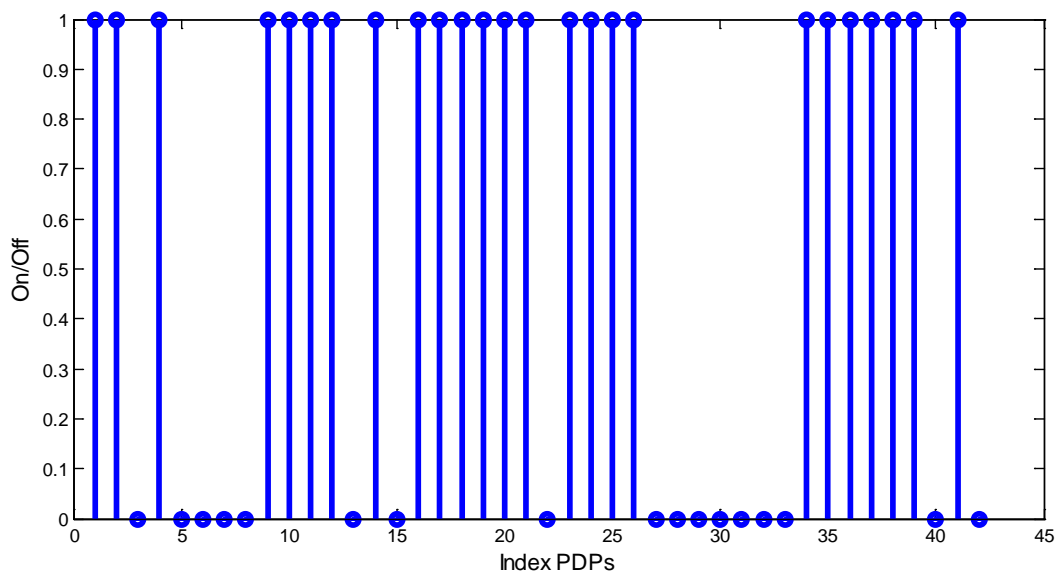


Figure 3-12 : Résultats obtenus pour la probabilité de transition du trajet #5 à 5.8 GHz.

Où  $p_{on}/p_{off}$  représente la probabilité que le trajet soit à l'état 1/0 et  $p_{ij}$  la probabilité que le trajet passe de l'état  $i$  à l'état  $j$ .

Par la suite, le processus de Markov devra être intégré/combiné avec la réponse impulsionnelle sous sa forme TDL afin de permettre de générer la variabilité du canal. Le modèle global servira pour évaluer les métriques de performances (probabilité d'erreur de transmission, statistiques et la probabilité de blocage) ainsi que l'impact des interférences co-canal (CCI) et inter-symboles ISI.

## CHAPITRE 4 CONCLUSIONS ET TRAVAUX FUTURS

### 4.1 Conclusions et perspectives

Des mesures expérimentales dans un avion commercial de Bombardier Aéronautique ont été réalisées. Cela a permis d'extraire les paramètres nécessaires à l'étude et à la modélisation du comportement du canal de propagation sur les bandes autour de 2.4 GHz et 5.8 GHz.

Le comportement du canal à grande échelle a révélé que dans les situations LOS, les pertes de propagation s'avèrent moins importantes que celles dans l'espace libre. En effet, l'exposant de pertes de propagation a été évalué en dessous de 2, ce qui signifie que la structure de l'avion utilisé tire profit des trajets multiples. Comparé à d'autres études sur d'autres types d'avions cela nous a mené à conclure que les avions avec un fuselage plus étroit peuvent améliorer la couverture radioélectrique. Cela rappelle effectivement le même phénomène observé dans les tunnels, où l'effet guide d'onde surdimensionné à hautes fréquences diminue l'atténuation moyenne et permet aux ondes de se propager plus loin.

Dans le cas NLOS, comparé au cas LOS, nous avons constaté une augmentation moyenne de 4 dB de l'atténuation avec un exposant de pertes plus grand que 2. Ceci paraît normal à cause de l'effet des obstacles dont le milieu de propagation est constitué. Dans ce milieu particulier qu'est l'avion à fuselage étroit, et différemment du cas d'un tunnel, on se retrouve confrontés à la fois aux avantages du guidage d'ondes dans le cas où la visibilité du lien le permet, et aux problèmes des obstacles (installations et passagers) qui atténuent considérablement certaines composantes du signal transmis.

Quant à la dispersion temporelle, les valeurs de l'étalement des délais restent dans la moyenne des valeurs typiquement observées dans les milieux intérieurs (indoor). En effet, ces valeurs demeurent inférieures à 50 ns et 33 ns respectivement pour les bandes 2.45 GHz et 5.8 GHz. Le fait que la dispersion ou l'étalement est faible dans la bande de fréquences supérieure (5.8 GHz) comparée à la bande inférieure s'explique, comme dans le cas des tunnels (guide d'onde surdimensionnés), par la présence d'une multiplicité de modes significatifs de propagation dans la région proche de l'émetteur ainsi que les différences en terme de vitesse de groupe (group velocity) entre les composantes fréquentielles de ces modes. Ces modes se recombinaient au niveau du récepteur de façon constructive ou destructive. L'atténuation des trajets multiples, plus

importante en hautes fréquences, lors de l'interaction avec les obstacles élimine aussi la contribution de ces trajets à l'étalement des délais.

