

Université de Limoges

**ED 610 - Sciences et Ingénierie des Systèmes, Mathématiques, Informatique
(SISMI)**

Laboratoire XLIM-SRI

Thèse pour obtenir le grade de
Docteur de l'Université de Limoges

Discipline/S spécialité : Électronique des Hautes Fréquences, Photonique et
Systèmes/Télécommunication

Présentée et soutenue par
Steve Joumessi Demeffo

Le 15 décembre 2020

**Dispositif communicant par optique sans fil pour les transmissions audio à
l'intérieur du cockpit d'un avion**

Thèse dirigée par **Anne JULIEN-VERGONJANNE**,
Codirigée par **Stéphanie SAHUGUEDE**

JURY :

Président du jury

Jean-Pierre CANCES, Professeur, XLIM, CNRS UMR 7252, ENSIL/ENSCI Univ.de Limoges

Rapporteurs

Frédéric LAMARQUE, Professeur, Laboratoire Roberval FRE 2012, UTC Compiègne

Valeria LOSCRI, HDR, Chargé de Recherche INRIA Lille-Nord Europe

Examineurs

Xun ZHANG, Enseignant-chercheur, ISEP, Paris

Anne JULIEN-VERGONJANNE, Professeure, XLIM, CNRS UMR 7252, ENSIL/ENSCI Univ.de
Limoges

Stéphanie SAHUGUEDE, Maître de Conférence, XLIM, CNRS UMR 7252, ENSIL/ENSCI Univ.de
Limoges

Invités

Simon BAZIN, Directeur Recherche & Développement, FACTEM, Bayeux

Philippe PRILLEUX, Ingénieur Airbus Opérations S.A.S, Toulouse



À ma mère Adovire Désirée MACHEKEM

Les hommes sont faits les uns pour les autres ; instruis-les donc ou supporte-les.
Marc-Aurèle

Remerciements

Je remercie les membres du Jury d'avoir accepté d'examiner mes travaux de thèse. Je tiens à remercier l'université de Limoges et le laboratoire XLIM, particulièrement l'équipe SYCOMOR qui m'a accueillie et formée durant ces trois années.

Je remercie ma directrice de thèse Anne-Julien VERGONJANNE pour le suivi rigoureux et permanent du premier au dernier jour de ma thèse. Je tiens également à remercier ma codirectrice Stéphanie SAHUGUEDE pour son encadrement et son soutien tout au long de mes travaux.

Je remercie les chercheurs du laboratoire XLIM en particulier PIERRE COMBEAU et Hervé BOEGLÉN pour leurs expertises et la convivialité, ainsi que les amis et tous ceux qui ont contribué de près ou de loin à l'aboutissement de ce parcours.

J'exprime toute ma reconnaissance à la FAMILLE FOUEZE pour l'éducation, le soutien moral et financier durant toutes ces années d'études.

Je termine mes remerciements par la famille que j'ai eu la chance de fonder : mon épouse TEMGOUA JOUMESSI, et mes filles MACHEKEM JOUMESSI et TSIPPORA JOUMESSI.

« This project has received funding from the Clean Sky2 Joint Undertaking under European Union's Horizon 2020 research and innovation programme under grant agreement N. 737645 »

Droits d'auteurs

Cette création est mise à disposition selon le Contrat :

« **Attribution-Pas d'Utilisation Commerciale-Pas de modification 3.0 France** »

disponible en ligne : <http://creativecommons.org/licenses/by-nc-nd/3.0/fr/>



Table des matières

Remerciements	4
Droits d’auteurs	5
Table des matières	6
Table des illustrations.....	9
Table des tableaux	13
Chapitre I. Introduction générale	14
I.1. Les communications par optique sans fil (OWC)	15
I.2. État de l’art des systèmes OWC déployés à bord d’un avion	17
I.3. Projet « Aircraft Light Communication »	20
I.4. Plan de la thèse	21
Chapitre II. Techniques numériques pour les communications optiques sans fil liées au contexte	23
II.1. Introduction.....	23
II.2. Éléments de la couche physique	24
II.3. Éléments de la couche liaison de données	28
II.4. Principaux standards OWC.....	29
II.4.1. IrDA	30
II.4.2. IEEE 802.15.7	32
II.4.3. IEEE 802.11 et IEEE 802.11bb.....	34
II.4.4. IEEE 802.15.13	35
II.4.5. ITU G.9991	35
II.5. Éléments des standards adaptés au contexte de l’étude	36
II.5.1. Couche physique	36
1. Modulation OOK.....	36
1. Modulation PPM (Pulse position modulation).....	37
2. Modulations multi porteuses : DCO-OFDM et ACO-OFDM.....	39
II.5.2. Couche MAC.....	40
II.6. Conclusions.....	41
Chapitre III. Étude des liaisons optiques à l’intérieur du cockpit	42
III.1. Introduction	42
III.2. Émetteur et Récepteur optiques	42
III.2.1. Émetteurs	42
1. Diagramme de rayonnement	43
2. Puissance rayonnée.....	45
3. Circuit de commande de la LED	46
III.2.2. Récepteurs.....	49
1. Caractéristiques d’une photodiode	49
2. Amplificateur de transimpédance.....	51
III.3. Caractéristiques des liaisons optiques sans fil.....	52
III.3.1. Réponse impulsionnelle	53

III.3.2. Gain statique	54
III.3.3. Étalement temporel	55
III.3.4. Bruit	55
III.4. Étude du canal optique sans fil à l'intérieur du cockpit	57
III.4.1. Méthodologie	57
III.4.2. Description de l'environnement.....	58
III.4.3. Analyse du comportement du canal	60
1. Scénario avec deux pilotes et un Tx/Rx sur le casque.....	61
2. Impact du mouvement de la tête des deux pilotes.....	63
3. Impact d'un mouvement du corps des deux pilotes	68
4. Conclusion sur le scénario avec deux pilotes, un Tx/Rx sur le casque.....	71
5. Scénario avec quatre pilotes, un Tx/Rx sur le casque	71
6. Apport de la diversité spatiale sur le casque	74
7. Impact de la réflectivité des surfaces	77
III.5. Conclusion	79
Chapitre IV. Analyse conjointe des performances PHY et MAC	81
IV.1. Introduction	81
IV.2. Étude des performances de la couche physique	81
IV.2.1. Définitions générales : probabilité d'erreur sur canal Gaussien.....	82
IV.2.2. Performances en modulation OOK.....	83
IV.2.3. Performances en modulation L-PPM.....	86
IV.3. Étude du protocole d'accès au canal	91
IV.3.1. Mécanisme DCF (« Distributed Coordination Function »)	92
IV.3.2. Modèle analytique du délai de transmission des paquets	95
IV.3.3. Analyse du délai de transmission	96
IV.4. Analyse conjointe PHY/MAC	100
IV.4.1. Impact du PER	103
IV.4.2. Impact de la MPDU	104
IV.4.3. Impact de la réflectivité du cockpit	105
IV.5. Conclusion.....	105
Chapitre V. Banc Expérimental	107
V.1. Introduction.....	107
V.2. Présentation du Banc SDR.....	108
V.2.1. Partie matérielle	108
1. Universal Software Radio Peripheral	108
2. Front-end d'émission.....	110
3. Front-end de réception.....	112
V.2.2. Partie logicielle	114
1. Lecture /Ecriture des données	117
2. Empaquetage /Déempaquetage MPDU	117
3. Contrôle d'erreur et codage	118
4. Encapsulation / Désencapsulation PPDU	119
5. Modulation / Démodulation	119

6. Analyse des données	121
V.3. Validation du BANC	121
V.3.1. Méthodologie	121
V.3.2. Validation en simulation	124
V.3.3. Validation en filaire	124
V.4. Tests et résultats pour une configuration 1Tx/Rx.....	125
V.4.1. Configuration en LOS direct.....	125
V.4.2. Configuration en LOS non- direct	126
V.4.3. Impact des mouvements en configuration uplink LOS non- direct	128
V.5. Conclusions.....	130
Conclusion générale et perspectives.....	132
Références bibliographiques	137
Annexes	149
Annexe 1. Impact des mouvements des deux pilotes arrières	150
Annexe 1.1. Mouvements de la tête et du corps séparément	150
Annexe 1.2. Mouvements de la tête et du corps combinés.....	151
Annexe 2. Schémas électroniques des cartes LFTX et LFRX	152
Annexe 3. Synoptiques GNURadio de l'émetteur et du récepteur.....	154
Liste des abréviations	156

Table des illustrations

Figure I-1 : Illustration de l'évolution des fréquences de la 1G à la 6G [4]	15
Figure I-2 : Spectre électromagnétique [5].....	15
Figure I-3 : Exemples d'applications OWC selon la portée [12].....	16
Figure I-4 : Domaines des réseaux dans les avions [29]	18
Figure I-5 : Illustration de communications VLC à bord d'un avion [32].....	18
Figure II-1: Modèles en couches OSI et TCP/IP.....	24
Figure II-2 : Schéma simplifié des étapes d'une chaîne de communication numérique	24
Figure II-3: Illustration du canal multi trajets ou sélectif en fréquence	26
Figure II-4 : Spécifications du standard IrDA sur les différentes couches, IrPHY (couche 1) et IrLAP (couche 2) étant les 2 couches obligatoires, les autres sont des couches optionnelles du standard [80].....	31
Figure II-5: Topologies des réseaux IEEE 802.15.7r1.m [73]	34
Figure II-6 : Illustration des signaux NRZ-OOK, RZ-OOK et Manchester -OOK	37
Figure II-7: Illustration de la modulation 4-PPM.....	38
Figure II-8: Illustration de la modulation V-PPM.....	38
Figure II-9: Illustration de l'occupation de la bande passante par une modulation multi-porteuse sans recouvrement	39
Figure II-10: Illustration de l'occupation de la bande passante par une modulation multi-porteuses avec recouvrement	39
Figure III-1: Illustration simplifiée de l'émetteur	43
Figure III-2: Intensité lumineuse rayonnée $I_e(\varphi) = I_0 \cos m(\varphi)$	44
Figure III-3: Illustration d'un diagramme de rayonnement Lambertien pour différentes valeurs de m.	44
Figure III-4: Diagramme de rayonnement de la LED SFH4546 [97]	44
Figure III-5: Répartition spectrale de la puissance de la LED SFH4546 autour de $\lambda=940$ nm[97]	46
Figure III-6 : Illustration résistance R_s de protection d'une LED	47
Figure III-7: Intensité normalisée I_e (mW/Sr) en fonction du courant de polarisation I_F (mA) SFH4546 [97].....	47
Figure III-8: I_F en fonction de V_F SFH4546 [97].....	48
Figure III-9: Exemple de circuit de commande avec une sortie TTL ou CMOS du modulateur [103]	48
Figure III-10: Exemple de circuit de commande avec un amplificateur [102]	48

Figure III-11: Illustration simplifiée d'un récepteur à photodiode	51
Figure III-12: Illustration du modèle équivalent d'une PD et d'un montage avec un TIA	51
Figure III-13: Illustration liaisons émetteur-récepteur [25]	53
Figure III-14: Méthodologie d'analyse avec RaPSor.....	58
Figure III-15 : Vue 3D cockpit (a) extérieur (b) intérieur.....	58
Figure III-16 : Vue 3D de la modélisation du corps	59
Figure III-17: Illustration du casque audio [127]	60
Figure III-18: Vue 3D cockpit avec le pilote et co-pilote	61
Figure III-19 : Réponse impulsionnelle, tête droite, $\rho = 0,5$, 1Tx/Rx , $\phi_{1/2} = 10^\circ$. Pilote : (a) uplink (b) downlink – Copilote : (c) uplink (d) downlink	62
Figure III-20 : Réponse impulsionnelle tête droite, $\rho = 0,5$, 1Tx/Rx , $\phi_{1/2} = 60^\circ$. Pilote : (a) uplink (b) downlink – Copilote : (c) uplink (d) downlink	63
Figure III-21: Images du mouvement de la tête	64
Figure III-22 : Réponse impulsionnelle en downlink, position du pilote : image 6, $\rho = 0,5$, 1Tx/Rx , $\phi_{1/2} = 60^\circ$	65
Figure III-23 : PDF et CDF du gain de la liaison downlink en fonction de l'angle à mi- puissance, $\rho = 0,5$, mouvement de la tête pour le pilote : (a) (b) et le copilote : (c) (d).....	66
Figure III-24 : PDF et CDF du gain de la liaison uplink en fonction de l'angle à mi-puissance $\rho = 0,5$, mouvement de la tête pour le pilote : (a) (b) et le copilote : (c) (d)	67
Figure III-25: Images du mouvement du tronc	68
Figure III-26 : PDF et CDF du gain de la liaison downlink en fonction de l'angle à mi- puissance, $\rho = 0,5$, mouvement du tronc pour le pilote : (a) (b) et le copilote : (c) (d)	69
Figure III-27 : PDF et CDF du gain de la liaison uplink en fonction de l'angle à mi-puissance, $\rho = 0,5$, mouvement du tronc pour le pilote : (a) (b) et le copilote : (c) (d).....	70
Figure III-28 : Vues 3D du cockpit et des quatre membres de l'équipage	72
Figure III-29: Illustration des positions des émetteurs-récepteurs sur le casque	75
Figure III-30: $h(t)$ correspondant à l'image 9, mouvement du tronc du copilote arrière en downlink (a) configuration 3, (b) configuration 5.....	77
Figure III-31 : CDF du gain de la liaison en fonction de l'angle à mi-puissance pour $\rho =$ 0,1; 0,5; 0,9 pilote : (a) uplink (b) downlink,	78
Figure IV-1 : Schéma bloc de la chaîne de communication IM/DD.....	82
Figure IV-2 : P_t en fonction de R_b , OOK, 1Tx/Rx (a) 2 pilotes (b) 4 pilotes, $\rho = 0,5$	84
Figure IV-3 : P_t en fonction de R_b , OOK, 3Tx/Rx 2 pilotes et 4 pilotes, $\rho = 0,5$	85

Figure IV-4 : Comparaison de la probabilité d'erreur en fonction de $E_b N_0 dB$ pour les modulations OOK et L-PPM.....	89
Figure IV-5 : P_t en fonction de R_b , 4-PPM, 3Tx/Rx 2 pilotes et 4 pilotes, $\rho = 0,5$	91
Figure IV-6 : Chronogramme du mécanisme DCF standard	93
Figure IV-7: Chronogramme du mécanisme DCF avec RTS/CTS	94
Figure IV-8 : Structure MPDU [46] [136]	97
Figure IV-9 : Structure PPDU [136]	97
Figure IV-10 : D_{succ} en fonction de R_b , $p = 0\%$, $m = 1$, MPDU=2500 octets	98
Figure IV-11 : D_{succ} en fonction de p . $R_b = 5Mbps$, $m = 1$, MPDU=2500 octets, $n = 3$ et 5 nœuds	99
Figure IV-12 : $CWMAX$ en fonction de la MPDU et p pour différents R_b , $D_{succ} = 2,5 ms$, $n = 5$ nœuds, $m=1$	99
Figure V-1 : Synoptique simplifié d'un système SDR.....	108
Figure V-2: Structure USRP N210 [153]	109
Figure V-3 : Carte fille (a) LFTX (b) LFRX.....	110
Figure V-4 : Schéma électronique du circuit de conversion tension-courant	112
Figure V-5 : Front-end d'émission (TX).....	112
Figure V-6 : Schéma électronique du circuit de l'amplificateur de transimpédance	113
Figure V-7 : Fonction de transfert de l'amplificateur de transimpédance	114
Figure V-8 : Front-end de réception (RX)	114
Figure V-9 : Liens GNURadio et USRP	115
Figure V-10 : UHD Source	116
Figure V-11: Synoptique simplifié de la chaîne développée	117
Figure V-12 : Paramètres du code convolutif	118
Figure V-13 : Éléments de configuration du bloc Polyphase en émission.....	120
Figure V-14 : Exemple de paquets IEEE802.11 visualisés avec Wireshark.....	122
Figure V-15 : Signal émis. Visualisation (a) fréquentielle (b) temporelle.....	123
Figure V-16 : Configuration filaire. Émetteur-récepteur reliés par un câble coaxial SMA...	124
Figure V-17 : Émetteur-récepteur en configuration LOS direct	125
Figure V-18 : PER en fonction de la taille de la PDU pour différentes LEDs.....	126
Figure V-19: Émetteur-récepteur en configuration LOS indirect - uplink.....	127
Figure V-20 : PER en fonction de l'orientation de l'émetteur	129

Figure V-21 : Gains statiques H_0 des images (1,3,6,8,11,12) du mouvement de la tête, position copilote avant, downlink, $\rho = 0,5$ 130

Table des tableaux

Tableau II-1 : Principaux standards OWC indoor.....	30
Tableau II-2 : Les types d'IrPHY dans le standard IrDA	31
Tableau II-3: Types de PHY dans le standard IEEE802.15.7	33
Tableau III-1: Classes de risque – IEC-62471	46
Tableau III-2: Valeurs des gains H_0 (dB) pour 100% de fiabilité $CDF H_0 = 0$, liaison downlink, $\rho = 0,5$, mouvement de la tête.....	67
Tableau III-3 : Valeurs des gains H_0 (dB) pour 100% de fiabilité $CDF H_0 = 0$, liaison uplink, $\rho = 0,5$, mouvement de la tête.....	68
Tableau III-4 : Valeurs des gains H_0 (dB) pour 100% de fiabilité $CDF H_0 = 0$, liaison downlink, $\rho = 0,5$, mouvement du corps	70
Tableau III-5 : Valeurs des gains H_0 (dB) pour 100% de fiabilité $CDF H_0 = 0$, liaison uplink, $\rho = 0,5$, mouvement du corps.....	70
Tableau III-6: Valeurs des gains H_0 (dB) pour 100% de fiabilité 4 pilotes, 1Tx/Rx $\rho = 0,5$, mouvement tête et corps.....	73
Tableau III-7 : τ_{rms} (s) des liaisons uplink et downlink, configuration 1Tx/Rx, $\rho = 0,5$	74
Tableau III-8 : valeurs des gains H_0 (dB) pour garantir 100% de fiabilité, 4 pilotes, casque avec diversité, $\rho = 0,5$	76
Tableau III-9: Valeurs des gains H_0 (dB) utilisées pour l'analyse conjointe des performances PHY/MAC.....	80
Tableau IV-1 : R_b maximal et gain en puissance de la L -PPM pour un canal sans IES de bande $B=30$ MHz	90
Tableau IV-2: Spécifications considérées pour le DCF avec RTS/CTS	97
Tableau IV-3 : R_b _max pour différents formats de modulation, 3 Tx/ Rx, $MPDU = 2500$ octets, $P_t = 300$ mw, $p = 0\%$, $PER = 10 - 4$	101
Tableau IV-4 : D_{succ} pour différents PER , 3 Tx/ Rx, $MPDU = 2500$ octets, $P_t = 300$ mw, $p = 0\%$,.....	103
Tableau IV-5 : D_{succ} en fonction du coefficient du réflexion ρ , 3 Tx/ Rx, $MPDU = 2500$ octets, $P_t = 300$ mw, $p = 0\%$, 4 pilotes	105
Tableau V-1 : Caractéristiques des LEDs utilisées pour le front-end	111
Tableau V-2 : Caractéristiques des fichiers transmis	123
Tableau V-3 : Configuration filaire, PER en fonction de la PDU.....	125
Tableau V-4 : PER pour la configuration en LOS non- direct et différentes LEDs.....	127

Chapitre I. Introduction générale

Les systèmes de communication sans fil font partie des technologies les plus utilisées au monde pour des applications diverses et aux contextes variés. De ce fait, la demande de connectivité sans fil est en perpétuelle croissance, ce qui avec la montée en débit liée aux nouveaux services et usages constitue des défis, en particulier pour l'internet des objets (IoT ou « internet of things ») qui prolifère à une vitesse fulgurante. D'ici 2025, le nombre d'appareils connectés devrait être de 34,2 milliards, dont 21,5 milliards d'objets IoT [1].

En effet, la connectivité sans fil est un socle technologique dans de nombreux contextes impliquant des objets comme pour les loisirs, le sport, le bien être ou encore dans la maison, mais aussi dans les domaines médicaux, militaires et spatiaux, du transport ou de la ville intelligente [2]. Ces contextes variés nécessitent des besoins différents, en termes de fiabilité, qualité de service, débit, sécurité, durée de vie ... etc.

De plus, selon les domaines d'application, la portée requise pour ces objets connectés est un paramètre très variable, pouvant aller de quelques mètres (enceinte connectée par exemple) à plusieurs centaines de kilomètres (communications par satellites). Pour certaines applications, des besoins plus importants en débit sont requis, comme pour les applications multimédias (vidéo, images) et/ou de latence pour les applications temps réels. Dans d'autres contextes comme celui des objets portés et réseaux de capteurs corporels, c'est la consommation d'énergie qui va être un critère primordial.

Avec l'augmentation du nombre d'objets communicant simultanément, que ce soit en environnement extérieur ou intérieur (« outdoor » ou « indoor »), l'un des challenges est le partage du canal (l'espace libre) avec le risque d'un encombrement spectral voire la saturation.

Pour relever ce défi, les normes existantes et futures autour des technologies radiofréquences (RF) s'intéressent à de nouvelles bandes pour élargir le spectre utilisé, se traduisant par une montée en fréquence. En effet, les normes de communications sans fil ont évolué en passant de l'analogique (1G) au numérique depuis la 2G à la 5G actuellement en déploiement. Cette évolution a progressivement exploité des bandes de fréquences de plus en plus élevées (voir Figure I-1) afin de permettre non seulement des débits plus élevés, mais aussi plus de capacité en termes de nombre de connexions simultanées. Ainsi, les travaux de standardisation pour la 5G et la future 6G envisagent d'exploiter le spectre radiofréquence dans le domaine millimétrique mais aussi au-delà de 100 GHz : dans les domaines du terahertz (entre 100GHz et 10THz) [3]- [5] et de l'optique [6]-[10] (voir Figure I-2).

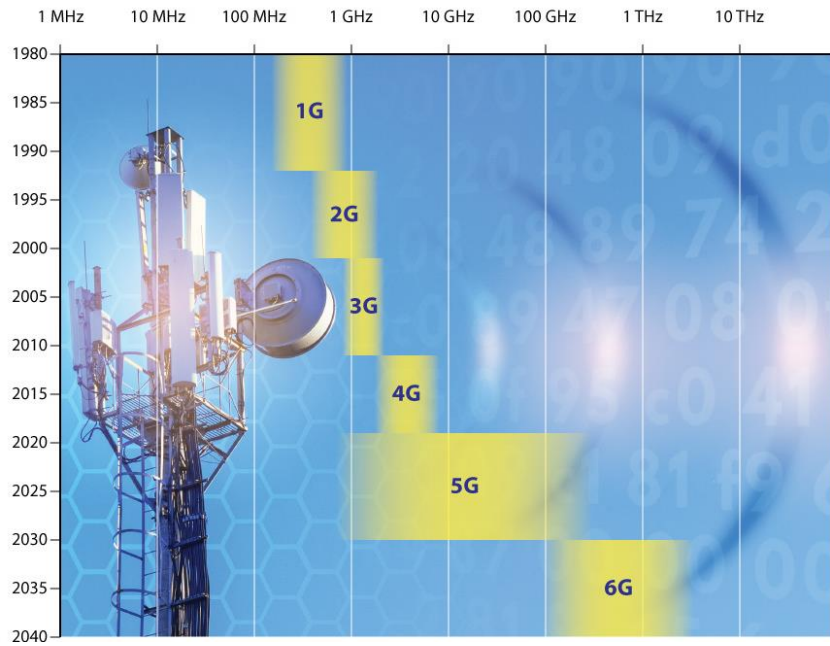


Figure I-1 : Illustration de l'évolution des fréquences de la 1G à la 6G [4]

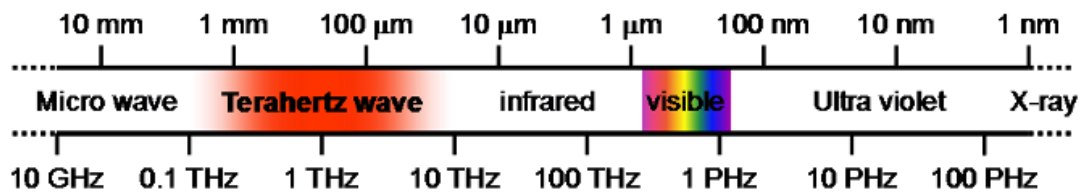


Figure I-2 : Spectre électromagnétique [5]

I.1. Les communications par optique sans fil (OWC)

Parmi les différentes options, l'optique sans fil est une technologie prometteuse qui aujourd'hui ne nécessite pas de licence d'exploitation [11]. Les trois bandes principalement utilisées en communications par optique sans fil (OWC ou « Optical Wireless Communication ») sont le proche infrarouge (750 nm — 1600 nm), le visible (750 nm — 380 nm) et l'ultraviolet (UV) dans la bande UV-C (200~280 nm).

En fait, le domaine OWC est exploré depuis les années 1970 avec les premiers lasers en infrarouge et a connu un regain d'intérêt dans les années 2000 avec la mise au point des composants LED blanches (« light emitting diodes ») pour l'éclairage, ayant des capacités de commutation rapide permettant de communiquer.

Étant donné les fréquences utilisées en optique (au-delà de 100 THz), aucune interférence n'intervient avec les systèmes RF existants. Dans le domaine du visible, un autre avantage est l'utilisation couplée des fonctions d'illumination et de communication, c'est le concept des VLC (« Visible Light Communications »). De plus, les ondes optiques ne traversant pas les murs, cette technologie est plus difficile à brouiller et/ou à capter que les ondes RF pour des communications indoor.

Ainsi, les liaisons OWC, selon la bande utilisée, l'environnement outdoor ou indoor et la portée, comme illustré sur la Figure I-3, permettent de relever des challenges différents.

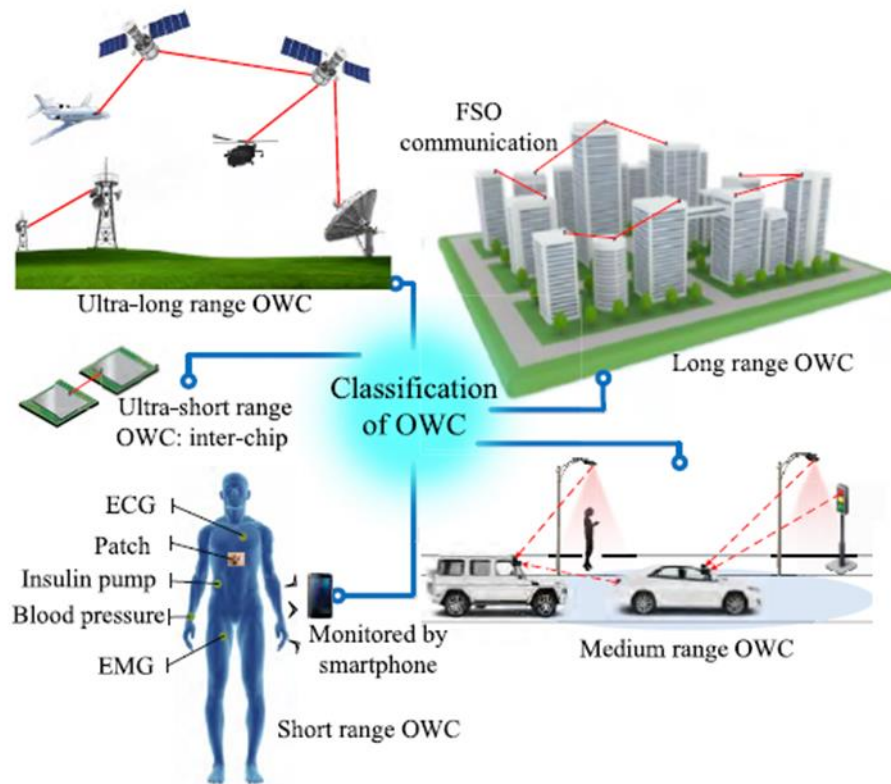


Figure I-3 : Exemples d'applications OWC selon la portée [12]

Les communications FSO (« Free Space Optic ») concernent généralement les applications longue portée en outdoor, jusqu'à plusieurs centaines de kilomètres, utilisant principalement la bande infrarouge [13]. Il s'agit d'applications dans le domaine des communications spatiales (espace-sol, espace-air, espace-espace et air-sol), ou de communications entre bâtiments par exemple dans le cas des sites où l'interconnexion par fibre optique est difficile voire impossible. On retrouve aussi dans les communications FSO l'interconnexion sol-avion initialement destinée aux liaisons fixes, le développement des systèmes de suivi permettant d'établir des liaisons entre les avions et les stations de services au sol ou encore d'avion à avion. Une des problématiques des FSO est liée aux perturbations de la propagation optique induites par les conditions atmosphériques (brouillard, pluie).

Une autre classe d'applications des OWC concerne les applications moyenne portée, de l'ordre de quelques centaines de mètres en outdoor. Le concept de villes intelligentes (« smart cities ») constitue un contexte applicatif d'intérêt avec notamment les systèmes de transport intelligents (« intelligent transportation system » (ITS)) dans le domaine automobile, les communications véhicule à véhicule (V2V) et les communications véhicule à infrastructure (V2I) [14] [15]. Un intérêt majeur à utiliser l'optique dans le contexte des villes intelligentes est celui des VLC. Par exemple, la lumière des phares, les feux de signalisation et également les infrastructures d'éclairages à l'exemple des lampadaires peuvent être utilisés pour transmettre des informations aux usagers de la route.

Enfin, les applications courtes portées en indoor (de l'ordre de quelques dizaines de centimètres à quelques mètres) constituent un champ d'application particulièrement prometteur. En effet dans le cas de l'indoor, l'intégration de circuits de commande aux sources lumineuses permet de coupler éclairage et communication dans un même dispositif. C'est la base du concept du Li-Fi (« Light-Fidelity ») basé sur les VLC et l'infrarouge (IR). On utilise des LEDs dans le domaine du visible en voie descendante et une voix montante dans l'infrarouge pour fournir des liaisons très haut-débit, complémentaires au Wi-Fi [16].

D'autres applications de l'optique sans fil en indoor dans le cadre des réseaux de capteurs corporels sans fil (« wireless body area networks », WBAN) et réseaux personnels sans fil (« wireless personal area networks », WPAN) peuvent être cités. La localisation indoor est un exemple d'application WPAN où l'optique apporte un intérêt particulier [17] [18] car la précision est fortement améliorée, de l'ordre du millimètre ou du centimètre, par rapport aux systèmes conventionnels tels que le GPS (« global positioning system ») où elle est plutôt de l'ordre du mètre. Les réseaux de capteurs pour le monitoring des données de santé sont un exemple d'application WBAN où l'optique permet une immunité électromagnétique et constitue donc une alternative lorsque l'utilisation des ondes RF est à éviter comme dans les crèches [19] ou en milieu hospitalier [20]-[22]. La faisabilité des dispositifs WBAN optiques pour des applications médicales a été prouvée dans plusieurs études [22]-[25].

Le contexte de la thèse se situe dans le cadre des communications courtes portées en indoor à l'intérieur d'un cockpit d'avion, environnement où la présence d'ondes RF peut présenter certaines problématiques. Les limitations portent sur le risque d'interférence électromagnétique mais également sur la sécurité des transmissions car les ondes RF pouvant traverser les parois, il y a un risque d'écoute voire de piratage.

Pour comprendre l'intérêt de la technologie optique sans fil dans ce domaine, la section suivante présente un état de l'art des systèmes OWC dans le contexte d'un avion.

I.2. État de l'art des systèmes OWC déployés à bord d'un avion

L'industrie aéronautique, cherchant constamment à introduire de nouvelles technologies dans les avions pour les rendre plus sûrs et plus confortables, s'est intéressée depuis plusieurs années aux technologies sans fil d'abord en RF car c'est la technologie dominante.

Ainsi, les systèmes sans fil ont été introduits pour répondre à une première problématique qui est l'allègement du câblage donc du poids dans les avions [26]-[28]. C'est un enjeu écologique car réduire le poids diminue la consommation en carburant et donc les émissions de CO₂. De plus, la diminution des systèmes câblés réduirait les coûts liés aux processus de conception, de production et de développement, mais aussi les coûts de maintenance et de révision.

Le développement des communications sans fil à bord d'un avion concerne différents domaines de réseaux comme illustré sur la Figure I-4. Deux catégories de liaisons sans fil peuvent être exploitées à bord d'un avion : point-à-point et « broadcast ». La liaison point-à-point est utilisée

dans des applications individuelles pour les passagers, comme par exemple pour le courrier électronique, le monitoring des données de santé, les jeux en réseau et la voix sur IP (« Internet Protocol »). La liaison en broadcast correspond à des applications de diffusion essentiellement pour les passagers en cabine tels que les programmes vidéo et musicaux.

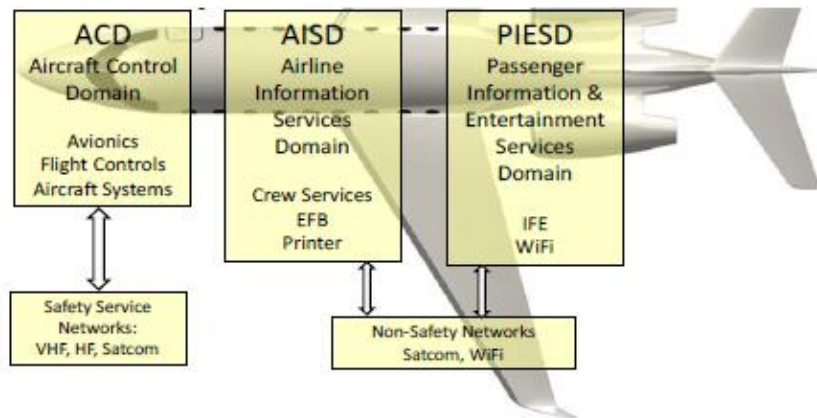


Figure I-4 : Domaines des réseaux dans les avions [29]

Un frein au développement des systèmes RF à bord est lié au fait que la conception dans une cabine d'avion est très différente de la conception classique. En effet, la capacité d'un avion commercial de taille moyenne, qui mesure environ 30 m de long et 5 m de large, varie de 150 à 220 passagers, c'est donc une structure très dense. La présence des passagers peut être un facteur réducteur de la qualité de la transmission en introduisant un effet Doppler et/ou un masquage. De plus, le fuselage de l'avion est en grande partie construit en métal. Par conséquent, les caractéristiques radio à l'intérieur d'un avion sont sensiblement différentes des modèles de propagation RF couramment utilisés. L'analyse du canal RF dans ce contexte a fait l'objet de nombreuses études [27] [30] [31].

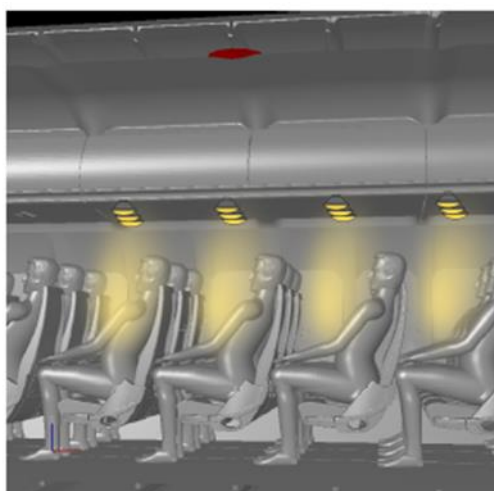


Figure I-5 : Illustration de communications VLC à bord d'un avion [32]

Si on considère les possibilités de l'optique au lieu des RF (sur l'exemple Figure I-5), on s'intéresse aux lampes qui peuvent être connectées au système de communication externe par

n'importe quelle technologie (courant porteurs en ligne, câble, fibre optique...) [29]. Chaque passager se connecte à sa cellule via un protocole de transmission de liaison montante approprié (généralement IR). Les performances dans une telle configuration sont essentiellement impactées par les interférences entre cellules et le bruit généré par les nombreuses sources de lumière dans la cabine (par exemple, plafond, paroi latérale, plafonniers, le rayonnement solaire entrant par les fenêtres du fuselage).

Il n'est pas surprenant que cette vision de déploiement de connectivité à bord ait retenu l'attention des grands constructeurs de l'aéronautique comme AIRBUS ou Boeing. Récemment, dans le cadre du Salon international de l'air et de l'espace (Salon du Bourget), en juin 2019, Air France, Latécoère et Ubisoft ont testé avec succès le Li-Fi dans une reproduction moyen-courrier grandeur nature puis en octobre lors d'un vol commercial avec un AIRBUS A321 [33].

Historiquement, les premières études publiées sur l'application de l'optique à la connectivité dans la cabine d'un avion datent du début des années 2000 [34]. Dans une configuration cellulaire (station centrale et plusieurs passagers d'une rangée par cellule), ces travaux ont démontré la faisabilité d'une transmission optique diffuse c'est-à-dire sans visibilité directe, à des vitesses allant jusqu'à 10 Mbps. Par la suite, les travaux ont porté sur l'analyse et la simulation du canal pour aller vers des débits plus élevés montrant la nécessité de contrôler la luminosité pour une liaison robuste [35].

Pour améliorer les performances avec un débit plus élevé, certains auteurs ont étudié des techniques présentant une robustesse inhérente face aux interférences liées aux trajets multiples et à la nature diffuse du canal. Parmi elles, la technique bien connue de la répartition en fréquences orthogonales sous forme de multiples sous-porteuses ou OFDM (« Orthogonal Frequency Division Multiplexing ») est étudiée dans [36]. Les auteurs comparent les performances de deux schémas de transmission OFDM pour un réseau cellulaire dans la cabine d'un avion : « Asymmetrically clipped optical » (ACO-OFDM) et « direct-current biased optical » (DCO-OFDM). Ils montrent qu'un débit de 30 Mbps est réalisable avec une modulation ACO-OFDM et qu'un schéma DCO-OFDM double le débit à 60 Mbps.

Pour réduire les interférences dans les cellules et entre cellules, d'autres approches ont été menées comme dans [37] où les auteurs proposent l'utilisation de deux techniques pour le partage efficace des ressources entre les passagers: multiplexage en longueur d'onde ou WDM (« Wavelength Division Multiplexing ») et par répartition de code optique ou OCDMA (« Optical Code Division Multiple Access »). Un schéma de précodage d'émission pour supprimer les interférences lumineuses dues au nombre élevé de lampes est suggéré dans les travaux publiés dans [38] pour garantir les performances même en cas de désalignement.

L'ensemble des études publiées montre la nécessité de disposer d'une modélisation efficace du canal de communication pour l'environnement spécifique de la cabine de l'avion, notamment pour tenir compte de la géométrie et des matériaux (y compris la présence des passagers) pouvant introduire des atténuations importantes. Par exemple, dans [39] une étude basée sur la méthode de lancer de rayons associée à la technique de Monte-Carlo (MCRT ou « Monte-Carlo Ray-Tracing ») a été utilisée pour étudier l'atténuation des transmissions IR directes et non-

directes, le long de trajectoires prédéfinies dans la cabine de l'avion. Dans [36] [38] [40], la technique MCRT est appliquée pour simuler la répartition de la puissance du signal optique sur la zone des passagers permettant le développement d'un prototype expérimental de transmission VLC.

À côté des études sur l'utilisation des lampes de lecture dans la cabine, quelques travaux ont également été menés comme dans [23] intégrant des capteurs OWC dans les sièges des passagers pour transmettre des informations concernant les paramètres de sécurité tels que : le redressement du dossier, la fermeture de la ceinture de sécurité mais également des données sur la santé du passager grâce à des sondes dans le siège. D'autres approches proposent d'utiliser les écrans situés derrière les sièges passagers [41] permettant d'afficher un code visuel capturé par la caméra intégrée du mobile du passager et décodé pour reconstituer les données transmises.

Toutes les études publiées proposent des systèmes pour les communications sans fil dans la cabine de l'avion. Cependant, les systèmes sans fil peuvent également améliorer la productivité des pilotes avec néanmoins la contrainte de certifications rigoureuses [42] [43] notamment en terme d'ergonomie de sécurité, d'immunité électromagnétique. C'est le domaine ACD (« Aircraft Control Domain ») à l'intérieur du cockpit de l'avion. Il assure le guidage et le contrôle liés au déroulement du vol en toute sécurité durant toutes les phases, y compris, le décollage et l'atterrissage.

Le cockpit de l'avion reste un cas d'usage qui n'est pas exploré dans le cas de la technologie optique à notre connaissance et c'est l'ambition du projet Européen H2020 Clean Sky 2 « Aircraft Light Communication » (ALC) de démontrer que les solutions de connexion par optique sans fil peuvent être des alternatives aux dispositifs actuels de transmissions RF dans l'environnement très exigeant d'un cockpit [44].

En particulier, les travaux menés dans cette thèse concernent la faisabilité de la technologie OWC pour connecter les casques portés par les pilotes à un point d'accès situé au plafond du cockpit. Il s'agit donc de transmettre les communications audio entre les pilotes et l'unité de gestion de l'avion (AMU « Audio Management Unit »).

I.3. Projet « Aircraft Light Communication »

L'équipe SYCOMOR (SYstèmes et réseaux de COMmunications Optique et Radiofréquence) de l'axe Systèmes et Réseaux Intelligents (SRI) du laboratoire XLIM (UMR CNRS 7252) est engagée dans le projet H2020 Clean Sky 2 (CS2) ALC (2017-2021) coordonné par une PME Française : FACTEM. En dehors d'XLIM, le projet a un 3ème partenaire, la start-up PURELIFI issue de l'Université d'Édimbourg et co-fondée par l'inventeur du LiFi (Pr.H.Haas).

CS2 est un programme de recherche Européen dans l'aéronautique associant secteurs public et privé, ici AIRBUS industries.

Le contexte d'ALC est l'application des technologies de communication dans le poste de pilotage d'un avion de ligne AIRBUS, visant à améliorer les performances et l'efficacité de l'équipage en service, réduire la charge de travail du pilote et réduire le risque d'erreur humaine.

L'objectif est de démontrer que l'utilisation de la technologie optique sans fil (Infrarouge, Visible ou LiFi) fournit une solution de connexion sans fil sécurisée, performante et robuste.

Le projet est divisé en plusieurs lots pour le développement et l'évaluation de trois prototypes à tester sur un simulateur de cockpit: un casque audio, une tablette qui permet d'afficher les cartes de vol, les procédures, etc, et un casque équipé de capteurs physiologiques.

L'équipe SYCOMOR a pour responsabilité de développer en partenariat avec FACTEM, un casque connecté en optique sans fil (au niveau TRL5) pour les transmissions audio et le suivi des paramètres liés à la santé des pilotes et également d'étudier la sécurité des communications avec cette technologie.

Un casque sans fil performant contribue au confort des pilotes, en particulier pour les vols long-courriers, qui exigent que le pilote conserve constamment son casque pendant de longues heures. En effet les casques câblés peuvent causer des douleurs (épaule, dos) et réduire la mobilité, augmentant ainsi le stress des pilotes, ce qui est problématique en particulier pour les opérations où la marge de sécurité est déjà faible (par exemple, les opérations de décollage ou d'atterrissage).

Actuellement, les casques sans fil utilisent les technologies Wi-Fi et Bluetooth. Bien qu'efficaces, ces solutions de communication présentent des inconvénients liés à la sécurité (même chiffré, le Wi-Fi a toujours des faiblesses et la menace des actions malveillantes est élevée) et à la fiabilité (grande variété d'interférences RF) [45].

La solution OWC est aujourd'hui le candidat le plus prometteur capable de surmonter ces inconvénients car elle fournit un mode de communication sécurisé qui, contrairement aux communications RF, transmet des données à travers un faisceau lumineux, ce qui rend impossible toute tentative de piratage et / ou de prise de contrôle externe au cockpit. De plus, elle garantit l'absence d'interférence et perturbation électromagnétique avec d'autres appareils électroniques.

I.4. Plan de la thèse

La thèse se focalise sur le casque audio connecté en optique sans fil. Le principal défi porte sur le fonctionnement du casque même si le pilote qui le porte effectue certains mouvements dans le cockpit et ce quelles que soient les conditions d'éclairage (nuit, soleil), ou même en présence de fumée. Il faut donc assurer la robustesse des transmissions bidirectionnelles entre les casques et le point d'accès pour les quatre pilotes présents dans le cockpit, en tenant compte des mouvements aléatoires de leurs têtes et corps. De plus, une contrainte porte sur une autonomie suffisante pour assurer un vol long-courrier (~ 12h). Enfin, le défi vraiment critique est d'assurer la communication avec une latence audio aussi faible que 2,5 ms.

Pour les phases de vol critiques, telles que le décollage et l'atterrissage, la luminosité dans le cockpit est réduite pour accommoder les yeux des pilotes à l'obscurité, en cas de panne électrique. En conséquence, pour communiquer dans ce contexte, la bande visible ne convient pas, l'IR est préférable et sera considéré dans la Thèse, ce qui diffère des systèmes Li-Fi. De plus, la technologie Li-Fi implique généralement des applications à très haut débit, ce qui n'est pas le cas pour les transmissions audio, nécessitant classiquement des débits de l'ordre du Mbps.

De plus, le cahier des charges du projet ALC prévoit la livraison d'un prototype TRL5 et impose que la solution proposée s'inspire des travaux d'un des standards OWC déjà publié ou en cours de développement. Pour y répondre deux pistes sont menées en parallèle. L'une développée par FACTEM est basée sur un protocole propriétaire. XLIM est chargé d'explorer une solution sur la base d'un standard existant ou en cours.

Pour répondre aux challenges du projet, la thèse se décompose selon les chapitres suivants :

- Le chapitre II présente les techniques numériques pour les communications par optique sans fil utilisées dans les standards publiés ou en cours de développement. Cette partie permet de comprendre les choix techniques effectués pour répondre aux contraintes du projet ALC.
- Dans le chapitre III, une étude des liaisons optiques sans fil dans le cockpit est menée en s'appuyant sur la modélisation du canal par la technique MCRT développée à XLIM/SYCOMOR. L'objectif est d'analyser le canal en tenant compte des mouvements des membres de l'équipage afin de déterminer certains paramètres optimaux des émetteurs/récepteurs sur le casque et au point d'accès. En effet, les challenges liés à la mobilité et aux blocages doivent être pris en compte spécifiquement par rapport au contexte. Pour cela, l'apport de la diversité spatiale au niveau du casque est étudié.
- L'étude conjointe des performances de la couche physique et de la couche liaison de données est développée dans le Chapitre IV afin d'établir les compromis entre d'une part les niveaux de puissance contraints par les standards de sécurité oculaire en IR et les enjeux d'autonomie du projet et d'autre part les objectifs de latence très faible. Ces compromis sont étudiés en fonction de la qualité de service visée dans le contexte en terme de taux de pertes de paquet.
- Le chapitre V présente le banc de test réalisé pour valider les résultats théoriques de performance. Dans l'objectif de tester différents standards existants ou en cours, le banc doit être modulaire et reconfigurable facilement. Le choix s'est porté sur une plateforme de radio logicielle ou SDR (« Software Defined Radio ») utilisant des USRP (« Universal Software Radio Peripheral ») avec l'environnement GNURadio, généralement utilisé en RF pour du prototypage rapide. Nous avons développé une plateforme SDR adaptée au contexte incluant la conception de front-ends optiques.
- La dernière partie de la thèse est la conclusion générale et présente les perspectives associées.

Chapitre II. Techniques numériques pour les communications optiques sans fil liées au contexte

II.1. Introduction

Les transmissions sans fil, largement répandues dans le contexte de l'internet des objets possèdent des contraintes différentes de celles sur canaux filaires (câble, fibre) pour lesquels les standards établis supposent une disponibilité des nœuds, qui sont fixes dans le réseau [46]. Cependant ces standards ne peuvent pas être transposés directement aux réseaux sans fil pour différentes raisons notamment la mobilité potentielle des nœuds.

En effet, la mobilité implique que certains nœuds peuvent être ponctuellement cachés par d'autres nœuds et donc incapables de recevoir une information. De ce fait, l'hypothèse que chaque nœud peut écouter tous les autres nœuds est invalide. De plus, la mobilité des nœuds dans les canaux sans fil et la présence d'interférences aléatoires avec des éléments extérieurs impliquent des variations, parfois brutales, du canal dans le temps. On parle alors de canal non stationnaire. Afin d'établir une communication fiable sur ce genre de canaux, il est essentiel de mettre en œuvre des techniques de détection et/ou correction d'erreurs sur la couche physique ainsi qu'un mécanisme de retransmission sur la couche supérieure lorsque le paquet est erroné ou manquant.

De plus, afin de permettre une utilisation efficace des ressources (puissance, bande passante), le choix des modulations numériques pour la mise en forme des données est important. De la même manière, les techniques de partage d'accès au canal constituent un challenge pour des transmissions multi-utilisateurs. En fonction des caractéristiques du canal et du contexte, il est plus ou moins efficace de mettre en place certaines méthodes d'accès, et des compromis sont à trouver entre efficacité et complexité.

L'objectif de cette partie est de définir les formats de modulation et technique d'accès au canal choisis pour l'étude, au regard des enjeux du projet ALC dans le cadre d'une solution basée sur un standard.

Différents organismes de normalisation ont défini des spécifications selon différents standards. Parmi les organismes de standardisation des systèmes de télécommunications nous pouvons citer :

- L'union internationale des télécommunications ou « international telecommunication union » (ITU)
- L'Institut des ingénieurs électriciens et électroniciens (ou « Institute of Electrical and Electronics Engineers » (IEEE))

Ces organismes comptent plusieurs groupes de travail qui contribuent à l'évolution permanente et à l'élaboration de nouveaux standards. Les spécifications de ces standards se basent sur un modèle réseau en couches allant de la couche physique (lien avec le canal) à la couche application (lien avec l'utilisateur). Les modèles les plus répandus sont le modèle OSI (« Open System Interconnection ») en 7 couches et le modèle TCP/IP (« Transmission Control Protocol/Internet Protocol ») en 4 couches. La Figure II-1 illustre les deux modèles.

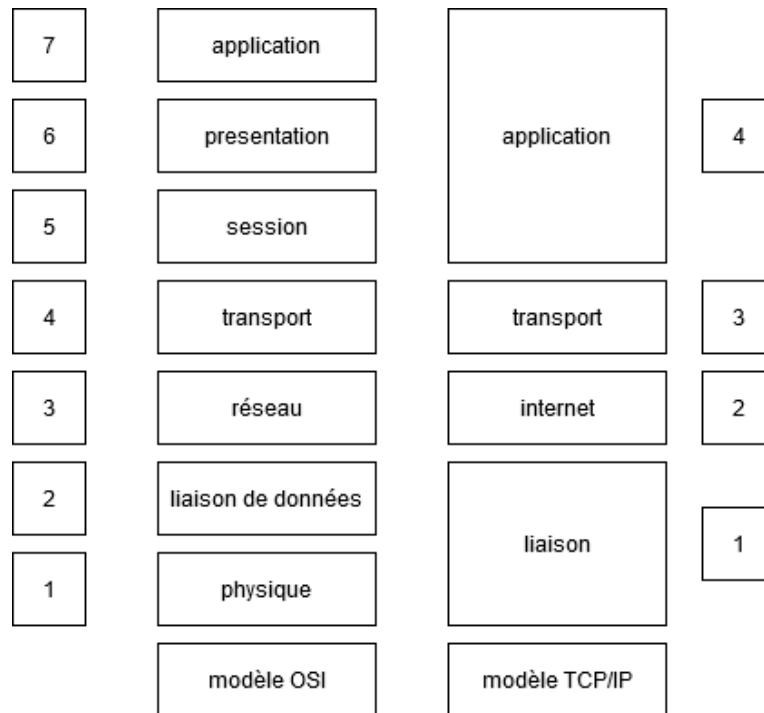


Figure II-1: Modèles en couches OSI et TCP/IP

Dans cette étude on se focalisera sur les éléments des couches physique et liaison de données. Ce sont en effet ces éléments qu'on mettra en œuvre et qui permettent d'établir un compromis entre la puissance (liée à la couche physique) et la latence (liée à la couche liaison de donnée).

II.2. Éléments de la couche physique

La couche physique (PHY) sert d'interface entre les autres couches et le canal de communications sans fil. Par conséquent, elle inclut notamment la définition du medium physique à utiliser, du débit, des codes correcteurs d'erreurs et des formats de modulation permettant d'adapter les données au canal.

La Figure II-2 représente un schéma simplifié des éléments d'une chaîne de communication numérique faisant apparaître le codage et la modulation à l'émission, le décodage et la démodulation en réception. Les informations à transmettre dans les systèmes de communication numériques sont sous la forme de trains de bits (suite de $\{0;1\}$) de données.

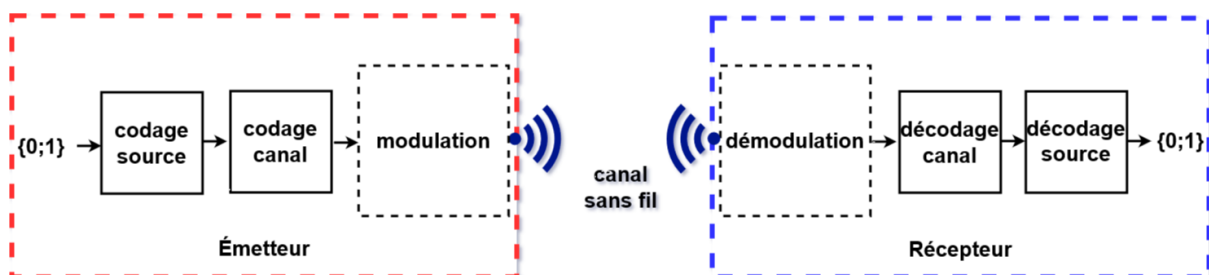


Figure II-2 : Schéma simplifié des étapes d'une chaîne de communication numérique

Le codage de canal regroupe les codes détecteurs et correcteurs d'erreurs (FEC ou « Forward Error Correction ») afin de pouvoir identifier une information erronée et de la corriger selon le niveau de complexité du code. Le codage de canal en émission consiste à ajouter de la redondance pouvant être associée à de l'entrelacement (mélange des bits pour espacer les erreurs). L'étape de décodage est réalisée par le récepteur et permet d'extraire le message utile. La redondance permet de protéger le message transmis mais les informations ajoutées entraînent une diminution du débit utile.

Afin de compenser les bits de redondance ajoutés par le codage de canal, on associe souvent en amont un codage de source, qui consiste à supprimer des informations non significatives et de limiter ainsi la perte en débit utile liée au codage de canal. En réception, l'opération inverse s'appelle le décodage de source.

On distingue deux catégories de codes correcteurs : les codes en bloc et les codes convolutifs [47].

Les codes en blocs découpent le flux de données à émettre en blocs de bits encodés séparément. Parmi les codes en bloc les plus couramment utilisés dans les systèmes de communication sans fil, on peut citer :

- Les codes de hamming
- Les codes à redondance cyclique (CRC)
- Les codes de reed-solomon (RS)
- Les codes LDPC (Low Density Parity Check).

L'encodage est réalisé à partir d'une matrice d'encodage tandis qu'en réception une matrice de parité permet d'identifier si le mot reçu est un mot de code ou non. S'il ne s'agit pas d'un mot de code, une erreur est détectée et elle est corrigée par le mot de code le plus probable. Les algorithmes les plus couramment utilisés sont les algorithmes de décodage par syndrome et le décodage à propagation de croyance (ou « BF Belief Propagation ») [48].

Les codes convolutifs (CC) ou codes convolutionnels consistent à considérer le message à émettre comme une séquence semi-infinie de symboles. Contrairement aux codes en blocs, les CC encodent le flux de données au fur et à mesure qu'il arrive. L'encodage des CC est réalisé en pratique à partir des registres à décalage. On distingue les [49] :

- Codes convolutifs non systématiques (NSC ou « non-systematic convolutional ») : tout bit en sortie du codeur renseigne sur plusieurs bits encodés,
- Codes convolutifs systématiques récurrents (ou RSC « recursive systematic convolutional ») : un des bits de sortie du codeur est identique au bit d'entrée.

Le principe d'encodage des CC est basé sur une représentation en diagramme d'état, un arbre ou un treillis. Cette représentation en treillis est la base du décodage, il indique l'évolution des mots en sortie du codeur en fonction du temps. L'algorithme de Viterbi est le plus souvent utilisé [47]. Il consiste à rechercher parmi tous les chemins possibles à travers un treillis celui qui minimise la distance entre la séquence reçue et les différentes séquences reconstruites à travers le treillis. C'est donc un décodage par maximum de vraisemblance (ou ML Max

Likelihood). Le principe des Turbo-codes repose sur l'utilisation simultanée de codeurs convolutifs en parallèle pour améliorer les performances [50] [51].

L'utilisation de mots de code plus petits dans les codes convolutifs permet d'obtenir le même pouvoir de correction que celui obtenu avec des mots de code plus longs avec un codage en bloc [52]. Cependant, les CC ne sont pas efficaces pour les erreurs en rafales, d'où un compromis à avoir. Ainsi, il est intéressant de combiner codes en blocs et codes convolutifs dans certains schémas afin d'améliorer les résultats du système [49].