La transition d'une situation LOS à une situation NLOS implique une augmentation moyenne de l'étalement efficace ( $\tau_{rms}$ ) de 2% environ pour la bande 2.45 GHz et 11% pour 5.8 GHz. Cette augmentation peut s'avérer plus grande dans le cas d'un avion de dimension plus importante puisque les réflexions vont prendre un peu plus de temps avant d'atteindre le récepteur. Ceci reste à démontrer par d'autres tests sur d'autres types d'avions.

L'analyse statistique effectuée sur les données obtenues à partir des mesures à petite échelle a permis de discerner le comportement des évanouissements du canal de propagation. À partir de cette analyse nous avons trouvé que les variations de l'étalement des délais suivent une distribution log-normal et que les variations d'amplitudes suivent une loi de Rice (en LOS).

D'un autre côté, un travail de simulation a été effectué afin de consolider les résultats expérimentaux, mais aussi pour établir un modèle analytique qui permet une analyse du canal de propagation du point de vue d'un paramètre en particulier ou dans un contexte d'évaluation d'une transmission. Un modèle 3D de l'intérieur d'un fuselage d'avion a été conçu à l'aide du logiciel *Wireless Insite*. Les détails de structure géométrique, les propriétés électriques des matériaux ainsi que les paramètres du tracé de rayons ont été ajustés pour être suffisamment proches de ceux de l'avion réel. La bande 60 GHz a été incluse également dans les simulations. Malgré les ajustements sur le modèle de simulation, quelques résultats notamment ceux de la dispersion des délais montre un certain écart avec les mesures, tandis que les résultats de l'atténuation semblent proches. Les tests statistiques sur les évanouissements ont permis de confirmer les résultats de mesures et ainsi valider le modèle.

Étant donné qu'un avion n'est jamais vide, un modèle de passager (corps humain) a été conçu, dupliqué puis introduit dans le modèle global. En termes de résultats, l'occupation de la cabine implique principalement une augmentation de la valeur moyenne de l'atténuation ainsi que de l'écart type de quelque dBs. La valeur moyenne de la dispersion efficace des délais diminue d'une façon globale. La suppression de la contribution de certains trajets ayant des délais plus grands étant la principale raison de ces observations.

Les données statistiques collectées à partir des mesures expérimentales et des simulations ont permis d'extraire des modèles analytiques. Ces modèles ont été utilisés afin d'évaluer la

couverture radioélectrique, les interférences et les performances. Afin d'évaluer la qualité de la couverture radioélectrique, trois métriques ont été dérivées à partir des modèles analytiques de puissance reçue : La *probabilité de perte du signal*, la *fiabilité à l'extrémité* et la *fiabilité dans la zone de couverture*. Les principales conclusions démontrent que proportionnellement à l'augmentation en fréquences, la probabilité de perte du signal augmente rapidement en fonction de la distance. Cela s'explique par l'augmentation des pertes à hautes fréquences. Ce qui signifie, qu'à hautes fréquences à défaut de multiplier les points d'accès (avantagé par le facteur de ré-usage de fréquences), la couverture serait moins fiable, mais cela semble profiter pour les applications à réseau de capteurs à courte portée. La présence des obstacles peut s'avérer contraignante d'où la nécessité de bien dimensionner le lien sans-fil en fonction des paramètres du modèle analytique. Les interférences co-canal ont été modélisées comme étant la somme de toutes les interférences dont les niveaux de la puissance moyenne reçue suivent une loi *lognormale*. La méthode Wilkinson a été utilisée afin d'estimer la moyenne et la variance de la distribution des interférences à partir des modèles analytiques préétablis. Ensuite une autre métrique de probabilité de blocage a été définie en fonction du rapport signal/interférences (SIR) afin d'évaluer les scénarios d'interférences. Les tests effectués utilisent la méthode de Monte-Carlo pour la validation statistique tout en variant un ensemble de paramètres du canal (la distance  $d$  séparant le récepteur victime de la source d'interférence), l'agrégation des interférences et le type du lien (*LOS* et *NLOS*). Globalement, la bande 2.45 GHz semble être la plus vulnérable aux interférences que les autres bandes de fréquences dans le cas *LOS*. Cette vulnérabilité est plus sensible à l'effet de la séparation  $d$ . Dans le cas *NLOS*, les trois bandes sont vulnérables à l'augmentation de  $d$ . Enfin pour mieux optimiser l'emplacement d'un lien en présence de sources d'interférence, la distance minimale, déterminée à partir de la métrique MLRRI (niveau maximum d'interférences rayonnées) définie dans les normes RTCA, a été évaluée pour les trois bandes de fréquences. Celle-ci permet de déterminer le rayon minimal au-delà duquel un récepteur victime peut être placé ou inversement la puissance rayonnée maximale à utiliser afin d'éviter les interférences avec un récepteur placé à une distance  $d$ . De nouveau les tests ont démontré la vulnérabilité de la bande inférieure.

Enfin, un modèle de canal TDL a été établi à partir des statistiques à petite échelle. Ce modèle destiné à une mise en œuvre sous forme d'un filtre à réponse impulsionnelle finie (*FIR*), est souvent utilisé pour modéliser un canal multi-trajets afin d'évaluer les performances. Dans l'état

actuel des travaux, seule la partie modélisation a été complétée. Les parties mise en œuvre et évaluation sont à adresser en perspective de ce travail. Globalement les résultats montrent que la distribution des amplitudes suit la loi de *Rice* pour les trajets en visibilité directe (LOS) et une distribution de *Rayleigh* pour le cas NLOS. Le nombre de trajets (taps) optimum du modèle a été estimé à 7. Pour simplifier, le modèle à délai constant (constant delay model) et le Doppler plat (flat Doppler) ont été choisis pour représenter respectivement les variations des délais et du spectre Doppler. En plus, la variabilité du canal dans ce travail est modélisée grâce à une méthode basée sur une chaîne de *Markov*. L'étape suivante en perspective à ce travail consiste à programmer ce modèle sous Matlab.

## 4.2 Travaux futurs

Plusieurs aspects restent à développer à la suite de cette étude.

- *Mesures à 60GHz*: certes un modèle théorique a été établi à partir des résultats de modélisation et de simulation, cependant et faute de résultats expérimentaux statistiquement suffisants issues d'un sondage de canal ainsi que d'équipements de mesures, cette partie demeure à compléter.
- *Modèle TDL à 60GHz* : Par manque de mesures expérimentales à 60 GHz, le modèle théorique de canal de propagation TDL a été développé principalement pour les deux bandes de fréquences 2.45 GHz et 5.8 GHz.
- *Mise en œuvre TDL et du modèle de Markov et évaluation des performances* : due à certaines contraintes survenues lors de ce travail de recherche, les parties mise en œuvre et évaluation dans une chaîne de transmission demeurent unes des étapes essentielles à accomplir. Le modèle de la variabilité du canal basé sur les chaînes de Markov, devra être peaufiné afin de donner une dimension spatiale d'avantage réaliste. L'étape de l'évaluation consistera alors à mesurer l'impact du canal et des métriques précédemment étudiées sur l'ensemble d'une transmission bout à bout.
- Une dernière suggestion serait de faire une analyse statistique sur les métriques de transmission radiofréquences identifiées comme la probabilité de défaillance du lien due à un faible taux d'erreur ou rapport signal-à-bruit (*BER outage, blocking probability*) et en présence d'interférences. Cette analyse peut être adaptée ou extrapolée par la suite pour

traduire les résultats en langage plus compréhensible en aéronautique pour exprimer les performances d'un système avionique tel le taux de défaillance FR<sup>48</sup> et le MTBF<sup>49</sup>.

---

<sup>48</sup> Failure rate

<sup>49</sup> Mean time between failures

### 4.3 Publications et livrables

Des rapports d'étapes et des rapports d'avancement sont régulièrement publiés sur le site du projet à la fin de chaque étape. Les résultats obtenus ont fait l'objet de quelques publications.

1. H. Saghir, C. Nerguizian, J.J. Laurin, Exploration de la transmission sans-fil dans les avions, CRIAQ-AVIO-402, Montreal, 2010
2. H. Saghir, C. Nerguizian, J.J. Laurin and F. Moupfouma, Intra-Aircraft Wideband Channel Characterization for WAIC Systems in the ISM Band, IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, vol. 50, issue 1, pp. 516-529, Jan. 2014
3. H. Saghir, C. Nerguizian, J.J. Laurin, System Architecture -Task 8, CRIAQ-AVIO-402 technical report, 2011.
4. H. Saghir, C. Nerguizian, J.J. Laurin, Aircraft Wireless Channel Characterization, Affiche, CANEUS Fly-By-Wireless Workshop, Montreal, 2011<sup>50</sup>
5. H. Saghir, C. Nerguizian, J.J. Laurin, T8-Sélection de la bande de fréquences et communication sans-fil, Affiche, 2ième Colloque annuel CRIAQ-AVIO-402, Montreal, 2012
6. H. Saghir, C. Nerguizian, J.J. Laurin, System Design -Task 8, CRIAQ-AVIO-402 technical report, 2012.