Pour améliorer les performances des systèmes de communications optiques, les codes correcteurs ont été appliqués tout d'abord pour les canaux de transmissions sur fibre puis adaptés au sans fil en particulier les transmissions de type FSO (Free Space optics) afin de lutter contre les impacts des phénomènes de turbulence et de scintillation [53] [54].

L'étape de modulation qui a lieu après le codage consiste à former des symboles à partir des bits de données à émettre. Le temps symbole noté T_s est donc un multiple du temps bit T_b . Les modulations numériques peuvent être classifiées en modulation d'amplitude, de fréquence, de phase, de position d'impulsion et largeur d'impulsion. De plus, on parle de modulation binaire lorsque le symbole en sortie du modulateur est construit à partir d'un bit, et de modulation M-aire lorsqu'il correspond à plusieurs bits.

De façon générale, le temps symbole T_s est inversement proportionnel au débit binaire $R_b = \frac{1}{T_b}$.

Dans les environnements où les ondes émises sont réfléchies sur des obstacles et suivent des trajets différents, chaque trajet entre l'émetteur et le récepteur constitue un canal ayant un certain retard comme illustré Figure II-3. On parle alors d'un canal à trajets multiples. Avec l'augmentation du débit, cela introduit le phénomène d'interférences entre symboles (IES) rendant difficile le décodage des signaux en réception. Mathématiquement on montre que les canaux à trajets multiples sont sélectifs en fréquence, c'est-à-dire que différentes bandes de fréquences ne sont pas affectées de manière égale. Pour cela, des modulations multi-porteuses basées sur l'OFDM ont été envisagées, pour répondre au phénomène d'IES.

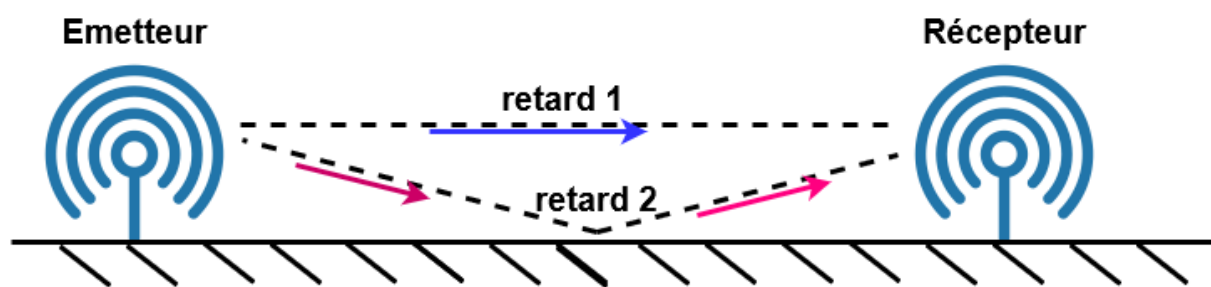


Figure II-3: Illustration du canal multi trajets ou sélectif en fréquence

Il existe plusieurs métriques à prendre en compte lors du choix d'un format de modulation :

- La complexité de sa mise en oeuvre
- La fiabilité, généralement mesurée à partir du taux d'erreur binaire (TEB ou « bit error rate (BER) »)

- L'efficacité spectrale égale à : $\eta = \frac{R_b}{B}$ bits/s/Hz , avec R_b le débit binaire et B la bande passante. C'est un critère renseignant sur l'efficacité d'utilisation de la bande passante disponible. Bien que le potentiel en matière de bande passante du spectre optique soit très grand, celui-ci peut être réduit à cause de différents facteurs tels que : le bruit, les composants opto-électroniques.
- L'efficacité énergétique, qui possède différentes définitions [55]. La métrique la plus courante est le rapport entre l'énergie par bit sur la densité spectrale de puissance du bruit. [56] [57], qui a un impact direct sur l'autonomie du système dont l'importance dépend de l'application. Par exemple, cette métrique sera plus contraignante dans le cas des systèmes embarqués qui fonctionnent à partir d'une batterie comparativement à un système fixe branché à une source d'énergie.

On peut classer les formats de modulation généralement en : modulation en bande de base, mono-porteuses et multi-porteuses. Pour l'optique, il existe aussi des formats spécifiques comme par exemple le format de modulation « color-shift keying (CSK) » qui est basé sur la couleur de la lumière émise [11].

Pour les modulations en bande de base, on peut citer :

- Modulation d'impulsion en amplitude (PAM « Pulse Amplitude Modulation »)
- Modulation par position d'impulsion (PPM « Pulse Position Modulation »)
- Modulation par largeur d'impulsion (PWM « Pulse Width Modulation »)

On peut classer les modulations sur fréquences porteuses selon différentes techniques :

- Modulation à déplacement d'amplitude (ASK « Amplitude Shift Keying »)
- Modulation à déplacement de fréquence (FSK « Frequency Shift Keying »)
- Modulation à déplacement de phase (PSK « Phase Shift Keying »)
- Modulation d'amplitude sur 2 porteuses en quadrature (QAM « Quadrature Amplitude Modulation »)
- Modulation multi-porteuses (OFDM)

Pour les communications optiques sans fil, une particularité est qu'on manipule des données positives (puissance lumineuse) et qu'on détecte en réception des niveaux de puissance [58]. En effet, la plupart des systèmes OWC fonctionnent avec un mécanisme de modulation d'intensité et détection directe (IM/DD « Intensity Modulation / Direct Detection »). Dans ce cas, l'information n'est pas portée par la fréquence ou la phase du signal, mais par l'intensité, ce qui impose la contrainte de positivité. La technique de modulation sur fréquence porteuse la plus adaptée à l'optique est la modulation à déplacement d'amplitude, puisque cela ne fait pas intervenir la phase du signal et permet ainsi une démodulation par détection d'enveloppe.

De plus, comme en réception l'onde optique est intégrée sur une surface très grande par rapport à la longueur d'onde (typiquement 1 cm^2 pour les photodiodes), les systèmes OWC ne sont pas sensibles au phénomène de multi-trajets. Ils sont néanmoins sujets à la distorsion multi-trajets d'autant plus lorsque le débit est élevé. C'est ainsi que l'intérêt de l'OFDM pour l'optique s'est développé générant de nombreux travaux pour son adaptation aux contraintes de positivité en

particulier pour les VLC et le Li-Fi [59]. Une revue d'ensemble des différentes modulations est publiée dans [60].

II.3. Éléments de la couche liaison de données

L'un des points essentiels lors de la conception d'un réseau multi-utilisateurs est le choix du mécanisme d'accès au canal. La couche liaison de données (DLL ou « data link layer ») est subdivisée en deux sous-couches « logical link control » (LLC) et « media access control » (MAC) qui définit les différentes méthodes d'accès au canal lorsqu'on a plusieurs utilisateurs. La répartition de l'accès au support se fait généralement selon trois types variables [61] : le temps, la fréquence et le code. Parmi les différentes méthodes d'accès on peut citer :

- L'accès multiple par répartition en temps (AMRT) ou « time division multiple access » (TDMA), qui repose sur la répartition du temps d'utilisation du canal entre les nœuds du réseau. Un nœud utilise toute la bande passante disponible durant sa période d'accès. Dans un réseau avec une topologie centralisée, le droit d'accéder au canal est distribué par un coordinateur. Cela permet d'éviter l'apparition des collisions lorsque plusieurs nœuds désirent communiquer simultanément. La période d'accès par nœud dans un réseau TDMA diminue avec l'augmentation du nombre d'utilisateurs. Un challenge de cette méthode concerne le niveau élevé de précision en ce qui concerne la synchronisation, ce qui a pour conséquence d'accroître le degré de complexité.
- L'accès multiple par répartition en fréquence (AMRF) ou « frequency division multiple access (FDMA) », qui repose sur la répartition de la bande passante entre tous les nœuds du réseau. Ainsi, chaque nœud a une bande dédiée à laquelle il a accès tout le temps même lorsqu'il ne désire pas émettre de données. Le principe de cette méthode initialement destinée aux systèmes RF est proche de la méthode WDM utilisée dans les systèmes optiques, filaires ou sans fil.

L'avantage de ces 2 méthodes est l'absence de collision. Cependant, le morcellement de la bande passante entre tous les nœuds du réseau limite les débits [61]. Il est possible de combiner les deux méthodes afin d'augmenter la capacité du réseau.

- L'accès multiple par répartition en code (AMRC) ou « code division multiple access » (CDMA) est une méthode d'accès multiple au canal par code. Son principe repose sur l'attribution d'un code unique à chaque nœud du réseau permettant de l'identifier. Cette méthode est initialement destinée aux systèmes de transmission RF à l'exemple du système radio mobile « universal mobile telecommunications system » (UMTS) ou 3G et implique un étalement du spectre.

Elle présente plusieurs avantages :

- Les nœuds utilisent simultanément le canal,
- La flexibilité pour un nœud qui souhaite entrer ou sortir du réseau. Cette opération est transparente pour les autres nœuds du réseau,
- L'utilisation de codes ajoute un niveau de sécurité,
- La facilité à intégrer de nouveaux services : par exemple un nœud ayant plusieurs codes peut transmettre différents types de contenus simultanément.

En raison de ses avantages, elle a été adaptée à l'optique (OCDMA) pour les systèmes sur fibre [62]-[64] et a également été envisagée pour l'optique sans fils [65]-[67].

- La méthode d'accès au canal basée sur l'OFDM (« orthogonal frequency division multiple access » (OFDMA)) qui utilise le principe de la répartition fréquentielle pour attribuer à chaque nœud du réseau un certain nombre de porteuses [68]. Bien que cette approche permette d'éviter les collisions, elle réduit le débit utile par nœud lié au nombre de sous porteuses disponibles.
- La méthode d'accès au canal appelée « non-orthogonal multiple access » (NOMA) repose sur la répartition non orthogonale des ressources [68]. Les nœuds du réseau peuvent accéder au canal simultanément avec la même bande passante et dans le même temps en utilisant des niveaux de puissance différents. Le NOMA offre une capacité en nombre de nœuds et de débit dans le réseau plus importante que l'OFDMA en multiplexant simultanément la puissance et les sous-porteuses. Elle peut être associée à la technique de diversité en émission et réception MIMO (« Multiple Input Multiple Output ») afin d'augmenter davantage la capacité du réseau. On parle alors de MIMO NOMA. Cette méthode d'accès au canal est très prometteuse, cependant elle est complexe à mettre en œuvre.
- La méthode CSMA/CA (« Carrier Sense Multiple Access with Collision Avoidance ») est une méthode d'accès au canal adaptée du CSMA/CD (« Carrier Sense Multiple Access with Collision Detection ») pour pallier aux problématiques du sans fil. En effet, dans le CSMA/CD, chaque élément envoie un message en vérifiant qu'aucun autre message n'a été envoyé. Si c'est le cas, chaque élément qui a détecté une collision attend un certain temps avant de recommencer. Dans le cadre de communications sans fil, il se peut que les collisions ne soient pas détectées, d'où l'adaptation donnant naissance au CSMA/CA. Le principe est similaire au CSMA/CD mais il y a au préalable une négociation avec accusés de réception. Cette méthode est notamment utilisée sur la couche liaison de données de standards en optique sans fil.

Un des objectifs du projet ALC qui constitue le contexte de la thèse étant d'évaluer la faisabilité de communications suivant un protocole proche des standards, on s'intéresse par la suite aux standards existants ou en cours pour l'optique pour être en mesure d'en conclure un choix pour le reste de l'étude.

II.4. Principaux standards OWC

La majorité des standards existants aujourd'hui pour les communications sans fil ont été élaborés pour les transmissions RF. Le premier standard établi pour l'optique est l'IrDA [69] [70] pour les communications courtes portées. Il date de 1993 mais a subi des évolutions [71] [72]. C'est ensuite en 2009 que le premier standard IEEE 802.15.7 est élaboré pour les VLC. Les évolutions de ce standard incluent désormais les longueurs d'onde infrarouge et l'ultraviolet ainsi que les communications par caméra (OCC « Optical Camera Communication ») [73]. En 2018 est aussi apparu un groupe de travail autour des communications dans le visible IEEE802.11bb qui vise aujourd'hui à intégrer le Li-Fi de sorte à ce qu'il soit interopérable avec les standards 802.11 du Wi-Fi [74]. Le standard se focalise sur la couche MAC, sachant que le médium IR présent dans la norme RF initiale était suspendu depuis 1997 [75]. Un autre groupe

de travail IEEE 802.15.13 spécifie aussi les communications optiques sans fils pour les longueurs d'ondes entre 10µm et 190 nm en multi-Gigabps [76]. Enfin, en dehors des normes IEEE, l'union internationale des télécommunications (ITU) travaille aussi sur un standard destiné aux communications optiques dans le visible en indoor, c'est le ITU-G.9991 (anciennement ITU G.VLC) [77].

Une présentation des différents standards et des évolutions est fournie dans [78] [79].

Le Tableau II-1 adapté de [78] résume la plupart des standards existants ou en projet pour les communications OWC en indoor, que nous détaillons dans la suite.

Tableau II-1 : Principaux standards OWC indoor

Standard	Année de début des travaux	Type	Statut	Contexte
IrDA	1993	Standard	Actif	IR point à point courte portée
IEEE 802.15.7-2011 IEEE 802.15.7-2018	2011	Standard Standard	Remplacé par -2018 Actif	OWC courte portée +communications par caméra
ITU G9991	2019	Standard	Actif	VLC haut débit
IEEE 802.15.13	2017	Projet	Actif	OWC multi Gbps, portée 200m
IEEE 802.11	1997	Standard	Actif mais couche physique 802.11IR suspendue	LAN RF et liens IR courte portée
IEEE 802.11bb	2018	Projet	Actif	Modification de la couche MAC 802.11 pour l'adaptation à l'optique et introduction d'une nouvelle couche physique

II.4.1. IrDA

En 1993, un consortium d'entreprises baptisé « Infrared Data Association (IrDA) » décide de créer un standard destiné aux systèmes de communication IR [69]. De cette initiative est née un standard visant à remplacer les connexions câblées : échanges de données avec les équipements de proximité tels que téléphones, ordinateurs, imprimantes, téléviseurs. Ainsi, le standard se limite aux communications point à point. Le standard IrDA impose des spécifications sur la couche physique (IrPHY) avec plusieurs variantes et sur la couche de liaison de données (IrDA Datalink ou IrLAP). Il propose des couches optionnelles pour les couches plus hautes (IrLMP pour la couche Link Management Protocol, les couches au-dessus allant jusqu'à l'interface application) comme décrit sur la Figure II-4.

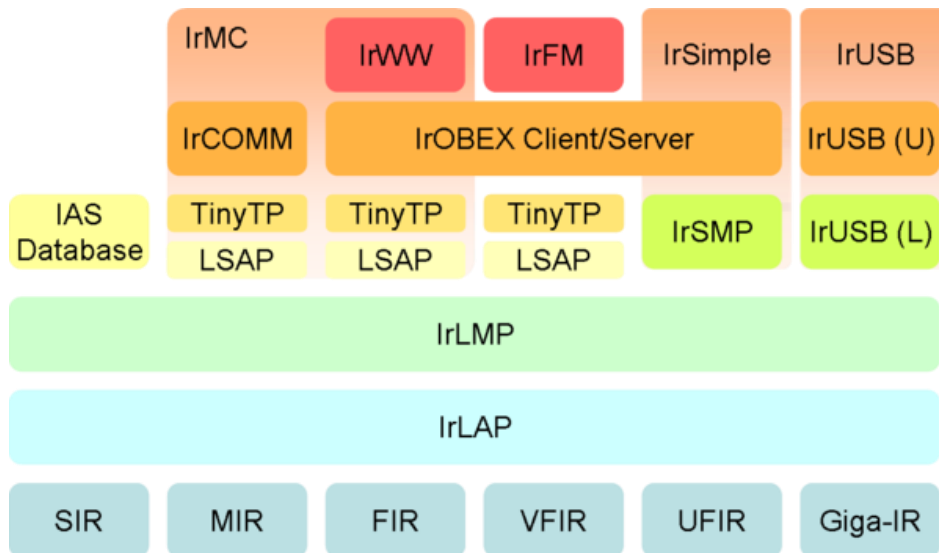


Figure II-4 : Spécifications du standard IrDA sur les différentes couches, IrPHY (couche 1) et IrLAP (couche 2) étant les 2 couches obligatoires, les autres sont des couches optionnelles du standard [80]

La couche physique IrPHY indique l'intervalle des longueurs d'onde conseillées : entre 850 nm et 900 nm. De plus il y a eu des évolutions des spécifications de la couche IrPHY au cours des années. La première version du standard (IrDA-1.0) ou SIR (Serial Infrared), émule un port série. Il possède les mêmes caractéristiques que le protocole série RS-232, et permet d'aller jusqu'à un débit de 115.2 kbps. Une version postérieure (IrDA-1.1) permet d'obtenir des débits jusqu'à 4 Mbps, correspondant alors aux groupes MIR (Medium Infrared) et FIR (Fast Infrared). Les versions IrDA-1.2 et IrDA-1.3 définissent un mode de fonctionnement à plus faible puissance pour des débits allant respectivement jusqu'à 115.2 kbps (SIR) et 4 Mbps (MIR et FIR). La version IrDA-1.4 permet d'atteindre des débits allant jusqu'à 16 Mbps : c'est le VFIR (Very Fast Infrared) tandis que les versions UFIR (Ultra Fast IR) et GigaIR permettent d'atteindre respectivement 96 Mbps et 1 Gbps [69] [71] [72]. Le Tableau II-2 résume les caractéristiques de ces différentes versions du standard couche physique.

Tableau II-2 : Les types d'IrPHY dans le standard IrDA

Couche IrPHY	Version du standard	Débit
Serial Infrared (SIR)	IrDA-1.0 et IrDA-1.2 (low power)	2.4 à 115.2 kbps
Medium Infrared (MIR)	IrDA-1.1 et IrDA-1.3 (low power)	0,576 et 1.152 Mbps
Fast Infrared (FIR)	IrDA-1.1 et IrDA-1.3 (low power)	4 Mbps
Very Fast Infrared (VFIR)	IrDA-1.4	16 Mbps
Ultra Fast Infrared (UFIR)	--	96 Mbps
Gigabit Infrared (Giga-IR)	--	512 Mbps et 1.024 Gbps

La montée en débit a pu être possible grâce à une évolution des modulations : tandis qu'il s'agissait de la plus simple « On-Off-Keying » (OOK) ou 2-PAM pour la version SIR, c'est ensuite la PPM qui a été choisie pour atteindre 4 Mbps dans la version FIR, associée à un codage en ligne RLL (« Run Length Limited ») : de type HHH (« Hurt Hassner Heise ») [81] dans la version VFIR, puis de type 8b10b dans les versions UFIR et GigaFIR afin d'obtenir un meilleur compromis entre efficacité en puissance et bande passante [72] [79].

En pratique, la plupart des circuits IrDA commercialisés aujourd'hui implémentent les versions SIR à FIR c'est-à-dire jusqu'à 4 Mbps avec les modulations OOK et PPM.

Afin de vérifier l'intégrité des données couche physique, l'IrDA utilise un code CRC (CRC-16 pour une vitesse de transfert de 1.152 Mbps et CRC-32 à 4 Mbps avec la PPM).

La spécification IrLAP [70] correspond à la couche 2 (liaison de donnée du modèle OSI) et vise à donner des méthodes pour la gestion de l'adressage, connexion, transferts de données et déconnexion. Les échanges fonctionnent sur le principe maître- esclave une fois le mode opérationnel établi. La spécification décrit la structure de la trame de communication, des paquets IR et de la méthode de détection d'erreur. Selon les différents schémas de couche physique, la structure de trame est différente et le code de détection d'erreur aussi. De plus, les échanges sont asynchrones pour la version SIR et synchrones pour les versions plus haut débits.

L'implémentation de la couche IrLAP correspond à des transmissions point-à-point et n'est donc pas adaptée aux transmissions utilisateurs telles que celles envisagées dans le contexte du projet ALC et de la thèse.

Néanmoins, les modulations PPM sont efficaces d'un point de vue énergétique et il sera intéressant de les étudier au vu des contraintes d'autonomie des casques.

II.4.2. IEEE 802.15.7

En janvier 2009, Samsung, Intel, Motorola et Siemens ont créé un groupe de travail dédié à la technologie VLC. Ce groupe de travail publie en 2011 le standard IEEE 802.15.7 [73] destiné aux communications multimédias courtes portées en optique sans fil. Les travaux de révision de ce standard incluent depuis la révision de 2015 les longueurs d'onde infrarouge et proche ultraviolet et se sont terminés en 2019 avec la publication du standard IEEE 802.15.7r1/m étendu aux systèmes de communication par caméra optique OCC (« optical camera communication ») qui ont la particularité d'utiliser les caméras des téléphones comme récepteur à la place des photodiodes (PD). Les classes d'utilisation envisagées sont : l'infrastructure, les objets mobiles et les véhicules [78].

La couche physique spécifie le fait que les systèmes peuvent être intégrés aux dispositifs d'éclairage en utilisant la bande des longueurs d'ondes [380 nm ;780 nm]. Elle comprend 6 spécifications : modes PHY I à PHY VI, chaque mode correspondant à une classe d'applications données avec modulations et débits différents comme résumé Tableau II-3. Les 3 premiers modes, PHY I, PHY II et PHY III étaient présents dans la première version du standard avant les communications OCC. Les modes PHY I et PHY II implémentent les modulations OOK et VPPM associées à un codage en ligne tandis que la PHY III est basée sur une modulation CSK. Les modes PHY IV, PHY V et PHY VI comportent 15 formats de modulation différents. Ils ont

été ajoutés pour l'OCC en tenant compte du fait qu'il puisse y avoir une ou plusieurs sources en émission et s'adapter en réception au capteur d'image.

Tableau II-3: Types de PHY dans le standard IEEE802.15.7

PHY	Application	DEBIT
PHY I	Outdoor - Bas débit	11,67 à 100 kbps (OOK / Manchester) 35,56 à 266,6 kbps (VPPM / 4b6b)
PHY II	Indoor - Débit moyen	1,25 à 5 Mbps (VPPM / 4b8b) 6 à 96 Mbps (OOK / 8b10b)
PHY III	Variation de couleurs	12 à 96 Mbps
PHY IV	TX : Sources ponctuelles et multi-sources RX : Photodiode ou Capteur d'images	Jusqu'à 22 kbps
PHY V	TX : Sources surfaciques (diffuses) RX : Capteur d'images	Jusqu'à 5,71 kbps
PHY VI	TX : Ecran ou affichage vidéo RX : Capteur d'images	Jusqu'à 512 kbps

Pour qu'un dispositif soit compatible avec la norme, il faut qu'il implémente au moins l'un des 6 modes. Quel que soit le mode implémenté, le dispositif doit être capable d'assurer la fonction de variation du niveau d'éclairage (« dimming »). Lorsqu'il s'agit de la modulation OOK (« PHY I et PHY II »), des bits de compensations à 0 sont insérés afin de garantir le dimming ce qui produit un débit réel transmis variable. La modulation VPPM (PHY I et PHY II) permet de produire un débit constant tout en assurant le dimming en ajustant la largeur du pulse. Pour les autres formats de modulations, le dimming peut être assuré en jouant à la fois sur l'ajout de bits de compensation, le rapport cyclique mais aussi l'amplitude du signal émis. Pour assurer la détection et correction d'erreurs, chaque mode PHY I à PHY VI propose l'utilisation de codes RS de différentes tailles, en les associant avec des techniques d'entrelacement et de poncturation [73].

Au niveau des spécifications couche liaison de données [73], la norme prévoit une structure de trame globale identique quel que soit le mode de la couche physique avec une entête MHR (MAC « Header »), une charge utile (« payload »), et un délimiteur de fin MFR (MAC « Footer »). Selon les modes, les différents champs de cette trame générale diffèrent et ne sont pas nécessairement utilisés. C'est le coordinateur qui active ou non les balises de ces différents champs selon la topologie du réseau. La norme définit quatre méthodes d'accès aléatoire : accès aléatoire avec intervalles de temps prévus (slotted) ou sans (non slotted), et accès multiple avec évitement de collision et détection de porteuse (CSMA / CA) avec intervalles de temps prévus ou non.

Trois types de transferts de données sont prévus par le standard :

- Entre un coordinateur et un élément qui transmet des données
- Entre un coordinateur et un élément qui reçoit des données
- Entre deux éléments identiques émetteurs / récepteurs

Selon les différentes topologies du réseau, comme décrites sur la Figure II-5, les types de transferts correspondant peuvent avoir lieu ou non. Par exemple la topologie « peer to peer » supporte les 3 types de transfert (chacun des 2 éléments peut devenir coordinateur à tour de rôle), tandis que les topologies en étoile (« star ») et broadcast ne supportent que les 2 premiers transferts. Dans le cas où la fonction d'illumination est requise, le support est assuré en absence de transfert de données, dans les états d'attente ou de réception.

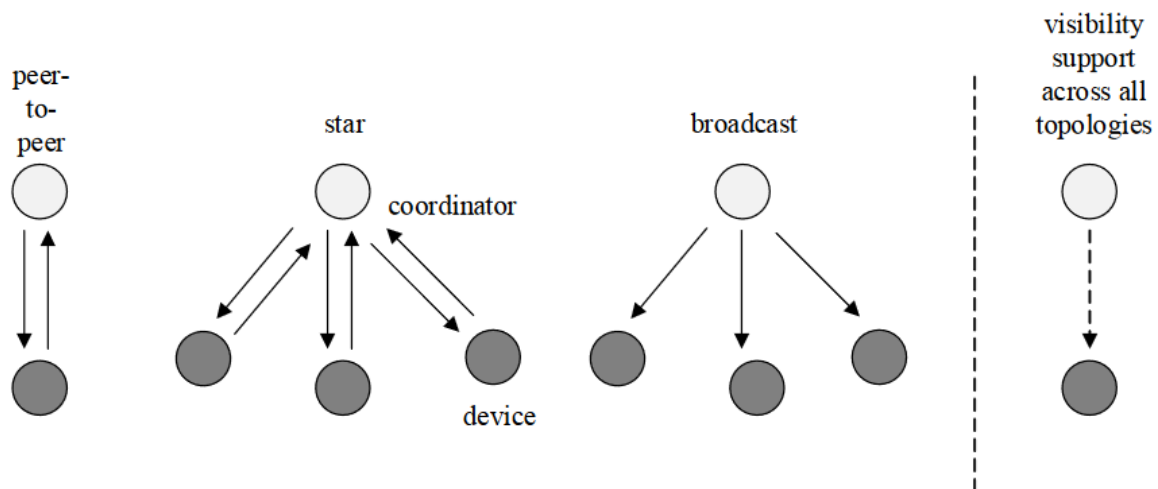


Figure II-5: Topologies des réseaux IEEE 802.15.7r1.m [73]

II.4.3. IEEE 802.11 et IEEE 802.11bb

Le standard IEEE 802.11 publié en 1997 concerne les spécifications couches PHY et MAC des réseaux sans fil locaux et incluait le cas d'utilisation de l'IR pour la couche physique avec deux formats de modulations : 16-PPM et 4-PPM [75]. Ce standard sera négligé face au succès du standard IEEE802.11 RF qui constitue le Wi-Fi. Face à l'intérêt grandissant pour les systèmes de communication OWC ces dernières années, un nouveau standard IEEE 802.11bb est en cours de normalisation depuis 2017 pour introduire les changements nécessaires au niveau MAC.

Le groupe de travail IEEE802.11 light communications amendment - Task Group "bb" [74] a pour objectif d'intégrer des spécifications de communication par la lumière (Li-Fi) aux standards IEEE802.11, dans le but de les rendre interopérables avec l'IEEE802.11ax et l'IEEE802.11a/b/g/n. Cette interopérabilité a pour but de faciliter son adoption par le grand public avec comme cas d'usage entreprises, maisons, industries. Le groupe de travail prévoit d'adapter les spécifications de la couche PHY et de la sous-couche MAC de la couche liaison de données du standard IEEE802.11.

Au niveau de la couche physique, le standard prévoit l'utilisation de l'intervalle des longueurs d'onde [380 nm ; 5000 nm] et propose dès à présent l'utilisation de l'OFDM adapté à l'optique

tout en continuant les discussions sur la couche PHY [82]. Chacun des modes de fonctionnement devra être capable d'assurer un débit minimal de 10 Mbps pour un lien seul et au moins un mode de fonctionnement devra assurer un débit de 5 Gbps. De plus, une attention est portée sur l'interopérabilité entre les différentes sources lumineuses ayant différentes largeurs de bande.

Au niveau de la couche liaison des données, le standard consiste à apporter des ajustements concernant la méthode HCF (« hybrid coordination function ») utilisée pour la méthode d'accès au canal CSMA/CA dans la norme IEEE802.11e, la coexistence et la détection de OBSS (« overlapping basic service set ») et l'adaptation des modes relatifs à la gestion de la puissance afin de tenir compte des spécificités liées au canal optique [74].

Etant donné que les travaux de standardisation sont encore en cours, il n'est pas possible d'avoir ces spécifications en détail à l'heure actuelle.

II.4.4. IEEE 802.15.13

Le groupe de travail en charge de développer le standard IEEE 802.15.13 Multi-Gigabps optical wireless communications Task Group (TG13) [76] a débuté ses travaux en 2017. Il travaille sur la spécification d'une couche physique (PHY) et de la sous-couche MAC de la couche DLL.

L'intervalle des longueurs d'ondes utilisées est [10 μm ; 190 nm]. Le standard est prévu pour être capable de fournir des débits allant jusqu'à 10 Gbps et d'avoir une portée de 200 mètres en visibilité directe avec variations des conditions du canal.

Le standard prévoit des communications point à point, ainsi que des communications point à multipoints avec ou non un nœud coordinateur. Le mode de fonctionnement point à multipoints est similaire à celui d'une station de base avec des utilisateurs dans une communication cellulaire, la connectivité devant être maintenue dans la couverture du coordinateur et en tenant compte du handover lors du passage dans la couverture du coordinateur adjacent.

Le groupe TG13 prévoit de spécifier les couches PHY et MAC inspirées de celles du standard IEEE 802.15.7r1/m.

II.4.5. ITU G.9991

Le standard ITU-G.9991 (anciennement ITU G.VLC) a été publié en 2019 [77]. Il spécifie l'architecture du système, la couche physique (PHY) et la couche de liaison de données pour un émetteur-récepteur destiné aux systèmes de communications par optique sans fil à haut débit en indoor.

Au niveau de la couche physique, le standard prévoit l'utilisation des longueurs d'onde en lumière visible [380 nm ; 780 nm] et IR [800 nm ; 1675 nm]. Trois schémas sont possibles : voies montante et descendante dans le visible, dans l'infrarouge, ou la voie descendante en visible et voie montante en infrarouge. De plus, il est possible d'utiliser pour la voie montante un autre moyen de communication comme par exemple les ondes RF. Pour le reste des spécifications de la couche physique, le standard offre la possibilité d'utiliser celles de la couche physique ITU-T G.9960 (standard relatif aux réseaux filaires) [83] ou une adaptation basée sur l'ACO-OFDM qui permet d'assurer un signal réel et positif ce qui est plus adapté pour le

dimming. De plus, un codage correcteur d'erreur dont le rapport est paramétrable est utilisé pour assurer l'intégrité des paquets transmis.

Différentes topologies sont possibles : point à point, point à multipoints (étoile), mais aussi multipoint à multipoints, mode relai et topologie centralisée. Selon la topologie, il peut y avoir un ou plusieurs nœuds maîtres avec dans ce cas un nœud maître global. L'accès au canal est régulé par le nœud maître.

II.5. Éléments des standards adaptés au contexte de l'étude

Nous avons présenté les principales normes existantes ou en cours de normalisation concernant l'optique sans fil, et plus particulièrement les spécifications au niveau de la couche physique et couche liaison de données. Comme on a pu le voir, des points communs existent entre les différentes spécifications.

II.5.1. Couche physique

On retrouve notamment au niveau de la couche physique l'utilisation des modulations OOK, PPM (L-PPM, V-PPM) ou OFDM (DCO-OFDM et ACO-OFDM), ainsi que l'utilisation de codes détecteur ou correcteurs d'erreurs permettant d'indiquer l'intégrité ou non des informations transmises à la couche supérieure.

1. Modulation OOK

L'OOK est le format de modulation d'amplitude le plus simple et le plus basique, à deux niveaux. C'est donc une modulation binaire, avec le temps symbole : $T_s = T_b$ (temps bit).

Il existe plusieurs variantes de l'OOK, comme représenté sur la Figure II-6 [84] :

- Non-retour à zéro (NRZ) OOK : NRZ-OOK : un '0' correspond à aucun signal transmis, un '1' est traduit par la présence du signal pendant la durée du temps bit T_b .
- Retour à zéro (RZ) OOK : RZ-OOK : un '0' correspond à aucun signal, un '1' est traduit par la présence du signal pendant une fraction de la durée de T_b .
- Manchester OOK : un '0' et un '1' sont tous les 2 traduits par la présence du signal pendant une fraction de la durée du temps bit T_b mais sur des créneaux temporels différents.

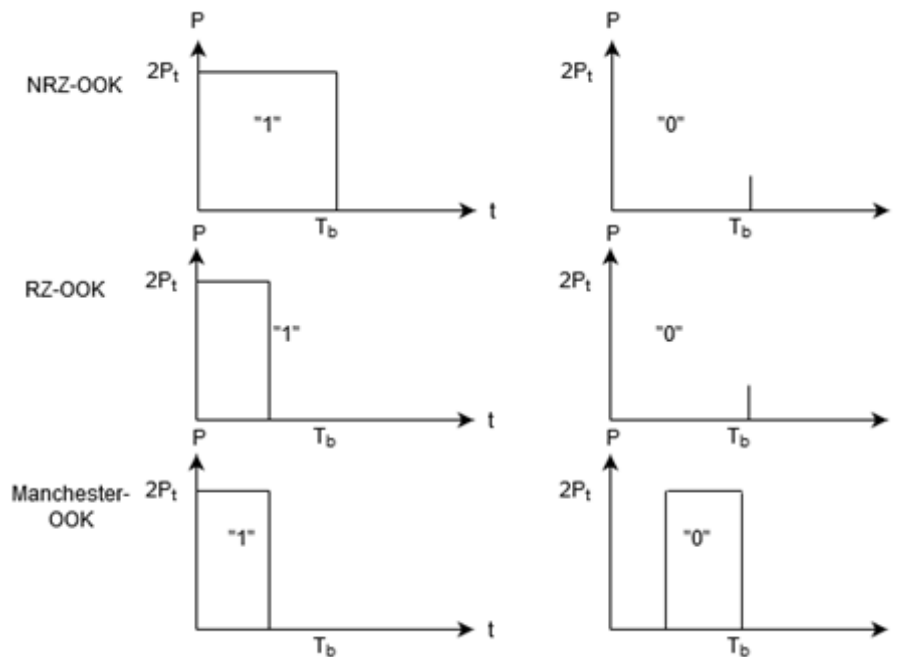


Figure II-6 : Illustration des signaux NRZ-OOK, RZ-OOK et Manchester -OOK

Du fait de l'absence de signal lors de la transmission d'un '0', les variantes RZ-OOK et NRZ-OOK provoquent le phénomène de scintillement accentué par de grandes séries de '1' et de '0' consécutives.

Une approche pour réduire ce phénomène consiste à utiliser un codage en ligne tel que le codage de Manchester-OOK où quel que soit le bit transmis, il y a toujours une information lumineuse. Parmi les autres codes en lignes couramment utilisés pour l'optique on peut citer le 8b10b ou les codes HHH [81] [85] [86].

L'OOK est un format de modulation qui possède une faible efficacité spectrale mais une bonne efficacité énergétique. Sa simplicité de mise en œuvre et sa faible consommation d'énergie sont ses principaux avantages. C'est pour cette raison qu'il sera étudié comme référence de base dans la thèse.

1. Modulation PPM (Pulse position modulation)

La modulation L-PPM consiste à associer à chaque symbole représentant M bits, l'une des $L = 2^M$ positions de durée T_p , durant le temps symbole $T_s = MT_b$. Pour chaque symbole une impulsion est ainsi émise à une certaine position pendant T_p et rien dans les autres intervalles. L'amplitude et la durée du pulse sont constantes pour chaque symbole.

Lorsque $L = 2$, c'est une modulation binaire ($M = 1$) et le pulse est situé par exemple dans la partie de gauche du temps pulse pour un '1' émis, et dans la partie de droite pour un '0'. Lorsque M augmente, cela augmente l'efficacité spectrale de la modulation. La Figure II-7 illustre le

principe de la 4-PPM avec $M = 2 \text{ bits}$ et donc $L = 2^2 = 4$ positions. On a alors $T_s = 4T_p = 2T_b$.

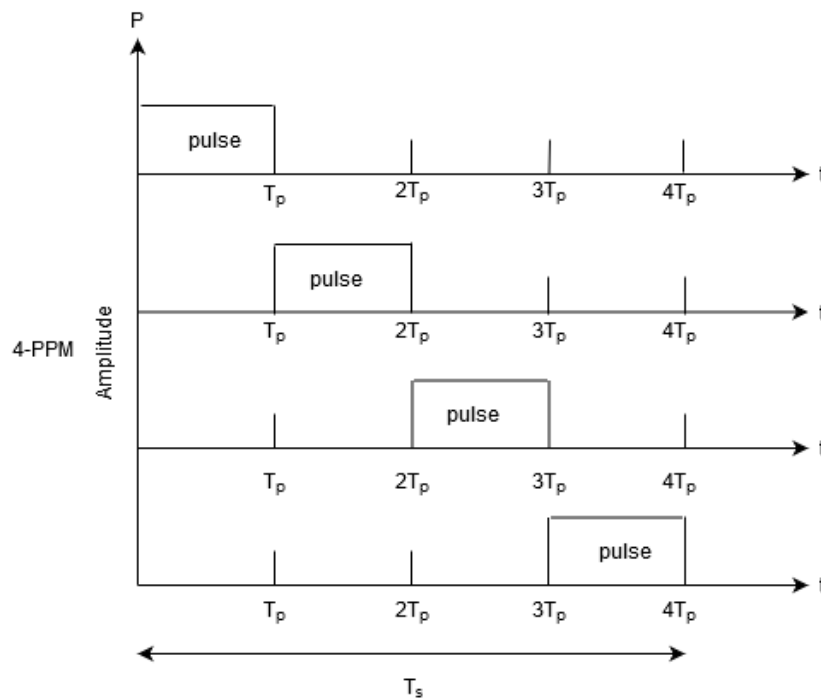


Figure II-7: Illustration de la modulation 4-PPM

Une variante de la PPM est la V-PPM dont le principe repose sur la variation du rapport cyclique. Le contrôle de la largeur du rapport cyclique permet d'éviter le phénomène de scintillement [87]. La Figure II-8 illustre le principe du format V-PPM sur un format binaire, où le bit '1' occupe la partie gauche du temps bit et le '0' la partie droite. Dans l'exemple, $T_b = T_s$, et $T_p = \alpha T_b$, avec α le rapport cyclique variable.

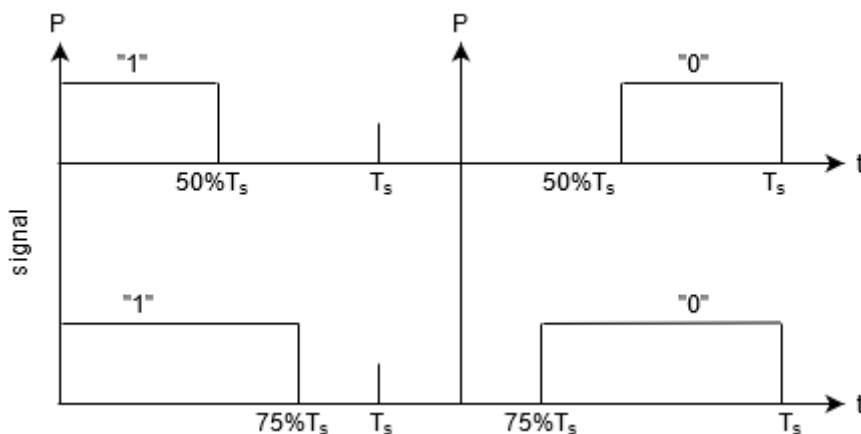


Figure II-8: Illustration de la modulation V-PPM

Le format de modulation PPM est indiqué dans les systèmes OWC à cause de leur faible impact sur la consommation énergétique [58]. On considèrera donc les performances de ce schéma de modulation pour la connectivité des casques des pilotes, vu la contrainte d'autonomie.

2. Modulations multi porteuses : DCO-OFDM et ACO-OFDM

Les modulations multi-porteuses ont été mises en œuvre initialement en RF pour les canaux multi trajets sélectifs en fréquence où les phénomènes d'IES sont présents. En effet, les formats de modulations basés sur la répartition en fréquence associée à une pondération du gain en réception afin de compenser les effets variables d'une bande de fréquence à une autre sont particulièrement adaptés. Le principe général consiste donc à répartir le signal transmis sur différentes fréquences. Le flux binaire à transmettre est d'abord mis en forme en suivant des formats de modulation M-aires tels que : BPSK, QPSK, M-QAM avant d'être émis sur N porteuses. Chaque sous-porteuse a une bande passante $B_N = B/N$, si on dispose d'une bande passante du canal égale à B . L'occupation de la bande passante par le signal émis est illustré sur la Figure II-9:

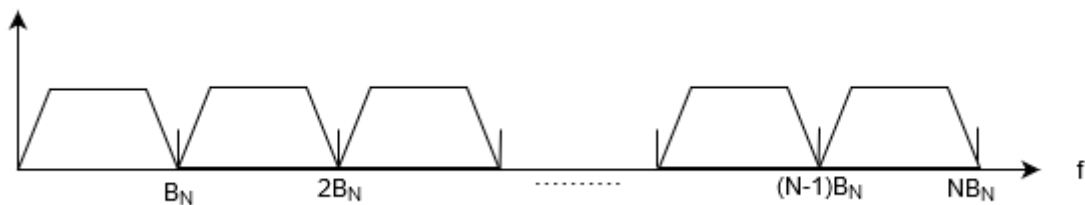


Figure II-9: Illustration de l'occupation de la bande passante par une modulation multi-porteuse sans recouvrement

Afin que les canaux soient orthogonaux, c'est-à-dire que l'action sur l'un n'impacte pas les autres, il est nécessaire qu'ils soient suffisamment espacés en fréquence, mais cela a pour limite de ne pas optimiser l'utilisation de la bande passante.

Le format de modulation OFDM répond à cette limitation en optimisant l'utilisation de la bande passante par l'introduction d'un recouvrement entre les bandes des porteuses comme illustré Figure II-10. La répartition de la bande passante en sous-porteuses est réalisée en utilisant une transformée de Fourier [88].

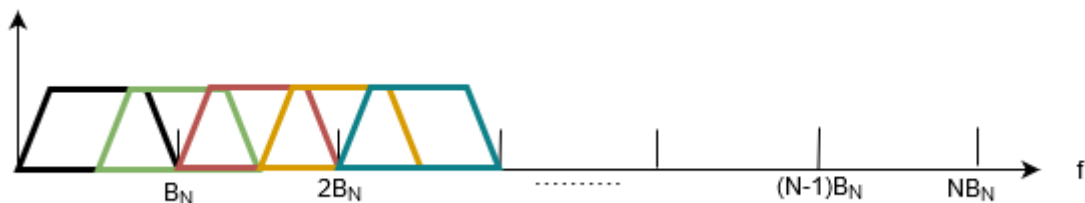


Figure II-10: Illustration de l'occupation de la bande passante par une modulation multi-porteuses avec recouvrement

L'OFDM envisagée en RF possède des symboles qui peuvent être complexes et négatifs. Les signaux transmis dans les systèmes OWC étant basés sur des modulations d'intensité, ils

doivent être réels et positifs. Les deux formats de modulation OFDM adaptés à l'optique et généralement cités sont [89]:

- « Direct current biased optical OFDM »: DCO-OFDM

La modulation DCO-OFDM est un format qui permet de moduler le signal en intensité de façon bipolaire autour d'une valeur constante en utilisant la plage de fonctionnement de la source optique, classiquement une diode électroluminescente (LED). Le signal est rendu réel en appliquant une symétrie hermitienne puis une transformée de Fourier inverse (« inverse fast fourrier transformation » : IFFT), à la suite de laquelle on applique un signal d'offset constant avant le passage du numérique à l'analogique.

En utilisant une symétrie hermitienne sur N sous-porteuses, uniquement la moitié contient les symboles utiles et l'autre moitié contient leurs conjugués. La conséquence de cette transformation est la réduction de l'efficacité spectrale par rapport à l'OFDM classiquement utilisée en RF.

Si une partie du signal est toujours négative après l'ajout de l'offset, on s'assure de la rendre nulle en écrêtant le signal (clipping). Cette opération ajoute du bruit généralement nommé clipping noise [90] sur la chaîne de transmission.

- «Asymmetrically clipped optical OFDM » : ACO-OFDM

L'ACO-OFDM module le signal en intensité en codant à la suite de la transformée hermitienne, les symboles utiles sur les porteuses impaires et un signal constant sur les porteuses paires, ce qui assure la positivité du signal [91]. Bien que cette approche permette de rendre les symboles réels, elle a pour effet de réduire son efficacité spectrale.

L'ACO-OFDM a une efficacité spectrale moindre comparativement à la DCO-OFDM [91] [92] du fait de l'utilisation unique des porteuses impaires pour transporter les données utiles. Cependant, l'offset utilisé en DCO-OFDM augmente le niveau de consommation énergétique donc augmente son impact sur la consommation énergétique.

Ces deux adaptations pour l'optique de l'OFDM sont envisagées dans les futurs standards. Cependant, ils impliquent une complexité de mise en œuvre et une consommation plus importante que les formats plus basiques tels que l'OOK et la PPM [93]. Ceci est un point important dans le contexte des casques devant être portés incluant alors une batterie dont le poids et les performances imposent des contraintes.

II.5.2. Couche MAC

Concernant la couche d'accès, on retrouve parmi les différents standards multi-utilisateurs des topologies similaires, avec classiquement un maître qui gère l'accès au canal. La topologie du réseau pour le projet (4 casques et 1 point d'accès) correspond à un réseau en étoile avec un accès aléatoire au medium. La méthode CSMA/CA est la méthode la plus adaptée au contexte puisque c'est celle qu'on retrouve dans la majorité des standards et qu'elle possède une méthode d'implémentation basique et efficace.

Le standard IEEE 802.11e comporte différentes variantes de la méthode CSMA/CA :

- La fonction de coordination distribuée DCF (« Distributed Coordination Function »), qui améliore la méthode CSMA/CA en se basant sur un ralentissement aléatoire après chaque trame (« backoff ») pour éviter les collisions.
- La fonction de coordination par point PCF (« Point Coordination Function ») permettant d'accéder au canal sans contention et de manière équitable.
- La fonction de coordination hybride HCF qui est un intermédiaire entre DCF et PCF et permet ainsi une qualité de service améliorée avec 2 modes de fonctionnement : le mode EDCA (« Enhanced Distributed Channel Access ») qui définit quatre niveaux de priorité pour l'accès au canal (version améliorée du DCF) et le mode HCCA (« HCF Controlled Channel Access ») avec contrôle d'accès pour la durée et régularité des transmissions (version améliorée du PCF).

La méthode PCF n'a jamais été adoptée en pratique, ni le mode HCCA qui en est la version améliorée. Ainsi, dans le cadre du projet, on se focalisera sur la méthode de base DCF puisqu'on n'a pas de gestion de trafic de priorités différentes.

II.6. Conclusions

Dans le but de fournir une solution au plus proche des normes existantes ou à venir, il est intéressant de se focaliser plus particulièrement sur les éléments de la norme IEEE802.11 dont découlera la IEEE802.11bb. Comme nous l'avons vu, les spécifications de la couche physique et liaison de données ne sont pas encore complètement définies.

Concernant la couche physique, le format de modulation de la norme IEEE802.11 pour le Wi-Fi est l'OFDM mais en pratique son adaptation pour l'optique, n'est pas le format le plus simple à mettre en œuvre ni le plus économe en énergie. L'autonomie des casques audio étant un critère important comme envisagé dans le projet ALC, nous nous focaliserons par la suite sur les formats de modulation OOK et PPM qui font partie des standards (IEEE802.15.7, IrDA et IEEE802.11.IR). Par rapport à la partie codage de canal on se limitera à considérer dans l'étude présentée que cela permet de réduire le taux d'erreur binaire de la transmission et on ne présentera donc pas en détail les codes pouvant être mis en place dans la chaîne.

Concernant la couche liaison de données, dans le cadre du projet ALC, nous avons un réseau avec une topologie en étoile avec un point d'accès (AP) et des nœuds utilisateurs (casques audio) dans le cockpit. Afin de rendre les casques interopérables, il faut implémenter une méthode d'accès au canal spécifiée dans les standards. Mais étant donné que les travaux de standardisation sont encore en cours, il n'est pas possible d'avoir les spécifications précises en particulier pour IEEE802.11bb. Cependant, la méthode CSMA/CA est la méthode d'accès au canal de base de l'IEEE802.11 avec lequel l'IEEE802.11bb sera compatible. C'est pourquoi on a fait le choix de l'étudier dans la suite, plus particulièrement le mécanisme de base DCF.

La chaîne de communication par optique sans fil à concevoir est divisée en deux parties : numérique et analogique. Dans le chapitre suivant, nous nous intéressons à la partie analogique, plus précisément aux caractéristiques physiques des émetteurs-récepteurs optiques, et à la caractérisation du canal optique dans le cockpit.

Chapitre III. Étude des liaisons optiques à l'intérieur du cockpit

III.1. Introduction

La qualité d'un système de communication dépend des caractéristiques de l'émetteur et du récepteur et du comportement des liaisons qui interagissent avec l'environnement pour les relier. L'objectif de ce chapitre est d'étudier les spécificités des liaisons optiques sans fil entre des émetteurs et récepteurs situés d'une part sur les casques audio portés par les pilotes d'un avion de ligne et d'autre part au plafond d'un environnement particulier, le cockpit d'un avion AIRBUS A350.

Le chapitre débute par la définition des caractéristiques principales des émetteurs et récepteurs optiques. Dans le contexte d'un environnement indoor, les liaisons peuvent s'établir en direct ou après réflexions sur les surfaces. Ces deux types de liaison sont ensuite définis à partir de la modélisation bande de base du système introduisant la réponse impulsionnelle et le bruit. L'étude du canal de communication dans le contexte du cockpit avec quatre membres d'équipage est ensuite menée avec un objectif d'optimisation de la liaison en terme de gain optique, c'est à dire le rapport entre les puissances reçues et émises. L'accent est mis sur la détermination de la directivité optimale des sources optiques pour assurer la robustesse des liaisons face à l'environnement spécifique, à la présence des pilotes et de leurs mouvements éventuels.

III.2. Émetteur et Récepteur optiques

La transmission par optique sans fil peut être modélisée comme une transmission en bande de base, impliquant d'utiliser une modulation d'intensité et une détection directe (IM/DD) [58].

Les conséquences sont l'interdiction de transmettre des signaux complexes à l'émetteur et d'imposer du côté du récepteur, une sortie toujours réelle.

Différents circuits et composants en émission et réception sont utilisés au niveau de la couche physique (PHY) pour transformer les informations numériques en signaux optiques et inversement. On peut distinguer deux catégories :

- Les circuits électroniques dédiés au traitement numérique selon certaines spécifications et standards, appelés modulateurs et démodulateurs.
- Les circuits et composants électroniques et optoélectroniques constituant les chaînes analogiques pour transformer les informations numériques en signaux optiques et inversement, appelés émetteurs et récepteurs. Dans ce paragraphe, nous présentons les caractéristiques principales de ces circuits et composants pour la transmission dans le domaine infrarouge.

III.2.1. Émetteurs

Dans un système de transmission IM, l'intensité de la lumière émise par l'émetteur varie en fonction des caractéristiques du signal électrique de modulation. Un émetteur optique est constitué d'une antenne et d'un circuit électronique de commande (« driver ») chargé de contrôler le niveau de luminosité (puissance) émis (Figure III-1). L'antenne dans les systèmes

de communication par optique sans fil est généralement une diode laser (« Laser Diode » : LD) ou une diode électroluminescente (« Light Emitting Diodes » (LED)).

Les LD très directives, sont indiquées dans les applications point à point impliquant généralement des hauts débits comme dans le cas des communications en espace libre sur de longues distances (FSO) [94].

Les LED sont moins directives et leurs prix relativement faibles ont favorisé leur grande expansion. Elles sont plutôt utilisées dans les applications OWC de communications plus courte portée en indoor que ce soit en infrarouge ou en visible.

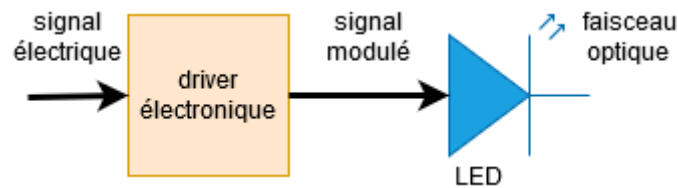


Figure III-1: Illustration simplifiée de l'émetteur

Nous nous intéresserons uniquement aux LED IR dans ce document.

Les LED IR sont des composants semi-conducteurs électroniques dopés avec différents matériaux généralement associés à l'Arsénure de Gallium (GaAs) [95]. Elles transforment un courant électrique en rayonnement lumineux IR dans la gamme des longueurs d'onde allant de 700 nm à 1000 nm.

Le diagramme de rayonnement, la puissance rayonnée et sa répartition spectrale sont alors parmi les principales caractéristiques de la source optique.

1. Diagramme de rayonnement

Le diagramme de rayonnement caractérise la distribution angulaire de l'intensité émise par la LED. Contrairement aux lasers qui émettent un faisceau lumineux étroit et confiné, les LEDs ne sont pas des sources ponctuelles car elles ont une surface finie. Cependant, cette surface étant souvent très faible pour la plupart des LEDs utilisées en indoor, elles sont classiquement assimilées à des sources ponctuelles, dont le diagramme de rayonnement est souvent approximé par celui d'un Lambertien généralisé [96]. Pour un diagramme Lambertien l'intensité lumineuse rayonnée par unité d'angle solide I_e ($mW \cdot sr^{-1}$) s'exprime selon la relation :

$$I_e(\varphi) = I_0 \cos^m(\varphi) \quad (3.1)$$

φ est l'angle d'irradiance par rapport à la normale à la source, comme représenté sur la Figure III-2.

$I_0(mW \cdot sr^{-1})$ est l'intensité maximale dans l'axe pour $\varphi = 0$.

Le nombre m représente l'ordre Lambertien de la directivité. Il dépend de l'angle à mi-puissance $\varphi_{1/2}$ correspondant à l'angle pour lequel on a la moitié de l'intensité rayonnée. Il est relié à $\varphi_{1/2}$ par :

$$m = \frac{-\ln(2)}{\ln(\cos(\varphi_{1/2}))} \quad (3.2)$$

On remarque que plus m est petit et moins la source est directive et inversement. Par exemple, pour $\varphi_{1/2} = 60^\circ$ on a $m = 1$ alors que pour $\varphi_{1/2} = 10^\circ$ on a $m = 45$.

La Figure III-3 illustre le diagramme de rayonnement pour différentes valeur de m .

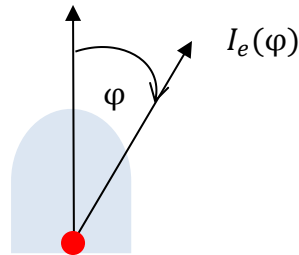


Figure III-2: Intensité lumineuse rayonnée $I_e(\varphi) = I_0 \cos^m(\varphi)$

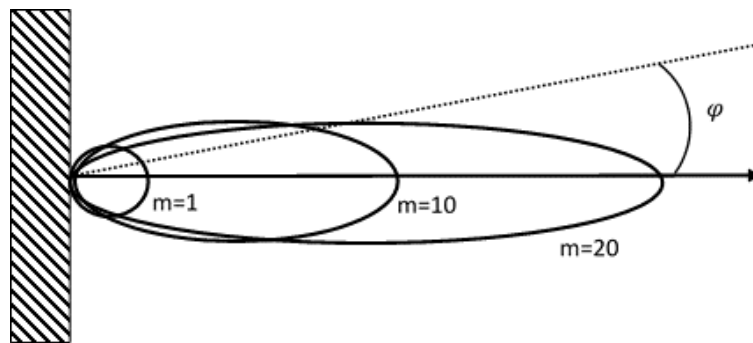


Figure III-3: Illustration d'un diagramme de rayonnement Lambertien pour différentes valeurs de m .

A titre d'exemple, la Figure III-4 représente le diagramme de rayonnement de la LED *SFH4546* que nous utilisons par la suite [97]. On remarque que celui-ci n'est pas parfaitement Lambertien et possède une forme particulière. Néanmoins, on note que $\varphi_{1/2} = 20^\circ$.