---

<sup>50</sup> Également présenté lors du colloque annuel du projet CRIAQ-AVIO402



## BIBLIOGRAPHIE

- [1] C. Furse and R. Haupt, "Down to the Wire," *IEEE Spectrum*, vol. 38, no. 2, pp. 34-39, 2001.
- [2] TSBC, "Aviation Investigation Report: In-Flight Fire Leading to Collision with Water," The Transportation Safety Board of Canada, Sept. 1998.
- [3] NASA, "System Failure Case Studies - Fire in the Sky," *National Aeronautics and Space Administration*, vol. 5, no. 1, 2011.
- [4] ARINC, "ARINC Specification 629 Multi-Transmitter Data Bus," Aeronautical Radio Incorporated, 1994.
- [5] P. Froment, "L'architecture Avionique de l'A380," *Réalités industrielles*, no. Nov, pp. 45-48, 2005.
- [6] ITU-R, "Technical Characteristics and Operational Objectives for Wireless Avionics Intra-Communications (WAIC)," ITU-R M.2197, Nov 2010.
- [7] I. Moir and A. Seabridge, Design and Development of Aircraft Systems- An Introduction, American Institute of Aeronautics and Astronautics (AIAA), 2004.
- [8] ASSC, "Guide to Avionics Data Buses, Doc No : ASSC/120/2/23," Avionic Systems Standardisation Committee (ASSC), April 1995.
- [9] L. Lin, X. Jingsong, O. M. Ramahi, M. Pecht and B. Donham, "Airborn operation of portable electronic devices," *IEEE Antenna and Propagation Magazine*, vol. 44, no. 4, pp. 30-39, 2002.
- [10] A. Helfrick, Principles of Avionics--3rd ed., Leesburg-USA: Avionics Communications, 2004.
- [11] S. Beaulieu, "Analyse du Déterminisme et de la Fiabilité du Protocole PCI Express dans un Contexte de Certification Avionique, Mémoire de maîtrise," École de Technologie Supérieure, Université du Québec, Montréal, 2012.
- [12] A. Rogoyski and M. Kalama, "Wireless Cabin – Market Survey and Recommendations D5," ESYS plc, Ericsson, KID-Systeme and Inmarsat, 2003.
- [13] M. DeSanctis, "Business Models for Aeronautical InFlight telecom Services," *International Journal of Space Communications*, no. 19, pp. 121-127, 2004.
- [14] L. Battaglia, M. Holzbock and M. Werner, "Revenues and performance of global satellite communications," in *Proceedings of 21th AIAA International Communications Satellite Systems Conference (ICSSC 2003)*, Yokohama, Japan, April 2003.

- [15] A. Jahn, M. Holzbock and e. al, "Evolution of aeronautical communications for personal and multimedia services," *IEEE Comm. Mag.*, vol. 41, no. 7, pp. 36-43, July 2003.
- [16] ESA, "BRAHMS Study- Final Report. ESA contract No.14444/00/NL/DS," ESA/ESTEC, Noordwijk, The Netherlands, 2001.
- [17] ESA, "THALES Study- Study of Requirements for Wideband Aeronautical Services, Final Report, ESA contract no.~14443/00/NL/DS," ESA/ESTEC, Noordwijk, The Netherlands, 2001.
- [18] M. Holzbock and e. al., "Aeronautical Multimedia Service Demonstration at K/Ka Band," in *Proceedings of the 6th International Mobile Satellite Conference 1999 (IMSC 99)*, Ottawa, Canada, 1999.
- [19] M. Holzbock, Y. Hu, A. Yahn and M. Werner, "Advances of Aeronautical Communications in the EU Framwork," *INTERNATIONAL JOURNAL OF SATELLITE COMMUNICATIONS AND NETWORKING*, vol. 22, no. 1, pp. 113-137, 2004.
- [20] WirelessCabin, "Development and Demonstrator of Wireless Access for Multimedia Services in Aircraft Cabins," [Online]. Available: <http://wirelesscabin.triagnosys.com>.
- [21] Boeing, "Connexion by Boeing," 2004. [Online]. Available: <http://www.boeing.com/history/boeing/connexion.html>.
- [22] Aircell, "Aircell High Speed Internet," [Online]. Available: <http://www.aircell.com>.
- [23] Airfone, "Livetv Airfone," [Online]. Available: <http://www.livetv.net>.
- [24] Row, "Row44," [Online]. Available: <http://www.row44.com>.
- [25] O. Ercetin, M. O. Ball and L. Tassiulas, "Modeling study for evaluation of aeronautical broadband data requirements over satellite networks," *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst.*, vol. 41, no. 1, pp. 361-370, 2005.
- [26] J. Thornton, D. Grace, C. Spillard, T. Konefal and T. C. Tozer, "Broadband communications from a high-altitude platform: the European HeliNet programme," *Electronics and Communication Engineering Journal*, vol. 13, no. 3, pp. 138-144, 2001.
- [27] E. Sakhaee and A. Jamalipour, "The Global In-Flight Internet," *IEEE JOURNAL ON SELECTED AREAS IN COMMUNICATIONS*, vol. 24, no. 9, pp. 1748-1757, 2006.
- [28] L. Lin, X. Jingsong, O. M. Ramahi, M. Pecht and B. Donham, "Airborne operation of portable electronic devices," *IEEE Antennas Propagat. Mag.*, vol. 44, no. 4, pp. 30-39, 2002.
- [29] N. R. Diaz, "Narrowband measurements in an airbus A319 for in-cabin wireless personal

- communications via satellite," in *ASMS*, 2003.
- [30] N. R. Diaz and J. E. J. Esquitino, "Wideband channel characterization for wireless communications inside a short haul aircraft," in *IEEE VTC Spring*, Milano, Italy, May 2004.
- [31] N. Moraitis, P. Constantinou, F. P. Fontan and P. Valtr, "Propagation Measurements and Comparison with EM Techniques for In-Cabin Wireless Networks," *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*, vol. 2009, p. 13 p, April 2009.
- [32] G. Hankins, L. Vahala and J. H. Beggs, "Propagation prediction inside a B767 in the 2.4 GHz and 5 GHz radio bands," in *Antennas and Propagat. Int. Symp.*, 2005.
- [33] R. Felbecker, W. Keusgen and M. Peter, *Ray-Tracing Simulations of the 60 GHz Incabin Radio Channel*, URSI General Assembly, 2008.
- [34] C. P. Niebla, "Coverage and capacity planning for aircraft in-cabin wireless heterogenous network," in *VTC'03*, 2003.
- [35] N. L. Armstrong and Y. M. M. Antar, "Investigation of the Electromagnetic Interference Threat Posed by a Wireless Network Inside a Passenger Aircraft," *IEEE TRANSACTIONS ON ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY*, vol. 50, no. 2, pp. 277-284, 2008.
- [36] Y. Zeng, B. Memari, M. Biggs, C. Harding and B. Honary, "UWB Propagation Channel Experimental measurement and Analysis," in *IEEE International Conference on Ultra-Wideband ICUWB*, 2009.
- [37] A. P. Garcia, W. Kotterman, U. Trautwein, D. Brückner, J. Kunisch and R. S. Tomä, "60 GHz Time-Variant Shadowing Characterization within an Airbus 340," in *EuCAP2010*, 2010.
- [38] S. Chiu and D. G. Michelson, "Effect of Human Presence on UWB Radiowave Propagation Within the Passenger Cabin of a Midsize Airliner," *IEEE Trans. on Ant. and Prop.*, vol. 58, no. 3, pp. 917--926, 2009.
- [39] R. Bhagavatula, R. Heath, S. Vishwanath and A. Forenza, "Capacity Analysis Methodology and Performance Evaluation for Indoor Environments," *IEEE Vehicular Technology Magazine*, vol. 3, no. 4, pp. 1-38, 2008.
- [40] D. W. K. Wong and G. Chen, "Optical Design and Multipath Analysis for Broadband Optical Wireless in an Aircraft Passenger Cabin Application," *IEEE TRANSACTIONS ON VEHICULAR TECHNOLOGY*, vol. 57, no. 6, pp. 3598--3606, 2008.
- [41] D. C. O'Brien, G. E. Faulkner, S. Zikic and N. P. Schmitt, "High Data-Rate Opical Wireless Communication in Passenger Aircraft: Measurements and Simulations," in *6th Symposium on Communication Systems, Networking and Digital Signal Processing*, 2008.

- [42] S. Chiu, J. Chuang and D. Michelson, "Characterization of UWB Channel Impulse Responses Within the Passenger Cabin of a Boeing 737-200 Aircraft," *IEEE TRANSACTIONS ON ANTENNAS AND PROPAGATION*, vol. 58, no. 3, pp. 935--945, 2010.
- [43] K. L. Chee, M. Jacob and T. Kürner, "A Systematic Approach for UWB Channel Modeling in Aircraft Cabins," in *IEEE 70th VTC2009-Fall*, 2009.
- [44] A. Garcia, W. Kotterman, R. Thoma, U. Trautwein, D. Bruckner, W. Wirnitzer and J. Kunisch, "60 GHz In-Cabin Real-Time Channel Sounding," in *3rd International Workshop on Broadband MIMO Channel Measurement and Modeling IWonCMM*, Xi'an, China, 2009.
- [45] M. Peter, W. Keusgen, A. Kortke and M. Schirmacher, "Measurement and Analysis of 60 GHz In-Vehicular Broadband Radio Channel," in *66th IEEE VTC2007-Fall*, 2007.
- [46] D. W. Matolak and A. Chandrasekaran, "Aircraft Intra-Vehicular Channel Characterization in the 5 GHz Band," in *ICNS*, 2008.
- [47] ECC, "ECC Decision (06)04 : The harmonised conditions for devices using Ultra-Wideband (UWB) technology in bands below 10.6 GHz," CEPT- Electronic Communications Committee, 2011.
- [48] RTCA-DO233, "Portable Electronic Devices Carried on Board Aircraft," RTCA, 1996.
- [49] J. L. Schiffer and A. E. Waltho, "Safety Evaluation of Bluetooth Class ISM Band Transmitters on board Commercial Aircraft, Revision 2," Intel Mobile Architecture Lab, Technology and Research Lab, 2000.
- [50] JAA, "Guidance concerning the use of portable electronic devices on board aircraft, TGL Leaflet No.29," 2001.
- [51] A. Burnic, D. Xu, M. Al-Olofi, A. Waadt, A. Viesmann, P. Jung, W. Fischer, E. Bassow and M. Schirmacher, "UWB Coverage in Public Transport Scenarios," in *Proceedings of the 2nd international Symposium on Applied Sciences In Biomedical and Communication Technologies*, 2009.
- [52] ECMA-368, "High Rate Ultra Wideband PHY and MAC Standard. 3rd Edition," 2008.
- [53] M. Peter and W. Keusgen, "A component-Based Time Domain Wideband Channel Sounder and Measurement Results for the 60-GHz In-Cabin Radio Channel," in *European Conference on Antenna and Propagation EuCAP*, 2007.
- [54] S. Chiu and D. G. Michelson, "Effect of Human Presence on UWB Radio Propagation Within the Passenger Cabin of a Midsize airliner," *IEEE Trans. on Ant. and Propag.*, vol. 58, no. 3, pp. 917--926, 2010.