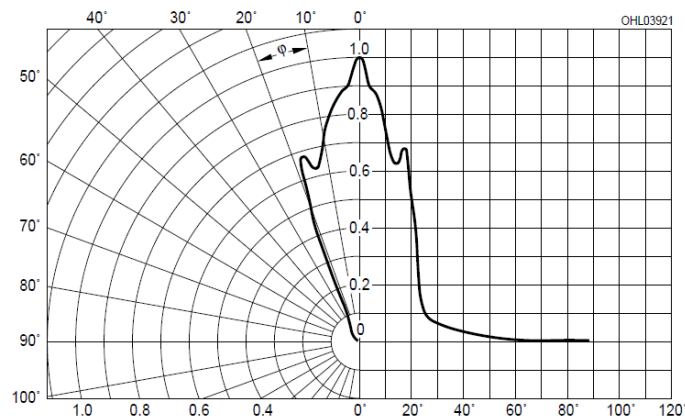


Figure III-4: Diagramme de rayonnement de la LED *SFH4546* [97]

2. Puissance rayonnée

La puissance est une spécification essentielle d'un système de communication, dans notre cas en termes d'autonomie énergétique des casques audio et de sécurité oculaire pour les pilotes. L'objectif sera donc de minimiser la puissance à émettre tout en assurant la qualité des communications.

Le niveau de puissance émis par la LED dépend de l'angle à mi-puissance et de la longueur d'onde.

La puissance rayonnée $P_t(W)$ peut s'obtenir par [25]:

$$P_t = 2\pi \int_0^{\frac{\pi}{2}} I(\varphi) \sin(\varphi) d\varphi = \frac{2\pi I_0}{(m+1)} \quad (3.3)$$

Cette équation montre que pour obtenir un certain niveau de puissance (imposé par la norme par exemple), la valeur de l'intensité rayonnée maximale I_0 doit être d'autant plus grande que la directivité de la LED est faible (que l'ordre est élevé).

D'autre part, lors de l'irradiation du corps humain avec de la lumière infrarouge sur une période définie, différents tissus (tels que la peau ou les yeux) sont affectés de différentes manières. Pour les équipements laser, la norme de base est IEC 60825-1[98], pour les lampes et les LED, c'est IEC62471 [99], que nous considérons dans ce document.

Les limites d'exposition au rayonnement infrarouge pour l'œil nécessitent de connaître la luminance (« radiance » en $W.m^{-2}.sr^{-1}$) et l'éclairement total (« irradiance » en $W.m^{-2}$) mesuré aux positions de l'œil de la personne exposée. La norme IEC-62471 pour l'IR entre 760 et 1400 nm impose en particulier des limites pour éviter tout risque, concernant :

- L'exposition aux risques de rayonnement infrarouge pour la cornée ; la norme impose un éclairement maximal $E_e = 100 W.m^{-2}$ pour une exposition supérieure à 1000s. Cela correspond à une intensité rayonnée $I_e = 4 W/sr$ avec la condition de mesure standard à la distance $d=0,2m$ ($I_e = E_e \times d^2$).
- L'exposition aux risques thermiques rétiniens ; pour le groupe de risque le plus contraint, la luminance est limitée : $L_{IR} \leq 6000 / \alpha [W.m^{-2}.sr^{-1}]$ pour une exposition supérieure à 1000s à une distance $d = 0,2 m$; α est un angle (« angular subtense») compris entre 0,011rad et 0,1rad. Une valeur approchée de L_{IR} peut être obtenue à partir de la notice technique en utilisant un facteur de pondération pour la longueur d'onde utilisée $\lambda=940nm$ ($R(\lambda)=0.331$) [100].

Si ces limitations ne sont pas respectées, les systèmes sont alors classifiés selon différents groupes comme présenté sur le Tableau III-1 [25], [101].

Tableau III-1: Classes de risque – IEC-62471

Classe de risque	Limitation
Risk Group 1 (low risk)	$E_e < 570 \text{ W.m}^{-2}$ pour une exposition supérieure à 100s $L_{IR} \leq 6000 / \alpha [\text{W.m}^{-2}.\text{sr}^{-1}]$ pour une exposition supérieure à 100s NOTICE (le système n'a pas d'effet biologique en conditions normales d'utilisation)
Risk Group 2 (moderate risk)	$E_e < 3200 \text{ W.m}^{-2}$ pour une exposition supérieure à 10s $L_{IR} \leq 6000 / \alpha [\text{W.m}^{-2}.\text{sr}^{-1}]$ pour une exposition supérieure à 10s CAUTION (le système peut avoir un effet biologique)
Risk Group 3 (high risk)	Si une des limitations du groupe 2 n'est pas respectée WARNING (le système a un effet biologique)

La répartition spectrale de la puissance est un élément important indiquant pour une LED donnée, la longueur d'onde centrale à laquelle la puissance rayonnée est maximale. Le niveau de puissance décroît de part et d'autre au fur et à mesure qu'on s'éloigne de cette longueur d'onde. C'est une information importante pour éviter les interférences lorsque plusieurs LEDs à différentes longueurs d'onde sont utilisées dans un système de communication.

La Figure III-5 représente un exemple de la répartition spectrale de la puissance centrée autour de $\lambda = 940 \text{ nm}$ pour la LED *SFH4546* [97]. On remarque qu'on retrouve encore 50% de l'intensité maximale entre 924nm et 970nm environ, ce qui permet de déterminer l'intervalle de longueur d'onde à ne pas utiliser si on veut éviter les interférences avec d'autres systèmes.

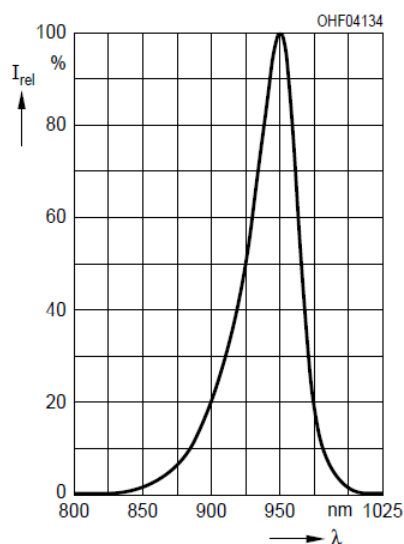


Figure III-5: Répartition spectrale de la puissance de la LED *SFH4546* autour de $\lambda=940 \text{ nm}$ [97]

3. Circuit de commande de la LED

Pour contrôler l'émission de la puissance optique, différents types de circuits sont utilisés selon le type de commande, en continu ou en commutation.

La Figure III-6 montre le schéma le plus basique pour la commande de diodes électroluminescentes en mode DC : une source de tension constante (V_s) est connectée via une résistance de limitation de courant (R_s) à une LED pour qu'elle soit alimentée en courant direct

(I_F) proportionnel à l'intensité rayonnée. La Figure III-7 représente l'intensité lumineuse normalisée émise I_e en fonction du courant I_F traversant la LED pour la diode *SFH4546*. On remarque que la relation est proportionnelle et quasi linéaire.

Or, la tension directe (V_F) de la LED et le courant I_F sont liés par une loi exponentielle comme illustré sur la Figure III-8 pour la diode *SFH4546* (V_F est approximée par une tension constante lors du réglage de R_S). En fonction de la température, V_F peut varier ce qui affecte le point de fonctionnement de la LED et peut donc introduire des fluctuations de courant.

Pour commander la diode en mode commutation (« On-Off ») une sortie logique CMOS ou TTL peut être appliquée via la résistance série. Dans ce cas, on utilise également un tampon (« buffer ») car il peut fournir plus de courant que les broches des circuits intégrés logiques (Figure III-9).

Dans le cas de courants élevés, il est préférable d'utiliser des transistors comme illustré sur la Figure III-10 où le courant dans la LED est contrôlé par la tension d'entrée du circuit (V_{in}) (le courant est le rapport de V_{in}/R_S) [102]. C'est ce type de circuit qui sera utilisé par la suite, pour la réalisation du front-end d'émission dans le chapitre V.

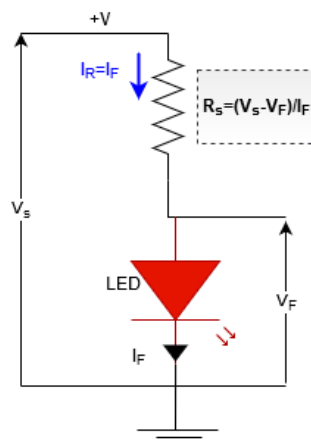


Figure III-6 : Illustration résistance R_S de protection d'une LED

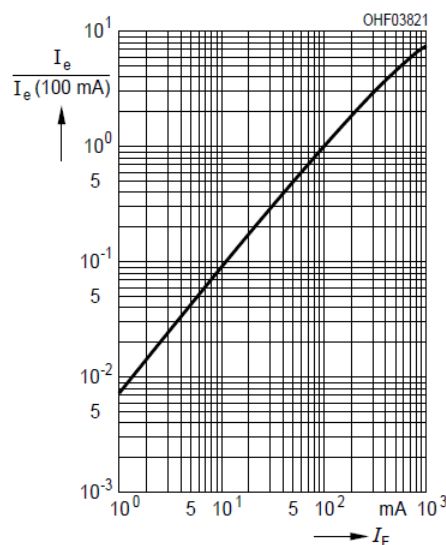


Figure III-7: Intensité normalisée I_e (mW/Sr) en fonction du courant de polarisation I_F (mA) *SFH4546* [97]

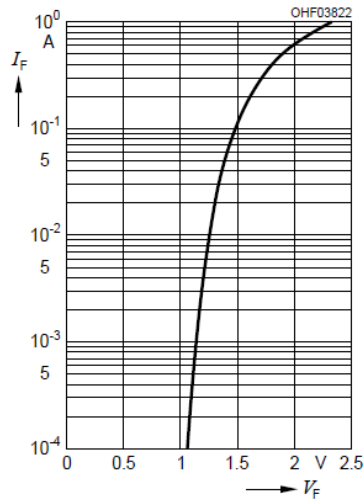


Figure III-8: I_F en fonction de V_F SFH4546 [97]

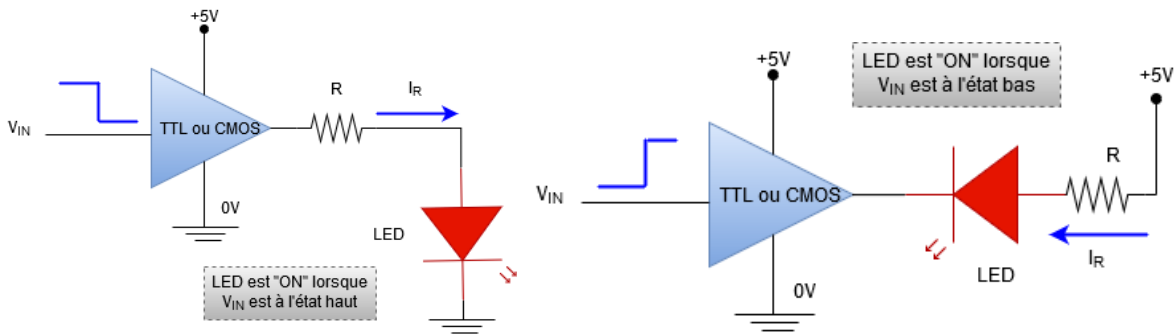


Figure III-9: Exemple de circuit de commande avec une sortie TTL ou CMOS du modulateur [103]

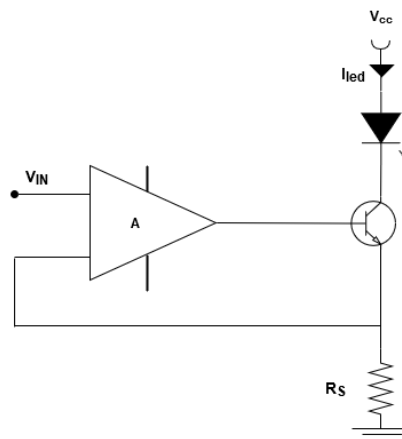


Figure III-10: Exemple de circuit de commande avec un amplificateur [102]

Le temps de commutation de la LED est également une caractéristique importante pour les performances de l'émetteur. Cette information est généralement disponible dans les notices techniques (temps de montée t_r). Le temps de montée t_r nécessaire pour passer de 10% à 90% de l'intensité maximale permet de déterminer la bande passante B du système mettant en œuvre la LED. t_r et B sont reliés par:

$$B = \frac{\ln(9)}{2\pi t_r} \sim \frac{0.35}{t_r} \quad (3.4)$$

Par exemple, la LED *SFH4546* [97] a un temps de montée t_r de 12 ns, ce qui correspond à une bande passante d'environ 29 MHz.

III.2.2. Récepteurs

Le récepteur optique est classiquement un photo-détecteur ayant pour but de produire un courant ou une tension de sortie proportionnelle à l'intensité lumineuse entrante sur sa zone de détection active. C'est le principe dit de la détection directe (DD) [104]. Les types de photo-détecteurs les plus courants comprennent les photodiodes et les phototransistors.

Les photodiodes (PD) étant peu coûteuses, fiables et de petites tailles, sont les plus classiquement utilisées, nous nous intéressons uniquement à ce type de composant par la suite.

1. Caractéristiques d'une photodiode

Les PD sont des composants semi-conducteurs, les plus populaires étant les photodiodes PIN (positive-intrinsic-negative) et à avalanche (APD) [105]. À l'inverse des LEDs, les PD convertissent la puissance optique en courant électrique. Elles peuvent être associées à des éléments optiques qui permettent de concentrer le faisceau optique sur la zone de détection, augmentant ainsi la puissance reçue. On peut également inclure un filtre pour réduire le bruit ambiant [84] [106].

Un des principaux paramètres, caractérisant la performance d'une PD est sa capacité à transformer la puissance optique en courant caractérisée par le paramètre $\mathcal{R}(A/W)$ (« responsivity » ou « sensibilité ») lié à l'efficacité quantique du semi-conducteur. La valeur de \mathcal{R} est fonction de la longueur d'onde et du matériau utilisé.

D'autre part, la quantité des rayons collectés est fonction de deux paramètres importants pour les performances de la PD : le diagramme de rayonnement et la surface physique A . Chaque rayon incident arrivant avec un angle donné sera atténué différemment. Notons ψ l'angle du rayon incident avec la normale à la surface, la surface effective de collecte A_{eff} peut être exprimée comme :

$$A_{eff} = \begin{cases} A \cos(\psi) & 0 \leq \psi \leq FOV \\ 0 & \psi \geq FOV \end{cases} \quad (3.5)$$

Où FOV (« field of view ») représente le champ de vision du récepteur (semi-angle). Celui-ci peut dépendre d'éventuels concentrateurs optiques [84]. En l'absence de concentrateur, on considère généralement FOV comme le semi-angle à mi-puissance, les rayons en dehors de cet angle étant fortement atténués.

A noter qu'aux longueurs d'ondes optique, la surface d'une PD étant beaucoup plus grande que les fluctuations spatiales du signal, il n'y a pas de phénomène d'évanouissement lié aux trajets multiples.

Pour augmenter A_{eff} donc la quantité de puissance collectée, on peut choisir une PD avec une surface physique plus importante.

Cependant, la bande passante est également limitée par la taille de la zone active de la PD. Plus cette zone est petite, plus la bande passante est élevée. Ceci est dû à la capacité introduite qui doit être réduite pour commuter plus rapidement. Il y a donc un compromis à faire entre augmenter la bande passante, et l'intensité collectée pour produire une certaine quantité de courant.

A noter que pour une PD donnée, la bande passante peut être déterminée comme pour les LEDs à partir du temps de montée disponible dans la notice technique de la PD. Par exemple, si on considère la photodiode PIN *SFH205FA* [107] son temps de montée étant de 20ns, la bande passante théorique est de l'ordre de 17.5MHz.

Une autre solution est de choisir une PD avec un *FOV* élevé. Un récepteur avec un large *FOV* et qui concentre le faisceau lumineux reçu sur une surface aussi petite que possible serait un bon compromis [108]. Cependant, un grand *FOV* collecte également plus de bruit, facteur limitatif des performances.

Il y a différents types de bruit au niveau de la PD [104] :

- Le bruit lié au courant d'obscurité I_d , produit en sortie en l'absence de lumière, généralement faible.
- Le bruit de grenaille (« shot noise ») lié à la nature statistique de la collecte des photons et donc au courant collecté I_{ph} .
- Le bruit thermique lié aux résistances et circuits électroniques associés à la PD.

Les notices techniques des PD fournissent un paramètre appelé NEP (« Noise Equivalent Power » [W.Hz^{-1/2}]) considérant uniquement les bruits générés par la PD (I_d et I_{ph}). Il permet d'indiquer la puissance minimum détectable par la PD [58].

$$P_{min} = \sqrt{B} \cdot NEP \quad (3.6)$$

Pour la *SFH205FA*, le NEP est égal 0,039 pW.Hz^{-1/2} ce qui correspond à une puissance détectable d'environ -68dBm pour une bande de 17,5MHz.

De plus, d'autres bruits pouvant provenir des sources lumineuses naturelles ou artificielles dans l'environnement contribuent à la dégradation des performances. Dans les applications où les sources de bruit sont limitantes, un faible *FOV* permet de réduire cet impact [109].

De manière classique et pour tenir compte de ces compromis, les récepteurs à PD sont donc constitués d'éléments optiques et filtres pour concentrer les rayons et réduire le bruit [84] (voir Figure III-11). L'impact de ces éléments se traduit pour la surface effective de collecte, par une pondération dépendant principalement du type de matériau utilisé et de l'angle d'incidence ψ .

Par la suite, nous ne considérerons pas l'impact de la présence des concentrateurs et filtres sur les performances du récepteur. Ils seront supposés idéaux et les termes correspondant normalisés à l'unité.

De plus, le récepteur inclut un circuit électronique additionnel amplifiant le courant en sortie de la PD en le transformant en tension (amplificateur de transimpédance).

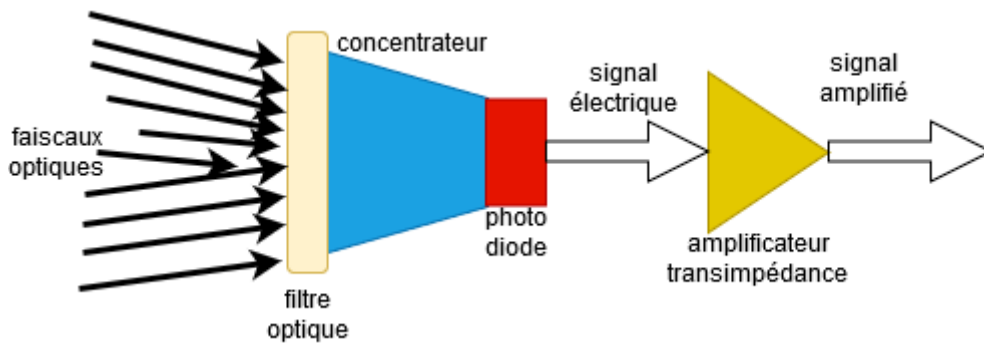


Figure III-11: Illustration simplifiée d'un récepteur à photodiode

2. Amplificateur de transimpédance

La conversion du courant collecté par la PD s'effectue le plus classiquement par des montages amplificateurs de transimpédance qui sont les topologies présentant les meilleurs compromis en terme de bande passante et gain [110].

La Figure III-12 illustre un montage typique de PD avec un TIA à amplificateur opérationnel (AOp) bouclé par $Z_f = \frac{1}{Y_f} = \frac{R_f}{1+j\omega R_f C_f}$ l'impédance en rétroaction sur l'AOp.

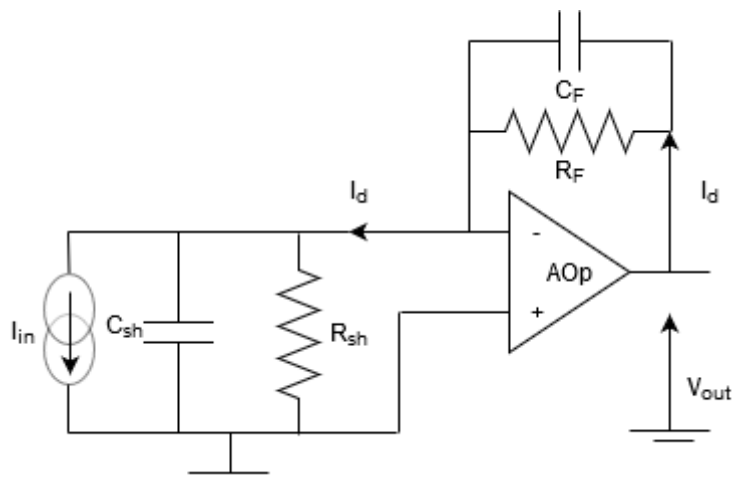


Figure III-12: Illustration du modèle équivalent d'une PD et d'un montage avec un TIA

La photodiode sur l'entrée est représentée par son modèle équivalent : une source de courant réelle I_{in} avec une résistance R_{sh} et une capacité parallèle C_{sh} . La résistance parallèle R_{sh} est généralement suffisamment élevée pour être négligée. La capacité parallèle C_{sh} est la somme de la capacité de la PD (C_d) et des capacités parasites d'entrée (C_{in}) de l'AOp.

La capacité de la PD est indiquée dans les notices techniques ($C_d = 72pF$ pour la *SFH205FA* par exemple), celle de l'AOp également mais elle est généralement faible par rapport à celle de la PD (par exemple de l'ordre du pF pour un *ADA4817* [111]).

En négligeant la résistance R_{sh} de la PD, la fonction de transfert s'écrit :

$$\frac{V_{out}}{I_{in}} = \frac{1}{Y_f + \frac{Y_f}{A_0} + \frac{j\omega C_{sh}}{A_0}} = \frac{R_f}{1 + \frac{1}{A_0} + j\omega C_f R_f \left(1 + \frac{1}{A_0}\right) + \frac{j\omega C_{sh} R_f}{A_0}} \quad (3.7)$$

Où A_0 est le gain en boucle ouverte de l'AOp.

Le gain de l'AOp varie en fonction de la fréquence (du type passe-bas du 1^{er} ordre) et est caractérisé par sa fréquence de coupure f_0 , définissant le produit gain – bande ($A_0 \cdot f_0 = GBP$).

A partir de l'équation (3.7), on voit que pour un AOp de gain suffisamment grand, la bande passante du TIA ne dépend que du circuit en contre-réaction : $B = \frac{1}{2\pi R_f C_f}$.

Le gain du TIA est généralement fixé par le choix de R_f . Plus la résistance est élevée et plus le gain du TIA est grand.

D'autre part, pour que le système soit stable, la capacité C_f est déterminée en fonction de GBP, C_{sh} et R_f à partir de la relation [112]:

$$C_f = \sqrt{\frac{2C_{sh}}{\pi R_f GBP}} \quad (3.8)$$

La capacité C_f est inversement proportionnelle à la racine carrée de R_f . On peut ainsi remarquer d'après l'expression de B que la bande passante du TIA, pour un AOp et une PD donnés (c'est à dire pour GBP et C_{sh} fixés) est d'autant plus faible que R_f est élevée. Il y a donc un compromis entre gain et bande passante, une valeur de R_f élevée conduisant à un plus fort gain mais à une bande passante plus étroite.

En plus des caractéristiques des émetteurs-récepteurs, la qualité des liaisons optiques dépend des trajets suivis par les faisceaux optiques donc de la position et de l'orientation de l'émetteur et du récepteur.

III.3. Caractéristiques des liaisons optiques sans fil

L'émetteur et le récepteur peuvent être reliés par différents types de liaisons directes et/ou indirectes [84].

On parle de « line of sight » (LOS), lorsque la liaison entre l'émetteur et le récepteur est établie par un lien direct. Les liaisons LOS offrent les meilleures performances en terme de gain optique. Mais il est difficile de garder les deux systèmes continuellement alignés en cas de mouvements. De plus, une configuration LOS implique une zone de couverture plus réduite et une grande sensibilité aux blocages dès lors qu'un obstacle apparait entre émetteur et récepteur.

On parle de « non-LOS » (NLOS) lorsque le lien entre l'émetteur et le récepteur est réalisé par un trajet indirect illustré sur la Figure III-13, c'est à dire réfléchi par des surfaces et/ou objets.

La présence des trajets LOS et NLOS dépend des caractéristiques des émetteurs et récepteurs (directivité ou angle à mi-puissance de la source, FOV de la PD), de leurs positions et

orientations mais aussi de l'environnement et de la présence ou non d'éléments additionnels comme des objets, des personnes.

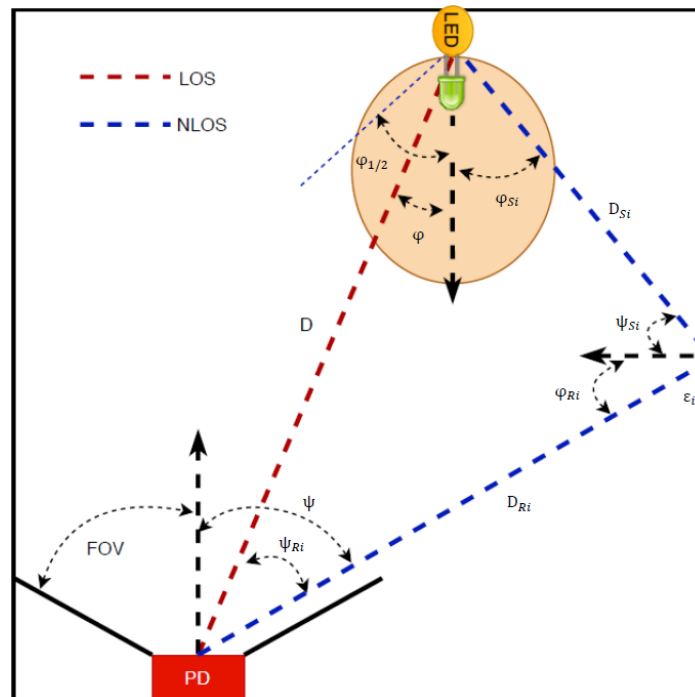


Figure III-13: Illustration liaisons émetteur-récepteur [25]

Les dégradations subies par le signal au cours du trajet sont principalement liées à l'atténuation de la puissance et au bruit. C'est pourquoi le système de communication est généralement modélisé par un système équivalent en bande de base [113] caractérisé par la relation:

$$Y(t) = X(t) \otimes h(t) + n(t) \quad (3.9)$$

\otimes représente l'opération de convolution.

$X(t)$ est le signal à la sortie de l'émetteur (équivalent à la puissance émise par la LED), $Y(t)$ est le signal à l'entrée du récepteur (c'est-à-dire le photo-courant produit par la PD).

La liaison entre l'émetteur et le récepteur est donc caractérisée par $h(t)$ la réponse impulsionnelle du canal optique sans fil et $n(t)$ le bruit additionnel.

Lorsque l'émetteur et le récepteur sont fixes dans le temps, que leurs positions et orientations ne varient pas, on a un canal dit statique. S'il y a un mouvement de l'émetteur ou du récepteur, l'orientation et la position de ces derniers évoluent dans le temps, le canal est dit dynamique. Les liaisons qui relient l'émetteur et le récepteur varient dans le temps.

III.3.1. Réponse impulsionnelle

La réponse impulsionnelle $h(t)$ pour les trajets LOS et NLOS tels que représentés sur la Figure III-13 s'exprime de manière différente.

En tenant compte d'un modèle Lambertien, la réponse impulsionnelle $h(t)_{LOS}$ pour le trajet LOS est une impulsion de Dirac telle que [104] :

$$h(t)_{LOS} = \begin{cases} \frac{A(m+1)}{2\pi D^2} \cos^m(\varphi) \cos(\psi) \delta(t - \frac{D}{c}) & 0 \leq \psi \leq FOV \\ 0 & \psi \geq FOV \end{cases} \quad (3.10)$$

Avec : D la distance entre l'émetteur et le récepteur, $c = 3e^8 m/s$ la célérité de la lumière, φ et ψ sont respectivement les angles d'irradiance et d'incidence des rayons optiques.

La réponse impulsionnelle $h(t)_{NLOS}^1$ des trajets établis après une réflexion sur un élément surfacique infinitésimal ε_i considéré comme une source ponctuelle (illustré sur la Figure III-13) est donnée par :

$$h(t)_{NLOS}^1 = \begin{cases} \sum_{\varepsilon_i} \Delta A \rho_i \frac{(m+1)}{2\pi D_{Si}^2 D_{Ri}^2} \cos^m(\varphi) \cos(\varphi_{Ri}) \cos(\psi_{Si}) \cos(\psi) \delta(t - \frac{D_{Si} + D_{Ri}}{c}) & 0 \leq \psi \leq FOV \\ 0 & \psi \geq FOV \end{cases} \quad (3.11)$$

Avec : ρ_i le coefficient de réflexion du rayon optique i et ΔA la surface de l'élément infinitésimal ε_i .

Les angles φ_{Ri} et ψ_{Si} sont respectivement les angles d'irradiance et d'incidence par rapport à la normale à ΔA .

D_{Si} est la distance entre l'émetteur et le point de réflexion, D_{Ri} est la distance entre la source ε_i et le récepteur comme représentés Figure III-13.

En considérant que le signal émis est réfléchi k fois avant l'établissement de la liaison, la réponse impulsionnelle $h(t)_{NLOS}$ s'écrit alors:

$$h(t)_{NLOS} = \sum_{k=1}^{\infty} h(t)_{NLOS}^k \quad (3.12)$$

La réponse impulsionnelle totale $h(t)_{totale}$ est égale à la somme des réponses impulsionnelles LOS et NLOS.

$$h(t)_{totale} = h(t)_{LOS} + h(t)_{NLOS} \quad (3.13)$$

Les contributions NLOS arrivent au récepteur avec un certain retard par rapport au trajet LOS, du fait des trajets réfléchis, pouvant ainsi contribuer selon le débit de communication au phénomène d'interférences entre symboles (IES).

Pour caractériser la liaison, on détermine à partir de la réponse impulsionnelle : l'atténuation appelée gain statique du canal et les paramètres de dispersion temporelle.

III.3.2. Gain statique

Le gain statique H_0 représentant le rapport entre la puissance reçue P_r et la puissance émise P_t est obtenu par [104] :

$$H(f = 0) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(t)_{totale} e^{j2\pi(f=0)t} dt = \int_{-\infty}^{+\infty} h(t)_{totale} dt = H_0 = \frac{P_r}{P_t} \quad (3.14)$$

III.3.3. Étalement temporel

L'étude de la dispersion temporelle de la réponse impulsionnelle permet d'évaluer l'impact de l'IES en fonction du débit.

Pour cela on détermine classiquement le paramètre τ_{RMS} (« root-mean-square (RMS) delay spread ») qui est l'écart-type du retard lié aux trajets réfléchis pondérés par l'énergie des réflexions. L'expression du retard τ_{RMS} peut être obtenue par [84] [104] [114] :

$$\tau_{RMS} = \sqrt{\frac{\int_0^{+\infty} (t - \tau_0)^2 h^2(t) dt}{\int_0^{+\infty} h^2(t) dt}} \quad (3.15)$$

Avec τ_0 , valeur moyenne des retards (« mean excess delay ») :

$$\tau_0 = \frac{\int_0^{+\infty} t h^2(t) dt}{\int_0^{+\infty} h^2(t) dt} \quad (3.16)$$

Si la durée d'un symbole est suffisamment grande par rapport à l'étalement du retard (généralement 10 fois plus grand est suffisant), on peut s'attendre à un canal sans IES. La correspondance avec le domaine fréquentiel est la notion de largeur de bande de cohérence liée à l'inverse de l'étalement du retard.

On dira que l'IES peut être négligée lorsque le débit symbole maximal $R_{Max} = \frac{1}{T_s}$ sans IES estimé à partir du τ_{RMS} maximal ($\tau_{RMS_{MAX}}$) est tel que :

$$T_s \gg \tau_{RMS} \rightarrow T_s \geq 10\tau_{RMS_{MAX}} \rightarrow R_{Max} \leq \frac{1}{10\tau_{RMS_{MAX}}} \quad (3.17)$$

Le τ_{RMS} est lié à la géométrie de l'environnement, l'orientation et les caractéristiques de l'émetteur et du récepteur.

III.3.4. Bruit

Le bruit $n(t)$ considéré au niveau du récepteur dépend comme indiqué précédemment de différents types de perturbations. Il est modélisé dans le système équivalent bande de base comme un bruit blanc additif Gaussien, caractérisé par sa variance σ^2 .

La variance totale du bruit peut s'exprimer par :

$$\sigma^2 = \sigma_{shot}^2 + \sigma_{dark}^2 + \sigma_{therm}^2 \quad (3.18)$$

σ_{shot}^2 est la variance du bruit de grenaille lié à la nature statistique de la collecte des photons. Cette variance sera principalement liée au photo courant ambiant collecté I_{ph} dû aux sources optiques perturbatrices dans l'environnement. La variance σ_{shot}^2 est égale à [104] [115]:

$$\sigma_{shot}^2 = N_0 B \quad (3.19)$$

Avec B la bande passante occupée par le signal modulé et N_0 la densité spectrale du bruit reliée au photocourant I_{ph} par:

$$N_0 = 2qI_{ph} \quad (3.20)$$

q est la charge élémentaire ($1,602176 \text{ e}^{-19} \text{ C}$)

Le bruit ambiant à l'intérieur du cockpit peut provenir des sources artificielles telles que: le système d'éclairage, le tableau de bord, mais peut également être de source naturelle telle que la lumière du jour qui passe à travers le pare-brise.

Or, dans le contexte de l'étude, l'éclairage artificiel est en fait réduit, surtout pendant les phases critiques du vol (décollage et atterrissage). En effet, les yeux des membres de l'équipage doivent s'habituer à l'obscurité en prévision de tout incident électrique entraînant une perte de l'éclairage. Par conséquent, le soleil est la principale source de rayonnement perturbateur. Il y a peu d'informations dans la littérature concernant le niveau de bruit ambiant dans la bande IR pour les applications OWC en environnement indoor spécifique comme les cockpits d'avions. Les seules informations disponibles concernent les valeurs mesurées derrière une fenêtre d'une pièce située au rez-de-chaussée [115], où pour l'IR les valeurs typiques de I_{ph} sont de $190 \mu A$ et $1000 \mu A$ suivant le fait que l'ensoleillement soit indirect soit direct.

Dans le projet, des simulations de l'impact du soleil à travers le pare-brise du cockpit ont été effectuées et ont montré que l'effet est plus important pour le récepteur sur le casque que pour le récepteur au plafond du cockpit [116]. Elles ont permis d'évaluer la probabilité d'avoir une certaine valeur de courant I_{ph} entre $44 \mu A$ et $770 \mu A$ suivant la liaison respectivement montante ou descendante.

Sur la base des résultats [116], nous considérerons par la suite une valeur intermédiaire de courant I_{ph} de $200 \mu A$.

σ_{dark}^2 est la variance du bruit lié au courant d'obscurité I_d de la PD, défini précédemment. Elle s'exprime selon la relation :

$$\sigma_{dark}^2 = 2qI_d B \quad (3.21)$$

σ_{therm}^2 est la variance du bruit thermique, lié aux circuits électroniques associés à la PD, en particulier l'amplificateur de transimpédance [110] :

$$\sigma_{therm}^2 = \frac{4KT B}{R_s} \quad (3. 22)$$

Avec $K = 1,38 \text{ e}^{-23} \text{ JK}^{-1}$ la constante de Boltzmann, T la température absolue et R_s la résistance équivalente parallèle de la PD et de la résistance de contre-réaction du TIA.

Il est généralement admis que le bruit prédominant dans les systèmes OWC IR est le bruit ambiant provenant de sources artificielles ou naturelles [117] [118]. Le bruit lié au courant d'obscurité et le bruit thermique sont donc négligés par rapport au bruit de grenaille.

C'est l'hypothèse retenue dans la suite du document. On considèrera $\sigma^2 = \sigma_{shot}^2$ avec $I_{ph} = 200 \mu A$.

III.4. Étude du canal optique sans fil à l'intérieur du cockpit

III.4.1. Méthodologie

Le scénario étudié pour l'établissement de liaisons à l'intérieur d'un cockpit, porte sur la transmission bidirectionnelle par optique sans fil entre des émetteurs/récepteurs (T_X/R_X) situés d'une part sur le casque audio porté par les pilotes et d'autre part dans le cockpit d'un AIRBUS A350.

Dans ce scénario, on doit tenir compte de la présence des membres d'équipage, (pouvant être jusqu'à 4 simultanément présents) ainsi que des mouvements des pilotes. Ces derniers sont assis mais peuvent bouger la tête ou même le haut du corps, par exemple pour ramasser un objet sur le sol.

Les liaisons optiques étudiées sont : (i) les liaisons montantes (ou « uplink ») entre les casques et un point d'accès au plafond du cockpit (ii) les liaisons descendantes (ou « downlink ») entre le point d'accès et les casques. L'objectif est de déterminer les caractéristiques optimales des émetteurs optiques, en particulier l'angle à mi-puissance, ainsi que les positions/orientations des T_X/R_X sur le casque permettant d'établir ces liaisons avec le meilleur gain possible au regard des pilotes et des mouvements. Pour cela, nous utilisons le logiciel RapSor [119] développé par le laboratoire XLIM qui fournit la réponse impulsionnelle d'une liaison dans un environnement confiné.

RaPSor pour Ray Propagation Simulator est un logiciel de simulation du canal de propagation basé sur Netbeans et développé en Java. Il utilise une technique de lancer de rayons associée à une méthode de résolution de Monte-Carlo [120]. RapSor est capable de simuler la propagation des ondes de la bande radiofréquence (RF) à la bande optique : de l'infrarouge (IR), au visible (VLC) [121]-[125]. Les spécifications à définir pour réaliser une simulation en optique sont : le modèle géométrique de l'environnement, les caractéristiques de réflexion optique des matériaux de l'environnement, y compris les objets présents (dans notre cas, les corps des pilotes), le nombre de réflexions successives considérées, la position et l'orientation des T_X/R_X , les caractéristiques des composants des T_X/R_X (semi-angles, diagramme de rayonnement, surface). La Figure III-14 illustre la méthodologie d'analyse.

Les orientations des T_X/R_X du casque porté par un pilote varient lorsqu'on tient compte des mouvements. En considérant une discrétisation des mouvements aléatoires, la méthode

consistera à déterminer les réponses impulsionnelles de chaque liaison associée à chaque mouvement et à analyser l'impact de manière statistique à partir de la distribution des gains H_0 et des retards τ_{RMS} .

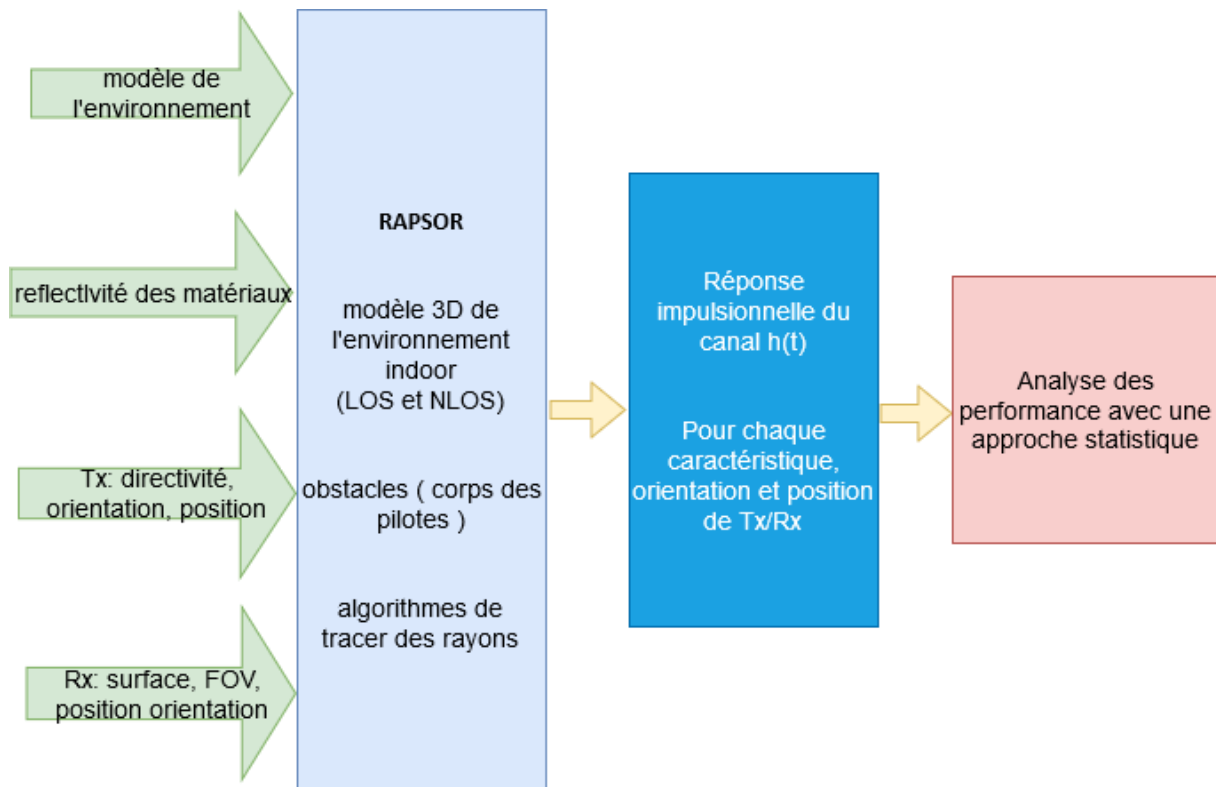


Figure III-14: Méthodologie d'analyse avec RaPSor

III.4.2. Description de l'environnement

Pour obtenir la réponse impulsionnelle la plus réaliste, l'environnement utilisé est basé sur un modèle géométrique 3D détaillé, illustré sur la Figure III-15, importé dans RaPSor à partir d'un fichier de données CAO classique fourni par AIRBUS dans le contexte du projet ALC. L'environnement est discrétisé, constitué de 3,3 millions de polygones.

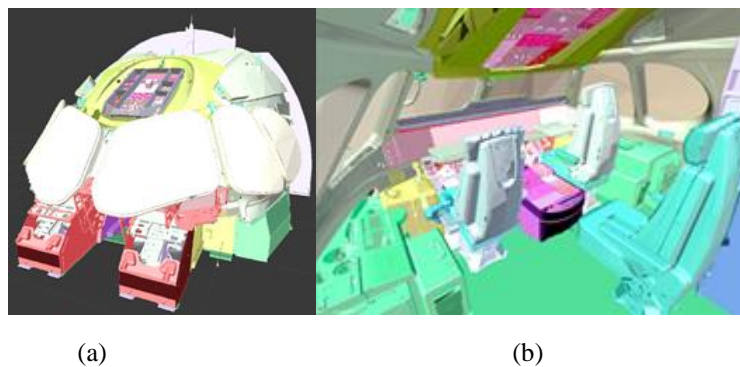


Figure III-15 : Vue 3D cockpit (a) extérieur (b) intérieur

Chaque membre de l'équipage est modélisé par un modèle humain réaliste en 3D (représenté sur la Figure III-16), d'une hauteur de 1,8m et composé de 1004 polygones.

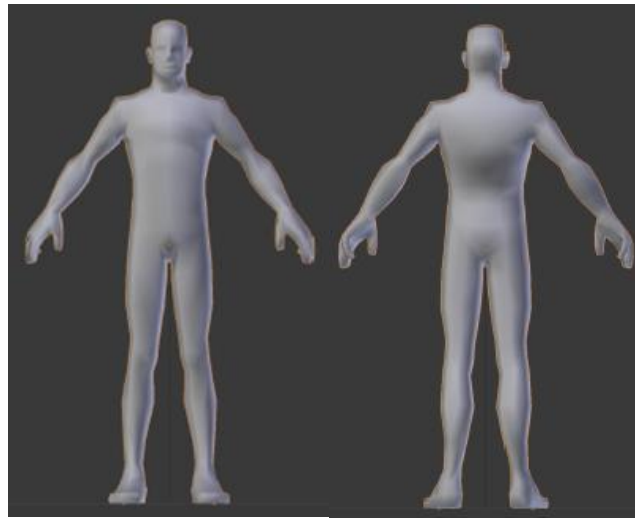


Figure III-16 : Vue 3D de la modélisation du corps

La nature des surfaces réfléchissantes est un paramètre important dans l'analyse de la propagation du signal. Toutes les surfaces, sont considérées parfaitement diffuses et sont modélisées à l'aide d'une fonction de distribution de la réflectance bidirectionnelle (« bidirectionnal reflectance distribution function » ou BRDF) considérée Lambertienne [121]. Elles sont caractérisées par leur coefficient de réflexion ρ , qui dépend de la longueur d'onde.

Pour toutes les simulations, on considère un nombre maximal de 3 réflexions successives, ce qui est le nombre classiquement utilisé pour les liaisons NLOS pour faire converger la simulation [126].

Les T_X/R_X sont intégrés dans les casques portés par les pilotes. La Figure III-17 montre un modèle de casque utilisé dans le projet ALC lors de la phase de conception. Une localisation des T_X/R_X sur le dessus du casque avec une orientation perpendiculaire, correspond à la solution la plus simple en terme d'intégration. De plus, la distance entre les T_X/R_X et le plafond du cockpit où se situe le point d'accès (AP pour « access point ») est réduite dans ce cas. C'est cette configuration qui a d'abord été étudiée. Par la suite, on étudiera également l'intérêt des localisations au niveau des oreillettes en particulier pour ajouter de la robustesse face aux mouvements du pilote.



Figure III-17: Illustration du casque audio [127]

La localisation de l'AP est limitée à certaines zones du plafond, autorisées par AIRBUS . Par la suite, nous considérons uniquement celle retenue dans le contexte du projet ALC (voir Figure III-18). L'AP est positionné dans l'axe de symétrie longitudinal de l'avion à environ 1m74 du plancher du cockpit.

III.4.3. Analyse du comportement du canal

En tenant compte des liaisons LOS et NLOS, des caractéristiques, positions et orientations des T_X/R_X sur le casque ainsi que de la présence de l'équipage et des mouvements, nous déterminons par la suite :

- Les angles à mi-puissance $\varphi_{1/2}$ optimaux du T_X sur le casque, respectivement sur l'AP, c'est à dire en uplink, respectivement en downlink. Pour la liaison uplink, l'orientation de l'émetteur varie aléatoirement en fonction des mouvements du pilote, alors que l'orientation du récepteur sur l'AP est fixe. A l'inverse, pour la liaison downlink, l'orientation de l'émetteur sur l'AP est fixe et ce sont les orientations des récepteurs sur le casque qui peuvent varier avec les mouvements.
- La bande passante maximale sans interférence entre symboles (IES) à partir du τ_{RMS_MAX} .
- L'apport de la diversité spatiale sur le casque.
- L'impact du coefficient de réflexion des surfaces et corps des pilotes.

La longueur d'onde et les paramètres des récepteurs côté casque et AP sont fixés dans le cadre du projet ALC [44] par les différents membres du consortium :

- La longueur d'onde utilisée est $\lambda = 940 \text{ nm}$,
- La surface physique du récepteur est fixée à 7 mm^2 et le FOV à 60° (cela correspond par exemple aux caractéristiques de la photodiode *SFH205FA*).

Dans un premier temps les coefficients de réflexion des surfaces et corps sont fixés à une valeur $\rho = 0,5$. C'est une valeur moyenne entre les matériaux complètement absorbants et parfaitement réfléchissants [125]. De plus, nous considérons que les sources IR sont Lambertiennes.

1. Scénario avec deux pilotes et un T_X/R_X sur le casque

Une première étape dans le projet a consisté à prendre en compte la présence du capitaine (ou pilote) et du premier officier (ou copilote). Le point d'accès placé au plafond du cockpit est équipé d'un T_X/R_X orienté vers l'avant entre les deux pilotes, dans l'axe de symétrie du cockpit (voir le trait de la Figure III-18).

On notera que les positions assises des deux pilotes sont différentes. Elles représentent les deux configurations extrêmes des sièges qu'un pilote peut choisir: (i) cas où le siège est complètement reculé et incliné, (ii) cas où le siège est complètement avancé et redressé.

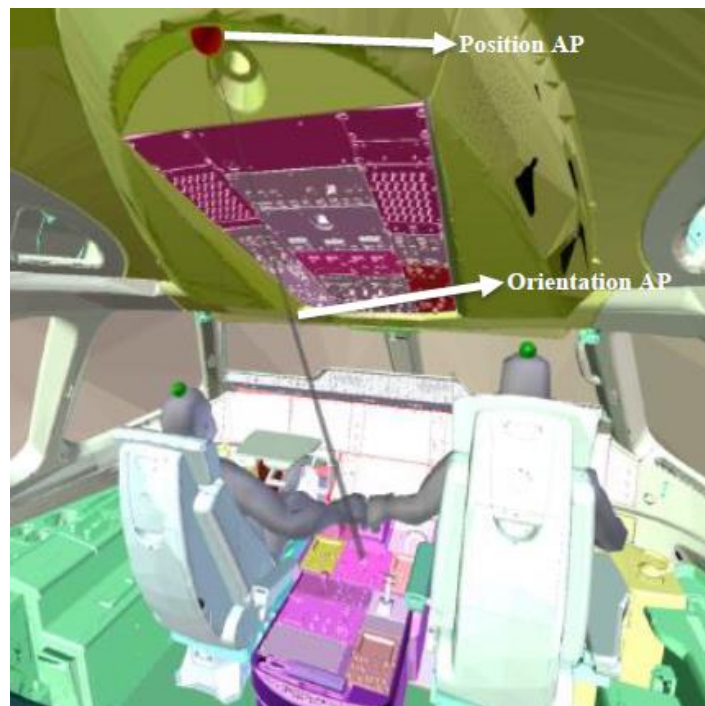


Figure III-18: Vue 3D cockpit avec le pilote et co-pilote

Considérant le type d'assise, le visage du pilote est à 60cm du tableau du bord et le dessus de sa tête est à 45 cm du plafond, et à 1,17m du plancher. Le visage du copilote est à 40cm du tableau de bord, le dessus de sa tête est à 15cm du plafond, et à 1,3m du plancher. Notons que dans cette configuration, le point d'accès se trouve à une distance d'environ 1m des têtes du pilote et du copilote.

Les Figure III-19 et Figure III-20 montrent les réponses impulsionnelles en uplink, respectivement en downlink, pour des sources optiques avec deux angles à mi-puissance différents : 10° et 60°.

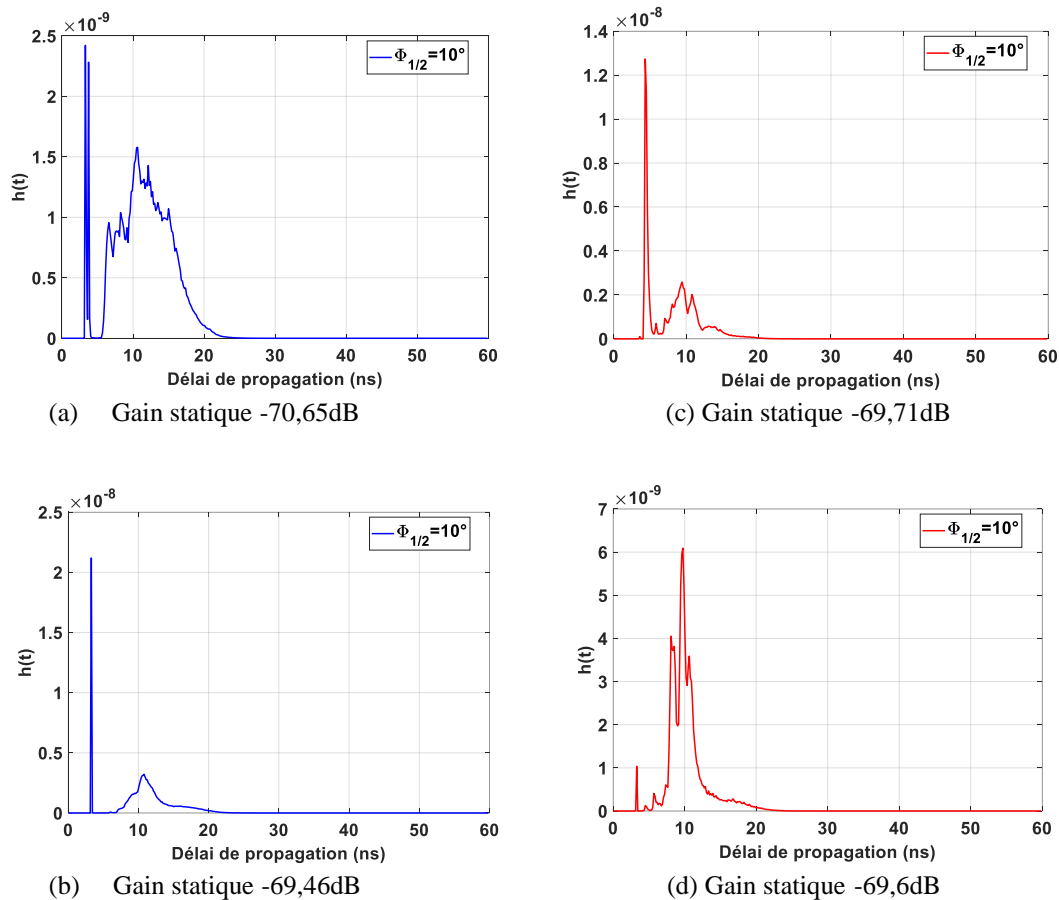
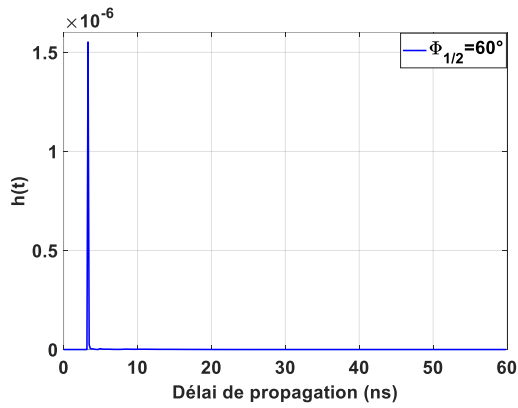


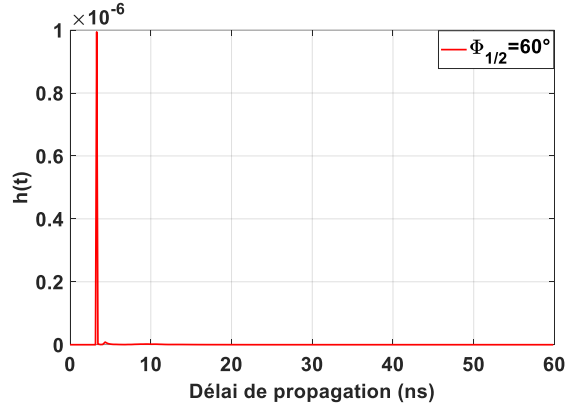
Figure III-19 : Réponse impulsionnelle, tête droite, $\rho = 0,5$, $1T_x/R_x$, $\phi_{1/2} = 10^\circ$. Pilote : (a) uplink (b) downlink – Copilote : (c) uplink (d) downlink

Lorsque la source est directive ($\phi_{1/2}=10^\circ$) sur la Figure III-19, on remarque que la liaison s'établit principalement en LOS pour le pilote en downlink (b) et le copilote en uplink (c). Les gains statiques dans ces deux cas sont très proches de l'ordre de -69,5dB. Par contre, le NLOS est contributif pour les cas du pilote en uplink (a) et du co-pilote en downlink (d). A noter que pour le copilote les gains statiques en uplink et downlink sont quasi identiques alors que la liaison s'établit grâce au LOS en uplink et au NLOS en downlink.

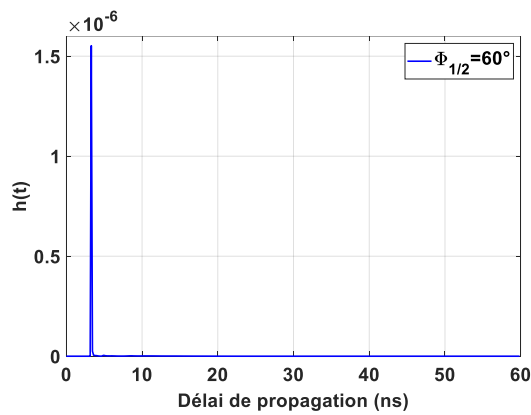
Ces observations montrent que d'une part la position choisie de l'AP conduit à des résultats plutôt similaires entre les deux pilotes, d'autre part que les trajets NLOS sont contributifs ce qui signifie que la connaissance des coefficients de réflexion est importante. Ces remarques illustrent également l'influence du réglage des sièges. Enfin, quel que soit le lien ou le pilote, l'étalement de la réponse impulsionnelle est de l'ordre de 20 ns.