- [55] RTCA, "EN55022 - Information technology Equipment, Radio Disturbance Characteristics, Limits and Methods of Measurement," RTCA, 1999.
- [56] RTCA, "RTCA DO 160G - Environmental Conditions and Test Procedures for Airborne Equipment," RTCA, 2011.
- [57] J. Liu, I. Demirkiran, T. Yang and A. Helfrick, "Feasibility Study of IEEE 802.15.4 for Aerospace Wireless Sensor Networks," in *IEEE Digital Avionics Systems Conference, DASC'09*, 2009.
- [58] I. Standard802.15.4, "Part 15.4: Wireless Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications for Low-Rate Wireless Personal Area networks (WPAN)," <http://standards.ieee.org/getieee802/download/802.15.4-2006.pdf>, 2009.
- [59] W. Tranter, K. Shanmugan, T. Rappaport and K. Kosbar, *Principles of Communication Systems Simulation with Wireless Applications*, New Jersey: Prentice Hall PTR, 2004.
- [60] X. Zhao, J. Kivinen and P. Vainikainen, "Tapped Delay Line Channel Models at 5.3 GHz in Indoor Environments," in *VTC*, 2000.
- [61] A. Seetharam, J. Kurose, D. Goeckel and G. Bhanage, "A markov chain model for coarse timescale channel variation in an 802.16e wireless network," in *Proceedings IEEE INFOCOM*, Orlando, FL, March 2012.
- [62] D. W. Matolak, "Wireless Channel Characterization in the 5 GHz Microwave Landing System Extension Band for Airport Surface Areas-Final Project Report for NASA ACAST," Ohio University, Ohio, May 2006.
- [63] D. Reudink, "Properties of Mobile Radio Propagation Above 400 MHz," *IEEE Transaction on Vehicular Technology*, vol. 23, no. 1, pp. 143-159, Nov. 1974.
- [64] P. Bernardin, M. Yee and T. Ellis, "Cell radius inaccuracy: a new measure of coverage reliability," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 47, no. 4, pp. 1215-1226, Nov 1998.
- [65] C. P. Niebla, "Topology and Capacity Planning for Wireless Heterogeneous Networks in Aircraft Cabins," in *IEEE 16th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, 2005.
- [66] A. Garcia, U. Trautwein, R. Müller, F. Wollenschläger, R. S. Thomä, J. Kunisch, I. Torre, R. Felbecker, M. Peter and W. Keusgen, "60 GHz Short-Range Communications: Channel Measurements, Analysis and Modelling," *International Journal of Microwave and Wireless Technologies*, vol. 3, no. 2, pp. 201-211, 2011.
- [67] J. Ely, "Electromagnetic Interference to Flight Navigation and Communication Systems:

New Strategies in the Age of Wireless," in *AIAA Atmospheric Flight Mechanics Conference and Exhibit*, San Francisco, California, Aug 2005.

- [68] F. L. Whetten, A. Soroker, D. Whetten and J. Beggs, "Wireless Local Area Network Performance Inside Aircraft Passenger Cabins-NASA/TP-2005-213763," NASA, May 2005.
- [69] P. Krois, R. Mogford and J. Rehmman, "FAA/NASA Human Factors for Evolving Environments: Human Factors Attributes and Technology Readiness Levels," Federal Aviation Administration, Washington DC, April 2003.
- [70] J. C. Mankins, *Technology Readiness Levels - White paper*, Advanced Concepts Office, NASA, April 1995.
- [71] H. Saghir, C. Nerguizian and J. Laurin, "Exploration de la transmission sans-fil dans les avions," CRIAQ-AVIO402, Montreal, 2010.
- [72] H. Saghir, C. Nerguizian and J. Laurin, "System Architecture -Task 8 - AVIO-402 technical report," CRIAQ-AVIO, Montreal, Qc, 2011.
- [73] N. Chahé, "Radiolocalisation en milieu minier souterrain," Université du Québec- INRS-EMT, Montréal, 2003.
- [74] H. Saghir, C. Nerguizian, J. Laurin and F. Moupfouma, "Intra-aircraft Wideband Channel Characterization for WAIC Systems in the ISM Band," *IEEE Transaction On Aerospace and Electronic Systems*, vol. Status: submitted Under review, 2011.
- [75] K. Pahlavan and A.H. Levesque, "Wireless Information Networks", Wiley Inter-Science Publication, 1995
- [76] H. Saghir, C. Nerguizian and J. Laurin, "System Design -Task 8, AVIO-402 technical report," CRIAQ-AVIO402, Montreal, 2012.
- [77] P. Bernardin, M. Yee and T. Ellis, "Estimating the Range to the Cell Edge from Signal Strength Measurements," in *VTC*, 1997.
- [78] W. Jakes, *Microwave Mobile Communications-* second edition, New York : Wiley-IEEE Press, (Ch.2, pp. 126-128), 1994.
- [79] A. Abu-Dayya and N. Beaulieu, "Outage Probabilities in the presence of Correlated Log-Normal Interferers," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 43, no. 1, pp. 164-173, 1994.
- [80] S. Schwartz and Y. Yeh, "On the Distribution Function and Moments of Power Sums with Lognormal Interferers," *Bell System Technical Journal*, vol. 61, pp. 1441-1462, 1982.

## ANNEXE A - MODÉLISATION DES INTERFÉRENCES CO-CANAL

On considère la situation dans laquelle  $N$  émetteurs Co-canal transmettent  $N$  signaux d'interférences vers un récepteur. En assumant que les effets des évanouissements à petite échelle sont moyennés, le niveau de la puissance moyenne locale  $I_i$  du  $i^{\text{ème}}$  signal suit une loi *lognormale*. La puissance moyenne locale en dBW peut donc être modélisée :

$$X_i = 10\log_{10}I_i = m_{X_i} + \chi_i \quad \text{Eq-1}$$

Où  $m_{X_i}$  est la puissance moyenne locale (ou encore les pertes moyennes de propagation à grande échelle) et  $\chi_i$  est la variable aléatoire du masquage (*shadowing*) de distribution normale en dB. Habituellement  $m_{X_i}$  est modélisée en fonction de la séparation  $d_i$  entre l'émetteur et le récepteur, de l'exposant des pertes  $n$ , de la puissance émise  $P_{T_i}$  en dBm et des gains d'antennes à l'émission et à la réception  $G_{T_i}$  et  $G_{R_i}$ .

$$m_{X_i} = P_{T_i} + G_{T_i} + G_{R_i} - 10n\log_{10}(d_i) \quad \text{Eq-2}$$

Sous l'hypothèse raisonnable que les signaux  $I_i$  s'additionnent de façon incohérente, le signal total d'interférence est modélisé par la somme des  $N$  signaux distribués selon la loi *lognormale*.

$$I = \sum_{i=1}^N I_i \quad \text{Eq-3}$$

La distribution de  $I$  est une mesure importante pour la modélisation de l'impact des interférences. Chacune des sources d'interférences déplacées dans le milieu de propagation peut produire un niveau différent d'interférence, basé sur la distance physique la séparant du récepteur. Donc les effets du masquage sur chaque signal d'interférences et sur la somme des interférences au niveau du récepteur doivent être considérés pour déterminer de façon précise le niveau d'interférence à tout endroit. Dépendamment de la puissance d'une source individuelle d'interférence, le niveau composite des interférences peut varier largement et si chaque source génère un signal aléatoire, le signal composite sera aussi aléatoire. Il est généralement admis que la distribution de  $I$  suit également une loi *lognormale* [79], ou de façon équivalente que :

$$X_i = 10\log_{10}I \quad \text{Eq-4}$$

suit une loi normale. En assumant que la somme  $I$  suit une loi *lognormale*, la méthode de *Wilkinson* permet de déterminer la moyenne  $m_X$  et l'écart type  $\sigma_X$  de  $X$ . Pour la dérivation de cette

méthode, il est convenable d'utiliser le logarithme naturel au lieu du logarithme base 10 pour définir la variable aléatoire *normale* correspondant à la V.A. *lognormale*. Donc on définit cette variable *normale*  $Y_i$  par :

$$Y_i = \ln I_i \quad \text{Eq-5}$$

Avec une moyenne  $m_{Y_i}$  :

$$m_{Y_i} = \lambda m_{X_i} \quad \text{Eq-6}$$

et un écart type  $\sigma_{Y_i}$  :

$$\sigma_{Y_i} = \lambda \sigma_{X_i} \quad \text{Eq-7}$$

avec  $\lambda = \ln(10)/10$

Notons que  $Y_i = \lambda X_i$

En utilisant Eq-3 et Eq-5 et en rappelant que la distribution de  $I$  est supposée *lognormale* on a :

$$I = e^{Y_1 + Y_2 + \dots + Y_N} \approx e^Z = 10^{(X_i/10)} \quad \text{Eq-8}$$

Où  $Z$  (en unité logarithmique) et  $X$  (en dB) sont distribuées selon la loi *normale*, et  $Z = \lambda X$ .