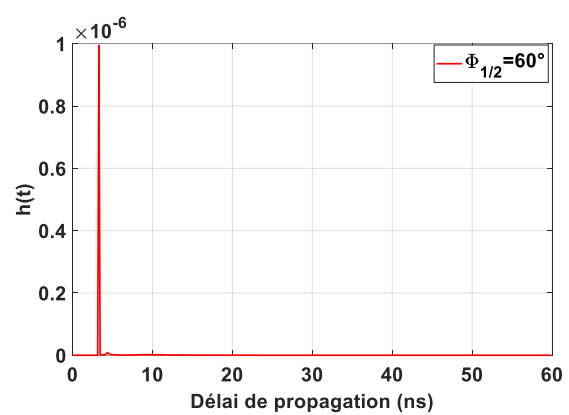
(a) Gain statique -57,69dB



(c) Gain statique -59,57dB



(b) Gain statique -57,68dB



(d) Gain statique -59,56dB

Figure III-20 : Réponse impulsionnelle tête droite, $\rho = 0,5$, $1T_x/R_x$, $\phi_{1/2} = 60^\circ$. Pilote : (a) uplink (b) downlink – Copilote : (c) uplink (d) downlink

Lorsque la source est diffuse ($\phi_{1/2}=60^\circ$), on observe sur la Figure III-20 que les gains statiques sont améliorés de manière significative, que ce soit en uplink ou downlink, pour le pilote ou le copilote. Par exemple, dans le cas de la liaison en downlink pour le pilote, le gain statique est de -57,7dB pour $\phi_{1/2} = 60^\circ$ (Figure III-20 (b)) alors qu'il est environ 11,8dB plus faible pour $\phi_{1/2} = 10^\circ$ (-69,5dB sur la Figure III-19 (b)). Donc, le comportement de la liaison dépend fortement de l'angle à mi-puissance des sources que ce soit en uplink ou downlink.

Le système étudié doit également être capable de fonctionner quelles que soient les positions et les mouvements des membres de l'équipage durant le vol. Des animations réalisées à partir du logiciel Blender [128] ont permis de prendre en compte des scénarios de mouvements réalistes. Chaque scénario est décomposé en douze images correspondant chacune à une position et une orientation données des émetteurs-récepteurs T_x/R_x .

2. Impact du mouvement de la tête des deux pilotes

On commence par considérer un mouvement de la tête. L'objectif de ce scénario est de prendre en considération un mouvement de détente ou lorsqu'on tourne la tête pour s'adresser à un

coéquipier. Le déroulement est le suivant : le pilote regarde d'abord en avant, puis tourne la tête vers la gauche, puis l'incline vers l'avant, puis la tourne à droite avant de la ramener à sa position initiale. On discrétise le mouvement en 12 images, chacune correspondant à une position et orientation des T_X/R_X . La Figure III-21 montre les différentes images considérées.

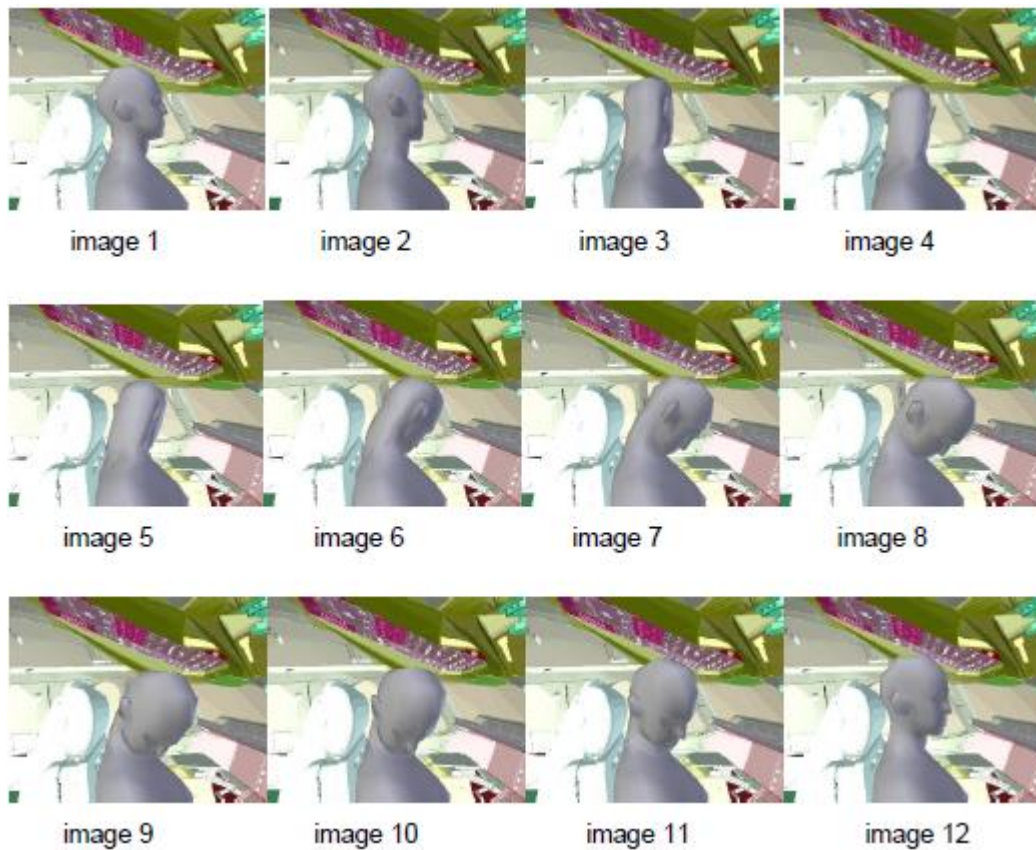


Figure III-21: Images du mouvement de la tête

A titre d'exemple, la Figure III-22 montre la réponse impulsionnelle de la liaison en downlink pour la position illustrée sur l'image 6 avec une source optique sur l'AP ayant un angle à mi-puissance de 60° . Cette réponse impulsionnelle est à comparer avec celle de la Figure III-20 (b) qui correspond à la position de l'image 1 de la Figure III-21.

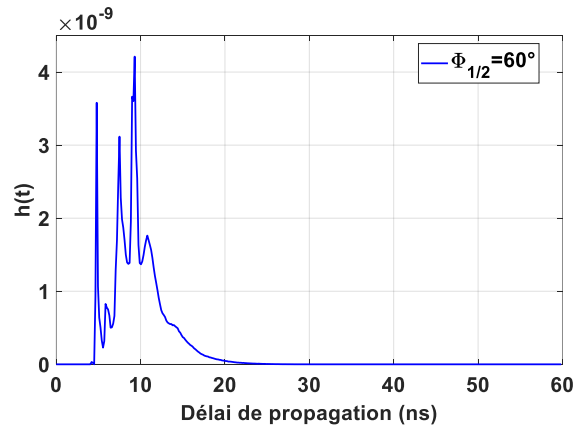


Figure III-22 : Réponse impulsionnelle en downlink, position du pilote : image 6, $\rho = 0,5$, 1Tx/Rx, $\phi_{1/2} = 60^\circ$

On peut observer sur la Figure III-22 la présence de contributions NLOS significatives dans la réponse impulsionnelle, due à l'orientation du R_X sur le casque comme on peut voir sur l'image 6. Cela se traduit par une différence d'amplitude et d'étalement entre les réponses impulsionnelles de la Figure III-22 et de la Figure III-20 (b). Le gain statique H_0 pour l'image 1 sur la Figure III-20 (b) est de $-57,7\text{dB}$ alors qu'il est de $-70,2\text{dB}$ pour l'image 6 sur la Figure III-22, soit une différence de $12,5\text{dB}$. A noter que l'étalement de la réponse impulsionnelle, lié aux trajets réfléchis induits par la position de l'image 6, reste dans l'ordre d'une vingtaine de ns.

Le mouvement de la tête étant aléatoire, on procède à une analyse statistique pour déterminer les angles à mi-puissance optimaux en considérant la distribution des gains H_0 caractérisée par la fonction de densité de probabilité (ou « probability density function » ($PDF(H_0)$)). L'estimation de la PDF peut s'effectuer à partir de différentes méthodes [24] : par exemple directement à partir d'un histogramme des valeurs ou en utilisant des méthodes par noyau (« Kernel Density Estimation ») [129]. Nous réaliserons l'analyse directement à partir de l'histogramme des valeurs de H_0 . Mais pour la représentation graphique, on utilisera la fonction d'estimation « ksdensity » codée dans le logiciel Matlab [130].

En complément de la $PDF(H_0)$, nous utilisons la fonction de distribution cumulative (ou « cumulative distribution function » ($CDF(H_0)$)) qui est une estimation de la probabilité cumulée. La $CDF(H_0)$ peut s'écrire [24]:

$$CDF(H_0) = \text{prob}(H(0) \leq H_0) = \int_{-\infty}^{H_0} PDF(H_0) dH(0) \quad (3.23)$$

Elle permet d'estimer la probabilité de satisfaire une valeur cible de gain statique.

Afin de s'assurer de la robustesse du système dans les pires conditions du canal, on s'intéresse à la plus petite valeur de la $CDF(H_0)$ pour la plus grande valeur de H_0 . Donc la valeur de H_0 correspondant à une fiabilité de 100% correspond à la plus grande valeur pour $CDF(H_0) = 0$.

Un objectif étant de déterminer les caractéristiques optimales des sources optiques, l'étude a donc été menée en considérant différentes valeurs d'angle à mi-puissance $\phi_{1/2}$: 10° , 20° , 30° , 40° , 50° et 60° .

Les évolutions en fonction de $\phi_{1/2}$ des $PDF(H_0)$ et $CDF(H_0)$ pour la liaison en downlink du pilote sont reportées Figure III-23 (a) et Figure III-23 (b), respectivement pour le copilote Figure III-23 (c) et Figure III-23 (d).

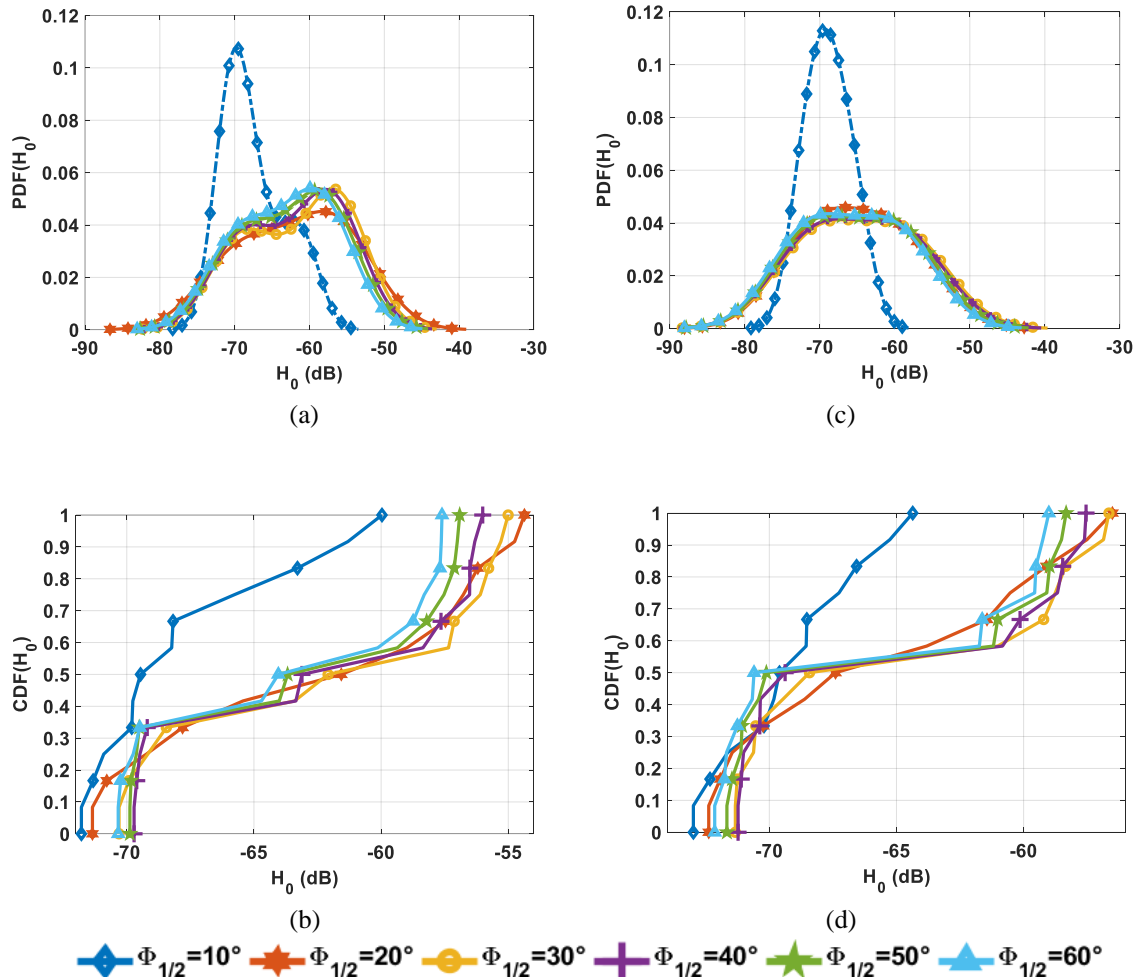


Figure III-23 : PDF et CDF du gain de la liaison downlink en fonction de l'angle à mi-puissance, $\rho = 0,5$, mouvement de la tête pour le pilote : (a) (b) et le copilote : (c) (d)

L'évolution des PDF que ce soit pour le pilote ou le copilote montre clairement qu'il faut choisir une source sur l'AP avec une directivité supérieure à 10° . En effet, avec 10° la PDF la plus élevée correspond à un gain autour de -70dB alors qu'avec un angle supérieur on gagne au moins 5dB. On peut également observer que le gain le plus élevé n'est pas obtenu avec une source ayant le plus grand angle, soit 60° . Il existe un angle optimal, que l'on peut déterminer de manière plus précise à partir de la CDF qui est représentée à partir des histogrammes des valeurs du gain contrairement à la PDF évaluée à partir de « ksdensity ».

Le Tableau III-2 reporte les valeurs minimales et maximales de H_0 pour garantir 100% de fiabilité. L'angle optimal de la source optique côté AP est donc 40° .

Tableau III-2: Valeurs des gains H_0 (dB) pour 100% de fiabilité $CDF(H_0) = 0$, liaison downlink, $\rho = 0,5$, mouvement de la tête

Mouvement de la tête	Membre de l'équipage	Minimales $CDF(H_0) = 0$	$\phi_{1/2}$	Maximales $CDF(H_0) = 0$	$\phi_{1/2}$
	Pilote		-71,8	10°	-69,7
Copilote		-72,9	10°	-71,2	40°

La même analyse en fonction de $\phi_{1/2}$ est menée pour la liaison en uplink du pilote (Figure III-24 (a) et Figure III-24 (b)) respectivement du copilote (Figure III-24 (c) et Figure III-24 (d)).

On voit que la liaison uplink est plus impactée que la liaison downlink par la directivité de la source. De plus, le comportement est un peu différent car on observe que plus l'angle de la source sur le casque est grand, plus le gain de la liaison est élevé. Par contre, on note que les gains en uplink sont dégradés par rapport au downlink.

On reporte dans le Tableau III-3 les valeurs minimales et maximales de H_0 pour garantir 100% de fiabilité.

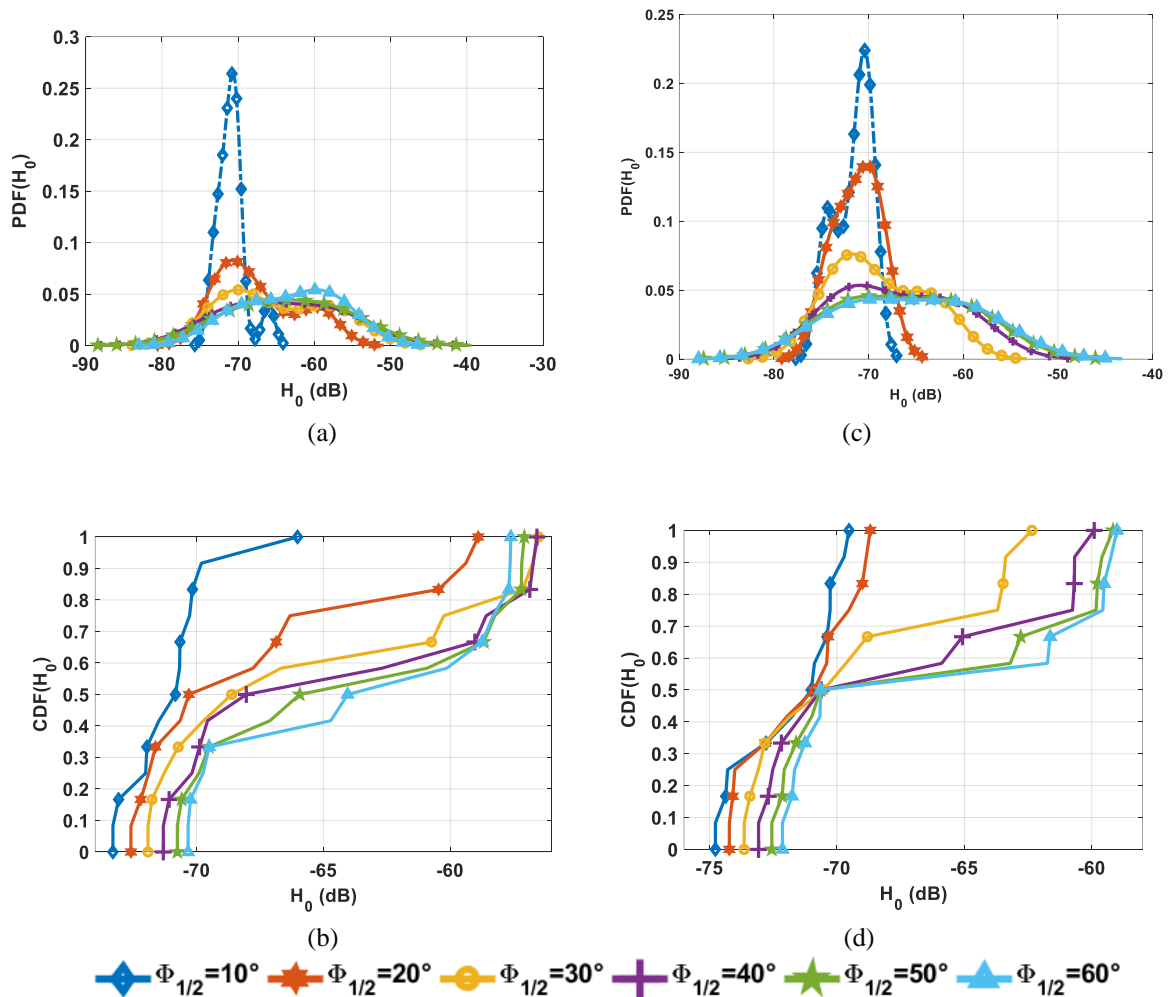


Figure III-24 : PDF et CDF du gain de la liaison uplink en fonction de l'angle à mi-puissance $\rho = 0,5$, mouvement de la tête pour le pilote : (a) (b) et le copilote : (c) (d)

Tableau III-3 : Valeurs des gains H_0 (dB) pour 100% de fiabilité $CDF(H_0) = 0$, liaison uplink, $\rho = 0,5$, mouvement de la tête

Mouvement de la tête	Membre de l'équipage	Minimales $CDF(H_0) = 0$	$\phi_{1/2}$	Maximales $CDF(H_0) = 0$	$\phi_{1/2}$
	Pilote		-73,3	10°	-70,3
Copilote		-74,8	10°	-72,1	60°

L'angle optimal de la source optique côté casque du pilote et du copilote est donc 60°.

En plus du mouvement de la tête, on a considéré le mouvement du tronc. L'objectif de ce scénario est de prendre en considération des positions que peuvent prendre les membres de l'équipage durant le vol en étant assis. Par exemple, lorsqu'ils se penchent pour ramasser un objet.

3. Impact d'un mouvement du corps des deux pilotes

Comme pour le mouvement de la tête, on discrétise le mouvement du tronc en 12 images, chacune représentant une position et une orientation du couple émetteur-récepteur. La Figure III-25 montre les différentes images considérées.

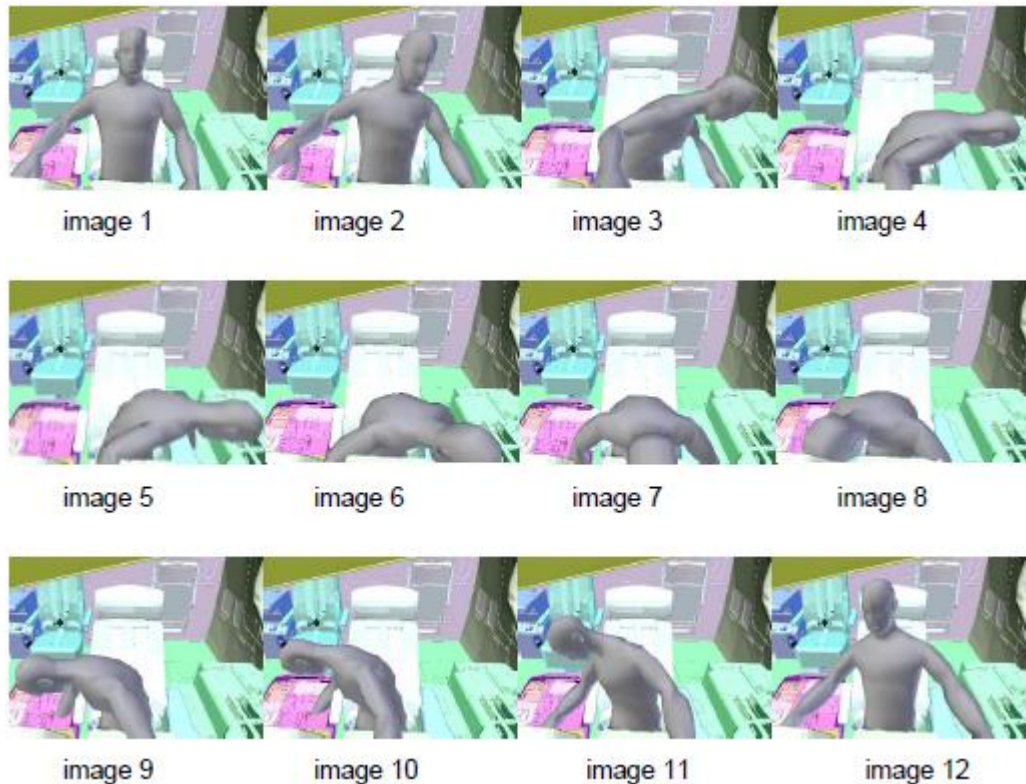


Figure III-25: Images du mouvement du tronc

Comme précédemment, on analyse le comportement de la liaison à partir des $PDF(H_0)$ et $CDF(H_0)$.

La Figure III-26, respectivement la Figure III-27, illustre l'évolution en fonction de l'angle à mi-puissance de la $PDF(H_0)$ et $CDF(H_0)$ pour le pilote et copilote pour la liaison en downlink respectivement en uplink.

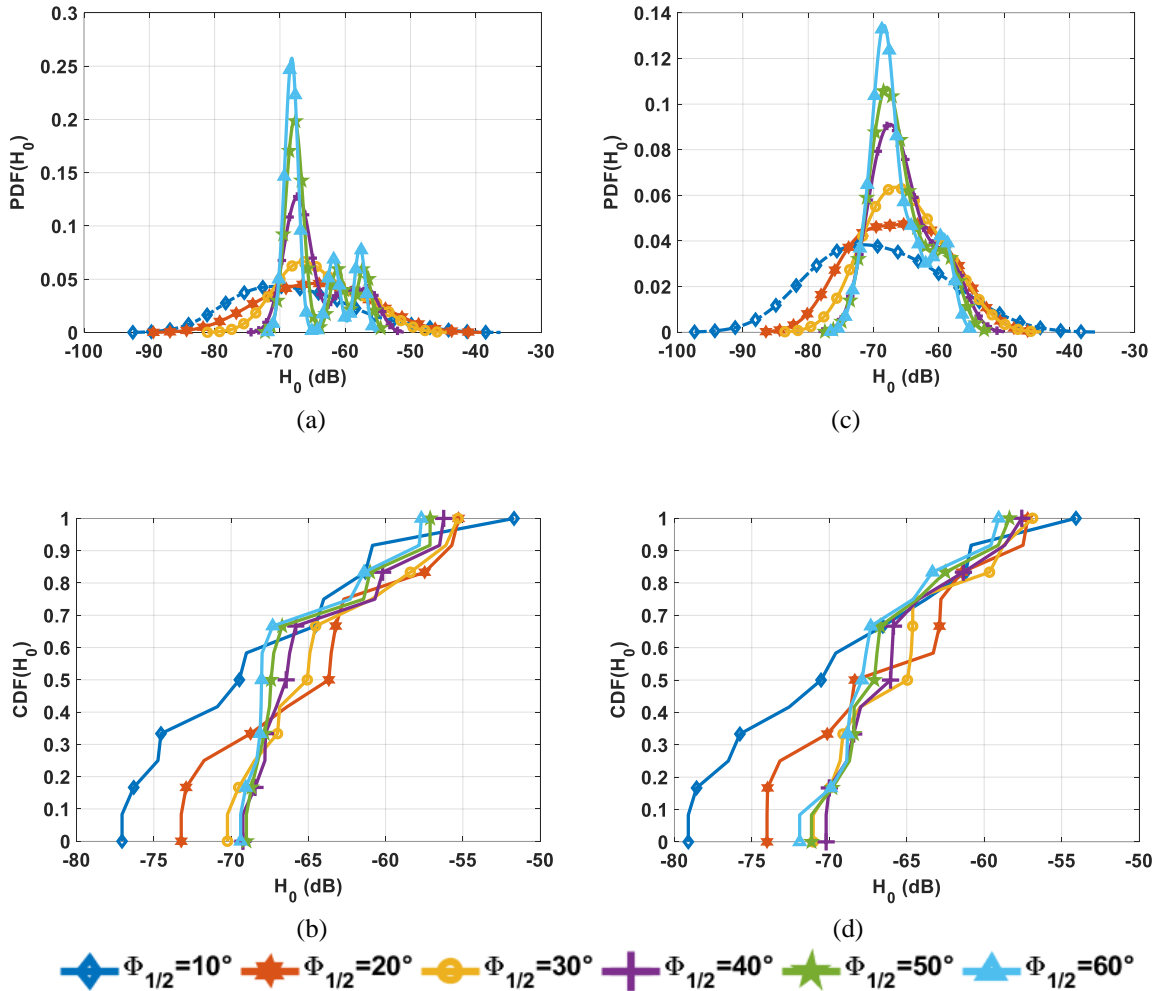


Figure III-26 : PDF et CDF du gain de la liaison downlink en fonction de l'angle à mi-puissance, $\rho = 0,5$, mouvement du tronc pour le pilote : (a) (b) et le copilote : (c) (d)

A l'évidence, pour le pilote ou le copilote, lors du mouvement du tronc, une source très directive est encore moins efficace pour établir la liaison que lors d'un mouvement de la tête. C'est particulièrement vrai en downlink (Figure III-26), où il semble préférable d'avoir un angle à mi-puissance supérieur à 30° pour la source côté AP.

Les valeurs minimales et maximales de H_0 pour garantir 100% de fiabilité en downlink, respectivement en uplink, sont reportées dans le Tableau III-4, respectivement dans le Tableau III-5.

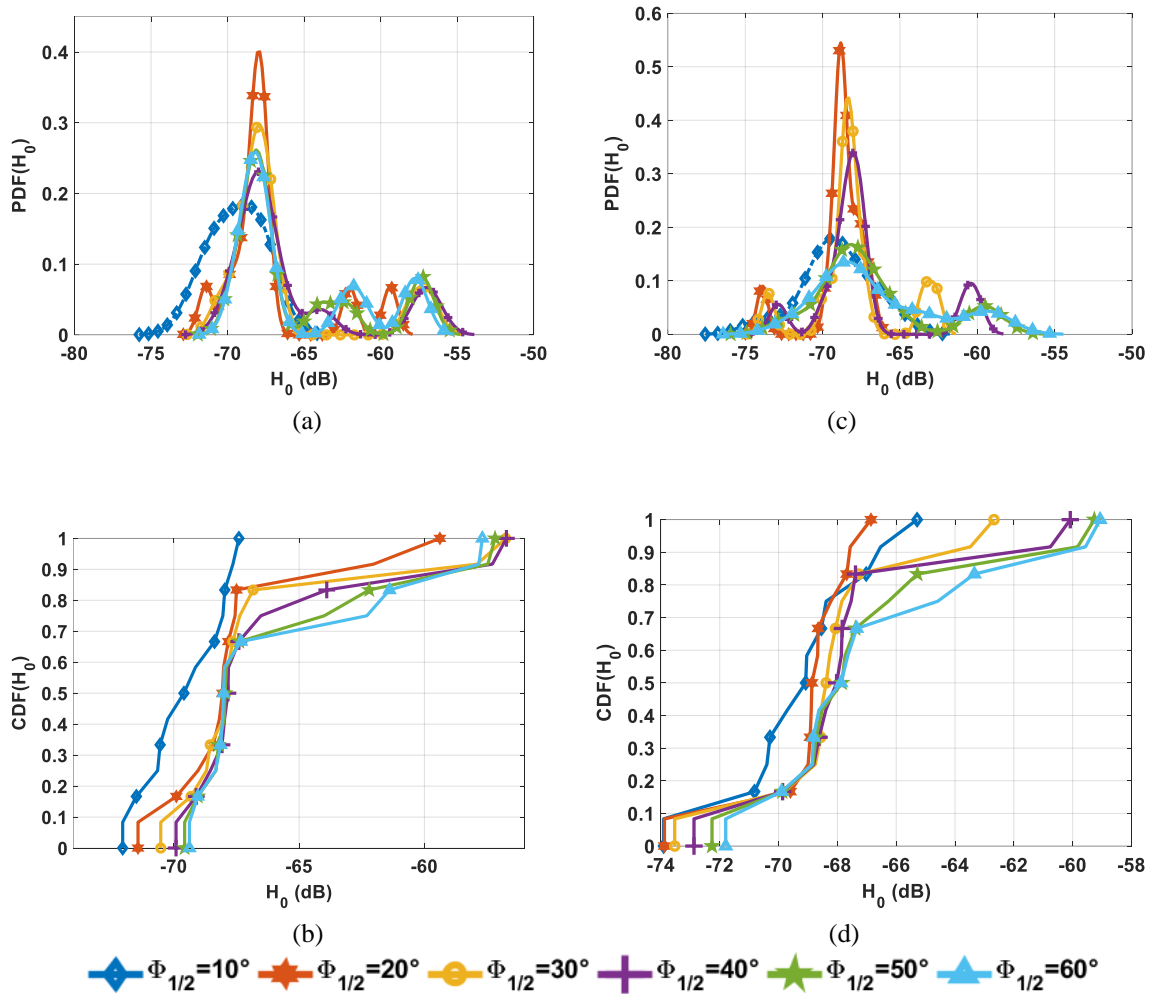


Figure III-27 : PDF et CDF du gain de la liaison uplink en fonction de l'angle à mi-puissance, $\rho = 0,5$, mouvement du tronc pour le pilote : (a) (b) et le copilote : (c) (d)

Tableau III-4 : Valeurs des gains H_0 (dB) pour 100% de fiabilité $CDF(H_0) = 0$, liaison downlink, $\rho = 0,5$, mouvement du corps

Mouvement du corps	Membre de l'équipage	Minimales $CDF(H_0) = 0$ dB	$\phi_{1/2}$	Maximales $CDF(H_0) = 0$ dB	$\phi_{1/2}$
	Pilote		-77	10°	-69
Copilote		-79,1	10°	-70,2	40°

Tableau III-5 : Valeurs des gains H_0 (dB) pour 100% de fiabilité $CDF(H_0) = 0$, liaison uplink, $\rho = 0,5$, mouvement du tronc

Mouvement du tronc	Membre de l'équipage	Minimales $CDF(H_0) = 0$	$\phi_{1/2}$	Maximales $CDF(H_0) = 0$	$\phi_{1/2}$
	Pilote		-72	10°	-69,4
Copilote		-73,9	10°	-71,8	60°

On peut remarquer sur le Tableau III-4, que la valeur la plus élevée de gain H_0 pour la position du pilote est -69dB obtenue avec $\phi_{1/2} = 50^\circ$. Mais la valeur obtenue pour $\phi_{1/2} = 40^\circ$ est -69,2dB. Ce qui représente une différence de 0,2dB qui est relativement faible (écart de 5% environ en puissance reçue). On peut donc conclure que quel que soit le mouvement (tête ou corps), l'angle optimal en downlink de la source sur l'AP est $\phi_{1/2} = 40^\circ$.

Pour la liaison uplink, on constate sur le Tableau III-5 que comme pour le mouvement de la tête, l'angle à mi-puissance optimal de la source sur le casque, pour garantir 100% de fiabilité est $\phi_{1/2} = 60^\circ$.

4. Conclusion sur le scénario avec deux pilotes, un Tx/Rx sur le casque

A partir de l'analyse de l'impact du mouvement on peut conclure que :

- L'angle optimal de la source placée à l'AP est $\phi_{1/2} = 40^\circ$.
- L'angle optimal de la source placée sur le dessus du casque est $\phi_{1/2} = 60^\circ$.

En comparant les gains maximaux pouvant être obtenus, on considère les plus limitants pour la suite de l'étude, c'est-à-dire on se place dans un « pire cas ». A partir des Tableaux III-2 à III-5, on constate que les pires gains sont obtenus avec le mouvement de la tête.

Donc par la suite on considèrera pour le pilote et co-pilote les gains maximaux reportés en gras dans le Tableau III-2 pour le downlink avec $\phi_{1/2} = 40^\circ$ et le Tableau III-3 pour le uplink avec $\phi_{1/2} = 60^\circ$. On peut noter que les performances sont limitées par celles du copilote qui présentent les plus faibles valeurs de gain quelle que soit la liaison.

5. Scénario avec quatre pilotes, un Tx/Rx sur le casque

En plus du pilote et du copilote, on prend en considération la présence d'un pilote arrière, et d'un copilote arrière. En effet, on peut avoir jusqu'à 4 membres d'équipage présents simultanément dans cockpit.

La Figure III-28 (a) illustre le cockpit avec les 4 membres d'équipage.

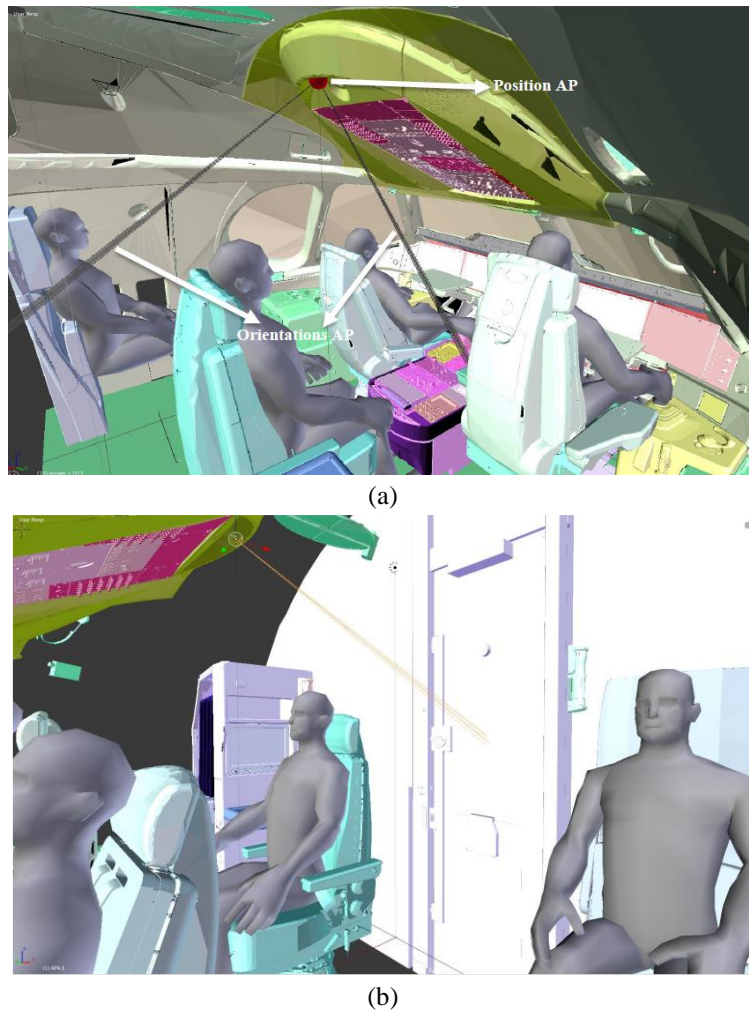


Figure III-28 : Vues 3D du cockpit et des quatre membres de l'équipage

Un deuxième T_x/R_x est intégré à l'AP mais orienté vers la porte entre les deux pilotes arrières (voir les traits discontinus de la Figure III-28 (a) et (b)). Le pilote arrière se trouve sur le siège derrière le pilote (capitaine) et le dessus de sa tête est à 1,48m de l'AP, à 1,35m au-dessus du plancher et à 55cm sous le plafond. Le copilote arrière est situé derrière le copilote (premier officier), le dessus de sa tête est à 62cm de l'AP, à 1,3m au-dessus du plancher et à 70cm sous le plafond.

On considère que tous les membres de l'équipage disposent de casques identiques. Donc, suite à l'analyse effectuée précédemment pour le pilote et copilote, l'émetteur sur le dessus du casque est une source optique avec un angle à mi-puissance de 60° .

Pour simplifier l'intégration, on considère une source sur l'AP pour les pilotes arrières ayant la même directivité que celle en avant du cockpit donc avec un angle de 40° .

À partir de la même méthodologie et considérant que les pilotes arrières sont susceptibles d'effectuer le même type de mouvements que ceux de l'avant, les pires gains permettant de garantir 100% de fiabilité ont été déterminés, reportés dans le Tableau III-6 qui résume l'ensemble des valeurs de H_0 pour les quatre membres de l'équipage.

Tableau III-6: Valeurs des gains H_0 (dB) pour 100% de fiabilité 4 pilotes, 1Tx/Rx $\rho = 0,5$, mouvement tête et corps

Downlink, $\phi_{1/2} = 40^\circ$				Uplink, $\phi_{1/2} = 60^\circ$			
Pilote	Copilote	Pilote arrière	Copilote arrière	Pilote	Copilote	Pilote arrière	Copilote arrière
-69,7	-71,2	-67,8	-72,2	-70,3	-72,1	-67,9	-72,2

Le détail de l'analyse pour les pilotes à l'arrière est fourni en Annexe 1. D'après les résultats, on observe que contrairement aux pilotes et co-pilotes, c'est le mouvement du corps et non pas de la tête qui est le plus pénalisant en termes de gain. De plus, on remarque que pour le pilote et le copilote, les gains sont plus faibles en uplink alors que c'est en downlink pour les pilotes arrière.

Au global la liaison la plus contrainte est celle avec le copilote arrière puisqu'elle présente les plus faibles valeurs de gain en uplink et downlink en gras dans le Tableau III-6.

Pour compléter l'étude du comportement du canal dans le cockpit, on analyse l'étalement temporel de la réponse impulsionnelle $h(t)$ avec pour objectif de déterminer la valeur maximale de la bande passante du canal qui permet d'éviter le phénomène d'IES. En effet, nous avons pu observer que les contributions NLOS par trajets réfléchis peuvent être significatives, d'autant plus avec les mouvements de la tête et du corps des pilotes.

Le retard τ_{rms} a donc été évalué pour chaque liaison correspondant aux mouvements discrétisés (voir Figure III-21 et Figure III-25). Les valeurs maximales de τ_{rms} obtenues pour chaque membre de l'équipage sont reportées dans le Tableau III-7.

Tableau III-7 : τ_{rms} (s) des liaisons uplink et downlink, configuration 1Tx/Rx, $\rho = 0,5$

Configuration	Membre équipage	τ_{rms} (ns)
uplink 1 Tx/Rx mouvement de la tête	Pilote	2,9
	Copilote	2,9
	Pilote arrière	0,8
	Copilote arrière	0,7
	Max	2,9

Configuration	Membre équipage	τ_{rms} (ns)
uplink 1 Tx/Rx mouvement du tronc	Pilote	1,6
	Copilote	1,5
	Pilote arrière	1,4
	Copilote arrière	3
	Max	3

Configuration	Membre équipage	τ_{rms} (ns)
downlink 1 Tx/Rx mouvement de la tête	Pilote	2,9
	Copilote	2,9
	Pilote arrière	0,9
	Copilote arrière	0,1
	Max	2,9

Configuration	Membre équipage	τ_{rms} (ns)
downlink 1 Tx/Rx mouvement du tronc	Pilote	1,4
	Copilote	1,6
	Pilote arrière	1,6
	Copilote arrière	3,2
	Max	3,2

On remarque comme attendu que c'est le copilote arrière lors de mouvements du tronc qui impose la valeur maximale parmi toutes les configurations : $\tau_{RMS_MAX} \approx 3,2$ ns.

On en déduit la bande passante maximale $B_{Max}(Hz)$ sans IES :

$$B_{Max} \leq \frac{1}{10\tau_{RMS_MAX}} \leq \frac{1}{10 * 3.2e - 09} \leq 30,8MHz \quad (3.24)$$

Cette valeur B_{Max} sera une borne dans la suite du document, ce qui permettra de négliger l'IES et de se focaliser sur le gain statique H_0 .

6. Apport de la diversité spatiale sur le casque

Comme indiqué dans le paragraphe III.4.2, il est possible d'intégrer d'autres émetteurs-récepteurs sur le casque, en particulier au niveau des oreillettes. Cela constitue une diversité

spatiale pouvant augmenter la robustesse des liaisons par rapport aux mouvements de la tête et du corps. Une autre raison évidente est de pouvoir assurer une transmission en cas de blocage complet (le pilote passe la main sur le casque) ou de panne.

Les différentes localisations étudiées sont représentées sur la Figure III-29. La configuration (3) correspond à celle étudiée précédemment c'est à dire celle des émetteurs-récepteurs sur le dessus du casque. Les émetteurs-récepteurs sur l'oreille gauche sont appelées configurations (1) et (2), ceux sur l'oreille droite configuration (4) et (5). Les configurations (2) et (5) sont orientées de 60° vers l'arrière par rapport à la normale dans l'axe de la tête tandis que les configurations (1) et (4) sont orientées de 60° vers l'avant.

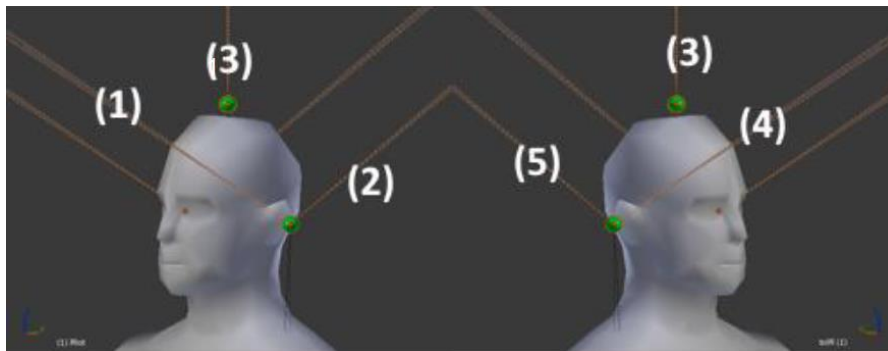


Figure III-29: Illustration des positions des émetteurs-récepteurs sur le casque

Pour illustrer l'intérêt de la diversité, les réponses impulsionnelles de la liaison downlink avec le copilote arrière qui effectue un mouvement du corps (image 9 de la Figure III-25) sont représentées pour les configurations (3) et (5) sur la Figure III-30.

On peut ainsi vérifier que la configuration (5) permet une forte augmentation de la puissance optique reçue sur le casque (10,5 dB) par rapport à la configuration (3). La valeur de gain est de -63,5 dB avec un récepteur sur l'oreille droite (configuration 5) au lieu de -74 dB avec le récepteur sur le dessus du casque (configuration 3). Cela est dû à la contribution LOS, qui n'est pas bloquée avec la configuration (5) contrairement à la configuration (3), mais également aux contributions réfléchies qui sont environ 10 fois plus élevées. De plus, on peut remarquer que la valeur RMS du retard est diminuée avec la configuration (5).

L'analyse complète a été effectuée pour tous les membres d'équipage et les cinq configurations, en considérant pour chaque configuration les gains les plus limitants c'est-à-dire le « pire cas » fonction des mouvements. Les résultats sont reportés sur le Tableau III-8.

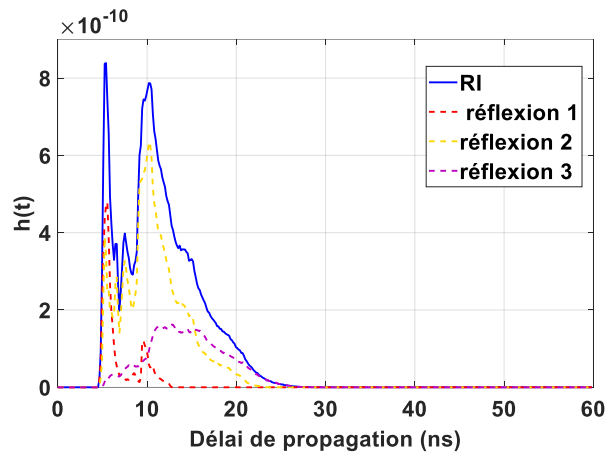
Comme attendu, on remarque sur le Tableau III-8 que le « pire » gain du canal en uplink ou downlink peut être amélioré grâce à la diversité spatiale. Par exemple, pour le copilote arrière c'est grâce à un transmetteur sur l'oreille droite (configuration (5)) puisqu'on peut obtenir un gain de -63,5dB en downlink et -63,2dB en uplink au lieu de -74dB respectivement -72,1dB.

Tableau III-8 : valeurs des gains H_0 (dB) pour garantir 100% de fiabilité, 4 pilotes, casque avec diversité, $\rho = 0,5$

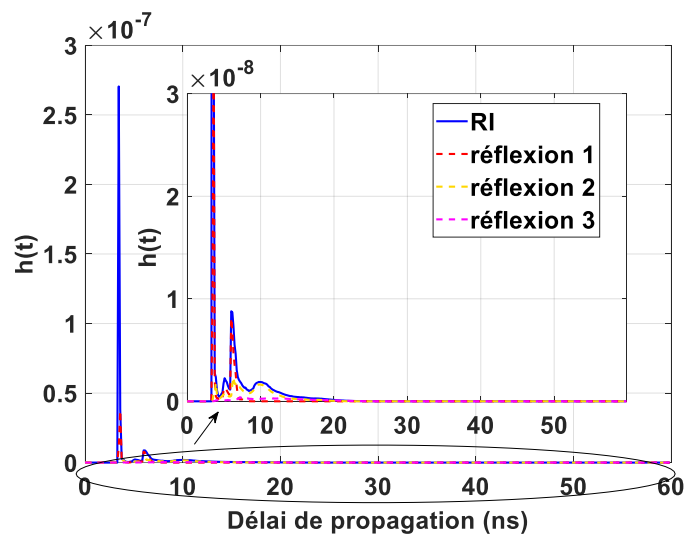
Tx/Rx	Downlink, $\phi_{1/2} = 40^\circ$				Uplink, $\phi_{1/2} = 60^\circ$			
	Pilote	Copilote	Pilote arrière	Copilote arrière	Pilote	Copilote	Pilote arrière	Copilote arrière
(1) Oreillette gauche	-69,8	-70,4	-70,7	-75,3	-70,4	-71,1	-71,5	-72,8
(2) Oreillette gauche	-70,4	-67	-68,5	-65,5	-70,6	-68,2	-69,4	-63,9
(3) dessus arceau	-69,7	-71,2	-68	-74	-70,3	-72,1	-67,9	-72,1
(4) Oreillette droite	-70,1	-70,7	-67,7	-73,1	-70,9	-71,3	-67,9	-71
(5) Oreillette droite	-65,6	-71,6	-64,9	-63,5	-66,4	-71,7	-66,3	-63,3

Au global, on remarque que selon le membre d'équipage, la liaison uplink ou downlink, les configurations permettant les meilleurs gains sont (2) ou (5) (en gras dans le Tableau III-8) et permettent de gagner environ 4dB par rapport à la configuration (3), lorsqu'on tient compte des mouvements. Par conséquent, nous pouvons conclure qu'une solution adaptée est de concevoir un casque incluant 1 Tx/Rx sur le dessus du casque et 2 Tx/Rx supplémentaires placés sur les oreillettes gauche et droite et orientés de 60° vers l'arrière. Dans ce cas, on voit que les performances en gain sont toujours limitées par celles du copilote, quelle que soit la liaison.

Après réception des signaux des trois récepteurs du casque, des techniques de combinaison peuvent être implémentées dans les circuits de traitement embarqué afin de récupérer efficacement les informations émises. Nous avons considéré le signal correspondant à la puissance reçue la plus grande (valeur de gain maximale) parmi les 3 configurations. Cela correspond à la méthode selection combining [131]. Ce n'est pas la technique de combinaison optimale mais l'une des plus simples à mettre en œuvre pour améliorer les performances du système.



(a)



(b)

Figure III-30: $h(t)$ correspondant à l'image 9, mouvement du tronc du copilote arrière en downlink (a) configuration 3, (b) configuration 5

7. Impact de la réflectivité des surfaces

Les résultats précédents sont obtenus pour $\rho = 0,5$ qui est la valeur moyenne du coefficient de réflexion considéré pour tous les matériaux présents dans le cockpit, c'est à dire les surfaces du cockpit et les corps des pilotes. Ce n'est pas réaliste d'affecter un seul coefficient à toutes les surfaces, il faudrait définir des BRDF différentes selon les matériaux mais le compromis est la complexité de la simulation.

Nous avons alors cherché à ce stade, à vérifier l'impact de ρ sur les résultats obtenus concernant l'angle optimal $\phi_{1/2}$ des sources optiques. Des simulations ont été réalisées en utilisant les valeurs extrêmes à savoir, $\rho = 0,1$ et $\rho = 0,9$.

Nous avons tracé sur la Figure III-31 les $CDF (H_0)$ en fonction de l'angle à mi-puissance pour les trois valeurs de coefficients de réflexion, en considérant comme exemple les liaisons uplink et downlink dans le scénario avec le pilote.

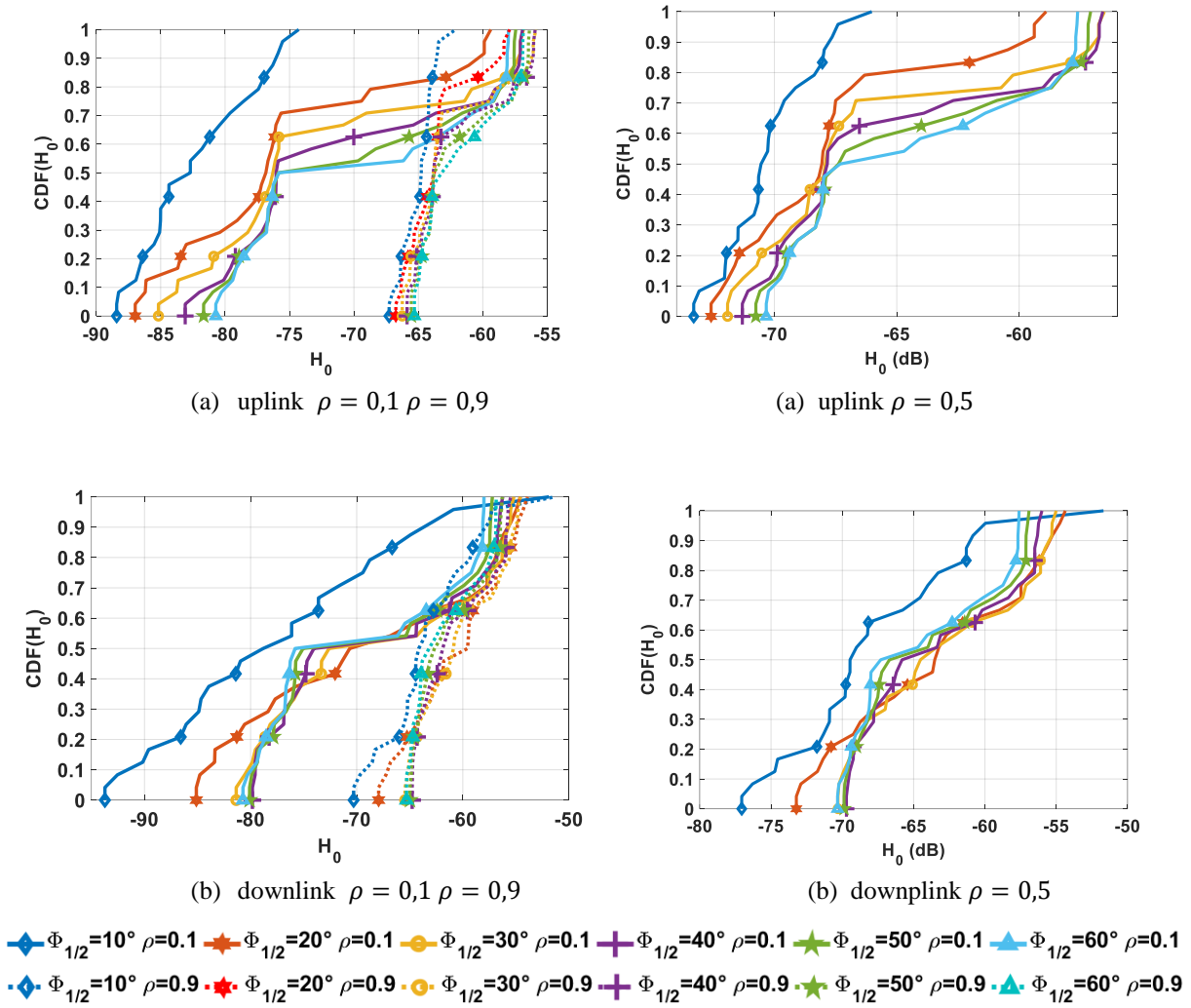


Figure III-31 : CDF du gain de la liaison en fonction de l'angle à mi-puissance pour $\rho = 0,1; 0,5; 0,9$ pilote :
(a) uplink (b) downlink,

On remarque tout d'abord que la valeur maximale du gain correspondant à une fiabilité de 100% est impactée de manière plus significative par $\rho = 0,1$ que par $\rho = 0,9$ par rapport au cas $\rho = 0,5$. Par exemple, dans le cas uplink (Figure III-31 (a)) on voit que le meilleur gain est d'environ -65dB pour $\rho = 0,9$, -70dB pour $\rho = 0,5$ et -80dB pour $\rho = 0,1$. On peut également noter que le gain en fonction de l'angle à mi-puissance varie d'autant plus que la valeur du coefficient de réflexion est faible. Le comportement n'est pas linéaire en fonction de ρ , ce qui a été vérifié lors d'études précédentes [132].

Cela signifie qu'il est très important d'évaluer au mieux la réflectivité des matériaux et éléments présents dans le cockpit et ce d'autant plus lorsqu'elle est plutôt faible.

Par contre, le résultat le plus important est que les angles à mi-puissance $\phi_{1/2}$ optimaux sont toujours de 60° et 40° respectivement en uplink et en downlink. Nous avons vérifié qu'on arrive aux mêmes conclusions pour les autres membres d'équipage.

III.5. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté les caractéristiques principales des émetteurs et récepteurs optiques pour le domaine de l'IR. Les différents types de liaison pour l'établissement d'une transmission par optique sans fil ont été introduits et nous avons défini les réponses impulsionnelles associées.

A partir de l'analyse du gain statique et de l'étalement de la réponse impulsionnelle, l'objectif de l'étude présentée était d'optimiser les liaisons montantes et descendantes entre les casques portés par les quatre pilotes à l'intérieur du cockpit d'un AIRBUS A350 et un point d'accès localisé au plafond. L'optimisation s'est focalisée sur la détermination de la directivité optimale des sources optiques pour assurer la robustesse des liaisons face à l'environnement spécifique, à la présence des pilotes et de leurs mouvements.

La méthodologie utilisée s'est basée sur les résultats de simulation par lancer de rayons associé à une méthode de Monte-Carlo (simulateur RapSor développé par le laboratoire), fournissant la réponse impulsionnelle du canal à partir de la modélisation du système incluant : (i) un modèle 3D du cockpit d'un A350, (ii) des modèles 3D des corps des pilotes, (iii) la discrétisation des mouvements de la tête et du tronc des pilotes. Nous avons exploité les résultats de diverses simulations pour réaliser une étude statistique afin de déterminer les angles à mi-puissance optimaux en tenant compte des mouvements aléatoires des différents membres de l'équipage.

L'étude a tout d'abord porté sur un scénario avec deux pilotes (pilote et copilote), considérant que les émetteurs-récepteurs étaient sur le dessus du casque. Les deux pilotes sont supposés être dans les deux positions d'assise extrêmes possibles. Pour ce scénario, nous avons conclu que l'angle optimal de la source placée sur le dessus du casque est $\phi_{1/2} = 60^\circ$ et celui de la source sur l'AP est $\phi_{1/2} = 40^\circ$. Puis, l'étude a été étendue au cas de quatre pilotes en considérant les deux pilotes à l'arrière et les mêmes angles optimaux pour les sources côté casque et AP.

Considérant un coefficient de réflexion moyen $\rho=0,5$, les gains maximaux pouvant être obtenus en tenant compte du pire impact des mouvements sont résumés dans le Tableau III-6. Les résultats montrent que dans le scénario à deux pilotes c'est la position du co-pilote qui limite les performances et dans le scénario à quatre pilotes, c'est le co-pilote arrière. De plus, nous avons également estimé la bande passante maximale sans IES, à environ 30MHz.