Il est souvent utile d'assumer que les signaux  $I_i$  peuvent être corrélés l'un par rapport à l'autre. Cette corrélation peut être due au fait qu'il existe des obstacles communs qui produisent des pertes par masquage pour des composantes multi-trajets particulières. Ainsi, les signaux provenant de différentes directions peuvent être atténués par les mêmes obstacles, produisant une corrélation parmi les signaux reçus. Pour considérer le cas des signaux corrélés, on définit le coefficient de corrélation  $r_{Y_i, Y_j}$  pour  $Y_i$  et  $Y_j$  par :

$$r_{Y_i, Y_j} = \frac{E\{(Y_i - m_{Y_i})(Y_j - m_{Y_j})\}}{\sigma_{Y_i} \sigma_{Y_j}} \quad \text{Eq-9}$$

Puisque  $Y_i$  est simplement une version réduite de  $X_i$ , ceci implique que  $r_{Y_i, Y_j}$  représente aussi le coefficient de corrélation entre  $X_i$  et  $X_j$ .

Selon la méthode de *Wilkinson*, la moyenne et l'écart type de  $Z$  dans Eq-8 sont déterminés en adaptant les moments d'ordre 1 et 2 de  $I$  avec ceux de  $I_1 + I_2 + \dots + I_N$ . Pour moment d'ordre 1 on a :

$$E\{e^Z\} = E\{e^{Y_1 + Y_2 + \dots + Y_N}\} \quad \text{Eq-10}$$

Dans cette équation, les moments sont évalués en observant que pour une V.A. *normale*  $u$  avec une moyenne  $m_u$  et une variance  $\sigma_u$ , et un entier quelconque  $l$ , il s'avère que :

$$E\{e^{lu}\} = e^{(lm_u + 0.5l^2\sigma_u^2)} \quad \text{Eq-11}$$



Où  $l$  représente l'ordre du moment pour la V.A.  $u$ . Donc, pour évaluer le moment d'ordre 1 de  $\exp(Z)$  où la V.A.  $Z$  est assumée Gaussienne, on voit que :

$$E\left\{e^Z\right\} = e^{(m_Z + 0.5\sigma_Z^2)} \quad \text{Eq-12}$$

Et

$$E\left\{e^{Y_1 + Y_2 + \dots + Y_N}\right\} = \sum_{i=1}^N e^{(m_{Y_i} + 0.5\sigma_{Y_i}^2)} \quad \text{Eq-13}$$

En utilisant Eq-12 et Eq-13 dans Eq-10 on obtient :

$$u_1 = e^{(m_Z + 0.5\sigma_Z^2)} = \sum_{i=1}^N e^{(m_{Y_i} + 0.5\sigma_{Y_i}^2)} \quad \text{Eq-14}$$

Le deuxième terme de Eq-14 est fonction de la valeur moyenne  $m_{Y_i}$  et l'écart type  $\sigma_{Y_i}$  des opérantes  $Y_i$ , qui sont supposés connus à travers les mesures ou le modèle de propagation.

En adaptant les moments d'ordre 2 de  $I$  et  $I_1 + I_2 + \dots + I_N$  on a :

$$E\left\{e^{2Z}\right\} = E\left\{\left(e^{Y_1 + Y_2 + \dots + Y_N}\right)^2\right\} \quad \text{Eq-15}$$

En réutilisant la propriété Eq-11 dans les deux côtés de Eq-15 on obtient :

$$u_2 = e^{(2m_Z + 2\sigma_Z^2)} \quad \text{Eq-16}$$

Qui revient à

$$u_2 = \sum_{i=1}^N e^{(2m_{Y_i} + 2\sigma_{Y_i}^2)} + 2 \sum_{i=1}^{N-1} \sum_{j=i+1}^N e^{(m_{Y_i} + m_{Y_j})} e^{0.5(\sigma_{Y_i}^2 + \sigma_{Y_j}^2 + 2r_{Y_i, Y_j} \sigma_{Y_i} \sigma_{Y_j})} \quad \text{Eq-16}$$

Cette équation peut être évaluée en utilisant les valeurs moyennes  $m_{Y_i}$ , les écarts types et les coefficients de corrélation  $r_{Y_i, Y_j}$ .

Eq-16 et Eq-14 forment un système d'équations avec deux inconnus  $m_Z$  et  $\sigma_Z$ . En résolvant ce système et en utilisant  $Z = \lambda X$  on obtient finalement :

$$m_X = \frac{1}{\lambda} \left( 2 \ln(u_1) - \frac{1}{2} \ln(u_2) \right) \quad \text{Eq-17}$$

$$\sigma_X = \frac{1}{\lambda} \sqrt{(\ln(u_2) - 2\ln(u_1))} \quad \text{Eq-18}$$

Ainsi, la méthode de *Wilkinson* consiste à calculer les termes  $u_1$  et  $u_2$  en utilisant Eq-14 et Eq-16, appliquer les moyennes, les écarts types et les coefficients de corrélation des opérandes et à résoudre le système d'équations défini par Eq-17 et Eq-18.

Une propriété importante de la méthode de *Wilkinson* est que l'hypothèse, selon laquelle la somme des interférences suit une loi *lognormale*, est utilisée dans le calcul de  $m_X$  et  $\sigma_X$ .