Puis, nous avons étudié l'intérêt d'une diversité spatiale sur le casque en ajoutant des émetteurs-récepteurs identiques placés au niveau des oreillettes. Les résultats ont montré qu'un casque équipé de 3 émetteurs-récepteurs (un sur le dessus et deux sur les oreillettes orientés vers l'arrière) était une solution adaptée. Les gains maximaux sont améliorés d'environ 4dB. Les résultats sont présentés dans le Tableau III-8.

Les simulations ont été menées en supposant que les matériaux étaient parfaitement diffus et avaient le même coefficient de réflexion moyen de 0,5. Nous avons vérifié que la variation du coefficient de réflexion ne changeait pas la conclusion sur les valeurs optimales des angles à mi-puissance mais qu'elle influence les valeurs de gains statiques, notamment à cause des

trajets NLOS. En réalité, il faudrait avoir le coefficient de réflexion de chaque matériau, c'est une perspective dans le projet ALC.

Par la suite, nous nous intéressons au pire cas de gain de chaque liaison afin d'évaluer les performances minimales pouvant être atteintes en termes de taux d'erreur, débit et latence. A partir des résultats obtenus, le Tableau III-9 résume les valeurs de gain du canal pour les liaisons uplink et downlink, que nous utiliserons dans le chapitre suivant consacré à l'analyse conjointe des performances de la couche physique et de la couche liaison de données.

Tableau III-9: Valeurs des gains H_0 (dB) utilisées pour l'analyse conjointe des performances PHY/MAC

	Uplink	Downlink
1 Tx/Rx, 2 pilotes	-72,1	-71,2
3 Tx/Rx, 2 pilotes	-68,2	-67
1 Tx/Rx, 4 pilotes	-72,2	-74
3 Tx/Rx, 4 pilotes	-68,2	-67

Chapitre IV. Analyse conjointe des performances PHY et MAC

IV.1. Introduction

Nous nous intéressons dans ce chapitre aux performances nécessaires pour assurer les communications audio en utilisant la technologie OWC à l'intérieur du cockpit AIRBUS A350. On étudie un réseau optique sans fil bidirectionnel ayant une topologie en étoile avec un point d'accès situé au plafond et les émetteurs/récepteurs situés sur les casques portés par les quatre membres de l'équipage.

Le projet ALC spécifie deux critères majeurs, l'autonomie et le délai de communication liés respectivement aux techniques de la couche physique (PHY) et de la sous-couche de contrôle d'accès au canal (MAC). L'objectif de cette partie est de proposer une analyse conjointe en considérant les paramètres des couches PHY et MAC.

L'autonomie est liée à la consommation des casques donc à la fois à la dépense énergétique des circuits numériques de traitement et à la puissance optique émise par les sources. On se focalise dans cette analyse, sur la puissance optique moyenne qui, pour une modulation donnée, dépend de la qualité de service visée, notamment en termes de débit et de taux d'erreur binaire (BER).

Les spécifications du projet indiquent un taux limite de perte de paquets (« Packet Error Rate » PER), ce qui correspond à un certain BER pour une taille donnée de paquets qui est spécifiée par la couche MAC.

Le délai de communication dépend de la méthode d'accès au canal donc également des spécifications de la couche MAC. Il existe plusieurs méthodes d'accès au canal dans les spécifications des standards OWC. Nous avons vu dans le chapitre II que dans le cadre du projet, nous étudions la méthode basique et obligatoire implémentée dans les appareils compatibles IEEE802.11. C'est la méthode DCF (« Distributed Coordination Function ») une des fonctions définie dans les mécanismes d'accès des réseaux sans fil ou CSMA/CA [46].

Avant d'analyser conjointement les performances PHY/MAC, nous débiterons par une étude des performances de la couche PHY qui passe par l'évaluation des performances en fonction de la puissance d'émission et du débit pour différents formats de modulations. Ensuite, nous évaluerons les performances de la couche liaison de données, plus précisément de la sous-couche MAC à travers le délai de communications D_{succ} en fonction du débit.

IV.2. Étude des performances de la couche physique

Suite à l'étude de la modélisation du canal réalisée dans le chapitre III, nous avons déterminé deux configurations des émetteurs-récepteurs (1Tx/Rx et 3Tx/Rx), ainsi que les gains statiques H_0 correspondant, permettant d'assurer 100% de fiabilité en tenant compte des mouvements réalistes (tête, corps) (voir Tableau III-9). Ces gains statiques impactent le niveau de puissance

reçue et interviendront dans l'évaluation des performances, qui dépendent aussi de la modulation choisie.

IV.2.1. Définitions générales : probabilité d'erreur sur canal Gaussien

Considérant une chaîne de communication IM/DD, la sortie de l'émetteur consiste en signaux unipolaires qu'on peut représenter sous la forme d'une suite $X(t)$ d'impulsions de forme rectangulaire de largeur T_p .

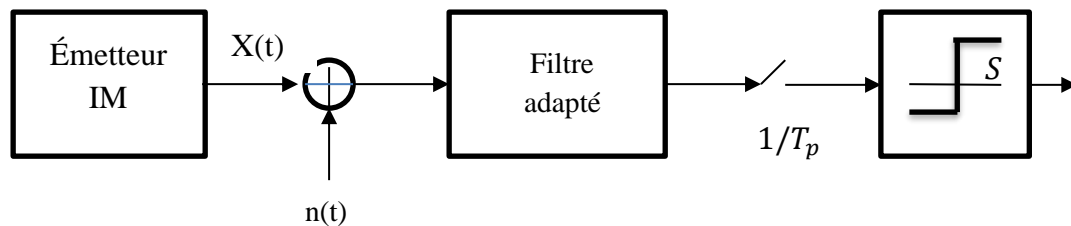


Figure IV-1 : Schéma bloc de la chaîne de communication IM/DD

En réception, la détection directe en présence de bruit additif Gaussien $n(t)$ est composée d'un filtre adapté de réponse impulsionnelle rectangulaire de durée T_p , suivi d'un échantillonneur au rythme des impulsions et d'un étage de décision par rapport à un certain seuil S comme illustré sur la Figure IV-1.

L'évaluation des performances de la transmission de signaux binaires est basée sur le calcul général de la probabilité d'erreur de transmission P_e d'une impulsion d'amplitude '1' ou '0'. Cette probabilité dépend du niveau du signal par rapport au bruit en sortie du filtre adapté de réception, du seuil S ainsi que de la probabilité d'émission d'impulsions à '1' ($p(1)$) ou '0' ($p(0)$) selon la formule suivante [133] :

$$P_e = p(0) \int_S^{\infty} p(i|0) di + p(1) \int_{-\infty}^S p(i|1) di \quad (4.1)$$

Où $p(i|0)$ et $p(i|1)$ sont respectivement la probabilité conditionnelle que le signal reçu prenne la valeur i sachant qu'il s'agit d'un '0' respectivement d'un '1' émis.

En considérant un canal à bruit blanc additif gaussien, l'intégration de ces probabilités conditionnelles fait directement intervenir la fonction de Marcum $Q(x)$ ou la fonction d'erreur complémentaire $erfc(x)$.

Pour une émission équiprobable de signaux unipolaires (0, A) avec A l'intensité correspondant à un niveau haut en réception, il a déjà été démontré que le seuil optimal est $S=A/2$ et que pour ce seuil on obtient la probabilité d'erreur suivante [133] :

$$P_e = Q\left(\sqrt{\frac{E_p}{N_0}}\right) = \frac{1}{2} erfc\left(\sqrt{\frac{E_p}{4N_0}}\right) \quad (4.2)$$

Avec N_0 la densité spectrale du bruit et E_p l'énergie contenue dans une impulsion en réception.

Pour les communications optiques sans fil, on considère le signal électrique obtenu après la photodiode et dont l'énergie par impulsion reçue peut être exprimée par [104] :

$$E_p = A^2 T_p = \mathcal{R}^2 P_r^2 T_p \quad (4.3)$$

Où P_r est le niveau de puissance reçue dans une impulsion, T_p est la durée de l'impulsion et \mathcal{R} la sensibilité de la photodiode, caractéristique de la conversion optique/électrique.

IV.2.2. Performances en modulation OOK

On distingue deux types de modulation OOK selon la durée de l'impulsion émise dans le temps bit T_b : OOK-RZ pour laquelle la durée de l'impulsion est pT_b avec $0 \leq p < 1$ et OOK-NRZ qui consiste à envoyer le signal sur deux niveaux d'amplitudes pendant $T_p = T_b$.

On considère ici une modulation OOK-NRZ qui est un bon compromis entre bande et puissance (la bande passante est $B = \frac{1}{T_p} = 1/T_b$). En effet, l'utilisation de la modulation OOK-RZ permet de diminuer la puissance mais augmente la bande d'un facteur $1/p$ [134].

Soit $X(t)$ le signal émis OOK-NRZ, nommé OOK par la suite pour simplifier l'écriture. En considérant une émission équiprobable et en notant P_t la puissance moyenne transmise, on a pour l'émission d'un '1' :

$$\begin{cases} X(t) = 2P_t & 0 \leq t \leq T_b \\ 0 & \text{sinon} \end{cases} \quad (4.4)$$

La puissance émise est atténuée en réception par le facteur H_0 lié au canal. On en déduit d'après (4.3) l'énergie par impulsion reçue en OOK :

$$E_{p-ook} = \mathcal{R}^2 P_r^2 T_p = \mathcal{R}^2 (2P_t H_0)^2 T_b \quad (4.5)$$

En tenant compte de l'hypothèse d'équiprobabilité, on a directement pour l'énergie par bit en réception :

$$E_b = \frac{E_{p-ook}}{2} = \mathcal{R}^2 2(P_t H_0)^2 T_b \quad (4.6)$$

D'où, en remplaçant dans (4.2) :

$$P_{e-ook} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{E_{p-ook}}{4N_0}} \right) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{E_b}{2N_0}} \right) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{\mathcal{R}^2 P_t^2 H_0^2}{N_0 R_b}} \right) \quad (4.7)$$

On peut déduire de cette relation, la puissance nécessaire pour atteindre une probabilité d'erreur donnée ou BER en fonction du débit binaire $R_b = 1/T_b$ et pour des niveaux de puissance de bruit et de gains statiques H_0 fixés.

Dans tout ce qui suit, nous avons considéré que la sensibilité de la photodiode était normalisée à $\mathcal{R}=1$ et que le bruit prédominant est un bruit ambiant caractérisé par un photo-courant $I_B = 200\mu A$ ce qui correspond à une densité spectrale de bruit $N_0 \approx 6,24 e^{-23} W/Hz$.

En utilisant (4.7), la Figure IV-2 montre pour divers BER visés avec la modulation OOK, l'évolution de P_t en fonction de R_b pour les liaisons uplink et downlink dans la configuration 1Tx/Rx sur le casque pour les cas avec 2 pilotes (Figure IV-2 (a)) et 4 pilotes (Figure IV-2 (b)) dans le cockpit.

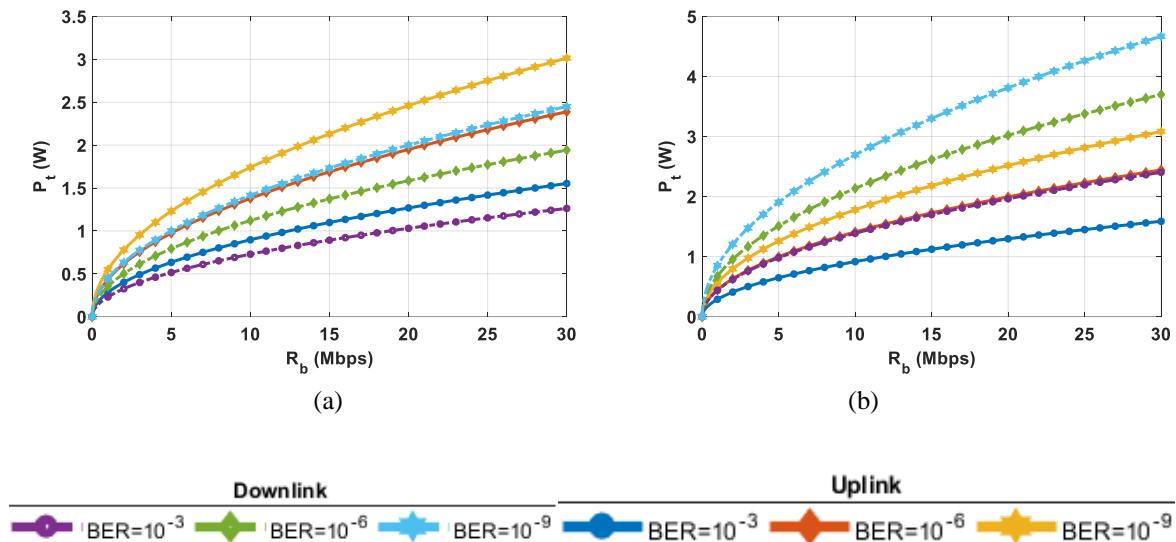


Figure IV-2 : P_t en fonction de R_b , OOK, 1Tx/Rx (a) 2 pilotes (b) 4 pilotes, $\rho = 0,5$

Tout d'abord, comme attendu, la puissance nécessaire pour un BER donné, augmente avec le débit dans tous les cas.

Par contre, on note que les valeurs de P_t sont différentes en fonction du nombre de pilotes présents dans le cockpit (2 ou 4 pilotes).

Sur la Figure IV-2 (a), pour le cas 2 pilotes en configuration 1Tx/Rx, on peut noter que la liaison uplink nécessite toujours plus de puissance que la liaison downlink, pour un même débit. Par exemple, pour un $BER = 10^{-3}$ et $R_b = 5 Mbps$, les niveaux de puissances requis sont d'environ 634 mW, respectivement 515 mW, en uplink respectivement en downlink.

Avec 4 pilotes en configuration 1Tx/Rx, on remarque sur la Figure IV-2 (b) que contrairement au cas des 2 pilotes, la liaison downlink nécessite plus de puissance que la liaison uplink. De plus, les puissances de la liaison en uplink sont quasi identiques à celles obtenues pour 2 pilotes. Ces remarques sont en adéquation avec les valeurs des gains de chaque liaison pour 2 et 4 pilotes du Tableau III-9. Dans la configuration 1Tx/Rx les pires valeurs de gain du canal correspondent aux liaisons avec le casque du copilote respectivement du copilote arrière pour les cas 2 pilotes respectivement 4 pilotes.

Dans la configuration avec diversité sur le casque (3Tx/Rx), les pires valeurs des gains correspondent aux liaisons entre l'AP et le copilote qu'il y ait 2 ou 4 membres d'équipage dans le cockpit.

Donc, une seule courbe correspond aux deux cas (2 et 4 pilotes) et est reportée sur la Figure IV-3.

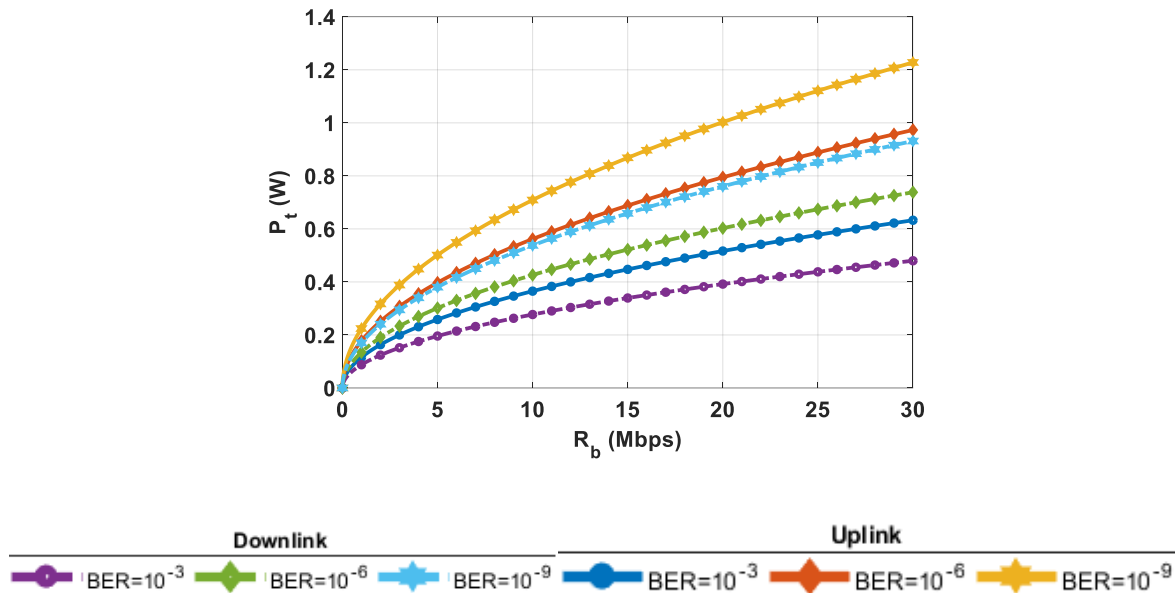


Figure IV-3 : P_t en fonction de R_b , OOK, 3Tx/Rx 2 pilotes et 4 pilotes, $\rho = 0,5$

En comparant les courbes de la Figure IV-3 et celles sans diversité de la Figure IV-2, on peut observer comme prévu que l'utilisation de la diversité améliore les performances. En effet, pour un débit donné, les niveaux de puissances requis sont plus faibles lorsque l'on considère 3Tx/Rx au lieu de 1Tx/Rx.

Par exemple, pour un $BER = 10^{-9}$ et $R_b = 30 Mbps$ dans le cas avec 4 pilotes, la puissance requise dans la configuration 3 Tx/Rx, respectivement la configuration 1Tx/Rx, est : (i) pour le uplink d'environ 1,2W, respectivement 3W ; (ii) pour le downlink 930mW, respectivement 4W. L'apport de la diversité sur le casque est plus significatif pour le downlink que pour le uplink.

Notons que pour comparer les performances des modulations il est classique de tracer la probabilité d'erreur en fonction du rapport signal à bruit (SNR). Dans le cas de l'OOK-NRZ, le SNR est directement défini comme le rapport E_b/N_0 , d'où:

$$P_{e-ook} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{SNR_{OOK}}{2}} \right) \quad (4.8)$$

Avec :

$$SNR_{OOK} = \frac{E_b}{N_0} = \frac{2\mathcal{R}^2 P_t^2 H_0^2}{N_0 R_b} \quad (4.9)$$

Nous nous intéressons par la suite à la modulation L-PPM qui est plus efficace d'un point de vue puissance que l'OOK-NRZ.

IV.2.3. Performances en modulation L-PPM

Tout comme l'OOK, le format de modulation L-PPM est classiquement utilisé dans les systèmes OWC [84]. C'est un format de modulation efficace en termes d'énergie [58], ce qui présente un intérêt pour le cas de l'utilisation du casque audio nécessitant une grande autonomie pour les longs vols.

La modulation L-PPM consiste à associer à chaque symbole représentant M bits, l'une des $L = 2^M$ positions de durée T_p , durant le temps symbole $T_s = MT_b$. On peut donc écrire :

$$T_p = \frac{T_s}{L} = \frac{MT_b}{L} \quad (4.10)$$

Pour chaque symbole une impulsion est ainsi émise à une certaine position pendant T_p et rien dans les autres intervalles.

Quel que soit le symbole émis, en notant P_t la puissance moyenne émise, le signal transmis peut s'écrire :

$$\begin{cases} X(t) = LP_t & 0 \leq t \leq T_p \\ 0 & \text{sinon} \end{cases} \quad (4.11)$$

La relation entre la bande passante requise $B = 1/T_p$ et le débit binaire R_b est alors obtenue par :

$$B = R_b \cdot \frac{L}{M} = R_b \cdot \frac{L}{\log_2(L)} \quad (4.12)$$

On peut donc vérifier que la modulation L-PPM requiert une bande plus élevée que la modulation OOK d'un facteur $\frac{L}{\log_2(L)}$.

Un autre désavantage des modulations L-PPM par rapport à l'OOK est la nécessité d'une synchronisation au temps symbole T_s et au temps pulse T_p . En effet au niveau de la réception, la méthode consiste à échantillonner la sortie du filtre adapté à l'impulsion de durée T_p , puis d'appliquer des blocs de L échantillons à un décodeur pour déterminer le symbole reçu.

Deux méthodes peuvent être envisagées [104] pour le décodeur. Dans la première appelée prise de décision souple, le décodeur choisit le plus grand échantillon pour en déduire la position de l'impulsion transmise puis le symbole. C'est la méthode optimale pour la L-PPM. L'autre méthode est la prise de décision hard (détection directe) sur chaque impulsion par un détecteur à seuil, puis le décodeur prend la décision sur le symbole. Cette méthode n'est pas optimale, mais est plus simple à mettre en œuvre et est très répandue dans les produits commerciaux basés

sur l'IrDA. Elle introduit une pénalité d'environ 1,5dB en puissance par rapport au décodage souple [84].

Nous détaillons par la suite le calcul des performances de la modulation L-PPM avec la méthode de détection à seuil.

La probabilité d'erreur binaire pour la L-PPM s'obtient à partir de la probabilité d'erreur symbole P_{e-symb} , elle-même liée à la probabilité d'erreur par impulsion $P_{e-pulse}$ [133].

Pour déterminer la probabilité d'erreur $P_{e-pulse}$ une approximation classique est de considérer que les impulsions de durée T_p à '1' sont équiprobables avec le nombre d'intervalles de durée T_p à '0', ce qui est exact pour $L=2$, mais ne le devient plus pour des ordres supérieurs puisqu'un seul intervalle sur les L dans le temps symbole est à '1'. Cette approximation donne tout de même des résultats valables pour de faibles valeurs de probabilité d'erreur [104].

On peut ainsi directement déterminer $P_{e-pulse}$ à partir de (4.2) et (4.3), en remplaçant P_r par $P_r = LP_t H_0$ et donc E_p par son expression :

$$E_{p-PPM} = \mathcal{R}^2(LP_t)^2 H_0^2 T_p = \mathcal{R}^2(LP_t)^2 H_0^2 \frac{MT_b}{L} = \frac{LM\mathcal{R}^2 P_t^2 H_0^2}{R_b} \quad (4.13)$$

On a alors :

$$P_{e-pulse} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{E_{p-PPM}}{4N_0}} \right) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{LM\mathcal{R}^2 P_t^2 H_0^2}{4N_0 R_b}} \right) \quad (4.14)$$

Dans ce cas, pour l'analyse des performances, le SNR est classiquement défini par :

$$SNR_{PPM} = \frac{\mathcal{R}^2 P_t^2 H_0^2}{N_0 R_b} \quad (4.15)$$

À noter qu'il diffère du SNR défini en OOK (4.9) de 3dB.

On peut ainsi exprimer la probabilité d'erreur par impulsion $P_{e-pulse}$ comme suit :

$$P_{e-pulse} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{LMSNR_{PPM}}{4}} \right) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{\sqrt{LMSNR_{PPM}}}{2} \right) \quad (4.16)$$

Pour l'évaluation des performances on peut aussi vouloir exprimer cette probabilité en fonction du rapport E_b/N_0 ou encore du rapport E_s/N_0 avec E_s l'énergie par symbole.

Dans ce cas, l'énergie par symbole est directement égale à l'énergie d'un pulse $E_s = E_p$ (puisque'on a 1 pulse par symbole en L-PPM), et on a pour l'énergie par bit :

$$E_b = \frac{E_s}{M} = \frac{L\mathcal{R}^2 P_t^2 H_0^2}{R_b} \quad (4.17)$$

On exprime alors $P_{e-pulse}$ en fonction de E_b/N_0 :

$$P_{e-pulse} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{E_s}{4N_0}} \right) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{E_b}{4MN_0}} \right) \quad (4.18)$$

La probabilité d'erreur P_{e-PPM} en modulation L-PPM est obtenue à partir du nombre moyen de bits faux par symbole $N_{faux/symb}$ divisé par le nombre de bits par symbole M .

Ce nombre $N_{faux/symb}$ est obtenu à partir d'une analyse combinatoire déterminant toutes les combinaisons possibles d'avoir au moins un bit faux par symbole, ce qui conduit à [133] :

$$N_{faux/symb} = \sum_{n=1}^M \binom{M}{n} \frac{P_{e-symb}}{2^M - 1} = M \frac{2^{M-1}}{2^M - 1} P_{e-symb} = M \frac{L/2}{L-1} P_{e-symb} \quad (4.19)$$

Avec P_{e-symb} la probabilité d'erreur par symbole.

La probabilité d'erreur par symbole peut être obtenue de manière approchée à partir du nombre d'intervalles de durée T_p par symbole L et de la probabilité d'erreur $P_{e-pulse}$ déterminée précédemment (4.16) et (4.18) :

$$P_{e-symb} = 1 - (1 - P_{e-pulse})^L \quad (4.20)$$

Au final, on a l'expression de la probabilité d'erreur P_{e-PPM} :

$$P_{e-PPM} = \frac{N_{faux/symb}}{M} = \frac{L/2}{L-1} P_{e-symb} = \frac{L/2}{L-1} \left(1 - (1 - P_{e-pulse})^L \right) \quad (4.21)$$

Avec $P_{e-pulse}$ entièrement déterminée par (4.16) et (4.18).

Nous avons tracé sur la Figure IV-4 l'évolution de la probabilité d'erreur P_{e-PPM} en fonction de $\left. \frac{E_b}{N_0} \right]_{dB}$ pour les modulations 2-PPM, 4-PPM, 8-PPM et 16-PPM. Nous avons également reporté les performances de la modulation OOK.

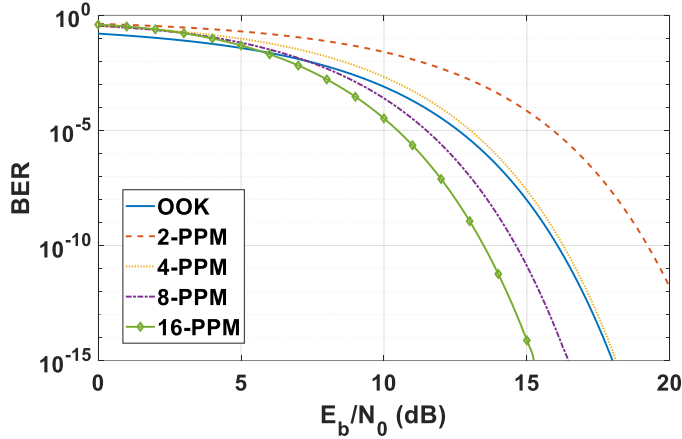


Figure IV-4 : Comparaison de la probabilité d'erreur en fonction de $\left. \frac{E_b}{N_0} \right]_{dB}$ pour les modulations OOK et L-PPM

On observe sur la Figure IV-4 dans le cas des modulations L-PPM, que pour une qualité de service visée en terme de probabilité d'erreur, le rapport $\left. \frac{E_b}{N_0} \right]_{dB}$ correspondant diminue lorsque L augmente et est plus faible pour $L > 2$ que celui requis par l'OOK, ce qui illustre l'avantage énergétique de la L-PPM par rapport à l'OOK.

Par contre, le rapport $\left. \frac{E_b}{N_0} \right]_{dB}$ est plus faible en OOK qu'en modulation 2-PPM (il est quasi identique à celui de la 4-PPM). Par exemple si on vise une probabilité d'erreur de 10^{-6} , on note que pour l'OOK, le rapport $\left. \frac{E_b}{N_0} \right]_{dB-OOK} = 13,55$ dB alors que pour la 2-PPM $\left. \frac{E_b}{N_0} \right]_{dB-2PPM} = 16,85$ dB. On a un écart d'environ 3dB.

Cependant dans le cas de la 2-PPM, la bande passante requise est également plus élevée que celle de l'OOK (d'un facteur 2). Il est donc intéressant de comparer également l'efficacité en puissance des modulations, pouvant être définie comme le rapport entre E_b/N_0 et la bande passante requise [58].

Dans le cas particulier de la 2-PPM, on peut noter que pour de faibles valeurs de $P_{e-pulse}$, l'expression de la probabilité d'erreur peut se réduire simplement à :

$$P_{e-2PPM} \approx 2P_{e-pulse} \approx P_{e-pulse} \quad (4.22)$$

Et donc

$$P_{e-2PPM} \approx \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{R^2 P_t^2 H_0^2}{2 N_0 R_b}} \right) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{SNR_{PPM}}{2}} \right) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{E_b}{4 N_0}} \right) \quad (4.23)$$

Dans ce cas, en observant les équations (4.7) et (4.23), on voit qu'on a des performances équivalentes entre OOK et 2-PPM pour $E_b/N_{0-2PPM} = 2E_b/N_{0-OOK}$ (donc un écart de 3dB). Mais comme la bande $B_{2PPM} = 2B_{OOK}$, l'efficacité en puissance est identique entre OOK et 2-PPM.

D'autre part, on voit que les SNR pour l'OOK et la 2-PPM sont identiques pour une probabilité d'erreur donnée (eq. (4.7) et (4.23)). Cependant, la définition du SNR différant d'un facteur 2 entre l'OOK (4.9) et la PPM (4.15), cela correspond à une puissance optique émise en 2-PPM plus élevée qu'en OOK, d'un facteur $\sqrt{2}$ (soit +1,5dB).

Plus généralement, si on compare la puissance moyenne de la modulation L-PPM par rapport à la modulation OOK pour un canal Gaussien, on montre que [58] :

- Pour un décodage « hard », la puissance moyenne normalisée en dB par rapport à celle de l'OOK est égale à $-5\log_{10}\left(\frac{L\log_2(L)}{4}\right)$
- Pour un décodage « souple » la puissance moyenne normalisée en dB par rapport à celle de l'OOK est égale à $-5\log_{10}\left(\frac{L\log_2(L)}{2}\right)$

La L-PPM est plus efficace que l'OOK en termes de puissance mais la complexité augmente au niveau du décodage à mesure que l'ordre de modulation augmente. De plus, les modulations L-PPM nécessitant une bande plus élevée que l'OOK, il y a un compromis sachant que nous avons estimé dans le chapitre précédent que la bande maximale sans IES est d'environ 30MHz.

À partir de la relation (4.12) le Tableau IV-1 reporte les valeurs maximales des débits R_b de différentes L-PPM pour une transmission sans IES. Nous avons également reporté le rapport entre la puissance moyenne requise par la L-PPM (décodage « hard ») et celle de la modulation OOK d'après [84].

Tableau IV-1 : R_b maximal et gain en puissance de la L-PPM pour un canal sans IES de bande $B=30\text{MHz}$

	2-PPM	4-PPM	8-PPM	16-PPM
$R_{bMAX}(\text{Mbps})$	15	15	11,2	7,2
$\frac{P_{t-PPM}}{P_{t-OOK}} \text{ dB}$ [84]	-1,5	-1,5	-3,9	-6

À titre d'exemple, la Figure IV-5 présente l'évolution de P_t en fonction de R_b dans la configuration 3Tx/Rx, pour les liaisons uplink et downlink avec la modulation 4-PPM à partir des équations (4.14) (4.20) (4.21).

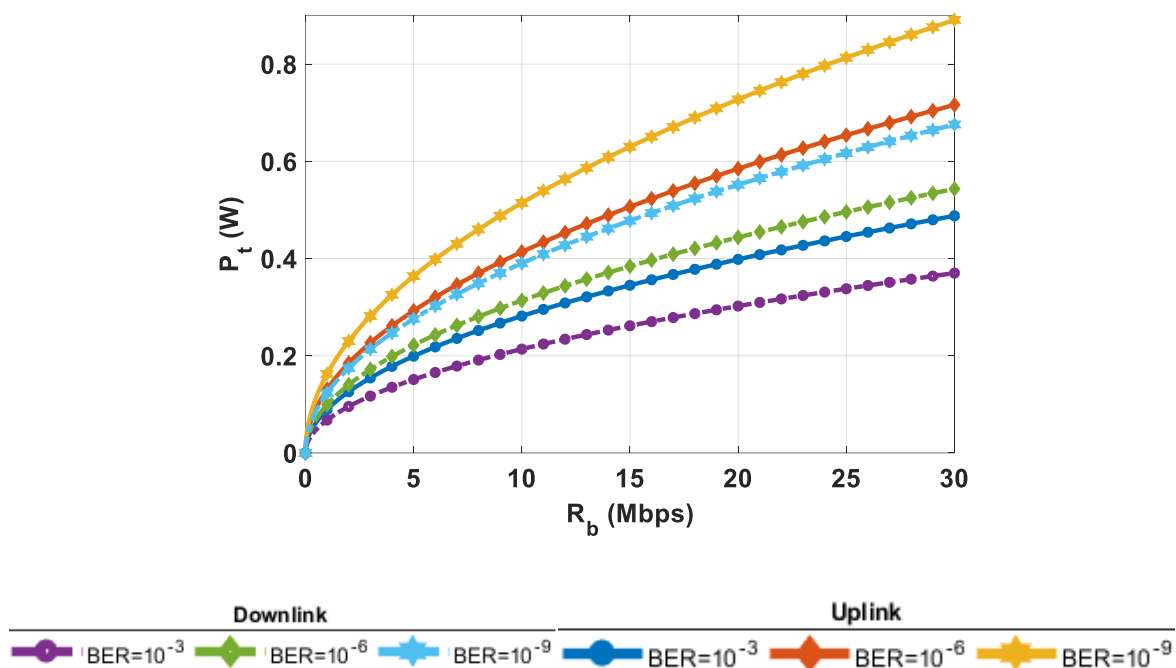


Figure IV-5 : P_t en fonction de R_b , 4-PPM, 3Tx/Rx 2 pilotes et 4 pilotes, $\rho = 0,5$

Pour un débit de 15 Mbps et un BER visé de 10^{-9} , on note d'après la Figure IV-5 que la 4-PPM requiert une puissance d'environ 630 mW en uplink et 478 mW en downlink. Sur la Figure IV-3 pour la modulation OOK, les puissances correspondantes sont 870 mW en uplink et 658 mW en downlink. On calcule alors une différence de 1,4 dB entre les puissances en uplink et downlink de l'OOK et 4-PPM, ce qui est cohérent avec les résultats de [84].

Au final, quelle que soit la modulation, la puissance requise pour une performance donnée augmente avec le débit qui a également un impact sur les délais liés au protocole d'accès définis par la couche liaison de données.

Nous nous intéressons dans la section suivante au protocole d'accès au canal.

IV.3. Étude du protocole d'accès au canal

Le protocole MAC de l'IEEE 802.11 [46] incorpore plusieurs méthodes d'accès au canal basées sur la technique avec écoute de la porteuse en évitant les collisions ou CSMA/CA. Comme nous l'avons vu dans le chapitre II, selon le mode de fonctionnement du réseau, différentes méthodes existent dans la technique CSMA/CA : DCF, PCF et HCF. La méthode DCF est la méthode d'accès de base, la méthode PCF n'a jamais été adoptée en pratique, et la méthode HCF propose une amélioration pour la gestion des trafics de priorités différentes. C'est donc la méthode DCF sur laquelle on se focalise donc par la suite puisque le contexte ne traite pas des niveaux de priorités dans les trafics.

De plus, rappelons que cette technique est retenue non seulement dans le standard 802.11bb mais aussi dans IEEE 802.15.13 et ITU G.9991 qui sont des standards actifs en VLC.

L'objectif est le contrôle du temps d'attente de l'utilisateur avant d'initier une transmission et impose ainsi une structure temporelle contraignante en termes de délai.

IV.3.1. Mécanisme DCF (« Distributed Coordination Function »)

Le standard 802.11 [46] définit deux variantes de la méthode DCF. Une méthode implémente le mécanisme RTS / CTS (« Request To Send/ Clear To Send »), l'autre non.

Dans sa version standard illustrée sur la Figure IV-6, un nœud émetteur désirent communiquer écoute le canal. Si le canal est détecté libre à un instant t , le nœud attend un temps fixe de durée DIFS (DCF « InterFrame Space) défini par la méthode physique de transmission. Une durée variable et aléatoire calculée par l'émetteur dans une plage donnée appelée fenêtre de contention CW (« Contention Window ») est ajoutée à l'intervalle DIFS. Cette temporisation aléatoire (appelée « backoff ») est déterminée par un nombre aléatoire de slots temporels (entre 0 et $CW - 1$), choisi par un algorithme (binary exponential backoff (BEB)) exécuté quand le canal est occupé ou après chaque transmission.

Lorsque le temps d'attente est écoulé, l'émetteur transmet ses données (Data) si le canal est toujours libre. Sinon, l'émetteur attendra une durée correspondant à la fin de la transmission en cours (libérant à nouveau le canal) plus le temps d'attente fixé par DIFS et CW . Avec ce mécanisme, lorsque le canal est libre, c'est le nœud au retard le plus faible qui peut envoyer ses données. Il y a cependant un risque de collision si deux émetteurs ont le même backoff.

À la réception des données, le nœud récepteur attend une période de durée SIFS (« short inter-frame space ») avant l'envoi d'une trame de notification (« acknowledgment » ACK) pour informer l'émetteur qu'il a bien reçu les données.

Le canal est ensuite libéré et les autres nœuds du réseau désirent émettre peuvent débiter la décrémentation de la fenêtre CW après la durée DIFS.

Une limitation de la méthode DCF standard provient de l'obligation pour un nœud désirent émettre de sonder le canal pour savoir s'il est libre. En effet, il est toujours possible que deux nœuds envoient leurs échanges en même temps si les deux émetteurs ne se perçoivent pas l'un l'autre en raison d'une portée limitée par exemple. C'est la problématique des nœuds cachés conduisant alors à des collisions.

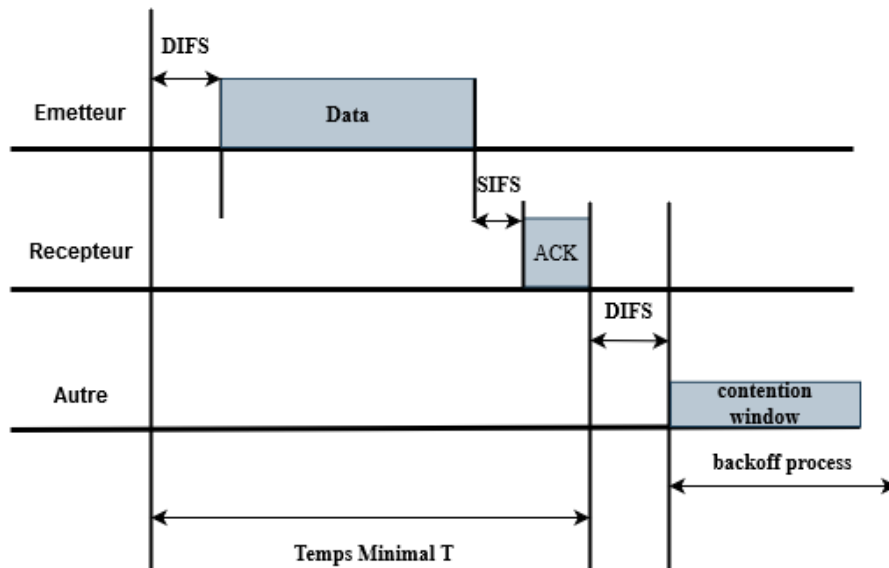


Figure IV-6 : Chronogramme du mécanisme DCF standard

Ces collisions peuvent être réduites en utilisant la version DCF avec réservation du canal grâce au mécanisme RTS/CTS [46]. La contrepartie est l'introduction d'un délai de communication supplémentaire. Le scénario DCF avec RTS/CTS est illustré sur la Figure IV-7.

Le nœud émetteur voulant transmettre utilise une trame de contrôle courte appelée RTS pour informer le nœud récepteur de son désir de communiquer. La trame RTS indique la source, la destination et la durée. Les autres nœuds présents dans la zone de couverture de l'émetteur reçoivent cette trame et initialisent un compteur appelé NAV (« network allocation vector »). Pendant la durée du NAV, ils savent qu'ils ne doivent pas émettre de données au risque de provoquer des collisions.

Si le canal est libre, le nœud récepteur répond par une trame de contrôle appelée CTS incluant les mêmes informations que RTS, après une période de durée SIFS. Les autres nœuds présents dans la zone de couverture du récepteur initialisent à leur tour une durée NAV.

Après réception du CTS, le nœud émetteur attend une durée SIFS et envoie sa trame de données. Une trame d'acquittement ACK est transmise à l'émetteur après une durée SIFS, si le récepteur a correctement reçu la trame Data.

Le mécanisme RTS/CTS n'élimine pas complètement le risque d'avoir des collisions. Cependant, comme les trames RTS/CTS sont de petite taille, la qualité des transmissions est améliorée même s'il y a collision.

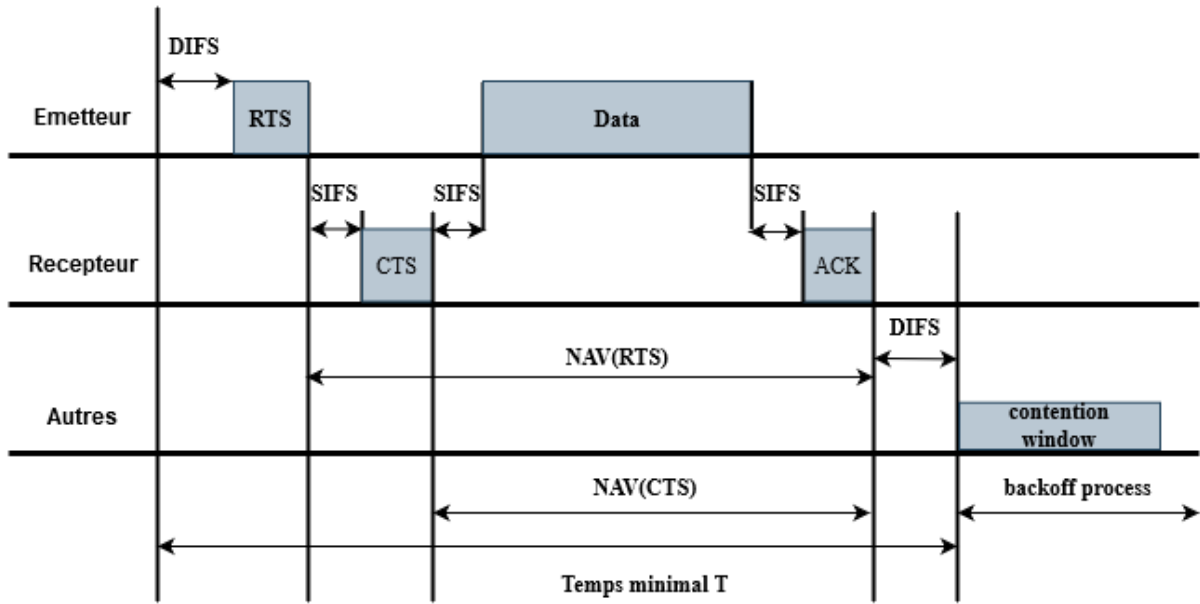


Figure IV-7: Chronogramme du mécanisme DCF avec RTS/CTS

Lorsqu'une tentative de transmission se termine avec succès ou respectivement avec une collision, les temps de transmission T_{succ} et respectivement T_{col} sont donnés par [135]:

$$\begin{cases} T_{succ} = RTS + CTS + Data + ACK + 3SIFS + DIFS \\ T_{col} = T_{c_RTS} + T_{c_CTS} \end{cases} \quad (4.24)$$

T_{c_RTS} et T_{c_CTS} sont les temps écoulés si la collision se produit durant la phase de transmission de la trame RTS respectivement CTS. Ces temps sont donnés par [135]:

$$\begin{cases} T_{c_RTS} = RTS + DIFS \\ T_{c_CTS} = RTS + CTS + SIFS + DIFS \end{cases} \quad (4.25)$$

Le calcul des temps de transmission des trames prend en compte les en-têtes insérés au niveau de la couche PHY ainsi que le délai de propagation maximum du signal pour effectuer un aller-retour entre les stations les plus éloignées du réseau, spécifié par le standard ($a_{AirPropagationTime} = 1\mu s$) [136].

Parmi les indicateurs de la performance d'un réseau, on s'intéresse à l'impact de la méthode d'accès sur le délai entre les signaux audio des casques des pilotes et le point d'accès au plafond du cockpit relié au système de gestion audio de l'avion. C'est un paramètre critique dans le projet pour la qualité audio en temps réel qui est fixé à une borne de 2,5 ms.

Parmi tous les paramètres impactant la latence, l'étude se focalise sur le temps de transmission des paquets de données qui sera d'autant plus grand que le débit est faible, pour une taille de paquet donnée.

De nombreux travaux dans la littérature ont établi des modèles analytiques du fonctionnement des réseaux sans fil 802.11 avec un accès aléatoire au canal [135], [137]-[139].

Un travail de référence est celui proposé par *G. Bianchi* [137] qui s'appuie sur une approche par chaîne de Markov à deux dimensions. L'auteur a proposé une modélisation du processus de backoff pour prédire le comportement du mécanisme DCF. Ce modèle avait pour but d'estimer le débit et d'évaluer la performance du protocole. Différents auteurs ont utilisé ce travail de référence en introduisant des caractéristiques pour améliorer le modèle ou pour calculer d'autres métriques de performance [140]. Par exemple, [139] s'est intéressé au calcul du délai moyen dans DCF en se basant sur les résultats analytiques de [137]. Cependant, l'analyse supposait que tous les nœuds du réseau peuvent écouter le canal, donc le problème des nœuds cachés était négligé. Cette hypothèse ne peut être garantie dans un réseau OWC tel que dans le cockpit. C'est pour cette raison que nous nous inspirerons d'une autre extension des travaux de *G. Bianchi* proposée par *Salah A. Alabady* et al [135] qui tient compte de la possibilité d'avoir des nœuds cachés. Dans ces études, les auteurs valident notamment la modélisation analytique proposée en fonction du nombre de nœuds y compris pour un nombre faible, ce qui correspond au cas étudié constitué de quatre casques audio et du point d'accès.

IV.3.2. Modèle analytique du délai de transmission des paquets

Supposons n nœuds dans le réseau et posons m le nombre total de tentatives de transmission effectuées par un nœud. Les différentes fenêtres de contentions obtenues par le nœud à chaque étape de backoff i avant d'arriver à m correspondent à [137] : $CW_i = 2^i CW_{min}$ avec $i \in [0, m]$. CW_{min} est la valeur minimale de la fenêtre de contention, définie dans le standard.

Dans l'analyse, on considère que la durée pendant laquelle un nœud écoute le canal est le temps slot : T_s

La probabilité τ qu'un nœud transmette un paquet dans un intervalle T_s peut être obtenue par [137] [138] :

$$\tau = \frac{2}{1 + CW_{min} + pCW_{min} \sum_{i=0}^{m-1} (2p)^i} \quad (4.26)$$

p est la probabilité de collision. Pour qu'il y ait collision, cela suppose qu'au moins un des $(n - 1)$ nœuds restants du réseau tente de transmettre dans le même intervalle. Cette tentative a une probabilité τ , donc la probabilité de collision p peut être exprimée comme :

$$p = 1 - (1 - \tau)^{n-1} \quad (4.27)$$

Les équations (4.26) et (4.27) forment un système non-linéaire avec 2 inconnues τ et p , pouvant être résolu numériquement.

Chacun des nœuds du réseau en compétition pour avoir accès au canal a une probabilité τ de transmettre. Donc la probabilité P_{tr} qu'il y ait au moins une transmission durant T_s peut s'exprimer par [135] :

$$P_{tr} = 1 - (1 - \tau)^n \quad (4.28)$$

La probabilité P_s d'une transmission réussie sur le canal, soit qu'un seul nœud tente d'émettre dans l'intervalle s'exprime par [137] :

$$P_s = \frac{n\tau(1-\tau)^{n-1}}{P_{tr}} \quad (4.29)$$

En multipliant la probabilité P_{tr} qu'une transmission s'effectue pendant T_s par la probabilité de succès pour un nœud P_s , on obtient la probabilité P_{succ} que la tentative de transmission d'un nœud se termine par un succès :

$$P_{succ} = P_{tr}P_s \quad (4.30)$$

D'autre part, la probabilité P_{idle} de n'avoir aucune transmission pendant un intervalle T_s donné est :

$$P_{idle} = 1 - P_{tr} \quad (4.31)$$

En utilisant (4.28) et (4.29), la probabilité P_{col} que la tentative de transmission d'un nœud se termine par une collision s'écrit :

$$P_{col} = P_{tr} - P_s \quad (4.32)$$

On remarque que P_{col} dépend de τ et de n . Lorsque le nombre de nœuds n augmente, la probabilité que la tentative de transmission se termine par une collision augmente également, ce qui dégrade les performances en particulier en termes de délai de transmission.

En utilisant (4.24), (4.25), (4.30), (4.31) et (4.32), le délai moyen de transmission pour une communication réussie est donné par [135] :

$$D_{succ} = L_{slot} N_{slot} \quad (4.33)$$

Avec :

$$L_{slot} = P_{idle}T_s + P_{succ}T_{succ} + P_{col}T_{col} \quad (4.34)$$

N_{slot} , est le nombre moyen d'intervalles slots pour une transmission de paquet avec succès après m tentatives ($i=m$) :

$$N_{slot} = \frac{(1 + CW_m)(1 - 2p) + CW_m p(1 - (2p)^m)}{2(1 - 2p)(1 - p)} \quad (4.35)$$

IV.3.3. Analyse du délai de transmission

Nous commençons par analyser le comportement du délai de transmission avec succès en fonction nombre de nœuds n (le point d'accès AP plus les pilotes dans le cockpit) et de la probabilité de collision p .

Au niveau de la couche liaison des données, nous avons uniquement considéré les champs obligatoires de la structure de la trame MPDU (« MAC paquet data unit ») de la spécification IEEE802.11 [46] [136] représentée sur la Figure IV-8. Ce paquet est encapsulé dans la trame PPDU (« physical paquet data unit ») au niveau de la couche physique spécifié par IEEE802.11 IR PHY [136], illustré sur la Figure IV-9.

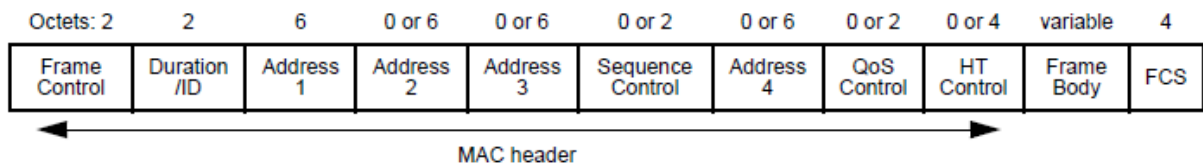


Figure IV-8 : Structure MPDU [46] [136]

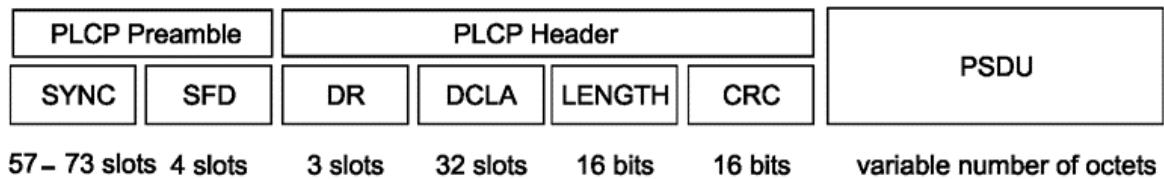


Figure IV-9 : Structure PPDU [136]

Les paramètres considérés pour le calcul du délai de transmission avec succès D_{succ} obtenus à partir de (4.33) (4.34) et (4.35) sont reportés dans le Tableau IV-2 :

Tableau IV-2: Spécifications considérées pour le DCF avec RTS/CTS

Paramètres	Valeurs
RTS (s)	$288(\text{bits})/ R_b$
CTS (s)	$240(\text{bits})/ R_b$
ACK (s)	$240(\text{bits})/ R_b$
Data (s)	$(\text{MPDU}+128) (\text{bits})/ R_b$
Media access control Protocol Data Unit MPDU (bytes)	[0;2500]
DIFS (μs)	26
SIFS (μs)	10
SlotTime (T_s) (μs)	8
CW_{min} (integer)	63
CW_{MAX} (integer)	1023

La Figure IV-10 illustre l'évolution de D_{succ} en fonction de R_b en supposant une transmission avec succès dès la première tentative $m = 1$. Le nombre de nœuds n est égal à 3 (cas de 2 pilotes et un AP) et à 5 (cas de 4 pilotes et un AP). On a supposé une transmission sans collision soit $p = 0\%$.

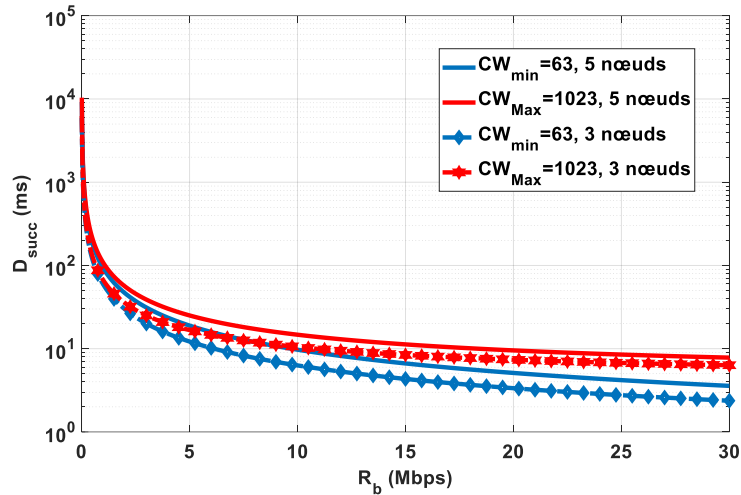


Figure IV-10 : D_{succ} en fonction de R_b , $p = 0\%$, $m = 1$, MPDU=2500 octets

Comme on pouvait s’y attendre, D_{succ} diminue en fonction de R_b . Par exemple, pour $CW_{min} = 63$ et $n = 5$, on a $D_{succ}=12,2$ ms pour $R_b=5$ Mbps et $D_{succ}= 6,3$ ms pour $R_b=10$ Mbps ce qui représente une baisse d’environ 50%.

De manière évidente, le délai est également plus faible pour un réseau de 3 nœuds que pour 5 nœuds et ce d’autant plus que le débit est élevé.

On note également la variation du délai en fonction de CW, plus il est faible et plus le délai D_{succ} diminue. Ce comportement est attendu, car dans le déroulement de l’algorithme BEB, le temps d’attente avant une tentative de transmission dépend du CW. Par exemple, pour $R_b = 5$ Mbps, D_{succ} est égal à 19 ms pour CW égal à 63 et à 25 ms (variation d’environ 24%) pour CW égal à 1023.

La Figure IV-11 illustre l’impact de la probabilité de collision p sur le délai. En effet, comme indiqué précédemment, si le processus d’échange RTS/CTS permet d’essayer de résoudre le problème de nœuds cachés, il peut néanmoins y avoir des collisions durant les échanges des trames RTS et CTS. L’évolution de D_{succ} en fonction de p est reportée sur la Figure IV-11 pour un débit $R_b = 5$ Mbps, $m = 1$ et n égal à 3 respectivement 5.

On observe une croissance exponentielle de D_{succ} en fonction de p . Cependant, cette croissance est relativement lente, à cause du faible nombre de nœuds dans le réseau (5 maximum, 4 pilotes et un AP). Prenons l’exemple de $CW_m = 63$, $n = 5$ où D_{succ} est respectivement égal à 19, 21 et 23 ms pour p égal respectivement à 0%, 5% et 10%. En fait, la probabilité de collision p dans un réseau de moins de 10 nœuds est inférieure à environ 35% quel que soit le nombre de tentatives m , classiquement compris entre 1 et 8 [135]. Par conséquent, pour l’analyse conjointe dans la suite de l’étude, la probabilité de collision p sera négligée.

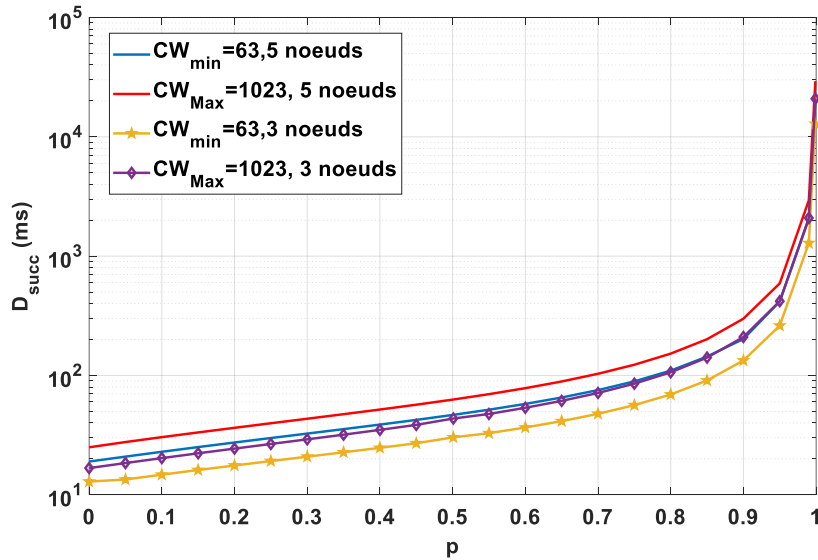


Figure IV-11 : D_{succ} en fonction de p . $R_b = 5Mbps$, $m = 1$, $MPDU=2500$ octets, $n = 3$ et 5 noeuds

Dans le cadre du projet ALC, les délais visés sont de l'ordre de 2,5 ms. Le standard de référence IEEE802.11 IR PHY spécifie un intervalle de la fenêtre de contention $[CW_{min}; CW_{MAX}] = [63; 1023]$.

Or, la valeur visée $D_{succ} = 2,5$ ms, n'est pas atteignable pour la valeur $CW_{MAX} = 1023$. En effet, pour cette valeur, D_{succ} en fonction de R_b à 4,4 ms pour une probabilité de collision nulle $p = 0\%$ et une $MPDU = 2500$ octets dans un réseau constitué de $n = 5$ noeuds.

Une solution pour tenir le délai visé consiste à réduire la taille de CW_{MAX} . Pour cela, nous avons reporté sur la Figure IV-12 les valeurs de CW_{MAX} en fonction de p et de la $MPDU$ et pour différents débits permettant de satisfaire $D_{succ} = 2,5$ ms.

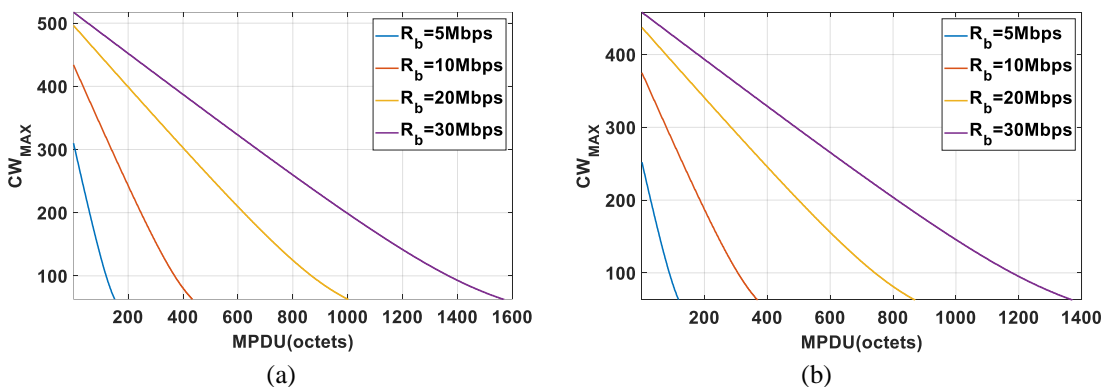


Figure IV-12 : CW_{MAX} en fonction de la $MPDU$ et p pour différents R_b , $D_{succ} = 2,5$ ms, $n = 5$ noeuds, $m=1$
(a) $p = 0\%$ (b) $p = 5\%$

Plus les valeurs de p et de la $MPDU$ sont élevées et plus il faut réduire CW_{MAX} et inversement. Lors du dimensionnement des paramètres du réseau, la connaissance de la probabilité de

collision, de la taille de MPDU et du débit R_b permet de fixer la valeur de CW_{MAX} pour tenir la spécification de $D_{succ} = 2,5 \text{ ms}$.

Par exemple, pour $[p = 0\% ; MPDU = 30 \text{ octets} ; R_b = 5 \text{ Mbps}]$ l'intervalle CW_m est $[CW_{min} ; CW_{Max}] = [63 ; 255]$ alors que pour $[p = 5\% ; MPDU = 30 \text{ octets} ; R_b = 5 \text{ Mbps}]$ l'intervalle CW_m est $[CW_{min} ; CW_{Max}] = [63 ; 198]$.

Cette analyse est faite pour différents débits, sachant qu'il dépend des spécifications de la couche PHY. Comme le délai diminue avec le débit mais que la puissance requise augmente pour une performance donnée, il existe un compromis que nous illustrons dans le paragraphe suivant.

IV.4. Analyse conjointe PHY/MAC

Afin d'évaluer les performances en tenant compte des métriques des couches PHY et MAC, en considérant le canal symétrique binaire classique, nous considérons le taux d'erreur des paquets ou « packet error rate » (PER). Le PER pour un BER donné et un paquet de longueur N (bits) s'exprime comme [141] :

$$PER = 1 - (1 - BER)^N \quad (4.36)$$

Le taux d'erreur par bit ou BER est une mesure de la couche PHY, liée à la puissance émise.

Dans le contexte aéronautique, une exigence forte pour l'utilisateur final est la robustesse de la transmission sans fil en termes de PER qui doit être garantie pendant les mouvements du pilote, car il n'y a pas de possibilité de renvoyer les paquets perdus. Ainsi, le PER peut être considéré comme une mesure PHY/MAC croisée à partir de laquelle nous pourrions discuter des compromis entre la puissance émise et le délai de transmission réussie.

Considérons la valeur cible dans les spécifications du projet soit $PER = 10^{-4}$.

Pour la taille maximale de la trame $MPDU = 2500 \text{ octets}$ spécifiée dans [136] pour la couche IEEE802.11 IR PHY et en utilisant l'équation (4.36), le taux d'erreur binaire correspondant est : $BER = 5 \cdot 10^{-9}$.

À partir de l'analyse réalisée dans la section IV.2 dans le cas de casques avec diversité (3Tx/Rx), nous reportons pour une puissance donnée $P_t = 300 \text{ mW}$, les débits maximaux R_{b_max} et les délais correspondants pour les deux valeurs extrêmes de CW_m en downlink et uplink dans le Tableau IV-3, en faisant l'hypothèse de transmissions sans collisions pour un réseau avec $n = 5$ nœuds (4 pilotes).

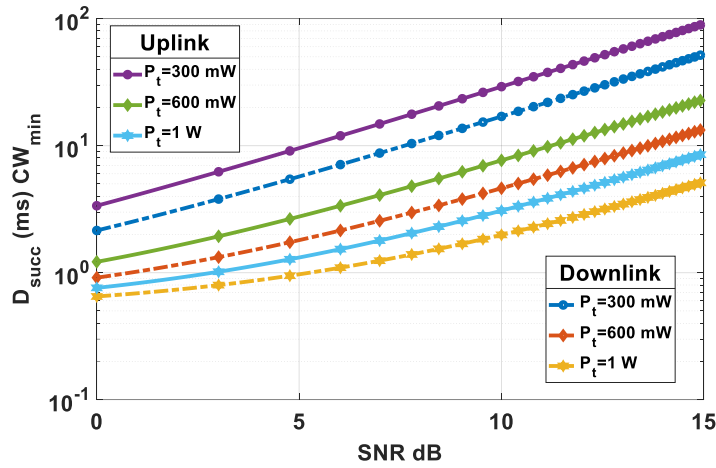
Tableau IV-3 : R_{b_max} pour différents formats de modulation, 3 Tx/ Rx, $MPDU = 2500$ octets, $P_t = 300$ mw, $p = 0\%$, $PER = 10^{-4}$

OOK	R_{b_max}	$CW_{min} = 63$	$CW_{MAX} = 1023$
Downlink	3,4 Mbps	29ms	35ms
Uplink	1,8 Mbps	29ms	62ms
2-PPM			
Downlink	1,6 Mbps	59ms	70ms
Uplink	0,9 Mbps	103ms	120ms
4-PPM			
Downlink	6,4 Mbps	15ms	21ms
Uplink	3,7 Mbps	26ms	33ms
8-PPM			
Downlink	18,8 Mbps	6ms	10ms
Uplink	10,8 Mbps	9ms	14ms
16-PPM			
Downlink	48,4 Mbps	3ms	7ms
Uplink	27,9 Mbps	4ms	8ms

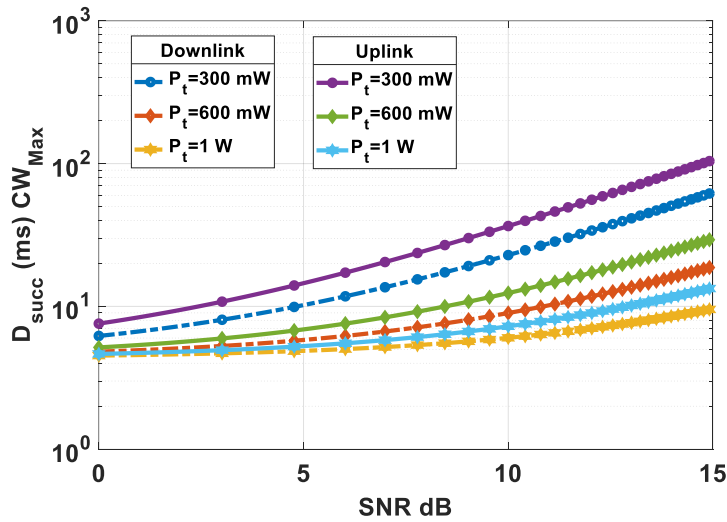
Parmi les formats de modulation considérés, ceux qui respectent la contrainte de débit maximal sans IES que nous avons évaluée (Tableau IV-1) sont l'OOK, la 2-PPM et la 4-PPM.

Le délai le plus faible peut être atteint avec la modulation 4-PPM. Par contre on est limité à 33 ms ce qui est très éloigné des spécifications.

Afin d'analyser les résultats de manière plus générale avec 3 Tx/Rx et 5 nœuds, nous avons tracé sur la Figure IV-13 l'évolution de D_{succ} , en fonction du SNR (équation (4.15)) pour différentes valeurs de P_t , en considérant une $MPDU = 2500$ octets et pour les valeurs $CW_{min} = 63$, $CW_{MAX} = 1023$. Une valeur donnée de SNR correspond à une certaine valeur de R_b d'après l'équation (4.15) en considérant une valeur de puissance P_t donnée et une valeur de gain (voir tableau III-9). Cette valeur de R_b correspond d'autre part à une valeur de D_{succ} d'après l'équation (4.33). La figure IV-13 reporte les couples (SNR, D_{succ}) pour un P_t donnée.



(a)



(b)

Figure IV-13 : D_{succ} , en fonction du SNR, 3Tx/Rx 4 pilotes, $\rho = 0,5$, (a) $CW_{min} = 63$ (b) $CW_{Max} = 1023$.
 $MPDU = 2500$ octets

Considérant un PER , donc un BER cible pour une $MPDU = 2500$ octets, on peut déterminer à partir du SNR le délai de transmission avec succès D_{succ} en fonction du niveau de puissance. Par exemple, pour un $PER = 10^{-4}$, donc un $BER = 5 \cdot 10^{-9}$, le SNR correspondant déterminé à partir des équations (4.15) (4.16) (4.20) et (43.21) pour la modulation 4-PPM est de 9.39 dB.

À partir de la Figure IV-13 (b) pour CW_{Max} et $P_t = 300$ mW, on relève les délais correspondant au SNR de 9,39dB. Par exemple, en uplink on relève 32,4 ms, ce qui est cohérent avec la valeur de 33ms reportée dans le Tableau IV-3.

Un autre exemple est de considérer la modulation OOK. Le SNR correspondant à un $BER = 5 \cdot 10^{-9}$ est 12,15 dB d'après (4.8). À partir de la Figure IV-13 (b) pour CW_{Max} et $P_t =$

300 mW, on relève le délai en downlink qui est 34,7 ms, là encore cohérent avec la valeur de 35 ms reportée dans le Tableau IV-3.

Nous pouvons donc utiliser la Figure IV-13 pour discuter des compromis entre les ordres de modulation, le PER visé, le délai de transmission avec succès et le niveau de puissance émise.

IV.4.1. Impact du PER

Nous analysons l'impact du *PER* sur la valeur de la puissance émise P_t , donc sur D_{succ} pour différentes valeurs de *PER* visés avec une modulation de 4-PPM.

Pour chaque valeur de *PER*, nous avons déterminé le BER correspondant et donc le *SNR* associé pour la 4-PPM. En reportant les valeurs de *SNR* sur la Figure IV-13 nous avons extrait le retard correspondant pour une puissance émise de 300 mW. Le Tableau IV-4 reporte les résultats pour la liaison uplink qui est la plus contraignante en terme de valeurs de délai.

Tableau IV-4 : D_{succ} pour différents *PER*, 3 Tx/ Rx, *MPDU* = 2500 octets, $P_t = 300\text{ mW}$, $p = 0\%$,

	R_{b_max}	$CW_m = 63$	$CW_m = 1023$
4-PPM Uplink	$R_b = 3,3\text{Mbps}$ $PER = 10^{-5}$	29ms	36ms
	$R_b = 3,7\text{Mbps}$ $PER = 10^{-4}$	26ms	33ms
	$R_b = 4,3\text{Mbps}$ $PER = 10^{-3}$	22ms	29ms
	$R_b = 5\text{Mbps}$ $PER = 10^{-2}$	19ms	25ms
	$R_b = 6\text{Mbps}$ $PER = 10^{-1}$	16ms	22ms

Nous pouvons observer, qu'une variation de la contrainte sur le *PER* visé d'une décade en plus ou en moins ($PER = 10^{-3}$ ou $PER = 10^{-5}$) entraîne une variation du délai d'environ 11% à 15%. Ces variations sont relativement faibles et nous pouvons donc conclure que la valeur du *PER* n'a pas un impact prépondérant sur le délai.

IV.4.2. Impact de la MPDU

Nous avons vu qu'une solution pour diminuer le délai visé consiste à réduire la taille de CW_{MAX} et la taille de la MPDU. Considérons par exemple une taille $MPDU = 30 \text{ octets}$ et $CW_{Max} = 255$. Nous avons reporté sur la Figure IV-14 l'évolution de D_{succ} , en fonction du SNR pour différentes valeurs de P_t et la liaison uplink.

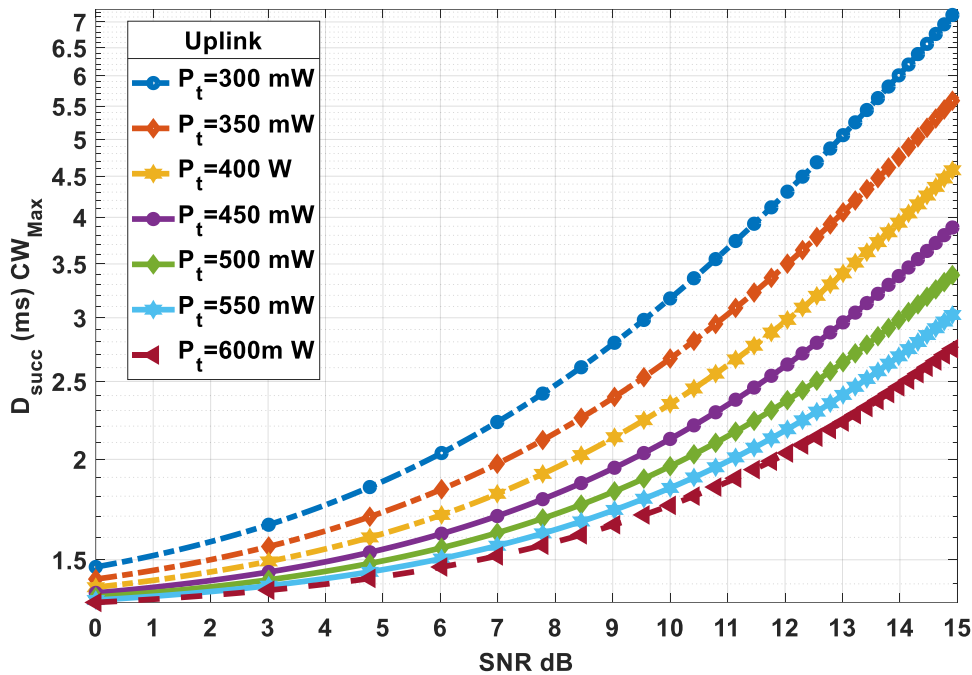


Figure IV-14 : D_{succ} , en fonction du SNR, 3Tx/Rx 4 pilotes, $\rho = 0,5$, $CW_{Max} = 255$. $MPDU = 30 \text{ octets}$

Pour le délai visé de 2.5 ms, on peut déterminer à partir de la Figure IV-14, les valeurs correspondantes de puissance P_t et de débit R_b pour un certain PER. On rappelle que nous avons considéré $\mathcal{R}=1$ et $N_0 \approx 6,24 e^{-23} \text{ W/Hz}$.

Par exemple, pour un $PER = 10^{-4}$ ($BER = 5 e^{-9}$) on obtient :

- pour la modulation 4-PPM (SNR= 9,39 dB) : $P_t \approx 350 \text{ mW}$ et $R_b = 6,7 \text{ Mbps}$
- pour la modulation OOK (SNR=12,15dB). $P_t \approx 500 \text{ mW}$ et $R_b = 7,4 \text{ Mbps}$

Cela illustre d'une part la faisabilité théorique du délai imposé car les niveaux de puissance obtenus satisfont la norme IEC62471 et d'autre part la meilleure efficacité énergétique de la modulation 4-PPM par rapport à l'OOK. Le compromis est sur la complexité du décodage de la 4-PPM.

À noter également que ces résultats sont obtenus en considérant que la probabilité de collision est nulle, ce qui est une hypothèse à vérifier lorsqu'on diminue la taille de la fenêtre de contention.

IV.4.3. Impact de la réflectivité du cockpit

Les résultats ont été obtenus en considérant une valeur moyenne de réflectivité des surfaces du cockpit à 0,5 à la fois pour l'environnement et les éléments présents tels que les corps des pilotes.

Pour compléter l'analyse, nous avons reporté dans le Tableau IV-5, les retards obtenus pour des valeurs de réflectivité extrêmes de 0.1, correspondant à des surfaces absorbantes, et de 0.9 correspondant à des surfaces réfléchissantes.

Tableau IV-5 : D_{succ} en fonction du coefficient de réflexion ρ , 3 Tx/ Rx, $MPDU = 2500$ octets, $P_t = 300\text{ mw}$, $p = 0\%$, 4 pilotes

	$R_{b,max}$	$CW_{min} = 63$	$CW_{Max} = 1023$
4-PPM	$\rho = 0.1$ $R_b = 0.04\text{Mbps}$	231ms	263ms
Uplink	$\rho = 0,5$ $R_b = 3.7\text{Mbps}$	26ms	33ms
	$\rho = 0.9$ $R_b = 23.4\text{Mbps}$	4.4ms	9ms

Les résultats montrent que l'impact de la réflectivité est très significatif et a un comportement exponentiel. Il est donc très important de connaître les propriétés optiques des différents éléments participant aux liaisons NLOS, car cela peut faire varier de manière significative les spécifications en puissance et délai.

Cependant, il n'est pas réaliste de considérer que toutes les surfaces et tous les objets dans le cockpit sont soit bloquant soit réfléchissant. Une perspective est de tenir compte de la nature des différentes surfaces des objets, ce qui nécessite de modéliser différentes fonctions de réflectivité (BRDF), et donc une simulation complexe comme dans [142].

IV.5. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons étudié les performances d'un réseau composé des membres d'équipages (quatre casques audio) connectés par optique sans fil à un AP situé au plafond du cockpit d'un AIRBUS A350. L'objectif principal était de mettre en lumière l'interdépendance de la couche PHY et de la couche MAC pour atteindre des performances visées en terme de PER et de délai de communication.

Nous avons commencé par identifier que le débit binaire avait une influence sur les performances des deux couches en termes de :

- Niveau de puissance moyenne émise. On a montré l'impact du format de modulation en considérant la modulation de base OOK et les modulations L-PPM connues pour être plus efficaces d'un point de vue énergétique.
- Délai d'accès de transmission avec succès. Il dépend des paramètres du mécanisme d'accès au canal que nous avons choisi, à savoir la méthode DCF avec RTS/CTS. L'analyse du délai a été réalisée en fonction du débit, de la probabilité de collision et de la taille des paquets.

En considérant les gains statiques issus de la modélisation des canaux en uplink et en downlink entre les casques et l'AP, nous avons analysé l'évolution de la puissance moyenne émise minimale et le délai de transmission avec succès nécessaires pour satisfaire les niveaux de performance visés en termes de *PER* pour les formats de modulation OOK et L-PPM.

Nous avons montré que l'augmentation de l'ordre de la modulation est un moyen efficace de réduire le délai ou la puissance, mais au prix d'une augmentation de la complexité de la mise en œuvre et de l'IES potentielle. Le format de modulation 4-PPM semble être un bon compromis, permettant d'atteindre des débits acceptables en évitant l'impact de l'IES.

L'étude réalisée montre qu'il est possible théoriquement de concevoir des casques connectés par optique sans fil, avec une technique d'accès compatible IEEE802.11 et respectant les critères de *PER* (10^{-4}) et de latence (2,5ms) imposés pour le fonctionnement dans un cockpit.

Par la suite, nous présentons des résultats expérimentaux permettant de valider certaines parties de l'étude théorique. Ces résultats sont obtenus grâce à une plateforme de radio logicielle utilisant des USRP avec l'environnement GNURadio afin d'illustrer expérimentalement l'influence : du choix de l'angle à mi-puissance, des niveaux de puissance émise et des mouvements sur les liaisons uplink et downlink.

Chapitre V. Banc Expérimental

V.1. Introduction

Un des objectifs du projet étant d'implémenter une solution optique sans fil compatible avec les standards en cours, nous nous sommes tournés vers le développement d'un banc basé sur le concept de la radio logicielle (SDR « software defined radio ») qui présente l'avantage de la flexibilité et de la modularité.

L'intérêt pour la radio logicielle se manifeste dans le monde industriel et académique depuis de nombreuses années [143] [144]. En effet, cette approche flexible permet de développer plusieurs formes d'ondes et protocoles interfacés à un même périphérique physique. Un système SDR utilise un matériel programmable pour effectuer le traitement de signal nécessaire dans les blocs émetteur et/ou récepteur d'une chaîne de communication. Grâce à la programmation, on peut conduire des essais beaucoup plus facilement, puisque c'est la partie logicielle qui s'adapte, et développer en parallèle les parties matérielles.

Il existe une grande variété de plateformes et outils logiciels présentant des contraintes et performances différentes, qui sont comparées dans la littérature comme dans [145] [146]. Les outils logiciels sont livrés avec un grand nombre de bibliothèques qui aident l'utilisateur à concevoir rapidement des schémas de communication. L'outil GNURadio [147] est probablement le logiciel qui fournit la plus large gamme de bibliothèques. De plus, il est « open source » et est utilisé et amélioré par une grande communauté [148]. C'est pourquoi nous avons trouvé intéressant de l'utiliser dans le cadre du projet ALC.

En effet, la SDR s'est avérée être un outil pratique et efficace dans les communications RF mais les concepts peuvent également être adaptés à d'autres supports physiques. Depuis une dizaine d'années, plusieurs travaux ont porté sur l'adaptation des plates-formes SDR aux contraintes d'un canal optique sans fil en particulier en visible avec l'adoption du premier standard VLC.

Dans ce cas, l'intérêt de la SDR est de répondre à la fois aux besoins de communication et d'éclairage d'un système VLC en permettant le développement simultané de techniques de traitement du signal et des « front-ends » optiques. Dans le contexte du projet ALC, ce sont des « front-ends » IR que nous devons concevoir pour tester les schémas de communication.

Les premiers travaux de SDR pour VLC ont porté sur l'implémentation de la couche PHY de IEEE802.15.7 et sur la preuve de concept des communications en visible en utilisant des composants commerciaux généralement bas coût [149]-[151]. Différentes plateformes SDR ont été testées, comme résumé dans [152]. Certains travaux sont basés sur des USRP (« Universal Software Radio Peripheral ») [153] et l'outil logiciel GNURadio comme dans [154] où les auteurs démontrent la faisabilité d'une transmission VLC en temps réel, ou dans [155] où l'accent est mis sur la réalisation de « front-ends » VLC à faible complexité. D'autres équipements sont utilisés dans [156] où les auteurs proposent une SDR « open source » appelée « OpenVLC » construite autour de cartes BBB (“BeagleBoneBack”) moins coûteuses que les USRP. En dehors des modulations du standard de base (OOK, VPPM), différentes études ont également porté sur l'implémentation de modulations plus complexes telle l'OFDM adaptée à l'optique comme dans [157] [158] et [159]

Les travaux publiés testent uniquement des transmissions VLC en LOS. Très récemment l'approche SDR basée USRP a également été utilisée pour évaluer des scénarios VLC NLOS au regard de la distance et des caractéristiques optiques et géométriques de la partie réception [160]. D'autre part, un seul article traite à notre connaissance d'une approche SDR pour des liaisons IR statiques [161].

Considérant à la fois des liens LOS et NLOS en IR avec les contraintes de mobilité liées au contexte de la thèse, on présente dans la suite le banc SDR que nous avons développé, basé sur l'environnement GNURadio associé à des plateformes USRP. Le banc permet de tester et valider la couche PHY pour la modulation OOK ainsi que les front-ends IR développés spécifiquement. En particulier, pour différentes tailles de paquet de données on considère l'impact sur le PER des caractéristiques de la LED émettrice et des orientations et positions entre les émetteurs/récepteurs.

Pour la partie portant sur le protocole d'accès, c'est-à-dire le CSMA/CA avec le mécanisme DCF avec RTS/CTS, ce dernier devant être étroitement couplé à la PHY, il faut donc également envisager un développement utilisant GNURadio. En effet, du point de vue des performances, c'est une approche qui apparaît plus efficace que d'autres approches d'implémentation développées précédemment [163], en particulier vu les contraintes de latence d'après [162]. Ce travail est à finaliser dans le contexte du projet ALC mais ne fait pas l'objet de contributions dans la Thèse.

V.2. Présentation du Banc SDR

Un système de communication SDR peut être regroupé en deux grandes parties : matérielle et logicielle comme illustrées sur la Figure V-1.

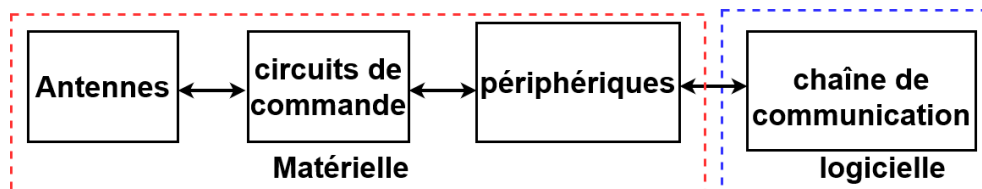


Figure V-1 : Synoptique simplifié d'un système SDR

Dans un premier paragraphe, nous présentons la partie matérielle c'est-à-dire les périphériques utilisés ainsi que les circuits analogiques de commande des composants optoélectroniques d'émission et réception c'est-à-dire les « front-ends » optiques spécifiquement développés. Puis nous détaillons la partie logicielle, c'est-à-dire la chaîne de communication conçue avec l'outil GNURadio.

V.2.1. Partie matérielle

1. Universal Software Radio Peripheral

Il existe plusieurs types de périphériques utilisés dans le cadre de la SDR. On peut citer parmi les plus connus :

- Wireless open-Access Research Platform (WARP)

- Software Radio (SORA)
- Signal Processing On-Demand Architecture (SODA)
- AirBlue
- HackRF One
- Beagle Bone Black (BBB)
- Adalm Pluto
- Universal Software Radio Peripheral (USRP)

Comme indiqué en introduction, nous avons choisi de développer un banc basé USRP au laboratoire XLIM/SYCOMOR.

La série des périphériques USRP est commercialisée par Ettus et National Instrument. La plupart d'entre eux sont construits autour d'un FPGA (« field programmable gate array ») pouvant être équipé de différentes cartes filles couvrant la gamme de fréquences de 0 Hz à 6 GHz [153].

Dans le projet, on utilise les USRP N210 [153] dont la structure est illustrée sur la Figure V-2.

Les URSP N210 sont composés d'une carte mère munie d'un FPGA-Xilinx Spartan 3A-DSP. Celui-ci remplit plusieurs fonctions : interpolation, décimation, ADC/DAC et contient les codes de l'UHD (« USRP Hardware Driver ») qui sert d'interfaçage avec la partie logicielle.

Étant donné la transmission IM/DD pour les systèmes OWC, on a fait le choix de l'utilisation des cartes filles LFTX et LFRX (Voir Figure V-3) utilisables pour les applications en bande de base.

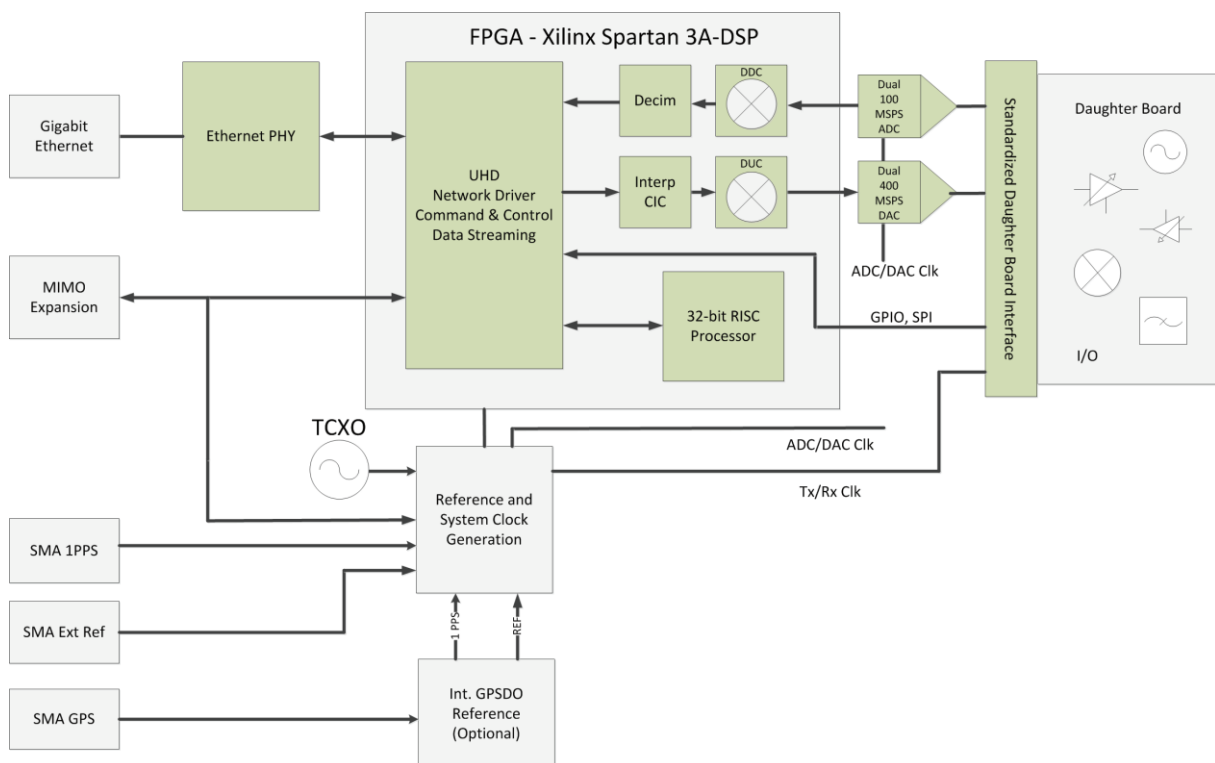


Figure V-2: Structure USRP N210 [153]

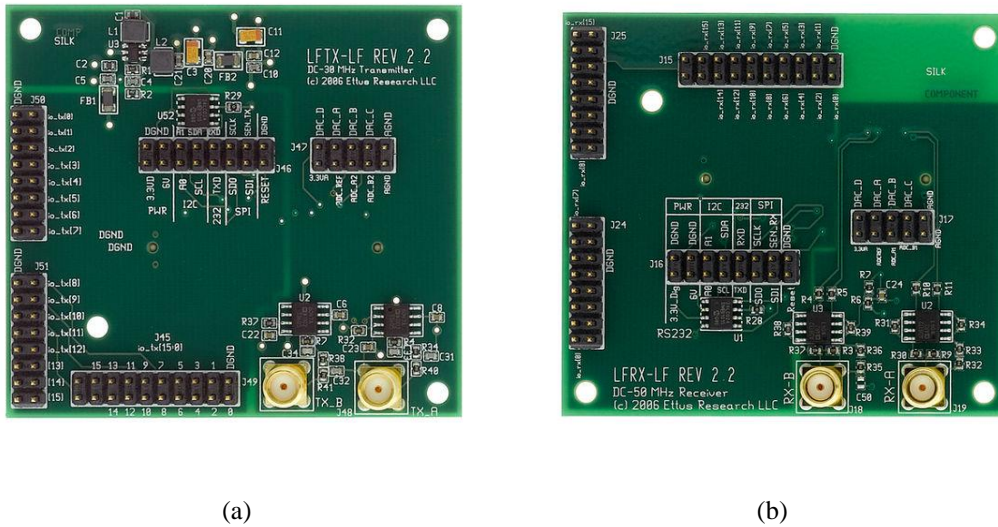


Figure V-3 : Carte fille (a) LFTX (b) LFRX

On distingue deux bandes passantes en fonction du mode de fonctionnement choisi des cartes filles LFTX et LFRX [164] : mode réel (33 MHz) ou mode complexe (voies I et Q 66 MHz). Les différentes configurations sont :

- Front-end A: signal réel sur le port TXA ou RXA
- Front-end B: signal réel sur le port TXB ou RXB
- Front-end AB: fonctionnement en quadrature (IQ)
- Front-end BA: fonctionnement en quadrature (QI)

Les impédances d'entrée et de sortie sont de 50 Ohms. Le niveau de puissance maximal supporté est de 10 dBm.

Les schémas électroniques des cartes LFTX et LFRX se trouvent dans l'annexe 2.

Les cartes filles sont initialement destinées à être interfacées avec des front-ends RF. Nous avons donc développé des circuits spécifiques pour l'émission et la réception optique.

2. Front-end d'émission

Comme expliqué dans le Chapitre III, nous devons concevoir un circuit de commande de la LED d'émission pour qu'elle soit alimentée en courant direct proportionnel à l'intensité rayonnée.

On doit donc réaliser un circuit de conversion tension-courant. L'objectif est de convertir une plage de tension en sortie de l'USRP (± 1 V) en une plage de courant que l'on fixe entre 0 et 100mA pour faire fonctionner la LED.

Pour réaliser ce circuit, on s'est inspiré de celui intégré dans un émetteur infrarouge stéréo / mono de STMicroelectronics [165] qui n'est plus commercialisé aujourd'hui.

Le schéma du front-end est présenté Figure V-4. On peut remarquer la présence d'un diviseur de tension (représenté par les résistances R1 et R6) permettant d'ajouter un offset pour garantir la positivité du signal à l'entrée des LED.

Comme décrit dans le Chapitre III (Figure III-10), le circuit de commande est constitué d'un amplificateur opérationnel (AOp) pilotant un transistor. On a choisi un AOp vidéo large bande (100MHz avec le TSH82 [166]), avec une vitesse de balayage élevée (100V/ μ s), pilotant un transistor bipolaire 2N2222.

On peut également remarquer sur le schéma, qu'il est possible d'alimenter 3 LEDS en série si besoin.

Les résultats de simulation du circuit avec LTSPICE [167] ont permis de vérifier que le fonctionnement est assuré pour une bande de 10MHz, ce qui est suffisant par rapport aux débits envisagés.

Le front-end TX réalisé (voir Figure V-5) peut être utilisé pour différents types de formes d'ondes analogiques ou numériques comme de la modulation de fréquence (FM), de l'OOK, de la L-PPM ou encore de l'OFDM.

Pour les tests expérimentaux, différentes LEDS ont été sélectionnées et sont répertoriées dans le Tableau V-1 suivant :

Tableau V-1 : Caractéristiques des LEDS utilisées pour le front-end

Référence de la LED	Angle à mi-puissance	Ordre du Lambertien m	Intensité rayonnée (datasheet)	Puissance émise (mW)	Temps de montée-descente	Longueur d'onde centrale
OSRAM SFH4546 [26]	20°	11,1	100 mW/sr - 320mW/sr @100mA	52mW-165mW	12ns	940 nm
OSRAM SFH4727A [27]	25°	7	71 mW/sr - 140mW/sr @100mA	55mW-109mW	10-15ns	940 nm
VISHAY TSAL7600 [28]	30°	4,8	15mW/sr - 75mW/sr @100mA	16mW-81mW	800ns	940 nm
OSRAM SFH4725AS [29]	40°	2,6	56 mW/sr - 112mW/sr @100mA	97mW-195mW	10-15ns	940 nm
OSRAM SFH4775S [30]	60°	1	36mW/sr @100mA	113mW	11-14 ns	940 nm

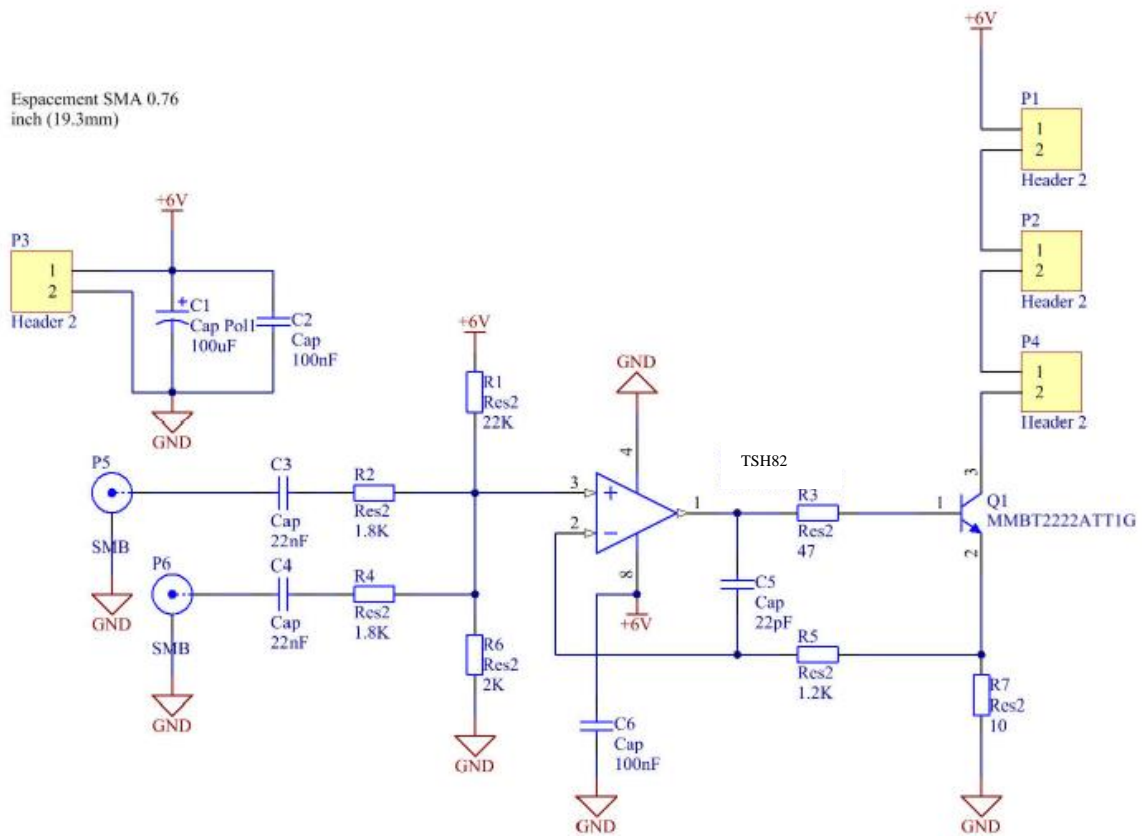


Figure V-4 : Schéma électronique du circuit de conversion tension-courant

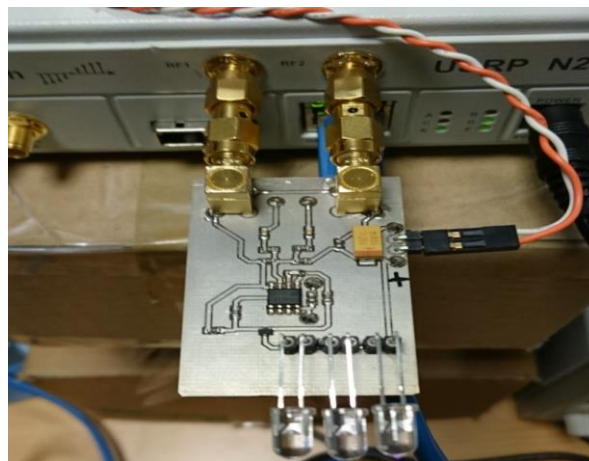


Figure V-5 : Front-end d'émission (TX)

3. Front-end de réception

La photodiode choisie est une PIN de chez OSRAM (*SFH205FA* [168]). Sa surface de réception est de 7mm^2 et son FOV de 60° . La sensibilité de conversion est d'environ $0,65\text{ A/W}$ à 870nm . Sa bande passante est d'environ $17,5\text{MHz}$ d'après la notice technique.

Pour convertir le photo-courant en tension, nous avons développé un amplificateur de trans-impédance utilisant un AOp ADA4817-2 qui possède un produit gain-bande élevé (1050 MHz) et une grande vitesse de balayage (870 V/μs).

Le schéma du TIA est présenté sur la Figure V-6 . Pour gérer le compromis entre gain et bande passante, nous avons choisi une valeur $\frac{V_{out}}{I_{in}} = R_f = 3,57k\Omega$.

La capacité de la PD étant $C_{sh} = 72pF$, on peut déterminer la valeur de la capacité de rétroaction pour que le système soit stable à partir de (3. 8) ce qui donne : $C_f \sim 3,5pF$ pour une résistance $R_f = 3,57k\Omega$.

Nous avons pris $C_f = 4,7pF$. La Figure V-7 montre l'évolution de la fonction de transfert du TIA pour la valeur optimale de C_f et pour la valeur choisie. On vérifie que la bande passante est d'environ 10 MHz.

On peut également remarquer sur la Figure V-6 , l'ajout d'un filtrage passe-haut en sortie du TIA suivi d'un deuxième étage amplificateur de tension non-inverseur avec le même AOp pour atteindre une tension de 1V à appliquer à la carte fille LFRX.

À noter, que la carte fille LFRX ne fournit pas d'alimentation -3,3V (nécessaire pour la polarisation de l'AOp ADA4817-2). On a donc également réalisé une alimentation à partir du 5V fourni par la carte en utilisant un circuit LT3462.

Le front-end réalisé est illustré sur la Figure V-8 .

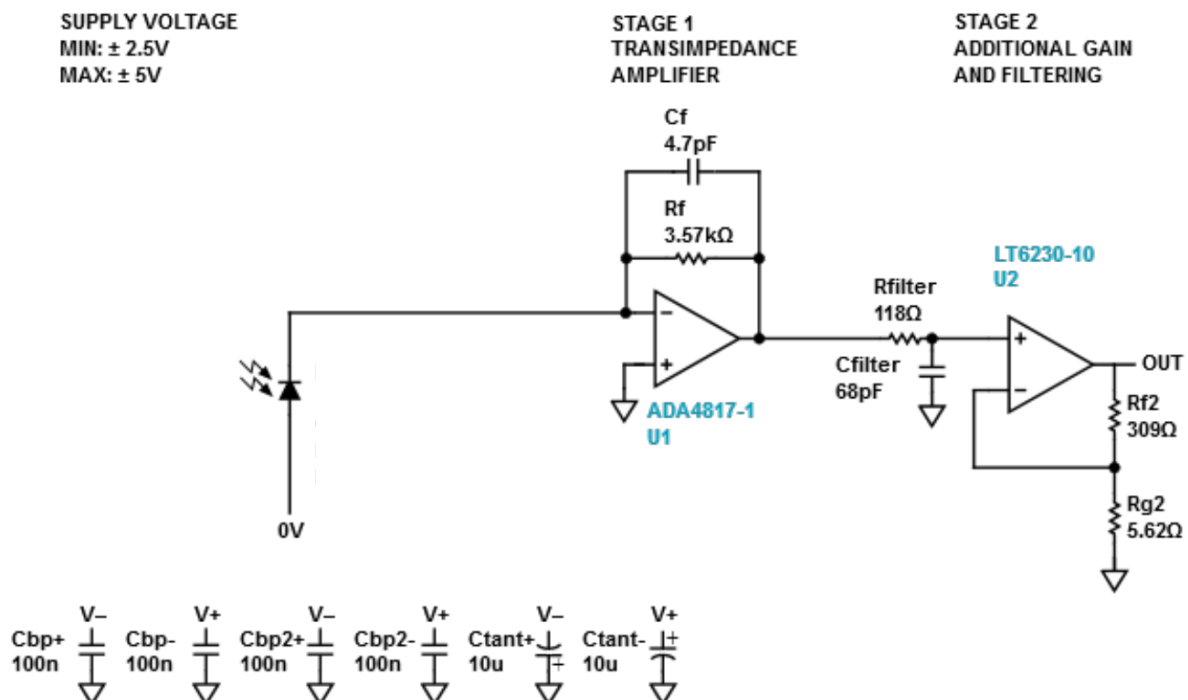


Figure V-6 : Schéma électronique du circuit de l'amplificateur de transimpédance

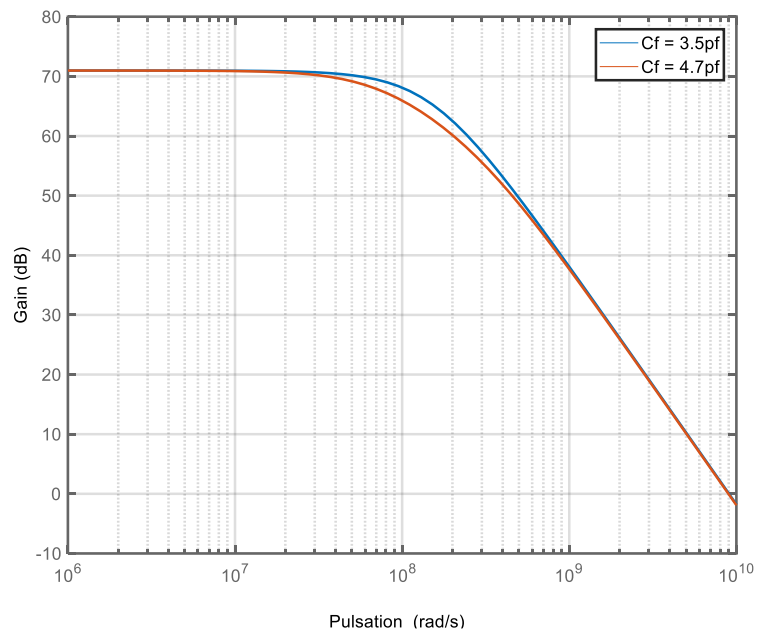


Figure V-7 : Fonction de transfert de l'amplificateur de transimpédance

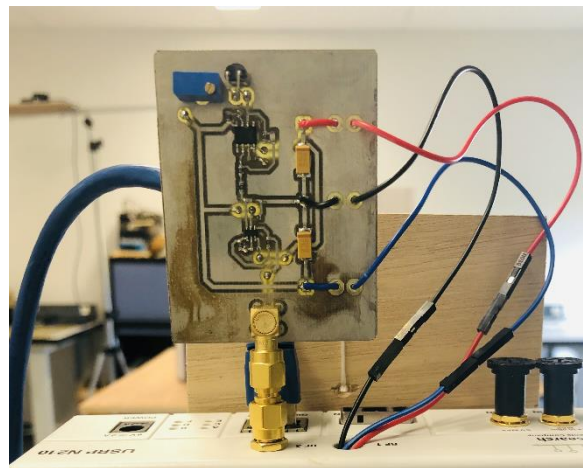


Figure V-8 : Front-end de réception (RX)

V.2.2. Partie logicielle

Afin d'interfacer avec les USRP N210, nous utilisons ici l'environnement de travail GNURadio [147] qui fournit un grand nombre de bibliothèques et peut être interfacé avec plusieurs types de périphériques. De plus, c'est un environnement de logiciel libre, ce qui permet d'accéder aux sources et d'y apporter des modifications. Aussi, étant utilisé par une grande communauté [148], cela offre la possibilité d'échanger avec les utilisateurs et d'avoir accès aux codes de certains projets libres mis à disposition.

Un autre intérêt de GNURadio est qu'il fournit l'interface graphique « GNURadio-companion ». Cet environnement permet d'utiliser des blocs intégrant des fonctions et pouvant

être reliés entre eux de manière graphique, facilitant ainsi l'utilisation de l'environnement puisque les algorithmes codés sont alors transparents pour l'utilisateur. Les blocs graphiques sont développés en Python afin de définir les entrées/sorties du bloc ainsi que les paramètres de configuration pouvant être rentrés par l'utilisateur. Chaque bloc intègre une (ou plusieurs) fonction(s) décrivant les algorithmes de traitement du signal. Les fonctions peuvent être écrites en code C++ ou en Python (Figure V-9). Il y a donc 2 niveaux de compilation nécessaires : une compilation au niveau des fonctions décrites, et une compilation du bloc en lui-même. Dans la version actuelle de GNURadio il existe une interface (SWIG « Simplified Wrapper and Interface Generator ») entre les fonctions et le bloc Python. En effet, afin d'adapter un algorithme déjà existant dans GNURadio par exemple, il est possible de modifier le code de la fonction (C++ ou Python) et de la recompiler. L'interface SWIG gère l'intégration de cette compilation dans le bloc Python qui l'encapsule. Dans les versions futures en cours d'élaboration de l'environnement GNURadio il est prévu de supprimer cette couche SWIG afin de résoudre des problèmes existants d'interfaçage. Notons enfin qu'il est possible de créer dans GNURadio des blocs hiérarchiques, c'est-à-dire un bloc Python qui regroupe plusieurs blocs Python, afin de simplifier la structure de la chaîne de transmission réalisée. La Figure V-9 résume les liens entre les blocs et les fonctions décrits dans GNURadio et le matériel USRP.

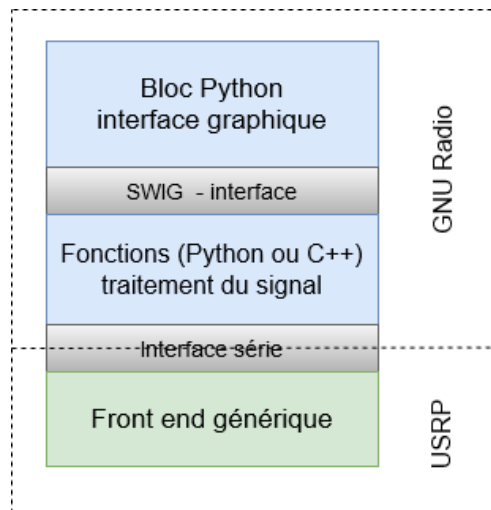


Figure V-9 : Liens GNURadio et USRP

D'un point de vue logiciel, il existe une librairie dans GNURadio permettant de faire le lien avec le matériel utilisé. Étant donné qu'on utilise des USRP, c'est la librairie UHD Interface (UHD signifiant « USRP Hardware Driver »). Elle définit différents composants, dont les principaux sont les blocs *UHD : USRP sink* et *UHD : USRP source*. Ils font la liaison entre les graphes et les USRP en émission et en réception respectivement et permettent de configurer notamment : l'adresse IP de l'USRP, la voie physique (A, B ou les 2) qui est utilisée, la fréquence d'échantillonnage, la fréquence porteuse, le gain... La Figure V-10 donne un exemple de la présentation des blocs dans GNURadio avec le cas du bloc *UHD : USRP source*.

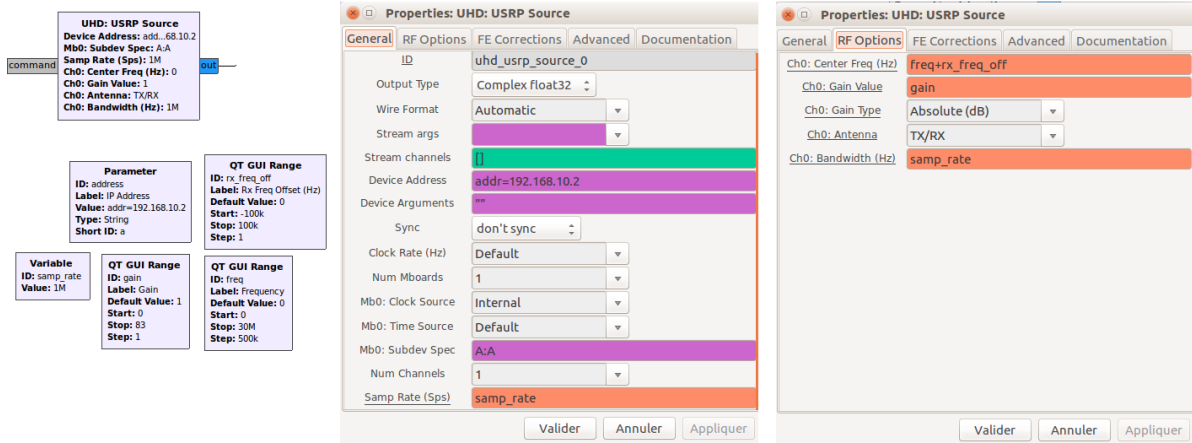


Figure V-10 : UHD Source

Comme on peut le voir Figure V-10, sur le bloc apparaît un aperçu de certains paramètres. En cliquant sur le bloc on a accès à un ensemble de propriétés, qui font référence à des noms de variables ou paramètres qui sont eux-mêmes définis par l'intermédiaire de blocs.

Sur le bloc *UHD : USRP source*, qui est utilisé pour faire le lien avec l'USRP dans le graphe de réception, on remarque alors que c'est la voie A qui est utilisé dans l'exemple, que le débit de la transmission est fixé à 1Mbps et que la fréquence porteuse *freq* est nulle puisqu'on est en bande de base.

Dans le graphe d'émission, le bloc *UHD : USRP sink* comporte des champs similaires.

GNURadio companion permet également de fonctionner en mode simulation, sans matériel. Dans ce cas, les blocs UHD ne sont pas nécessaires. L'étape de simulation permet de valider l'ensemble de la chaîne avant de passer sur le matériel. Ainsi, nous avons tout d'abord réalisé un graphe unique fonctionnant en simulation et qui comporte à la fois la partie émission et la partie réception. Puis, une fois le fonctionnement validé, nous avons séparé le graphe en 2 graphes, l'un comportant la chaîne d'émission, l'autre comportant la chaîne de réception, chacun des deux fonctionnant sur un PC différent.

Nous avons construit une chaîne de communication en utilisant des blocs disponibles dans les bibliothèques GNURadio, en en modifiant certains et en concevant des blocs propres. Dans le but de réaliser une chaîne de transmission compatible avec les standards existants, nous nous sommes pour cela inspirés des travaux menés par *Bastian Bloessl et all* [169] [170]. En effet, ils développent les fonctions de la couche MAC dédiées à l'empaquetage et au dés-empaquetage des MPDU IEEE802.11p[169] IEEE802.15.4 [170]. Cependant, ces blocs sont construits pour des applications qui utilisent le format de modulation OFDM au niveau de la couche physique. On a fait le choix des modulations OOK et L-PPM dans le cadre du projet ALC. Ainsi, nous avons apporté un certain nombre de modifications pour intégrer à la chaîne les éléments de la norme IEEE802.11 PHY IR.

La Figure V-11 illustre le synoptique de la chaîne globale. Une fois la mise en paquet selon le format MPDU, les données sont codées puis mises en forme selon le format PPDU de la couche IEEE 802.11IR avant l'étape de modulation. En réception les données sont démodulées une fois

la synchronisation effectuée, et on retrouve les étapes inverses de l'émission. Les synoptiques détaillés des parties émetteur et récepteur se trouvent en annexe 3. Nous présentons dans les paragraphes suivants les principaux blocs des chaînes d'émission et de réception selon les différentes étapes décrites sur la Figure V-11.

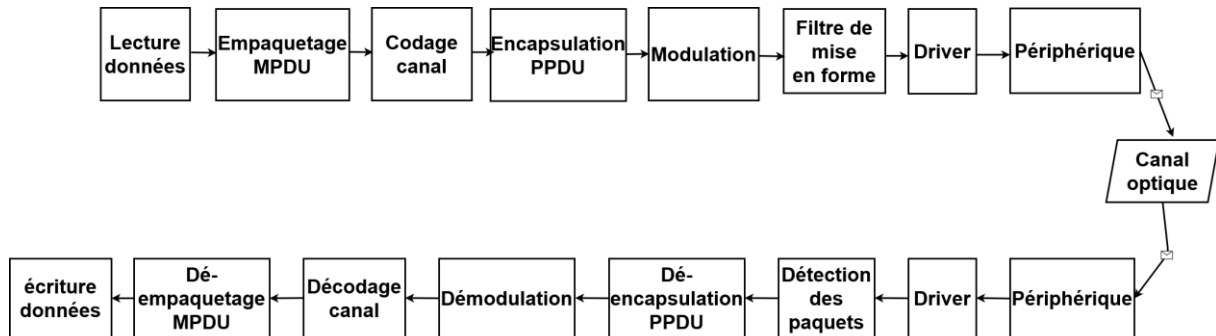


Figure V-11: Synoptique simplifié de la chaîne développée

1. Lecture /Ecriture des données

À l'émission, le bloc *File Source* permet de choisir un fichier source audio de type *.wav sur le PC et d'en faire la lecture pour ensuite manipuler les données dans le graphe. On pourrait aussi avoir ici directement des données issues d'un micro. Les données du fichier d'entrée ont les caractéristiques suivantes : mono, fréquence d'échantillonnage : 8 kHz, nombre de bits de quantification : 8 bits, taille du fichier : paramètre variable selon les tests.

Le bloc *Stream to Tagged Stream* qui intervient juste après permet de convertir un flot de bits en un flot de bits balisés pour pouvoir manipuler les données par la suite en mode paquet. On spécifie dans ce bloc la taille des paquets manipulés par la suite. C'est un paramètre variable, on prendra notamment N=8, 16, 32, 64, 88 (octets).

En réception, la fin de la chaîne réalisera les opérations inverses c'est-à-dire : le bloc *File Sink* qui permet d'écrire dans un fichier audio les données reçues selon différents formats. Dans la chaîne de réception on utilisera l'écriture au format *.wav pour avoir un fichier audio. On remarque qu'au niveau de la réception on n'a pas de bloc *Tagged stream to stream* de manière équivalente au bloc en émission puisque le bloc *File Sink* peut enregistrer directement des flots de bits balisés.

De plus, comme on le verra dans la partie analyse des paquets reçus, on se servira aussi du bloc *File Sink* pour enregistrer les paquets au format adéquat pour l'analyse dans le logiciel Wireshark.

2. Empaquetage /Déempaquetage MPDU

Pour la construction de la trame MPDU, il y a d'abord un bloc *Tagged Stream to PDU*. Ce bloc convertit le flot de bits balisés en paquets de bits PDU (« packet data unit ») qui peuvent ensuite être traités par le bloc *WI-FI MAC* chargé de l'empaquetage au niveau MAC selon la structure de la norme 802.11.

Comme présenté Figure IV-8, le format de la MPDU est :

- Frame control : C'est ce champ qui contient l'information sur le type de trame reçue
- Duration
- Source address : Adresse de l'émetteur sur 6 octets
- Destination address : Adresse du destinataire sur 6 octets
- BSS address: Adresse de la station de base sur 6 octets
- Sequence control
- Payload : Message utile de l'application
- CRC32 : sert à vérifier l'intégrité de la payload

Les trois premiers champs (Frame control, Duration et Source address) et le dernier champ CRC32 constituent le format minimal de la trame et sont présents dans tous les types de paquets. Dans le graphe réalisé, on ne se servira donc pas des autres champs.

En réception, on a les blocs inverses : *PDU to Tagged Stream* qui permet de remettre les paquets sous forme de flot de données, ainsi que le bloc *WI-FI Parse MAC*.

3. Contrôle d'erreur et codage

Une fois la trame MPDU constituée, on applique ensuite le bloc *ASYNC CRC32*. Ce bloc est utilisé côté émetteur pour générer le *CRC32* et ajoute 4 octets de plus. Au niveau du récepteur, le bloc *Async CRC32* vérifie l'intégrité des données et retire ces 4 octets.

À la suite du CRC, on utilise le bloc *FEC Async Encoder* pour l'encodage (et *FEC Async Decoder* en réception). Nous utilisons un code convolutif pour nous approcher du standard IEEE802.11. La Figure V-12 décrit les paramètres du code convolutif appliqué. La longueur de contrainte du code est $k=7$ et il a un rendement $\frac{1}{2}$. De plus la taille des paquets traités par le bloc de codage est de $MTU=MPDU$ bits.

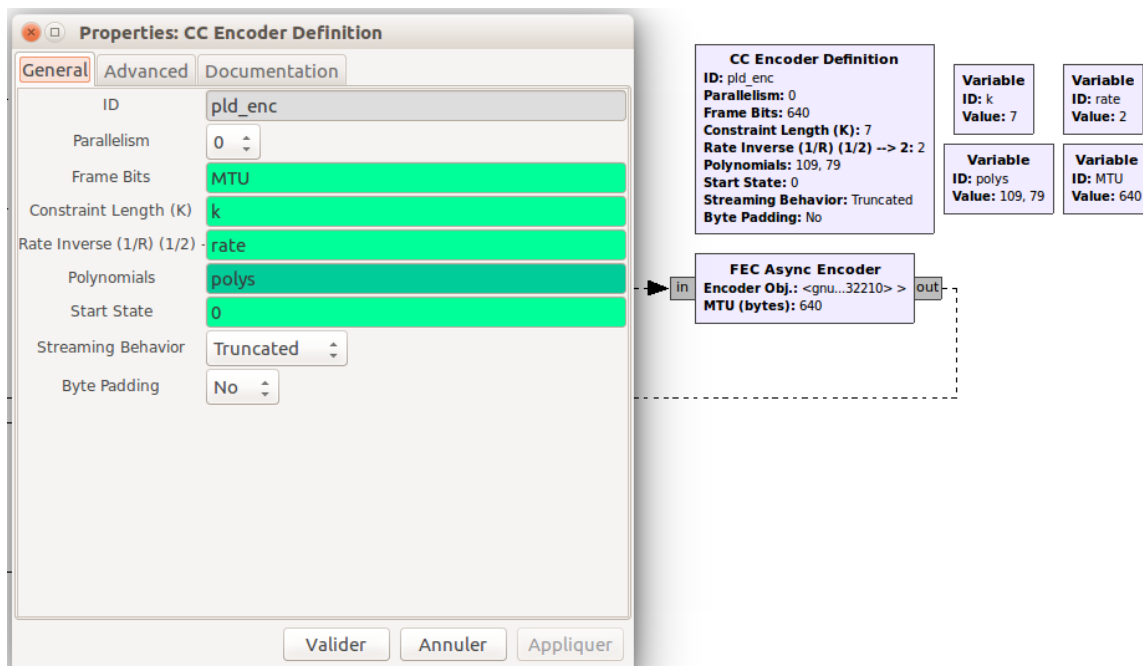


Figure V-12 : Paramètres du code convolutif

4. Encapsulation / Désencapsulation PPDU

Au niveau de l'émission, nous avons créé un bloc pour l'encapsulation PPDU afin qu'elle soit compatible avec le format IEEE 802.11IR (Voir Figure IV-9). Ce bloc écrit en C++ et ensuite compilé en Python pour ensuite être intégré à notre projet, est le *PHY Formatter* présent dans le synoptique d'émission.

Le format du paquet PPDU est :

- PLCP (physical layer convergence procedure) SYNC : la longueur du champ est comprise entre 57 - 73 slots. C'est une alternance de 0 et 1 ayant pour objectif de faciliter : la synchronisation de l'horloge, le contrôle automatique de gain et l'estimation du SNR
- PLCP SFD (start frame delimiter) : délimite l'entête de synchronisation
- PLCP DR (Data Rate) : indique le débit binaire utilisé par la couche PHY pour transmettre les champs PSDU (Physical Service Data Unit). La spécification définit 2 débits : 1 et 2 Mbps
- PLCP DCLA (DC Level Adjustment) : permet au récepteur de stabiliser le niveau du signal après les champs SYNC, SFD et DR
- PLCP LENGTH : indique la longueur du champ data PSDU
- PLCP CRC16 : permet de vérifier l'intégrité du champ LENGTH
- PLCP PSDU : champ de charge utile (payload).

En sortie du bloc *PHY formater* on a une séparation entre le header et la charge utile (payload) qui peuvent être traités séparément (par exemple avec ajout de code correcteur ou une modulation différente pour protéger l'entête, ce qui n'est pas fait dans la chaîne présentée). On remarquera qu'après l'étape de modulation l'entête et la payload sont recombinaées avec le bloc *Tagged Stream Mux*.

Au niveau de la réception, l'opération inverse est réalisée tout d'abord avec le bloc *Header/Payload demuxer (HPD)* qui est chargé du démultiplexage entre l'entête et la payload de la PPDU. Il va transmettre le header à une branche chargée de la démoduler et renvoyer l'information sur la longueur de la payload, et transmettre la payload sur une autre branche. Pour cela, le bloc *PHY Parse* est chargé d'extraire de la MPDU la longueur du champ contenu dans la PPDU et donner cette information au bloc *HPD*. Tout comme le bloc *PHY Formater* décrit en émission, le bloc *PHY Parse* a été codé en C++ et compilé pour être intégré à la chaîne GNURadio puisqu'il est particulier à l'usage de la couche physique IEEE 802.11IR.

5. Modulation / Démodulation

On utilise le bloc *Chunk to Symbol* en émission pour choisir le format de modulation. On part du format de modulation BPSK avec les symboles $\{-1 ; 1\}$. Ceux-ci sont adaptés en réels positifs (OOK) pour respecter l'IM/DD utilisés en OWC en appliquant un offset. Comme nous l'avons vu précédemment, cet offset est fait de manière matérielle par le front-end d'émission via le pont diviseur.

En réception, c'est le bloc Constellation Soft Decoder qui permet de faire l'opération inverse de l'émission.

4. Filtre de mise en forme, émission et réception des données

Avant l'envoi des données, on réalise un sur-échantillonnage et la mise en forme à partir d'un filtre polyphase en cosinus sur-élevé. On utilise pour cela le bloc *Polyphase Arbitrary Resampler*. Dans ce bloc, on définit le taux de sur-échantillonnage ainsi que les paramètres du filtre polyphase. La Figure V-13 présente les paramètres de configuration associés au bloc.

En particulier le bloc consiste en un banc de filtres organisés en branches [171]. Avec N_{sym} le nombre de coefficients par branche, n_{filt} le nombre de branches et sps le facteur de sur-échantillonnage, le nombre de coefficients $ntaps$ du filtre équivalent est obtenu par :

$$ntaps = N_{sym} * n_{filt} * sps \quad (5.1)$$

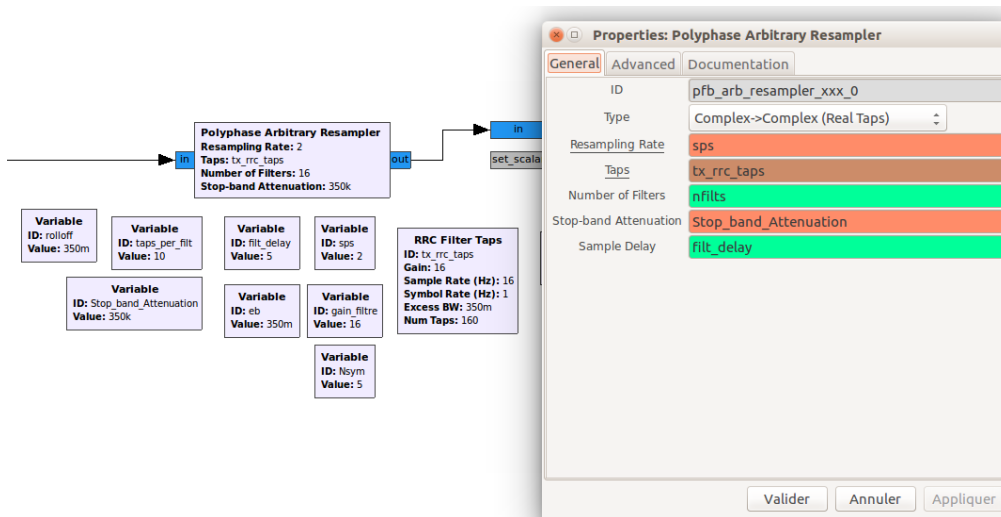


Figure V-13 : Éléments de configuration du bloc Polyphase en émission

Notons que dans l'exemple donné Figure V-13, le filtre utilisé dans la chaîne possède $N_{sym}=5$ coefficients par branche, n_{filt} =Number of Filters=16 branches de filtres, et un facteur de sur-échantillonnage $sps=2$. Ceci est équivalent à un filtre de $ntaps$ = Num Taps=160 coefficients. Théoriquement un filtre à n coefficients introduit un délai de $(n - 1)/2$. Ici, pour le calcul du délai, étant donné que les 16 filtres sont en parallèle, on le calcule par rapport à un filtre de taille 10. C'est pourquoi on retrouve un délai ($filt_delay$) de 5 (partie entière supérieure de $(10 - 1)/2$).

En réception, on a tout d'abord le bloc *Correlation Estimator* qui sert à rechercher l'entête de synchronisation qui indique l'arrivée d'un paquet, en effectuant la corrélation entre le flot de données entrant et une séquence prédéfinie [172]. Dans notre cas, elle correspond au champ PLCP SFD de la PPDU. On fixe un seuil ou « threshold » au-dessus duquel on estime avoir détecté l'entête de synchronisation d'un paquet. Le flux de sortie contient une balise qui indique

le déphasage introduit par la transmission. Cette estimation a pour objectif d'aider la synchronisation.

Ensuite, le bloc *Polyphase Clock Sync (PCS)* réalise les opérations de filtrage, sous-échantillonnage et de synchronisation. Son principe repose sur les mêmes que celui du bloc *Polyphase Arbitrary Resampler* en émission avec l'utilisation de bancs de filtres en cosinus surélevés. De plus, il est chargé de retrouver la fréquence d'échantillonnage. Pour cela, l'algorithme se base sur le calcul des dérivées des échantillons détectés afin d'estimer le déphasage introduit par la transmission.

6. Analyse des données

Afin d'analyser les données en post-acquisition, nous nous servons de Wireshark qui est un outil graphique d'analyse de paquets largement utilisé dans le domaine des réseaux informatiques. Il a l'avantage de donner un aperçu du contenu de paquets au format IEEE 802.11. L'analyse se fait à partir d'une interface permettant la capture de paquets (pcap), soit sur un trafic en temps réel soit à partir d'un fichier de données capturée au format *.pcap.

GNURadio dispose de blocs permettant de créer à partir des paquets transmis un fichier au format *.pcap qui peut être donc directement interprété par le logiciel Wireshark. Il s'agit des blocs : *Wireshark Connector* qui permet de convertir les blocs PDU au format pcap, et le bloc *File Sink* qui permet l'enregistrement du fichier.

Concernant le bloc *File Sink*, comme nous l'avons déjà vu, il permet d'écrire les données dans un fichier, cette fois ci on s'en sert à la fois dans la chaîne d'émission et la chaîne de réception pour enregistrer un fichier au format *.pcap. Dans les paramètres de ce bloc, on a la possibilité d'activer le mode *Unbuffered*. En effet, par défaut lors de l'enregistrement de fichiers, les données sont mises dans des mémoires tampons pour une meilleure gestion des temps d'accès en écriture sur le disque mémoire. Cela correspond au cas *Unbuffered : Off*. Cependant dans ce cas, il y a uniquement une certaine partie des paquets qui est enregistrée. Ainsi, on peut activer le mode *Unbuffered* pour avoir tous les paquets. Cependant, comme nous le verrons en pratique, l'activation de ce mode apporte des erreurs liées au fait que les temps d'accès en écriture ralentissent l'ordinateur et créent une saturation engendrant la perte de données.

V.3. Validation du BANC

V.3.1. Méthodologie

Afin de valider le banc, nous avons dans un premier temps implémenté l'intégralité de la chaîne en simulation en regroupant la partie émission et réception sur le même graphe et le même ordinateur portable (sans USRP). Les blocs relatifs à l'UHD sont donc désactivés dans ce mode.

L'étape suivante pour la validation consistera à séparer les 2 chaînes émission et réception, sur 2 graphes différents implémentés sur 2 ordinateurs portables reliés aux USRP d'émission et de réception eux-mêmes connectés en filaire par un câble coaxial SMA.

Comme nous l'avons présenté dans les paragraphes précédents, il y a 2 moyens de validation : le premier est l'écoute du fichier audio, en temps réel ou en post-traitement une fois ce dernier

enregistré en réception au format *.wav. Cette écoute est qualitative. Le deuxième est la mesure du nombre de paquets reçus par rapport au nombre de paquets transmis. Pour cela, on utilise l'enregistrement au format *.pcap et le logiciel Wireshark en post-traitement. De plus, on pourra avoir un aperçu en temps réel du signal reçu en temps et en fréquence.

La Figure V-14 montre un exemple de paquets visualisés dans Wireshark où on observe le contenu du paquet n°3619 (surligné). Wireshark permet également de déterminer le nombre de paquets présents dans le fichier analysé ce qui sera utilisé pour calculer le PER.

La Figure V-15 montre la visualisation du signal émis en temps et en fréquence à partir de GNURadio.

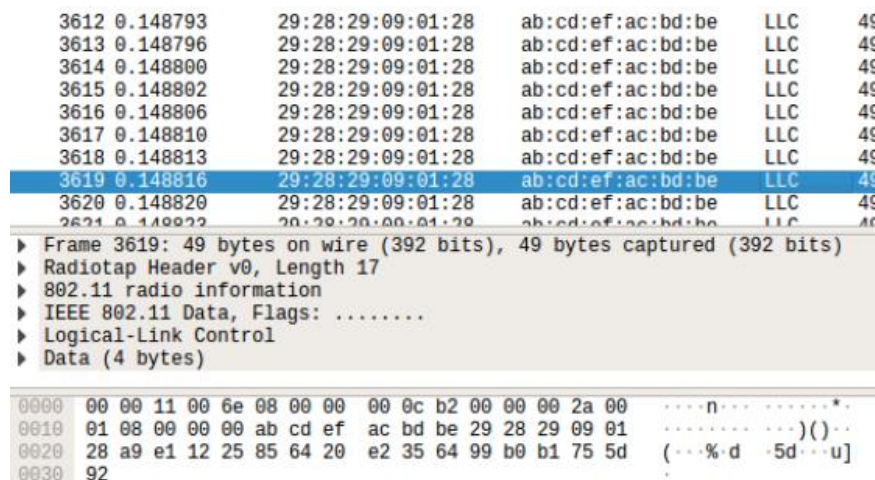
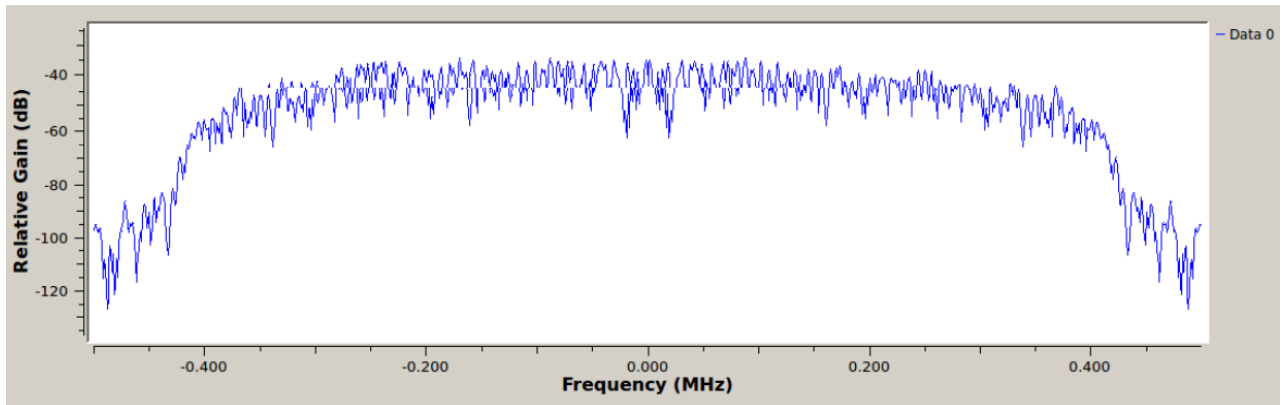


Figure V-14 : Exemple de paquets IEEE802.11 visualisés avec Wireshark

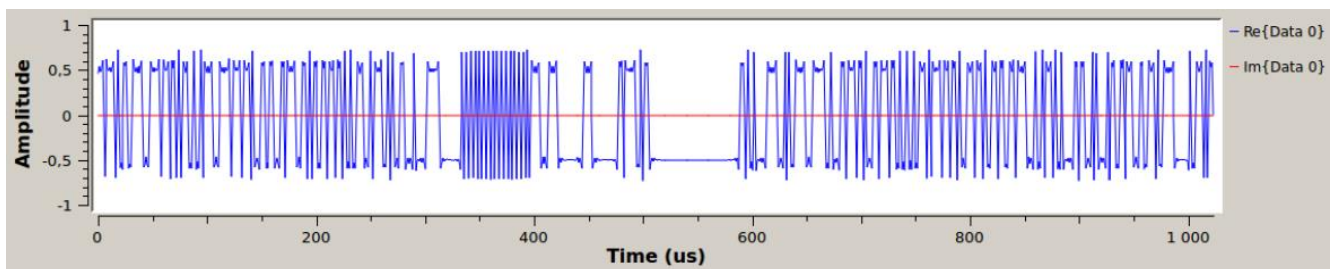
Lors des différents tests, on se servira de l'outil de visualisation du signal transmis et reçu ainsi que de l'écoute du fichier, mais les résultats présentés par la suite seront ceux qu'on a obtenu en déterminant le PER à partir de l'analyse comparative des fichiers *.pcap dans Wireshark enregistrés à l'émission et à la réception. Le PER est égal à : (nombre de paquets enregistrés en réception - nombre de paquets enregistrés en émission) / nombre de paquets enregistrés en émission.

Au préalable nous avons testé le mode d'enregistrement dans le bloc *File Sink* permettant l'écriture des données dans un fichier. Par défaut, le paramètre est *Unbuffered : Off* c'est-à-dire que les données sont mises en mémoire sous forme de buffer tampon pour ne pas saturer la mémoire vive du PC.

Nous avons activé ou non ce mode en simulation et vérifié que dans le cas où les données sont bufferisées pour être mises en mémoire, seulement une partie des paquets est enregistrée. Ainsi il pourrait paraître préférable d'activer le mode non bufferisé (*Unbuffered : On*) afin d'avoir l'intégralité des paquets.



(a)



(b)

Figure V-15 : Signal émis. Visualisation (a) fréquentielle (b) temporelle

Cependant, lors des tests réalisés non plus en simulation mais en utilisant les USRP, nous avons remarqué que l'activation de ce mode apporte des erreurs liées au fait que les temps d'accès en écriture ralentissent l'ordinateur et créent une saturation engendrant la perte de données qui ne sont pas dues à la transmission. Ainsi, tous les résultats présentés par la suite sont issus de tests avec le mode bufferisé (*Unbuffered : Off*).

Dans le Tableau V-2 sont reportées les valeurs de nombre de paquets enregistrés (en émission).

Tableau V-2 : Caractéristiques des fichiers transmis

Taille du fichier (octets)	Taille du paquet PDU N (octets)	Nombre de paquets en mode <i>Unbuffered : On</i>
41423	8	5089
82802	16	5094
165560	32	5162
331076	64	5171
496592	88	5643

Comme nous l'avons présenté d'un point de vue théorique, la taille des paquets est un paramètre influençant le PER. C'est pourquoi nous avons utilisé pour la partie expérimentale des tailles de paquets variables ($N=8$ à 88 octets), comme présenté Tableau V-2. Afin d'avoir des valeurs

comparables pour chacun des cas, nous avons utilisé pour cela des fichiers de tailles variables afin d'avoir un nombre de paquets transmis du même ordre de grandeur (autour de 5000/5600).

V.3.2. Validation en simulation

On commence par valider la chaîne de communication en simulation. Pour ce faire, on évalue le PER suite à la transmission d'un fichier audio comme décrit précédemment, en désactivant les blocs liés à l'UHD. Les résultats de la simulation sont validés en obtenant, pour chacun des fichiers testés, le même nombre de paquets en émission qu'en réception donc un $PER = 0$.

Dans ce mode de fonctionnement, nous avons vérifié qu'activer ou non le mode *Unbuffered* conduit à aucune erreur.

Cette étape a été testée pour différents paramètres (taille de paquets, débit, paramètres du filtre polyphase, ...), ce qui permet de valider les éléments de la chaîne complète (émission et réception). Notons que le paramètre débit en simulation ne représentera pas le débit réel. En effet, étant donné que l'ensemble du calcul est effectué par l'ordinateur, on est tributaire de sa puissance de calcul.

V.3.3. Validation en filaire

Suite à la validation de la simulation, on connecte un ordinateur portable à chacun des deux USRP (émission et réception) et on relie ensuite les 2 USRP par un câble coaxial SMA comme le montre la Figure V-16.

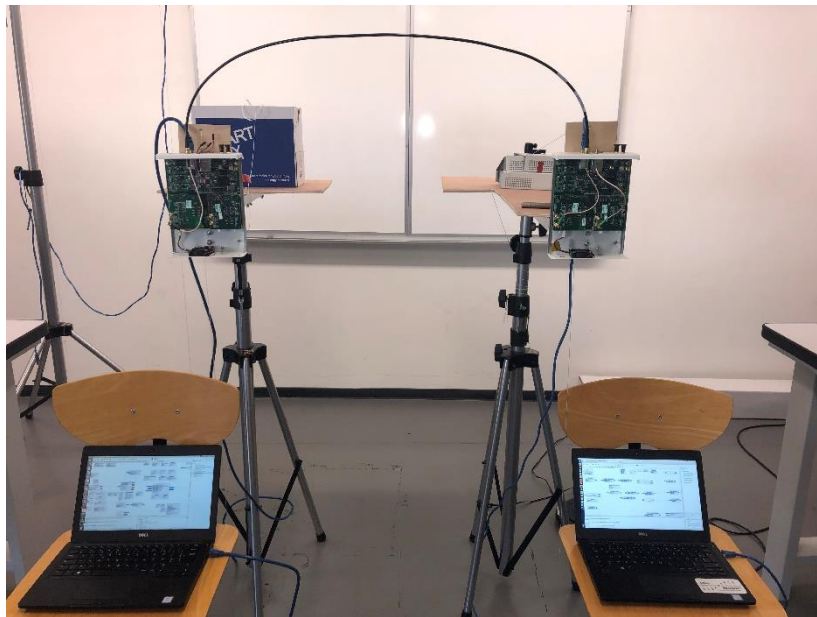


Figure V-16 : Configuration filaire. Émetteur-récepteur reliés par un câble coaxial SMA

Nous avons fait varier la taille des paquets transmis selon les valeurs présentées dans le Tableau V-2 et nous avons remarqué qu'il y a dans chacun des cas des paquets perdus. Les PER obtenus sont reportés dans le Tableau V-3 pour un débit de 1Mbps.

Tableau V-3 : Configuration filaire, PER en fonction de la PDU

Taille de la PDU (N)	8	16	32	64	88
PER	$3,3 \cdot 10^{-3}$	10^{-2}	$8,2 \cdot 10^{-3}$	$6,6 \cdot 10^{-3}$	$7,3 \cdot 10^{-3}$

Remarquons que les PER ne sont pas nuls et que l'origine des erreurs n'est pas clairement identifiée aujourd'hui. De plus, nous avons réalisé des tests pour différentes valeurs de débits mais cela n'impacte pas sur les performances. À noter que pour des débits supérieurs à 5Mbps, l'interface UHD n'arrive pas à traiter les données au fur et à mesure qu'elles arrivent et il n'est alors pas possible de faire des mesures.

Les erreurs ainsi relevées peuvent être liées au médium de transmission en lui-même mais il est probable que cela vienne également de problèmes de synchronisations entre la chaîne émettrice et réceptrice. En particulier, il faudrait étudier plus précisément l'interaction entre les blocs *Correlation Estimator*, *Polyphase Clock Sync*, *Header/Payload Demux* et *PHY Parse* qui gèrent la synchronisation et détection des paquets.

Néanmoins, par manque de temps, nous restons sur les blocs tels quels et ces valeurs de PER serviront de référence pour la suite des expérimentations.

V.4. Tests et résultats pour une configuration 1Tx/Rx

V.4.1. Configuration en LOS direct

On place l'émetteur et le récepteur en configuration LOS direct avec une distance de 55cm comme le montre la Figure V-17.

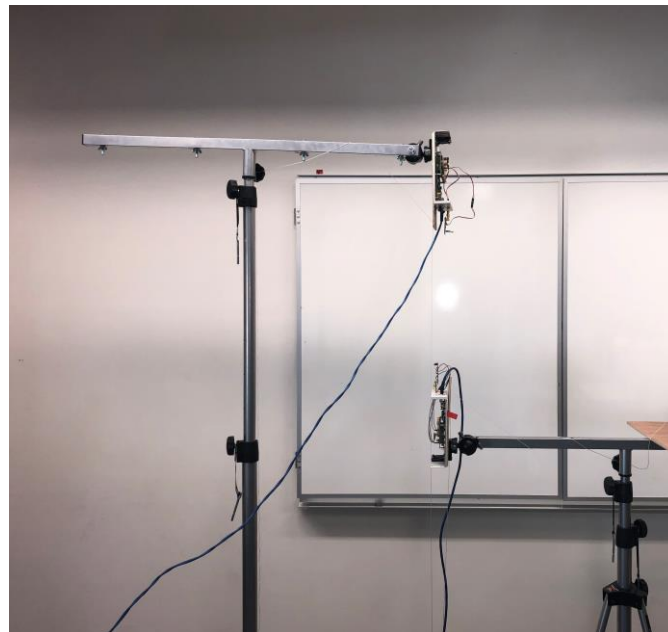


Figure V-17 : Émetteur-récepteur en configuration LOS direct

Les tests sont effectués pour les mêmes tailles de PDU que dans le Tableau V-3. Les résultats en PER sont reportés sur la Figure V-18 pour les différentes LEDs utilisées (Tableau V.1) avec un débit de 1Mbps. On a également reporté les PER de référence correspondant à la connexion filaire.

On peut observer que quelle que soit la taille du paquet le PER est peu affecté par la liaison optique sans fil. La comparaison entre les différentes LEDs montre que plus la puissance moyenne émise est élevée et plus le PER obtenu converge vers la référence. En particulier, les LEDs *SFH4575* et *SFH4725* donnent exactement le même PER que la référence filaire. D'autre part on peut noter que ce sont les LEDs *TSAL7600* et *SFH4546* qui présentent les PER les plus élevés. C'est cohérent par rapport aux plages de puissances émises obtenues à partir des notices techniques.

Nous avons également testé à des débits plus élevés, la limite étant de 2,7Mbps.

Par la suite, toutes les expérimentations sont réalisées pour le débit de 1Mbps pour lequel on n'a pas de limitation liée à la vitesse de traitement de l'UHD et à la bande passante des fronts-ends.

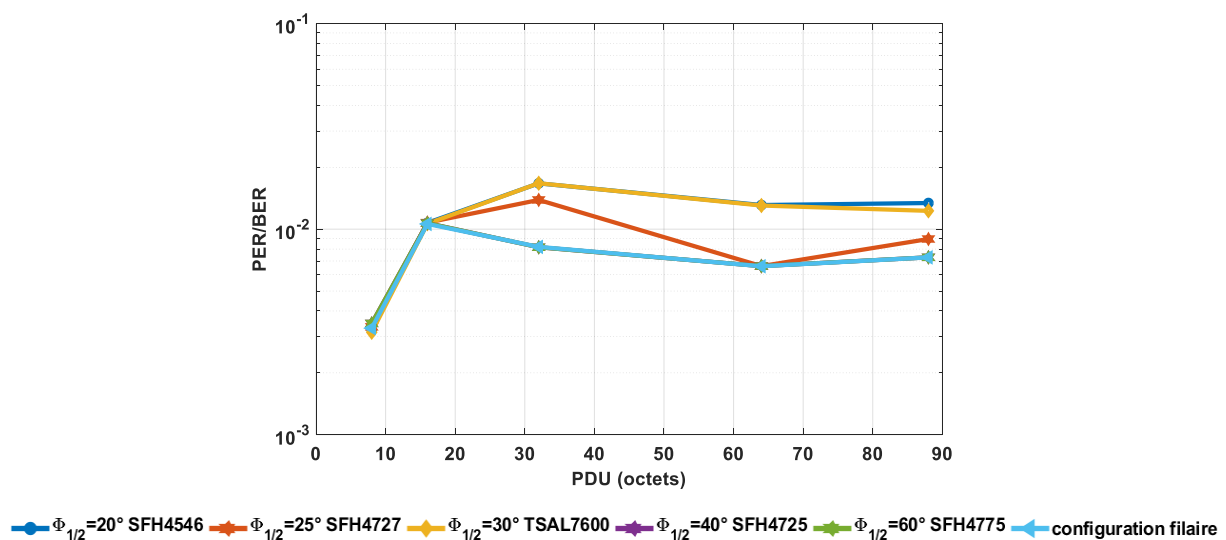


Figure V-18 : PER en fonction de la taille de la PDU pour différentes LEDs

V.4.2. Configuration en LOS non- direct

Pour tester l'impact du désalignement des émetteurs/récepteurs (ce qui correspond au cas du cockpit), nous avons décalé latéralement l'émetteur par rapport au récepteur. L'émetteur est orienté perpendiculairement à une hauteur de 146 cm du sol. Il est décalé par rapport à l'axe du récepteur de 54 cm.

D'autre part, le récepteur est positionné sur le mât le plus élevé à une hauteur de 194 cm du sol et est orienté à 45° , ce qui correspond à une configuration similaire à celle considérée dans les simulations du canal à l'intérieur du cockpit.

Dans cette configuration représentée Figure V-19, la distance émetteur récepteur est de 85 cm.

Les PER mesurés sont reportés dans le Tableau V-4 pour deux valeurs de taille de paquets 8 et 88. De plus nous avons également rappelé les valeurs obtenues en filaire.

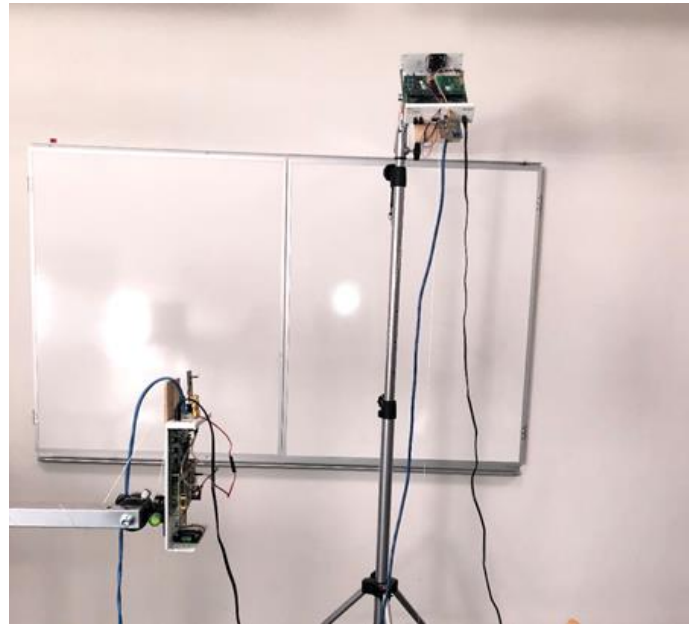


Figure V-19: Émetteur-récepteur en configuration LOS indirect - uplink

Tableau V-4 : PER pour la configuration en LOS non- direct et différentes LEDs

LED($\phi_{1/2}$)	PER PPU 8 octets	PER PDU 88 octets
SFH4546 (20°)	–	–
SFH4727A(25°)	$1,5 \cdot 10^{-2}$	$1,7 \cdot 10^{-2}$
TSAL7600(30°)	$6,8 \cdot 10^{-1}$	$6,4 \cdot 10^{-1}$
SFH4725AS(40°)	$3,3 \cdot 10^{-3}$	$9 \cdot 10^{-3}$
SFH4775S(60°)	$3,3 \cdot 10^{-3}$	$9 \cdot 10^{-3}$
Configuration Filaire	$3,3 \cdot 10^{-3}$	$7,3 \cdot 10^{-3}$

L'expérimentation permet d'observer à la fois l'impact de l'angle à mi-puissance et de l'intensité rayonnée par la LED.

On remarque tout d'abord que pour la LED *SFH4546*, qui a l'angle le plus faible, $\phi_{1/2}=20^\circ$, le récepteur ne décode aucune donnée car la PD ne reçoit aucun rayon dans son FOV.

D'autre part, on observe pour les autres LEDs que le PER s'améliore à mesure que leur directivité diminue, à l'exception de la *TSAL7600* car sa puissance émise est la plus faible.

Pour les diodes *SFH4725* et *SFH4775* on obtient quasiment le même PER qu'en configuration filaire. On vérifie ainsi la robustesse de la liaison uplink lorsque l'angle à mi-puissance de la LED est supérieur à 40° . C'est cohérent avec les conclusions de l'étude théorique.

V.4.3. Impact des mouvements en configuration uplink LOS non- direct

Pour tester le comportement de la liaison en fonction des variations d'orientations de l'émetteur nous avons effectué la mesure du PER pour différentes configurations selon le scénario suivant :

- On part de la position de départ (n°1) perpendiculaire au plafond comme dans le cas précédent
- À partir de la position n°1, la position n°2 correspond à une rotation de l'émetteur vers la gauche de 45° (vers l'AP)
- À partir de la position 2 la position n°3 est obtenue en inclinant l'émetteur de 30° vers l'avant
- La position n°4 est obtenue à partir de la n°1 avec une inclinaison de 30° vers l'avant
- La position n°5 correspond à une orientation de 45° vers la droite (à l'opposé de l'AP) avec une inclinaison de 15°
- La position n°6 est symétrique de la n°2 mais vers la droite, 45° vers la droite sans inclinaison.
- La position n°7 est la même que la position n°1

Les résultats des PER obtenus pour deux tailles de paquet (8 et 88 octets) pour chaque position sont reportés sur la Figure V- 20.

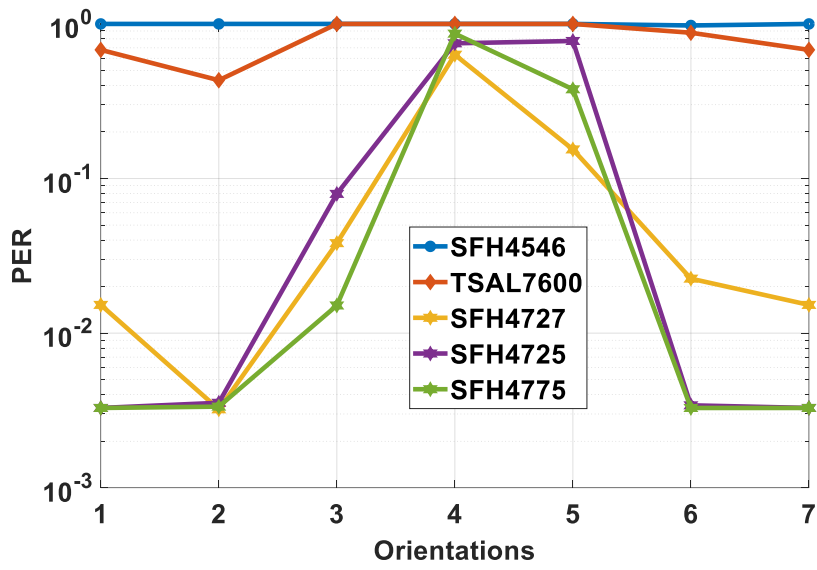
On peut noter comme attendu et comme précédemment que pour la LED *SFH4546* ($\phi_{1/2}=20^\circ$) le récepteur ne décode aucune donnée car il ne reçoit rien. De même, les performances obtenues avec la *TSAL7600* sont très dégradées, du fait de sa faible puissance.

Les trois autres LEDs ont un comportement similaire montrant la dégradation des performances jusqu'à 2 décades, en fonction des rotations et inclinaisons de l'émetteur. En effet, dans les configurations 4 et 5 le récepteur ne décode plus correctement. Cependant, en réalité dans le cockpit, lorsque les pilotes se penchent vers l'avant, la présence des surfaces (tableau de bord) peut permettre d'établir encore une performance grâce aux rayons réfléchis. Nous avons vérifié en approchant une surface de l'émetteur dans la position n°4, que le PER s'améliorait.

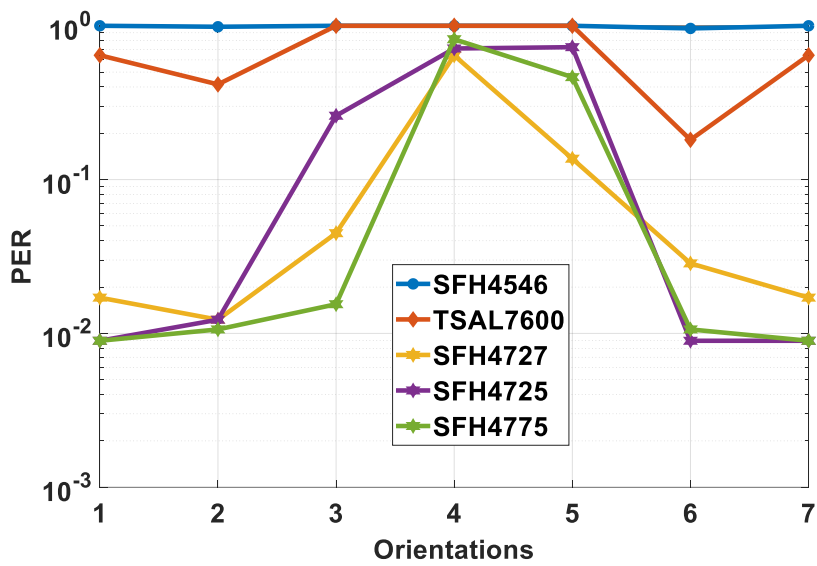
On peut également remarquer que l'inclinaison de 45° à droite ou à gauche (positions n°2 et 6) de l'émetteur n'impacte quasiment pas le PER.

Pour conclure le meilleur résultat est obtenu globalement avec la LED *SFH4775* ayant un angle à mi-puissance de 60°.

Pour analyser la validité de ces résultats, nous avons considéré les gains obtenus en simulation pour les images (1,3,6,8,11,12) correspondant au mouvement de la tête (voir figure III-21) du copilote avant pour la liaison downlink. Ces images sont celles qui correspondent le mieux aux positions testées en expérimentation. Les résultats sont reportés sur la figure V-21.



(a) uplink, PDU 8 octets



(b) uplink, PDU 88 octets

Figure V-20 : PER en fonction de l'orientation de l'émetteur

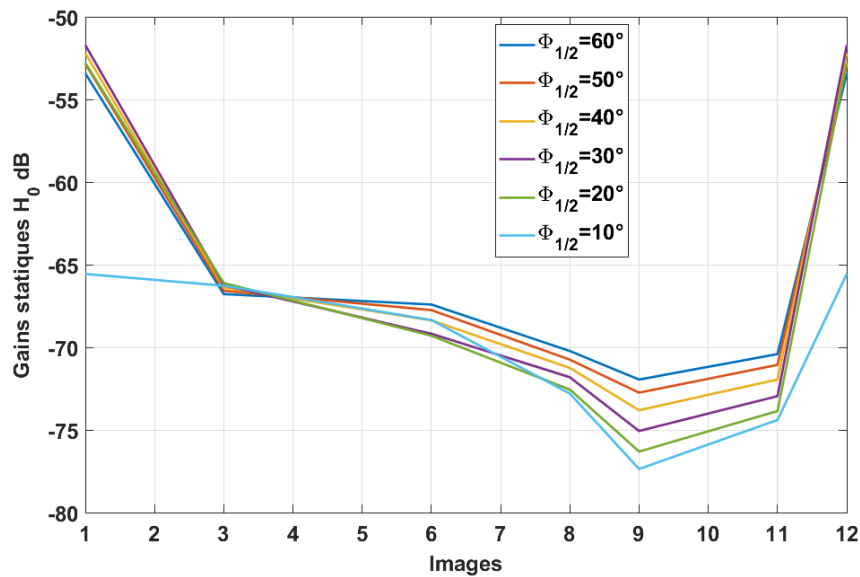


Figure V-21 : Gains statiques H_0 des images (1,3,6,8,11,12) du mouvement de la tête, position copilote avant, downlink, $\rho = 0,5$

On note sur la figure V-21 que les gains conduisant aux meilleures performances sont obtenus pour des angles à mi-puissance élevés. Par exemple pour l'image 8, les gains correspondant à $\phi_{1/2} = 60^\circ$ et $\phi_{1/2} = 10^\circ$ sont respectivement égaux à $-70,22$ et $-72,8$ dB. Donc ces résultats montrent la cohérence entre la simulation et l'expérimentation concernant le comportement des performances en fonction du mouvement.

V.5. Conclusions

L'objectif de ce chapitre était de réaliser de manière expérimentale une chaîne de communication audio OWC qui reprend certaines spécifications des standards IEEE 802.11, avec un développement logiciel et matériel.

D'un point de vue logiciel, nous avons fait le choix pour des raisons de flexibilité, d'utiliser une approche SDR GNURadio.

La chaîne de communication réalisée consiste à empaqueter (en émission) et dés-empaqueter (en réception) des données selon le format MPDU et PPDU tels que décrits dans la norme IEEE802.11 IR. Les données transmises dans les expérimentations sont des données issues de fichiers audio afin d'illustrer la problématique du transfert audio. La mesure du PER est réalisée à partir de l'outil Wireshark en comparant le nombre de paquets en émission et en réception. La chaîne a d'abord été validée en simulation avec un PER nul.

Concernant la partie matérielle, nous avons tout d'abord introduit les USRP N210 avec une connexion filaire et nous avons observé un PER non nul. L'origine des erreurs constitue aujourd'hui un problème non résolu mais vraisemblablement lié à des problèmes de synchronisation. Cette première expérimentation en filaire a permis de servir de point de référence pour les expérimentations en optique sans fil.

Les expérimentations ont ensuite été menées avec des front-ends optiques spécifiquement développés pour se connecter sur les entrées/sorties SMA des USRP.

Le front-end optique d'émission nous a permis de tester différentes LEDs avec des angles d'émission différents, tandis que le front-end optique de réception basé sur la photodiode *SFH205FA* permet de réaliser des expérimentations jusqu'à 2,7 MHz. Les résultats des expérimentations ont permis d'identifier le comportement des différentes LEDs en fonction de l'orientation de l'émetteur pour une liaison uplink et on a pu confirmer le fait qu'il vaut mieux utiliser des diodes avec un large angle d'émission, comme établi théoriquement à partir des simulations du canal optique dans le cockpit.

Ces premiers travaux demandent à être consolidés avec notamment :

- L'amélioration logicielle pour répondre aux problèmes de synchronisation sur la chaîne de réception
- La réalisation d'expérimentations en downlink
- Le test de différentes photodiodes
- La variation du débit. Aujourd'hui limité par les front-ends (2,7Mbps) et par la gestion de l'UHD (5Mbps), l'utilisation de photodiodes différentes permettrait par exemple d'avoir une analyse sur une gamme de débit plus large. De plus, afin de répondre à la limitation du débit par l'UHD il est envisageable d'utiliser des séries de radio logicielles plus récentes telles que les USRP E310 intégrant un système d'exploitation Linux leur permettant de fonctionner sans avoir besoin de passer par des ordinateurs.
- L'utilisation de micro / casque plutôt que la lecture de fichiers
- L'intégration de l'implémentation de la méthode d'accès au canal dans GNURadio afin de rendre le système multi-utilisateurs et d'effectuer la mesure de la latence.

Conclusion générale et perspectives

Le travail de cette thèse s'inscrit dans le cadre du projet européen H2020 Clean Sky 2 intitulé ALC, visant à démontrer la faisabilité de l'intégration des systèmes de communication par optique sans fil à l'intérieur d'un cockpit d'avion. Le consortium chargé de l'exécution du projet ALC est constitué de l'utilisateur final l'industriel AIRBUS, de la PME française FACTEM coordonnatrice du projet et de deux partenaires : le laboratoire XLIM plus précisément de l'équipe SYCOMOR et la start-up écossaise PureLifi.

Le document présenté porte sur les activités de recherche et développement du casque audio connecté en optique sans fil dans le cockpit pour l'équipage d'un A350. La thèse étudie les performances d'un réseau OWC multi-utilisateurs, composé de quatre casques audio portés par les membres de l'équipage, connectés par optique sans fil à un point d'accès (AP) situé au plafond du cockpit.

Un challenge à étudier dans la thèse concernait tout d'abord la robustesse des liaisons optiques par rapport aux mouvements aléatoires de la tête et du corps des pilotes. En effet, les performances peuvent être alors dégradées par la perte des liaisons directes entre le casque et l'AP liée aux mouvements. Le deuxième défi portait sur la contrainte d'autonomie du casque, qui implique de chercher des solutions permettant d'assurer les performances avec une puissance minimale. Enfin, le défi vraiment critique est d'assurer la communication avec une latence audio aussi faible que 2,5 ms.

Le cahier des charges du projet ALC prévoit la conception d'un prototype TRL5 et demande que la solution proposée s'inspire des travaux d'un des standards OWC existants ou en cours. C'est pourquoi, nous avons présenté dans une première partie (Chapitre II) les techniques numériques pour les communications par optique sans fil pouvant nous permettre de répondre aux contraintes de qualité, d'autonomie et de latence imposées. Les choix effectués portaient sur les couches PHY et MAC. Au niveau de la couche PHY, bien que l'OFDM adapté à l'optique soit un format de modulation envisagé dans le futur standard IEEE802.11bb, nous avons justifié le choix de formats de modulation plus basiques pour l'optique, l'OOK et la PPM, car moins complexes à mettre en œuvre et surtout plus efficaces d'un point de vue énergétique qui est une contrainte du projet. Ces deux formats de modulation sont par ailleurs définis dans plusieurs autres standards optiques tel que IEEE802.15.7 et faisaient partie de l'ancienne version IEEE802.11 IR. Au niveau MAC, le choix de la méthode d'accès au canal sans fil s'est porté sur la technique classique avec écoute de la porteuse en évitant les collisions (CSMA/CA) utilisée dans différents standards RF et optique. En particulier, nous avons choisi d'étudier la méthode DCF avec RTS/CTS car c'est le mécanisme de base qui permet de réduire les collisions en répondant au problème de nœuds cachés.

Pour développer une solution robuste, nous avons étudié dans le chapitre III le canal optique sans fil entre des émetteurs et récepteurs situés d'une part sur les casques audio portés par les pilotes et d'autre part au plafond du cockpit d'un A350.

Après avoir défini les caractéristiques principales des émetteurs et récepteurs optiques, les types de liaisons LOS et NLOS pouvant s'établir dans l'environnement ainsi que les métriques utilisées pour l'analyse du canal (gain statique et étalement de la réponse impulsionnelle), nous

avons adopté une méthodologie s'appuyant sur la simulation du canal par lancer de rayons associé à une méthode de Monte-Carlo. À partir de la modélisation 3D du cockpit et des membres d'équipage, le logiciel développé à XLIM (RaPSor) fournit la réponse impulsionnelle d'une liaison optique pour une configuration donnée d'émetteur et récepteur.

Afin d'étudier la robustesse face à une mobilité, un ensemble de configurations représentant une discrétisation de scénarios de mouvements de la tête et du corps des pilotes a été simulé. Les résultats des simulations ont été exploités pour réaliser une étude statistique afin d'optimiser un paramètre important pour les liaisons optiques en uplink et en downlink qui est la directivité de la source optique, considérant comme hypothèse une valeur moyenne de la réflectivité des surfaces du cockpit ($\rho=0,5$).

Les résultats ont tout d'abord porté sur le cas de deux pilotes présents dans le cockpit, le capitaine et le premier officier. Nous avons considéré un émetteur et un récepteur positionnés sur le dessus du casque et orientés vers le plafond. De plus, pour rendre l'étude générale, nous avons étudié les deux positions d'assise extrêmes possibles liées aux sièges des pilotes. On a conclu que l'angle optimal de la source placée sur le dessus du casque pour la liaison uplink est $\phi_{1/2} = 60^\circ$ et celui de la source sur l'AP pour le downlink est $\phi_{1/2} = 40^\circ$. Ensuite, nous avons considéré la présence supplémentaire du pilote-arrière et copilote-arrière avec un deuxième AP identique mais orienté vers la porte du cockpit entre les pilotes arrière. Dans cette configuration avec quatre membres d'équipages, nous avons conclu que les angles optimaux restaient inchangés.

À partir de l'analyse des gains statiques du canal pour les angles optimaux, nous avons comparé les valeurs pour assurer 100% de fiabilité selon les différents membres d'équipage et retenu le pire cas. Dans la configuration avec deux pilotes, nous avons montré que c'est la position du copilote qui est la plus contraignante, alors que dans la configuration avec quatre pilotes, la position la plus contraignante est celle du copilote-arrière. Nous avons également estimé la bande passante maximale sans IES, à environ 30MHz.

Puis, pour rendre le système plus robuste par rapport aux mouvements, nous avons étudié l'intérêt d'une diversité spatiale sur le casque en ajoutant des émetteurs-récepteurs identiques placés au niveau des oreillettes. Les résultats ont montré qu'un casque équipé de 3 émetteurs-récepteurs (un sur le dessus et deux sur les oreillettes orientées vers l'arrière) était une solution permettant d'améliorer les gains statiques d'environ 4dB.

Au final, nous avons vérifié que la variation du coefficient de réflexion des surfaces du cockpit ne changeait pas la conclusion sur la directivité des sources. Cependant, l'impact est significatif sur les valeurs de gains statiques, notamment à cause des trajets NLOS. L'évaluation expérimentale de la réflectivité de surfaces et objets fait partie des activités menées dans le contexte du projet ALC.

Pour étudier les performances minimisant la puissance selon le format de modulation (contraintes de sécurité oculaire en IR et autonomie optimale) ainsi que le délai de transmission lié à la méthode d'accès au canal retenue (DCF avec RTS/CTS), nous avons mené une étude conjointe (couche PHY/ couche MAC) dans le Chapitre IV en considérant la spécification en PER.

Ainsi nous avons étudié les performances en fonction de la puissance d'émission et du débit pour différents formats de modulations (OOK et L-PPM), en considérant les pires valeurs de gains statiques issues des résultats de simulation des canaux en uplink et en downlink entre les casques et l'AP. Nous avons ainsi vérifié que la modulation L-PPM est plus efficace que l'OOK en termes de puissance mais au prix d'un accroissement de la complexité du décodage et d'un compromis sur la bande passante maximale sans IES diminuant lorsque l'ordre L augmente.

Nous avons également évalué les performances de la sous-couche MAC à travers le délai de communication avec succès à partir d'une modélisation analytique du protocole DCF avec RTS/CTS. L'analyse a été réalisée en fonction du débit, de la probabilité de collision et de la taille des paquets avec les paramètres du protocole issus du standard IEEE802.11 IR PHY. Nous avons souligné qu'il est possible de tenir la latence du projet (2,5ms) mais en réduisant la taille du paquet et de la fenêtre de contention par rapport aux valeurs du standard.

Considérant le PER comme une mesure PHY/MAC, nous avons exploré l'évolution du délai en fonction du SNR pour les différentes modulations étudiées, illustrant comment on peut déterminer le délai pour satisfaire une performance visée. Ainsi nous avons discuté des compromis entre le délai de transmission et le niveau de puissance émise. En particulier, le format de modulation 4-PPM semble être un bon compromis, permettant d'atteindre le délai du projet avec des débits et puissances acceptables.

Il est donc théoriquement possible de concevoir des casques connectés par optique sans fil, avec une technique d'accès compatible IEEE802.11 et respectant les critères de PER (10^{-4}) et de latence (2,5 ms) imposés. Le chapitre V présente les travaux menés dans la Thèse pour le développement d'un banc dont l'objectif est de montrer la faisabilité en pratique.

La réalisation d'un banc s'appuie sur une plateforme de radio logicielle utilisant des USRP et l'environnement GNURadio. Un tel banc n'existait pas au laboratoire. De plus, nous avons adapté les parties logicielles et développé les front-ends pour l'émission et la réception, pour le cas de transmissions optiques sans fil en infrarouge pour les besoins du projet ALC.

La chaîne de transmission conçue est capable de construire, envoyer et recevoir des paquets de données IEEE802.11. Nous avons utilisé l'outil Wireshark pour valider la construction des paquets et pour déterminer le PER en simulation sans et avec USRP. Le PER avec USRP n'étant pas nul, il reste en perspective à optimiser certains blocs en ce qui concerne la synchronisation. Néanmoins, les valeurs obtenues ont servi de référence pour analyser les tests en optique sans fil menés avec différentes LEDs et différentes configurations (LOS direct et non-direct).

Ces tests ont permis de valider les front-ends développés, fonctionnant jusqu'à 2,7Mbps. Ils ont permis d'illustrer l'impact de la puissance émise par la LED et de sa directivité. Nous avons également mené une première étude de robustesse par rapport à des changements d'orientations de l'émetteur pour la liaison uplink.

- ✓ Les tests réalisés sont préliminaires et n'ont pas pu être approfondis par manque de temps, en particulier pour résoudre les problématiques de synchronisation en configuration filaire. De plus, les tests doivent être complétés pour différentes distances

entre l'émetteur et le récepteur et pour les configurations concernant la liaison downlink. C'est une des perspectives à très court terme des travaux de Thèse.

D'autres améliorations et perspectives se situent à plusieurs niveaux :

- ✓ Implémentation d'une autre modulation que l'OOK, en particulier la modulation 4-PPM qui présente un bon compromis puissance-délai.
- ✓ Implémentation de la méthode d'accès DCF avec RTS/CTS et la mise en œuvre d'une méthodologie pour mesurer la latence.

Ce travail peut être subdivisé en plusieurs phases :

- Réaliser une implémentation complète sur GNURadio. La validation de cette première étape passera par les échanges de trames entre au moins 3 nœuds (un AP et deux 2 casques). Une limite observée sera probablement par rapport aux temps de latence supérieurs à 2,5 ms liés à l'implémentation sur ordinateur.
 - Deuxièmement, il faudrait implémenter les parties de la méthode DCF avec RTS/CTS nécessitant des temps de synchronisation réduit (slot time, DIFS, SIF) sur les FPGA des USRP. Pour cette phase, on pourra utiliser l'outil RFNoc prévu pour ce type d'approche dans GNURadio.
 - Enfin, optimiser le fonctionnement de la chaîne de communication en utilisant des périphériques récents tel que la série E310 qui intègre un système d'exploitation permettant de s'affranchir de l'utilisation des ordinateurs portables
- ✓ Une autre perspective concerne l'étude d'autres types de méthodes d'accès, l'OFDMA étant donné que la modulation OFDM est déjà sélectionnée pour les futurs standards optiques. Bien qu'elle repose sur la modulation OFDM plus exigeante en énergie que l'OOK et la L-PPM, il serait intéressant d'étudier le compromis puissance et latence proposée par l'OFDMA.

Les travaux menés dans la Thèse et présentés dans les Chapitres III IV et V ont conduit à différentes contributions dans des revues et conférences nationales et internationales :

Revue internationale à comité de lecture :

- P. Combeau, S. Joumessi-Demeffo *et al.*, "Optical Wireless Channel Simulation for Communications Inside Aircraft Cockpits" in *Journal of Lightwave Technology*, vol. 38, no. 20, pp. 5635-5648, 15 Oct.15, 2020, doi: 10.1109/JLT.2020.3003989.

- S. Joumessi-Demeffo, S. Sahuguède, A. Julien-Vergonjanne and P. Combeau, "Performance Trade-Offs of an Optical Wireless Communication Network Deployed in an Aircraft Cockpit," in *IEEE Open Journal of the Communications Society*, vol. 1, pp. 849-862, 2020, doi: 10.1109/OJCOMS.2020.3004631.

Conférences internationales avec actes et comité de lecture :

- S. Joumessi-Demeffo *et al.*, "A Link Reliability Study of Optical Wireless Headset inside Aircraft Cockpit," *2019 Global LIFI Congress (GLC)*, Paris, France, 2019, pp. 1-6, doi: 10.1109/GLC.2019.8864135

- S. Joumessi-Demeffo *et al.*, "A Software Defined Radio 802.11 Infrared Transmission System" *European GNURADIO Days*, Jun 2019, Besançon, France.

Conférences nationales avec actes et comité de lecture :

- H. Boeglen, S. Joumessi-Demeffo *et al* « Optical front-ends for USRP radios » *French GNU Radio Days 2018*, Jul 2018, Lyon, France. <https://GNURadio-fr-18.sciencesconf.org/218740/document>

- S. Joumessi-Demeffo *et al* « Casque audio connecté par optique sans fil dans le poste de pilotage d'un avion de ligne ». *PLUMEE 2019*, Apr 2019, Limoges, France.

- Steve Joumessi-Demeffo *et al.*, "Power and Delay performance of Optical Wireless Communication inside Aircraft Cockpit" *Journées scientifiques de l'URSI Réseaux du futur : 5G et au-delà*, Paris, 11-13 mars 2020

Références bibliographiques

- [1] « State of the IoT 2018: Number of IoT devices now at 7B – Market accelerating ». <https://iot-analytics.com/state-of-the-iot-update-q1-q2-2018-number-of-iot-devices-now-7b/> (consulté le sept. 15, 2020).
- [2] H. Aksu, L. Babun, M. Conti, G. Tolomei, et A. S. Uluagac, « Advertising in the IoT Era: Vision and Challenges », *ArXiv180204102 Cs*, janv. 2018, Consulté le: sept. 05, 2020. [En ligne]. Disponible sur: <http://arxiv.org/abs/1802.04102>.
- [3] V. Petrov, A. Pyattaev, D. Moltchanov, et Y. Koucheryavy, « Terahertz band communications: Applications, research challenges, and standardization activities », in *2016 8th International Congress on Ultra Modern Telecommunications and Control Systems and Workshops (ICUMT)*, Lisbon, Portugal, oct. 2016, p. 183-190, doi: 10.1109/ICUMT.2016.7765354.
- [4] W. Fox, « Cellular frequencies ». <https://www.futuretimeline.net/data-trends/11.htm> (consulté le sept. 15, 2020).
- [5] Shin'ichiro Hayashi et Kodo Kawase, « Terahertz-Wave Parametric Sources », in *Recent Optical and Photonic Technologies*, Chap 6. IntechOpen 2010, Doi: 10.5772/6909., .
- [6] S. R. Teli, S. Zvanovec, et Z. Ghassemlooy, « Optical Internet of Things within 5G: Applications and Challenges », in *2018 IEEE International Conference on Internet of Things and Intelligence System (IOTAIS)*, Bali, nov. 2018, p. 40-45, doi: 10.1109/IOTAIS.2018.8600894.
- [7] A. S. Hamza, J. S. Deogun, et D. R. Alexander, « Wireless Communication in Data Centers: A Survey », *IEEE Commun. Surv. Tutor.*, vol. 18, n° 3, p. 1572-1595, 2016, doi: 10.1109/COMST.2016.2521678.
- [8] S. Zvanovec, P. Chvojka, P. A. Haigh, et Z. Ghassemlooy, « Visible Light Communications towards 5G », *Radioengineering*, vol. 24, n° 1, p. 1-9, avr. 2015, doi: 10.13164/re.2015.0001.
- [9] W. Boubakri, W. Abdallah, et N. Boudriga, « An Optical Wireless Communication Based 5G Architecture to Enable Smart City Applications », in *2018 20th International Conference on Transparent Optical Networks (ICTON)*, Bucharest, juill. 2018, p. 1-6, doi: 10.1109/ICTON.2018.8473657.
- [10] T. Cogalan et H. Haas, « Why would 5G need optical wireless communications? », in *2017 IEEE 28th Annual International Symposium on Personal, Indoor, and Mobile Radio Communications (PIMRC)*, Montreal, QC, oct. 2017, p. 1-6, doi: 10.1109/PIMRC.2017.8292749.
- [11] M. Uysal, C. Capsoni, Z. Ghassemlooy, A. Boucouvalas, et E. Udvary, Éd., *Optical Wireless Communications: An Emerging Technology*. Cham: Springer International Publishing, 2016.
- [12] M. Z. Chowdhury, M. T. Hossan, A. Islam, et Y. M. Jang, « A Comparative Survey of Optical Wireless Technologies: Architectures and Applications », *IEEE Access*, vol. 6, p. 9819-9840, 2018, doi: 10.1109/ACCESS.2018.2792419.
- [13] M. A. Khalighi et M. Uysal, « Survey on Free Space Optical Communication: A Communication Theory Perspective », *IEEE Commun. Surv. Tutor.*, vol. 16, n° 4, p. 2231-2258, 2014, doi: 10.1109/COMST.2014.2329501.

- [14] L. Liang, H. Peng, G. Y. Li, et X. Shen, « Vehicular Communications: A Physical Layer Perspective », *ArXiv170405746 Cs Math*, sept. 2017, Consulté le: juill. 13, 2020. [En ligne]. Disponible sur: <http://arxiv.org/abs/1704.05746>.
- [15] A. Cailean, « Study, implementation and optimization of a visible light communications system. Application to automotive field », Thèse de doctorat en optoelectronique, Université de Versailles Saint-Quentin-en-Yvelines, 2014.
- [16] H. Haas et C. Chen, « What is LiFi? », in *2015 European Conference on Optical Communication (ECOC)*, Valencia, Spain, sept. 2015, p. 1-3, doi: 10.1109/ECOC.2015.7341879.
- [17] R. Zhang, M. Biagi, L. Lampe, T. D. C. Little, S. Mangold, et Z. Xu, « Guest Editorial Localisation, Communication and Networking With VLC », *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. 36, n° 1, p. 1-7, janv. 2018, doi: 10.1109/JSAC.2017.2780979.
- [18] Saly MALAK, « Localisation optique de micro-convoyeurs mobiles sur une interface active », *Thèse Dr. en Mécatronique, Énergie, Électricité, Intégration, Université Technologique de Compiègne*, 2019.
- [19] « Version électronique authentifiée publiée au JO n° 0034 du 10/02/2015 | Legifrance ». https://www.legifrance.gouv.fr/jo_pdf.do?id=JORFTEXT000030212642 (consulté le avr. 08, 2020).
- [20] I. Ahmed, H. Karvonen, T. Kumpulainen, et M. Katz, « Wireless Communications for the Hospital of the Future: Requirements, Challenges and Solutions », *Int. J. Wirel. Inf. Netw.*, vol. 27, n° 1, p. 4-17, mars 2020, doi: 10.1007/s10776-019-00468-1.
- [21] P. Krishnan et S. Gopikrishna, « Enhanced Optical Wireless Communication System for Bio-signal Monitoring Applications », *Wirel. Pers. Commun.*, vol. 110, n° 3, p. 1605-1617, févr. 2020, doi: 10.1007/s11277-019-06803-2.
- [22] D. R. Dhatchayeny, S. Arya, et Y. H. Chung, « Infrared-Based Multiple-Patient Monitoring in Indoor Optical Wireless Healthcare Systems », *IEEE Sens. J.*, vol. 19, n° 14, p. 5594-5599, juill. 2019, doi: 10.1109/JSEN.2019.2906898.
- [23] D. Marinos *et al.*, « Medical and safety monitoring system over an in-cabin optical wireless network », *Int. J. Electron.*, vol. 98, n° 2, p. 223-233, févr. 2011, doi: 10.1080/00207217.2010.506846.
- [24] C. L. Bas, « Système de télésurveillance médicale utilisant la technologie de transmission optique sans fil », *Thèse Dr. En Électronique Hautes Fréquences Photonique Systèmes Univ. Limoges*, 2017.
- [25] T. B. Hoang, « Infrared and visible wireless optical technology for body sensor connectivity », *Thèse Dr. En Électronique Hautes Fréquences Photonique Systèmes Univ. Limoges*, 2019.
- [26] Dinh-Khanh Dang, A. Mifdaoui, et T. Gayraud, « Fly-By-Wireless for next generation aircraft: Challenges and potential solutions », in *2012 IFIP Wireless Days*, Dublin, Ireland, nov. 2012, p. 1-8, doi: 10.1109/WD.2012.6402820.
- [27] C. Cavdar, D. Gera, S. Hofmann, D. Schupke, A. Ghosh, et A. Nordlow, « Demonstration of an Integrated 5G Network in an Aircraft Cabin Environment », in *2018 IEEE/AIAA 37th Digital Avionics Systems Conference (DASC)*, London, sept. 2018, p. 1-10, doi: 10.1109/DASC.2018.8569540.

- [28] Z. Charouh et H. Chaoui, « Application of wireless networks and optical network to NextGen aircrafts », in *2016 International Conference on Research Advances in Integrated Navigation Systems (RAINS)*, Bangalore, India, mai 2016, p. 1-2, doi: 10.1109/RAINS.2016.7764409.
- [29] M. J. Carrico, « Mobile device integration in the cockpit: benefits, challenges, and recommendations », in *2015 IEEE/AIAA 34th Digital Avionics Systems Conference (DASC)*, Prague, Czech Republic, sept. 2015, p. 3B3-1-3B3-11, doi: 10.1109/DASC.2015.7311393.
- [30] Hassane Saghir, « Caractérisation de la propagation sans-fil dans les avions commerciaux pour une transmission dédiée aux services aux passagers et aux systèmes avioniques », PhD Thesis Ecole Polytechnique, Montreal (Canada), 2015.
- [31] N. Moraitis, P. Constantinou, F. Perez Fontan, et P. Valtr, « In-cabin propagation measurements and comparison with EM techniques », in *2008 IEEE International Workshop on Satellite and Space Communications*, Toulouse, oct. 2008, p. 21-25, doi: 10.1109/IWSSC.2008.4656737.
- [32] T. Cogalan, S. Videv, et H. Haas, « Inflight Connectivity: Deploying Different Communication Networks inside an Aircraft », in *2018 IEEE 87th Vehicular Technology Conference (VTC Spring)*, Porto, juin 2018, p. 1-6, doi: 10.1109/VTCSpring.2018.8417707.
- [33] « La technologie LiFi de Latécoère prend son envol », *Latécoère*, oct. 31, 2019. <https://www.latecoere.aero/la-technologie-lifi-de-latecoere-prend-son-envol/> (consulté le sept. 15, 2020).
- [34] N. P. Schmitt *et al.*, « Diffuse wireless optical link for aircraft intra-cabin passenger communication », *Proc 5th Int. Symp. Commun. Syst. Netw. Digit. Signal Process. CSNDSP*, juill. 2006.
- [35] D. C. O'Brien, G. E. Faulkner, S. Zikic, et N. P. Schmitt, « High data-rate optical wireless communications in passenger aircraft: Measurements and simulations », in *2008 6th International Symposium on Communication Systems, Networks and Digital Signal Processing*, Graz, Austria, juill. 2008, p. 68-71, doi: 10.1109/CSNDSP.2008.4610733.
- [36] S. Dimitrov, H. Haas, M. Cappitelli, et M. Olbert, « On the throughput of an OFDM-based cellular optical wireless system for an aircraft cabin », *Proc. 5th Eur. Conf. Antennas Propag. EUCAP*, p. 3089-3093, Rome 2011.
- [37] D. Krichene, M. Sliti, W. Abdallah, et N. Boudriga, « An aeronautical visible light communication system to enable in-flight connectivity », in *2015 17th International Conference on Transparent Optical Networks (ICTON)*, Budapest, juill. 2015, p. 1-6, doi: 10.1109/ICTON.2015.7193336.
- [38] D. Tagliaferri, A. Matera, C. Capsoni, et U. Spagnolini, « Nonlinear Visible Light Communications Broadcast Channel Precoding: A New Solution for In-flight Systems », *IEEE Photonics J.*, vol. 10, n° 4, p. 1-14, août 2018, doi: 10.1109/JPHOT.2018.2848118.
- [39] S. Dimitrov, R. Mesleh, H. Haas, M. Cappitelli, M. Olbert, et E. Bassow, « Path Loss Simulation of an Infrared Optical Wireless System for Aircrafts », in *GLOBECOM 2009 - 2009 IEEE Global Telecommunications Conference*, Honolulu, Hawaii, nov. 2009, p. 1-6, doi: 10.1109/GLOCOM.2009.5425552.

- [40] C. Quintana, V. Guerra, J. Rufo, J. Rabadan, et R. Perez-Jimenez, « Reading lamp-based visible light communication system for in-flight entertainment », *IEEE Trans. Consum. Electron.*, vol. 59, n° 1, p. 31-37, févr. 2013, doi: 10.1109/TCE.2013.6490238.
- [41] T. Fath, F. Schubert, et H. Haas, « Wireless data transmission using visual codes », *Photonics Res.*, vol. 2, n° 5, p. 150, oct. 2014, doi: 10.1364/PRJ.2.000150.
- [42] FAA Advisory Circular 120-76C, « Guidelines for the Certification, Airworthiness, and Operational Use of Electronic Flight Bags ». sept. 05, 2014.
- [43] FAA Advisory Circular 20-173, « Installation of Electronic Flight Bag Components ». sept. 27, 2011.
- [44] « Contributing projects to the Disruptive Cockpit for LPA | Clean Sky ». <https://www.cleansky.eu/contributing-projects-to-the-disruptive-cockpit-for-lpa> (consulté le sept. 15, 2020).
- [45] Y. Zou, J. Zhu, X. Wang, et L. Hanzo, « A Survey on Wireless Security: Technical Challenges, Recent Advances, and Future Trends », *Proc. IEEE*, vol. 104, n° 9, p. 1727-1765, sept. 2016, doi: 10.1109/JPROC.2016.2558521.
- [46] « IEEE Std 802.11™-2016, IEEE Standard for Information technology—Telecommunications and information exchange between systems—Local and metropolitan area networks—Specific requirements—Part 11: Wireless LAN Medium Access Control », 2016.
- [47] B. Sklar, *Digital Communications – Second Edition*. Prentice Hall, 2001. ISBN-10 : 0134724054. .
- [48] J. L. Fan, « Constrained coding and soft iterative decoding », présenté à 2001 IEEE Information Theory Workshop, Cairns, Qld., Australia, 2001, doi: 10.1109/ITW.2001.955122.
- [49] K. Byun, S. Jung, D. J. Shin, et J. S. Um, « Performance comparison of RS-CC concatenated codes using NSC and RSC codes », in *2010 2nd IEEE International Conference on Network Infrastructure and Digital Content*, Beijing, China, sept. 2010, p. 992-994, doi: 10.1109/ICNIDC.2010.5657945.
- [50] Claude Berrou, Alain Glavieux, et Ramesh Pyndiah, « Turbo-codes : principe et applications. GRETSI'95, Sep 1995, Juan Les Pins, France. (hal-02480739) », p. 1369-1376.
- [51] N. Singh et G. Kaur, « Performance comparison of RSC-RSC and NSC-NSC serially concatenated convolutional code using non-iterative Viterbi decoding technique », in *2015 International Conference on Communications and Signal Processing (ICCSP)*, Melmaruvathur, India, avr. 2015, p. 0465-0468, doi: 10.1109/ICCSP.2015.7322427.
- [52] S. Samridhi et J. Malhotra, « Investigation of Channel Coding Techniques for High Data Rate Mobile Wireless Systems », *Int. J. Comput. Appl.*, vol. 115, n° 3, p. 39-45, avr. 2015, doi: 10.5120/20135-2226.
- [53] J. A. Anguita, I. B. Djordjevic, M. A. Neifeld, et B. V. Vasic, « Shannon capacities and error-correction codes for optical atmospheric turbulent channels », *J. Opt. Netw.*, vol. 4, n° 9, p. 586-601, 2005, doi: 10.1364/JON.4.000586.
- [54] Jing Li et M. Uysal, « Optical wireless communications: system model, capacity and coding », in *2003 IEEE 58th Vehicular Technology Conference. VTC 2003-Fall (IEEE Cat.*

- No.03CH37484), Orlando, FL, USA, 2003, p. 168-172 Vol.1, doi: 10.1109/VETECEF.2003.1285000.
- [55] Randa Jaouadi, « Compromis efficacité énergétique et efficacité spectrale pour les objets communicants autonomes. », *Thèse DR. en Electronique., Université de Nantes*, 2017.
- [56] S. Verdu, « Spectral efficiency in the wideband regime », *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 48, n° 6, p. 1319-1343, juin 2002, doi: 10.1109/TIT.2002.1003824.
- [57] O. Oyman et A. J. Paraulj, « Spectral efficiency of relay networks in the power limited regime. In 42th Annual Allerton Conf. on Communication, Control and Computing, Allerton, Sep 2004. » .
- [58] M. Kavehrad, M.I.S. Chowdhury, « Short Range Optical Wireless: Theory and Applications », *Wiley Telecom*, 2016.
- [59] M. Z. Afgani, H. Haas, H. Elgala, et D. Knipp, « Visible light communication using OFDM », in *2nd International Conference on Testbeds and Research Infrastructures for the Development of Networks and Communities, 2006. TRIDENTCOM 2006.*, Barcelona, 2006, p. 6 pp. - 134, doi: 10.1109/TRIDNT.2006.1649137.
- [60] M. S. Islim et H. Haas, « Modulation Techniques for Li-Fi », *ZTE Commun.*, vol. 14, p. 29-40, 2016.
- [61] M. Ergen, *Mobile Broadband Including WiMAX and LTE*. Boston, MA: Springer US, 2009.
- [62] J. A. Salehi, « Code division multiple-access techniques in optical fiber networks. I. Fundamental principles », *IEEE Trans. Commun.*, vol. 37, n° 8, p. 824-833, août 1989, doi: 10.1109/26.31181.
- [63] C. Goursaud-Brugeaud, « Réception multiutilisateur par annulation parallèle d'interférences dans les système CDMA optiques. », Thèse de doctorat Télécommunications hautes fréquences et optiques, Université de Limoges, 2006.
- [64] Mikaël Morelle, « Codage en 2 Dimensions pour les systèmes de communications Optiques CDMA(OCDMA) – Application aux transmissions multimédia », Thèse de doctorat Télécommunications hautes fréquences et optiques, Université de Limoges, 2008.
- [65] J. and A. Salehi, « Emerging Optical CDMA Techniques and Applications », *Int. J. Opt. Photonics*, vol. 1, n° 1, 2007, [En ligne]. Disponible sur: <http://ijop.ir/article-1-311-en.html>.
- [66] M. J. Hasan, M. A. Khalighi, J. Garcia-Marquez, et B. Bechadergue, « Performance Analysis of Optical-CDMA for Uplink Transmission in Medical Extra-WBANs », *IEEE Access*, vol. 8, p. 171672-171685, 2020, doi: 10.1109/ACCESS.2020.3025005.
- [67] Julien-Vergonjanne, Anne, Sahuguede, Stephanie, et Chevalier, Ludovic, « Optical Wireless Body Area Networks for Healthcare Applications », 2016, doi: 10.1007/978-3-319-30201-0_26.
- [68] S. S. Bawazir, P. C. Sofotasios, S. Muhaidat, Y. Al-Hammadi, et G. K. Karagiannidis, « Multiple Access for Visible Light Communications: Research Challenges and Future Trends », *IEEE Access*, vol. 6, p. 26167-26174, 2018, doi: 10.1109/ACCESS.2018.2832088.
- [69] « IrDA Specifications », *IRDA.org*. <https://www.irda.org/standards/specifications/> (consulté le oct. 15, 2020).

- [70] « IrDA, Serial Infrared Link Access Protocol (IrLAP) — Version 1.1, Infrared Data Association ». 1996.
- [71] « IrDA, Serial Infrared Physical Layer Specification — Version 1.4, Infrared Data Association ». 2001.
- [72] « IrDA, Serial Infrared Physical Layer Specification — Giga-IR Addition Version 1.0, Infrared Data Association ». 2009.
- [73] « IEEE Standard for Local and Metropolitan Area Networks--Part 15.7: Short-Range Wireless Optical Communication Using Visible Light », IEEE. doi: 10.1109/IEEESTD.2011.6016195.
- [74] « IEEE P802.11 - Light Communication Task Group ». http://www.ieee802.org/11/Reports/tgbb_update.htm (consulté le mai 18, 2020).
- [75] R. T. Valadas, A. R. Tavares, A. M. deO. Duarte, A. C. Moreira, et C. T. Lomba, « The infrared physical layer of the IEEE 802.11 standard for wireless local area networks », *IEEE Commun. Mag.*, vol. 36, n° 12, p. 107-112, déc. 1998, doi: 10.1109/35.735887.
- [76] « IEEE 802.15.13 Task Group ». <http://www.ieee802.org/15/pub/TG13.html> (consulté le mai 18, 2020).
- [77] « High-speed indoor visible light communication transceiver – System architecture, physical layer and data link layer specification ». International Telecommunication Union, 2019.
- [78] A. S. Hamza et T. Tripp, « Optical Wireless Communication for the Internet of Things: Advances, Challenges, and Opportunities », 2020, doi: 10.36227/techrxiv.12659789.v1.
- [79] A. Boucouvalas, P. Chatzimisios, Z. Ghassemlooy, M. Uysal, et K. Yiannopoulos, « Standards for indoor Optical Wireless Communications », *IEEE Commun. Mag.*, vol. 53, n° 3, p. 24-31, mars 2015, doi: 10.1109/MCOM.2015.7060515.
- [80] « Infrared Data Association », *Wikipedia*. sept. 28, 2020, Consulté le: oct. 15, 2020. [En ligne]. Disponible sur: https://en.wikipedia.org/w/index.php?title=Infrared_Data_Association&oldid=980771832.
- [81] W. Hirt, M. Hassner, et N. Heise, « IrDA-VFIR (16 Mb/s): modulation code and system design », *IEEE Pers. Commun.*, vol. 8, n° 1, p. 58-71, févr. 2001, doi: 10.1109/98.904900.
- [82] A. A. Purwita et H. Haas, « IQ-WDM for IEEE 802.11bb-based LiFi », in *2020 IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC)*, Seoul, Korea (South), mai 2020, p. 1-6, doi: 10.1109/WCNC45663.2020.9120567.
- [83] « ITU-T Telecommunication Standardization sector of ITU, G.9960: Unified high-speed wire-line based home networking transceivers – System architecture and physical layer specification ». 2018.
- [84] J. M. Kahn et J. R. Barry, « Wireless Infrared Communications », *Proc. IEEE*, vol. 85, n° 2, p. 265-298, 1997, doi: 10.1109/5.554222.
- [85] Y. Chen, « A New RLL Code for Visible Light Communication System », Theses and Dissertations, 2019.
- [86] K. Lee, K. Kim, et K. Lee, « Appropriate RLL coding scheme for effective dimming control in VLC », *Electron. Lett.*, vol. 52, n° 19, p. 1622-1624, sept. 2016, doi: 10.1049/el.2016.1695.

- [87] K. Choi, Y. Jang, Jinyoung Noh, MinChul Ju, et Y. Park, « Visible light communications with color and dimming control by employing VPPM coding », in *2012 Fourth International Conference on Ubiquitous and Future Networks (ICUFN)*, Phuket, Thailand, juill. 2012, p. 10-12, doi: 10.1109/ICUFN.2012.6261654.
- [88] S. Dimitrov, « Analysis of OFDM-based Intensity Modulation Techniques for Optical Wireless Communications », *PhD Thesis Univ. Edinb.*, 2012.
- [89] J. B. Carruthers et J. M. Kahn, « Multiple-Subcarrier Modulation for Nondirected Wireless Infrared Communication », *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. 14, n° 3, p. 538-546, 1996, doi: 10.1109/49.490239.
- [90] M. D. Soltani, A. A. Purwita, I. Tavakkolnia, H. Haas, et M. Safari, « Impact of Device Orientation on Error Performance of LiFi Systems », *ArXiv180810476 Cs Math*, févr. 2019, Consulté le: avr. 05, 2020. [En ligne]. Disponible sur: <http://arxiv.org/abs/1808.10476>.
- [91] J. Armstrong et B. Schmidt, « Comparison of Asymmetrically Clipped Optical OFDM and DC-Biased Optical OFDM in AWGN », *IEEE Commun. Lett.*, vol. 12, n° 5, p. 343-345, mai 2008, doi: 10.1109/LCOMM.2008.080193.
- [92] S. Dimitrov, S. Sinanovic, et H. Haas, « Signal Shaping and Modulation for Optical Wireless Communication », *J. Light. Technol.*, vol. 30, n° 9, p. 1319-1328, mai 2012, doi: 10.1109/JLT.2012.2188376.
- [93] D. J. F. Barros, S. K. Wilson, et J. M. Kahn, « Comparison of Orthogonal Frequency-Division Multiplexing and Pulse-Amplitude Modulation in Indoor Optical Wireless Links », *IEEE Trans. Commun.*, vol. 60, n° 1, p. 153-163, janv. 2012, doi: 10.1109/TCOMM.2011.112311.100538.
- [94] I. K. Son et S. Mao, « A survey of free space optical networks », *Digit. Commun. Netw.*, vol. 3, n° 2, p. 67-77, mai 2017, doi: 10.1016/j.dcan.2016.11.002.
- [95] J. Chatterjee, « Modelling of a GaAs based Infrared LED with high efficiency and minimal computation time », *Int. Conf. Trends Electron. Inform. ICEI Tirunelveli*, p. 740-743, 2017, doi: 10.1109/ICOEI.2017.8300801.
- [96] F. R. Gfeller et U. Bapst, « Wireless in-house data communication via diffuse infrared radiation », *Proc. IEEE*, vol. 67, n° 11, p. 1474-1486, 1979, doi: 10.1109/PROC.1979.11508.
- [97] « SFH 4546 OSRAM Opto Semiconductors | Mouser », *Mouser Electronics*. <https://www.mouser.fr/ProductDetail/720-SFH4546> (consulté le mai 08, 2020).
- [98] « IEC 60825-1 Ed. 2.0 b:2007 - Safety of laser products - Part 1: Equipment classification and requirements ». <https://webstore.ansi.org/Standards/IEC/IEC60825Ed2007> (consulté le avr. 12, 2020).
- [99] « IEC 62471:2006 | IEC Webstore ». <https://webstore.iec.ch/publication/7076&preview=1> (consulté le avr. 12, 2020).
- [100] Lumileds, « LUXEON IR Family Eye Safety. Assembly and Handling Guidelines ». Lumileds Holding B.V, 2020.
- [101] Jaeger Claus et Siedersbeck Alfons, « Eye safety of IREDs used in lamp applications ». OSRAM Opto Semiconductors, oct. 26, 2018, [En ligne]. Disponible sur: www.osram-os.com.
- [102] Minglun Zhang, « An experiment demonstration of a LED driver based on a 2nd order pre-emphasis circuit for visible light communications », in *2014 23rd Wireless and Optical*

- Communication Conference (WOCC)*, Newark, NJ, mai 2014, p. 1-3, doi: 10.1109/WOCC.2014.6839943.
- [103] « Light Emitting Diode or the LED Tutorial », *Basic Electronics Tutorials*, août 13, 2013. https://www.electronics-tutorials.ws/diode/diode_8.html (consulté le oct. 15, 2020).
- [104] Z. Ghassemlooy, W. Popoola, et S. Rajbhandari, *Optical wireless communications: system and channel modelling with MATLAB*. Boca Raton, FL: Taylor & Francis, 2013.
- [105] Roberto Ramirez-Iniguez, Sevia M. Idrus, et Ziran Sun, *Optical Wireless Communications IR for Wireless Connectivity*, 1st Edition. CRC Press, 2008.
- [106] D. O'Brien, S. Rajbhandari, et H. Chun, « Transmitter and receiver technologies for optical wireless », *Philos. Trans. R. Soc. Math. Phys. Eng. Sci.*, vol. 378, n° 2169, p. 20190182, avr. 2020, doi: 10.1098/rsta.2019.0182.
- [107] « SFH 205 FA OSRAM Opto Semiconductors | Mouser », *Mouser Electronics*. <https://www.mouser.fr/ProductDetail/720-SFH205FA> (consulté le oct. 15, 2020).
- [108] H. Haas, C. Chen, et D. O'Brien, « A guide to wireless networking by light », *Prog. Quantum Electron.*, vol. 55, p. 88-111, sept. 2017, doi: 10.1016/j.pquantelec.2017.06.003.
- [109] C. B. Liu, B. Sadeghi, et E. W. Knightly, « Enabling vehicular visible light communication (V2LC) networks », in *Proceedings of the Eighth ACM international workshop on Vehicular inter-networking - VANET '11*, Las Vegas, Nevada, USA, 2011, p. 41, doi: 10.1145/2030698.2030705.
- [110] Z. Ghassemlooy, L. Alves, S. Zvanovec, et M.-A. Khalighi, *Visible light communications : theory and applications*. CRC Press, 2017.
- [111] « ADA4817-1 Datasheet and Product Info | Analog Devices ». https://www.analog.com/en/products/ada4817-1.html?doc=ADA4817-1_4817-2.pdf (consulté le août 27, 2020).
- [112] M. J. Hayes, « A nonlinear optical preamplifier for sensing applications », *IEEE Trans. Circuits Syst. Fundam. Theory Appl.*, vol. 49, n° 1, p. 1-9, janv. 2002, doi: 10.1109/81.974869.
- [113] G. W. Marsh et J. M. Kahn, « Performance evaluation of experimental 50-Mb/s diffuse infrared wireless link using on-off keying with decision-feedback equalization », *IEEE Trans. Commun.*, vol. 44, n° 11, p. 1496-1504, nov. 1996, doi: 10.1109/26.544466.
- [114] K. Lee, H. Park, et J. R. Barry, « Indoor Channel Characteristics for Visible Light Communications », *IEEE Commun. Lett.*, vol. 15, n° 2, p. 217-219, févr. 2011, doi: 10.1109/LCOMM.2011.010411.101945.
- [115] A. J. C. Moreira, R. T. Valadas, et A. M. de Oliveira Duarte, « Characterisation and modelling of artificial light interference in optical wireless communication systems », in *Proceedings of 6th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, Toronto, Ont., Canada, 1995, vol. 1, p. 326-331, doi: 10.1109/PIMRC.1995.476907.
- [116] P. Combeau *et al.*, « Optical Wireless Channel Simulation for Communications Inside Aircraft Cockpits », *J. Light. Technol.*, vol. 38, n° 20, p. 5635-5648, oct. 2020, doi: 10.1109/JLT.2020.3003989.
- [117] A. C. Boucouvalas, « Indoor ambient light noise and its effect on wireless optical links », *IEE Proc. - Optoelectron.*, vol. 143, n° 6, p. 334-338, déc. 1996, doi: 10.1049/ip-opt:19960881.

- [118] S. Arnon, Éd., *Advanced optical wireless communication systems*. Cambridge: Cambridge University Press, 2012.
- [119] « RaPSor ». http://rapsor.sourceforge.net/index_fr.php (consulté le juill. 22, 2020).
- [120] F. J. Lopez-Hernandez, R. Perez-Jimeniz, et A. Santamaria, « Monte Carlo calculation of impulse response on diffuse IR wireless indoor channels », *Electron. Lett.*, vol. 34, n° 12, p. 1260-1262, juin 1998, doi: 10.1049/el:19980825.
- [121] A. Behlouli, P. Combeau, et L. Aveneau, « MCMC Methods for Realistic Indoor Wireless Optical Channels Simulation », *J. Light. Technol.*, vol. 35, n° 9, p. 1575-1587, mai 2017, doi: 10.1109/JLT.2017.2662939.
- [122] A. Behlouli, P. Combeau, L. Aveneau, S. Sahuguede, et A. Julien-Vergonjanne, « Efficient Simulation of Optical Wireless Channel Application to WBANs with MISO Link », *Procedia Comput. Sci.*, vol. 40, p. 190-197, 2014, doi: 10.1016/j.procs.2014.12.027.
- [123] C. Le Bas, S. Sahuguede, A. Julien-Vergonjanne, A. Behlouli, P. Combeau, et L. Aveneau, « Impact of receiver orientation and position on Visible Light Communication link performance », in *2015 4th International Workshop on Optical Wireless Communications (IWOW)*, Istanbul, Turkey, sept. 2015, p. 1-5, doi: 10.1109/IWOW.2015.7342254.
- [124] C. Le Bas, S. Sahuguede, A. Julien-Vergonjanne, A. Behlouli, P. Combeau, et L. Aveneau, « Human body impact on mobile visible light communication link », in *2016 10th International Symposium on Communication Systems, Networks and Digital Signal Processing (CSNDSP)*, Prague, Czech Republic, juill. 2016, p. 1-6, doi: 10.1109/CSNDSP.2016.7573900.
- [125] Behlouli, P. Combeau, S. Sahuguede, A. Julien-Vergonjanne, C. Le Bas, et L. Aveneau, « Impact of physical and geometrical parameters on visible light communication links », in *2017 Advances in Wireless and Optical Communications (RTUWO)*, Riga, nov. 2017, p. 73-76, doi: 10.1109/RTUWO.2017.8228508.
- [126] J. R. Barry, J. M. Kahn, W. J. Krause, E. A. Lee, et D. G. Messerschmitt, « Simulation of multipath impulse response for indoor wireless optical channels », *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. 11, n° 3, p. 367-379, avr. 1993, doi: 10.1109/49.219552.
- [127] « Specification of the audio headset with LiFi capabilities with test plan for TRL4 »
Délivrable D1.1 projet ALC 737645, Juillet 2018
- [128] B. Foundation, « blender.org - Home of the Blender project - Free and Open 3D Creation Software », *blender.org*. <https://www.blender.org/> (consulté le avr. 30, 2020).
- [129] E. Parzen, « On Estimation of a Probability Density Function and Mode », *Ann Math Stat.*, vol. 33, n° 3, p. 1065-1076, sept. 1962, doi: 10.1214/aoms/1177704472.
- [130] « MATLAB - Le langage du calcul technique ». <https://fr.mathworks.com/products/matlab.html> (consulté le juill. 17, 2020).
- [131] A. Goldsmith, *Wireless Communications*. Cambridge: Cambridge University Press, 2005.
- [132] T. B. Hoang, S. Sahuguede, et A. Julien-Vergonjanne, « Optical Wireless Network Design for Off-Body-Sensor Based Monitoring », *Wirel. Commun. Mob. Comput.*, vol. 2019, p. 1-13, sept. 2019, doi: 10.1155/2019/5473923.

- [133] John G. Proakis, “*Digital Communications, 5th ed.*,” McGraw Hill, Fourth Edition, 2008. ISBN: 978-0-07-295716-6. .
- [134] S. Dimitrov et H. Haas, « Principles of LED Light Communications Towards Networked Li-Fi », *Camb. Univ. Press*, 2015, doi: 10.1017/CBO9781107278929.
- [135] S. A. Alabady, M. F. M. Salleh, et A. Hasib, « Throughput and Delay Analysis of IEEE 802.11 DCF in the Presence of Hidden Nodes for Multi-hop Wireless Networks », *Wirel. Pers. Commun.*, vol. 79, n° 2, p. 907-927, nov. 2014, doi: 10.1007/s11277-014-1894-9.
- [136] IEEE Computer Society, LAN/MAN Standards Committee, Institute of Electrical and Electronics Engineers, et IEEE-SA Standards Board, *IEEE standard for information technology: telecommunications and information exchange between systems: local and metropolitan area networks--specific requirements. Part 11, Part 11.*,. New York: Institute of Electrical and Electronics Engineers, 2012.
- [137] G. Bianchi, « Performance analysis of the IEEE 802.11 distributed coordination function », *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. 18, n° 3, p. 535-547, mars 2000, doi: 10.1109/49.840210.
- [138] G. Bianchi, « IEEE 802.11-saturation throughput analysis », *IEEE Commun. Lett.*, vol. 2, n° 12, p. 318-320, déc. 1998, doi: 10.1109/4234.736171.
- [139] M. M. Carvalho et J. J. Garcia-Luna-Aceves, « Delay analysis of IEEE 802.11 in single-hop networks », in *11th IEEE International Conference on Network Protocols, 2003. Proceedings.*, Atlanta, GA, USA, 2003, p. 146-155, doi: 10.1109/ICNP.2003.1249764.
- [140] N. C. Taher, « Modélisation analytique et contrôle d’admission dans les réseaux 802.11e pour une maîtrise de la Qualité de Service. », Thèse de doctorat Informatique, D’evry val d’essonne, 2009.
- [141] R. Khalili et K. Salamatian, « A New Analytic Approach to Evaluation of Packet Error Rate in Wireless Networks », in *3rd Annual Communication Networks and Services Research Conference (CNSR’05)*, Halifax, NS, Canada, 2005, p. 333-338, doi: 10.1109/CNSR.2005.14.
- [142] P. Combeau *et al.*, « Optical Wireless Channel Simulation for Communications inside Aircraft Cockpits », *J. Light. Technol.*, p. 14, 2020.
- [143] R. Krishnan, R. G. Babu, S. Kaviya, N. P. Kumar, C. Rahul, et S. S. Raman, « Software defined radio (SDR) foundations, technology tradeoffs: A survey », in *2017 IEEE International Conference on Power, Control, Signals and Instrumentation Engineering (ICPCSI)*, Chennai, sept. 2017, p. 2677-2682, doi: 10.1109/ICPCSI.2017.8392204.
- [144] P. Sowjanya et P. Satyanarayana, « Testing different Channel Estimation Techniques in Real-Time Software Defined Radio Environment », *Int. J. Adv. Comput. Sci. Appl.*, vol. 11, n° 2, 2020, doi: 10.14569/IJACSA.2020.0110273.
- [145] R. Akeela et B. Dezfouli, « Software-defined Radios: Architecture, State-of-the-art, and Challenges », *Comput. Commun.*, vol. 128, p. 106-125, avr. 2018.
- [146] K. S. Gadgil, « Performance Benchmarking Software-Defined Radio Frameworks: GNURadio and CRTSv.2 », Thesis Faculty of the Virginia Polytechnic Institute and State University, 2020.
- [147] « GNU Radio - The Free & Open Source Radio Ecosystem · GNU Radio », *GNU Radio*. <https://www.GNURadio.org/> (consulté le sept. 30, 2020).
- [148] « CGRAN ». <https://www.cgran.org/> (consulté le oct. 09, 2020).

- [149] J. Baranda, P. Henarejos, et C. G. Gavrincea, « An SDR implementation of a visible light communication system based on the IEEE 802.15.7 standard », in *ICT 2013*, Casablanca, mai 2013, p. 1-5, doi: 10.1109/ICTEL.2013.6632076.
- [150] W. Hussain, H. F. Ugurdag, et M. Uysal, « Software defined VLC system: Implementation and performance evaluation », in *2015 4th International Workshop on Optical Wireless Communications (IWOW)*, Istanbul, Turkey, sept. 2015, p. 117-121, doi: 10.1109/IWOW.2015.7342278.
- [151] C. Gavrincea, J. Baranda, et P. Henarejos, « Rapid prototyping of standard-compliant visible light communications system », *IEEE Commun. Mag.*, vol. 52, n° 7, p. 80-87, juill. 2014, doi: 10.1109/MCOM.2014.6852087.
- [152] A. Costanzo, V. Loscri, et S. Costanzo, « Software Defined Platforms for Visible Light Communication: State of Art and New Possibilities », *IEEE Commun. Soc. Multimed. Commun. Tech. Comm. ComSoc MMTC E-Lett. IEEE (hal-01590267)*, p. 14-18, 2017.
- [153] E. R. Brand a National Instruments, « USRP N210 Software Defined Radio (SDR) », *Ettus Research*. <https://www.ettus.com/all-products/un210-kit/> (consulté le oct. 05, 2020).
- [154] Rahaim, M et T. Little, « “Software Defined Visible Light Communication.” In WinnComm-SDR Wireless Innovation Forum Conference on Wireless Communicaitons Technologies and Software Defined Radio, Schaumburg, IL, March 2014. » .
- [155] O. R. B. Sayco et A. C. Gordillo, « Design and Implementation for a USRP – Based Visible Light Communications Transceiver », in *2019 UNSA International Symposium on Communications (UNSA ISCOMM)*, mars 2019, p. 1-5, doi: 10.1109/UNSAISC.2019.8712826.
- [156] Q. Wang, D. Giustiniano, et D. Puccinelli, « An open source research platform for embedded visible light networking », *IEEE Wirel. Commun.*, vol. 22, n° 2, p. 94-100, avr. 2015, doi: 10.1109/MWC.2015.7096291.
- [157] Y. Qiao, H. Haas, et E. Knightly, « Demo: A software defined visible light communications system with WARP », présenté à ACM Workshop on Visible Light Communication Systems, 2014.
- [158] L. Shi, W. Li, X. Zhang, Y. Zhang, G. Chen, et A. Vladimirescu, « Experimental 5G New Radio integration with VLC », in *2018 25th IEEE International Conference on Electronics, Circuits and Systems (ICECS)*, déc. 2018, p. 61-64, doi: 10.1109/ICECS.2018.8617851.
- [159] B. Aly, M. Elamassie, M. Uysal, et E. Kinav, « Experimental Evaluation of Unipolar OFDM VLC System on Software Defined Platform », in *2019 15th International Conference on Telecommunications (ConTEL)*, Graz, Austria, juill. 2019, p. 1-6, doi: 10.1109/ConTEL.2019.8848539.
- [160] B. Aly, M. Elamassie, B. Kebapci, et M. Uysal, « Experimental Evaluation of a Software Defined Visible Light Communication System », in *2020 IEEE International Conference on Communications Workshops (ICC Workshops)*, juin 2020, p. 1-6, doi: 10.1109/ICCWorkshops49005.2020.9145145.
- [161] M. Heidinger, F. Hanebeck, Q. Jin, R. Kling, et W. Heering, « IRFi-SDR: An IR software defined radio », in *2019 Global LIFI Congress (GLC)*, Paris, France, juin 2019, p. 1-3, doi: 10.1109/GLC.2019.8864113.

- [162] G. Durrieu, « GNU Radio implementation of a MAC level protocol for an avionic demonstrator », *Proc. GNU Radio Conf.*, vol. 5, n° 1, sept. 2020, Consulté le: oct. 21, 2020. [En ligne]. Disponible sur: <https://pubs.GNURadio.org/index.php/grcon/article/view/72>.
- [163] J. R. Gutierrez-Agullo, B. Coll-Perales, et J. Gozalvez, « An IEEE 802.11 MAC Software Defined Radio implementation for experimental wireless communications and networking research », in *2010 IFIP Wireless Days*, Venice, Italy, oct. 2010, p. 1-5, doi: 10.1109/WD.2010.5657724.
- [164] « LFTX/LFRX - Ettus Knowledge Base ». <https://kb.ettus.com/LFTX/LFRX> (consulté le oct. 05, 2020).
- [165] « TSH512 generator Datasheet pdf - sub-carrier generator. Equivalent, Catalog ». <https://datasheetspdf.com/pdf/304814/STMicroelectronics/TSH512/1> (consulté le oct. 22, 2020).
- [166] « TSH82 », *STMicroelectronics*. <https://www.st.com/en/amplifiers-and-comparators/tsh82.html> (consulté le oct. 22, 2020).
- [167] « LTspice | Design Center | Analog Devices ». <https://www.analog.com/en/design-center/design-tools-and-calculators/ltspice-simulator.html> (consulté le oct. 21, 2020).
- [168] « Radial Sidelooker, SFH 205 FA | OSRAM Opto Semiconductors ». https://www.osram.com/ecat/Radial%20Sidelooker%20SFH%20205%20FA/com/en/class_pim_web_catalog_103489/global/prd_pim_device_2219557/ (consulté le oct. 07, 2020).
- [169] B. Bloessl, M. Segata, C. Sommer, et F. Dressler, « Towards an Open Source IEEE 802.11p stack: A full SDR-based transceiver in GNU Radio », in *2013 IEEE Vehicular Networking Conference*, Boston, MA, USA, déc. 2013, p. 143-149, doi: 10.1109/VNC.2013.6737601.
- [170] B. Bloessl, C. Leitner, F. Dressler, et C. Sommer, « A GNURadio-based IEEE 802.15.4 Testbed ».
- [171] F. Harris, *Multirate signal processing for communication systems*. Upper Saddle River, N.J: Prentice Hall PTR, 2004.
- [172] N. S. M. Tamim et F. Ghani, « Techniques for Optimization in Time Delay Estimation from Cross Correlation Function », *Int. J. Eng.*, vol. 10, n° 02.

Annexes

Annexe 1. Impact des mouvements des deux pilotes arrières	150
Annexe 1.1. Mouvements de la tête et du corps séparément	150
Annexe 1.2. Mouvements de la tête et du corps combinés	151
Annexe 2. Schémas électroniques des cartes LFTX et LFRX	152
Annexe 3. Synoptiques GNURadio de l'émetteur et du récepteur	154

Annexe 1. Impact des mouvements des deux pilotes arrières

Annexe 1.1. Mouvements de la tête et du corps séparément

Tableau-A 1 : Valeurs des gains H_0 (dB) pour 100% de fiabilité $CDF(H_0) = 0$, liaison downlink, $\rho = 0,5$, mouvement de la tête

Mouvement de la tête	Membre de l'équipage	Minimales $CDF(H_0) = 0$	$\phi_{1/2}$	Maximales $CDF(H_0) = 0$	$\phi_{1/2}$
	Pilote arrière	-69,8	10°	-67,7	50°
	Copilote arrière	-77,4	10°	-72	60°

Tableau-A 2 : Valeurs des gains H_0 (dB) pour 100% de fiabilité $CDF(H_0) = 0$, liaison downlink, $\rho = 0,5$, mouvement du corps

Mouvement du corps	Membre de l'équipage	Minimales $CDF(H_0) = 0$	$\phi_{1/2}$	Maximales $CDF(H_0) = 0$	$\phi_{1/2}$
	Pilote arrière	-71,3	10°	-67,8	50°
	Copilote arrière	-77,2	10°	-72,2	60°

Tableau-A 3 : Valeurs des gains H_0 (dB) pour 100% de fiabilité $CDF(H_0) = 0$, liaison uplink, $\rho = 0,5$, mouvement de la tête

Mouvement de la tête	Membre de l'équipage	Minimales $CDF(H_0) = 0$	$\phi_{1/2}$	Maximales $CDF(H_0) = 0$	$\phi_{1/2}$
	Pilote arrière	-72,7	10°	-67,8	60°
	Copilote arrière	-74,7	10°	-71,9	60°

Tableau-A 4 : Valeurs des gains H_0 (dB) pour 100% de fiabilité $CDF(H_0) = 0$, liaison uplink, $\rho = 0,5$, mouvement du corps

Mouvement du corps	Membre de l'équipage	Minimales $CDF(H_0) = 0$	$\phi_{1/2}$	Maximales $CDF(H_0) = 0$	$\phi_{1/2}$
	Pilote arrière	-72,8	10°	-67,9	60°
	Copilote arrière	-74,7	10°	-72,2	60°

Annexe 1.2. Mouvements de la tête et du corps combinés

Tableau-A 5 : Valeurs des gains H_0 (dB) pour 100% de fiabilité $CDF(H_0) = 0$, liaison downlink, $\rho = 0,5$, mouvement de la tête et du corps

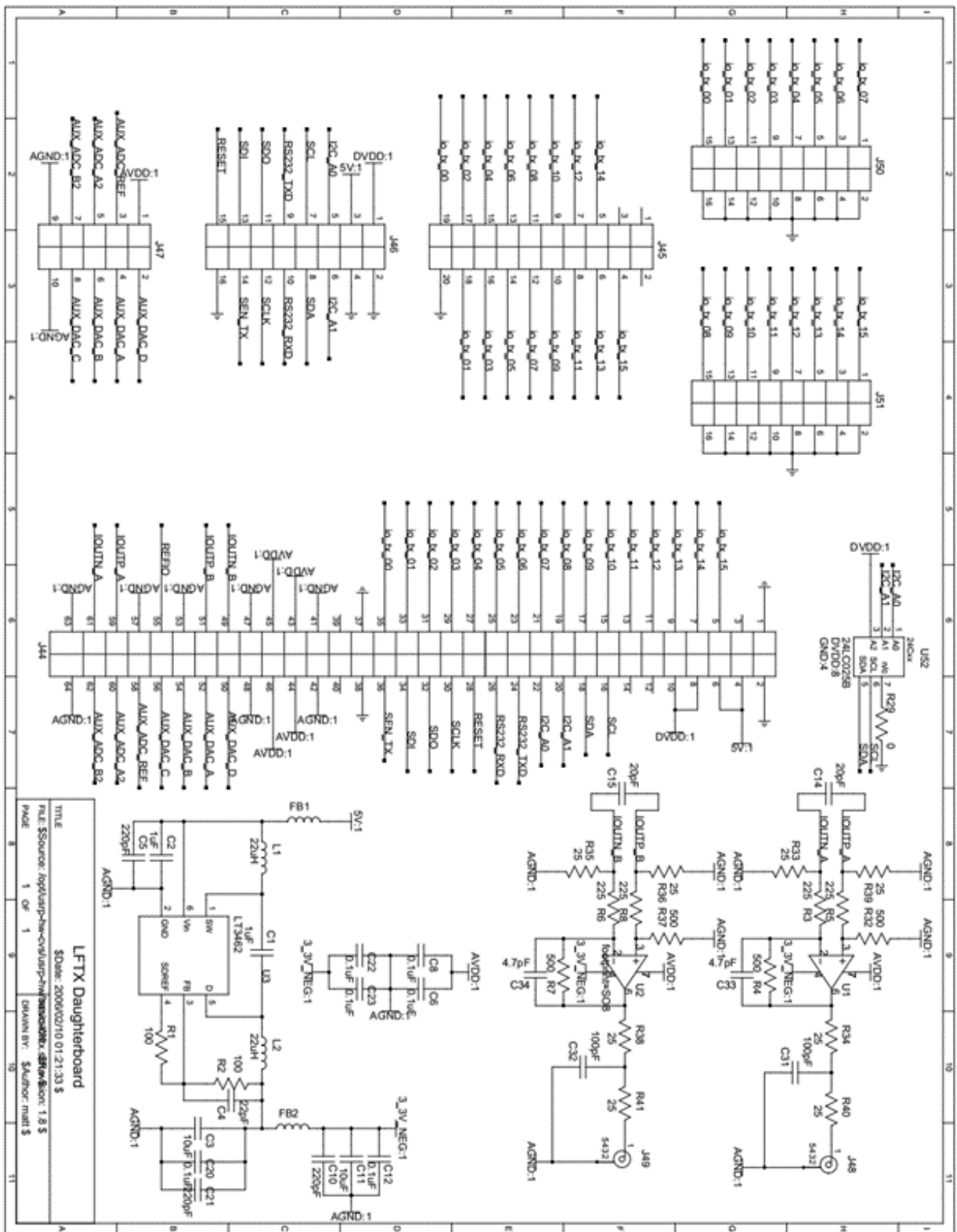
Mouvement de la tête et du corps	Membre de l'équipage	Minimales $CDF(H_0) = 0$	$\phi_{1/2}$	Maximales $CDF(H_0) = 0$	$\phi_{1/2}$
		Pilote arrière	-71,3	10°	-67,8
	Copilote arrière	-77,4	10°	-72,2	60°

Tableau-A 6 : Valeurs des gains H_0 (dB) pour 100% de fiabilité $CDF(H_0) = 0$, liaison uplink, $\rho = 0,5$, mouvement de la tête et du corps

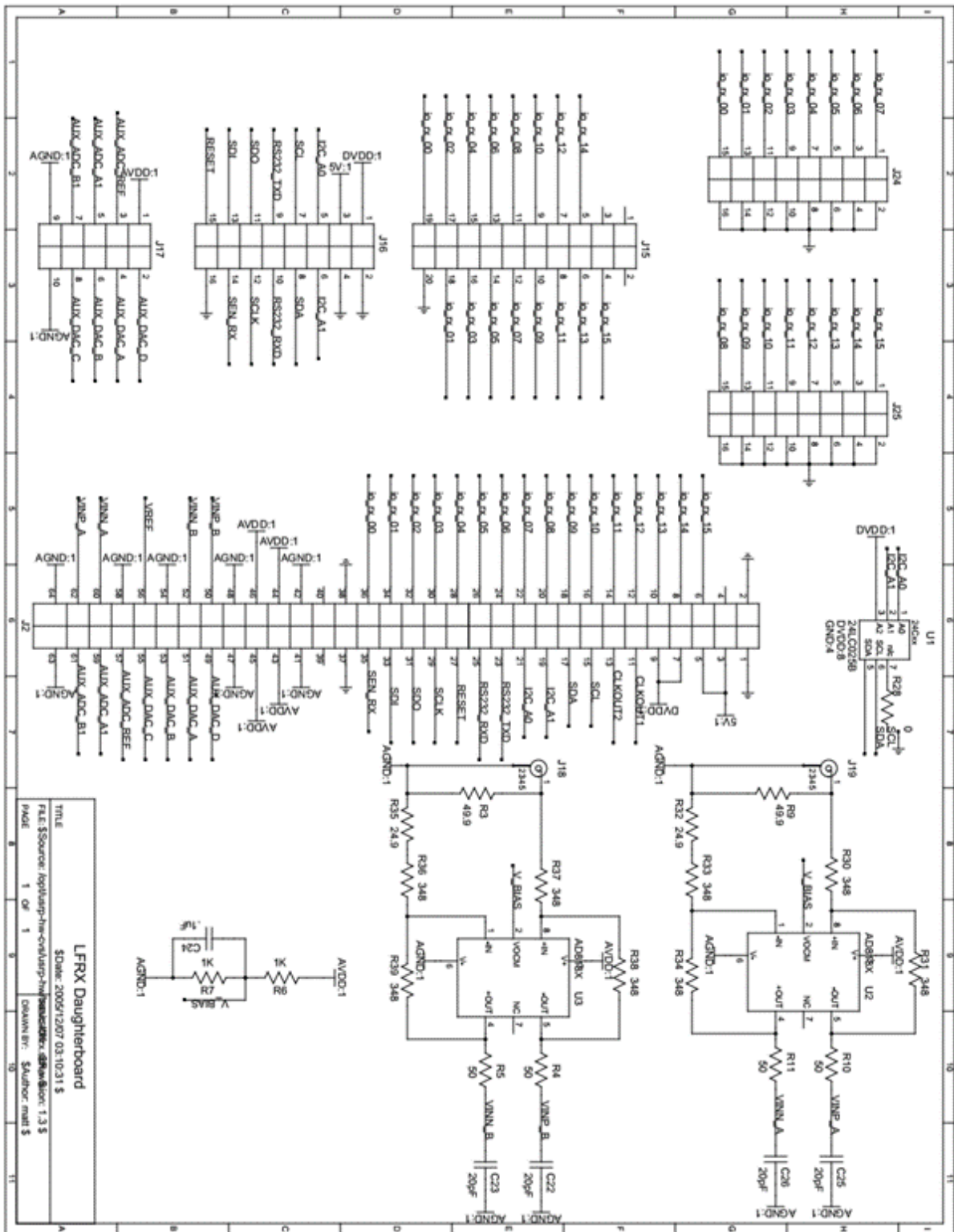
Mouvement de la tête et du corps	Membre de l'équipage	Minimales $CDF(H_0) = 0$	$\phi_{1/2}$	Maximales $CDF(H_0) = 0$	$\phi_{1/2}$
		Pilote arrière	-72,8	10°	-67,9
	Copilote arrière	-74,7	10°	-72,2	60°

On peut noter sur ces résultats qu'en downlink l'angle optimal pour les pilotes arrière est plutôt 50° alors qu'il était de 40° pour les pilotes à l'avant. Cependant, la différence en gain entre 40° et 50° étant très faible (moins de 5% de différence en puissance reçue) on considère pour être homogène que l'angle optimal de l'AP est 40° également pour les pilotes arrière.

Annexe 2. Schémas électroniques des cartes LFTX et LFRX

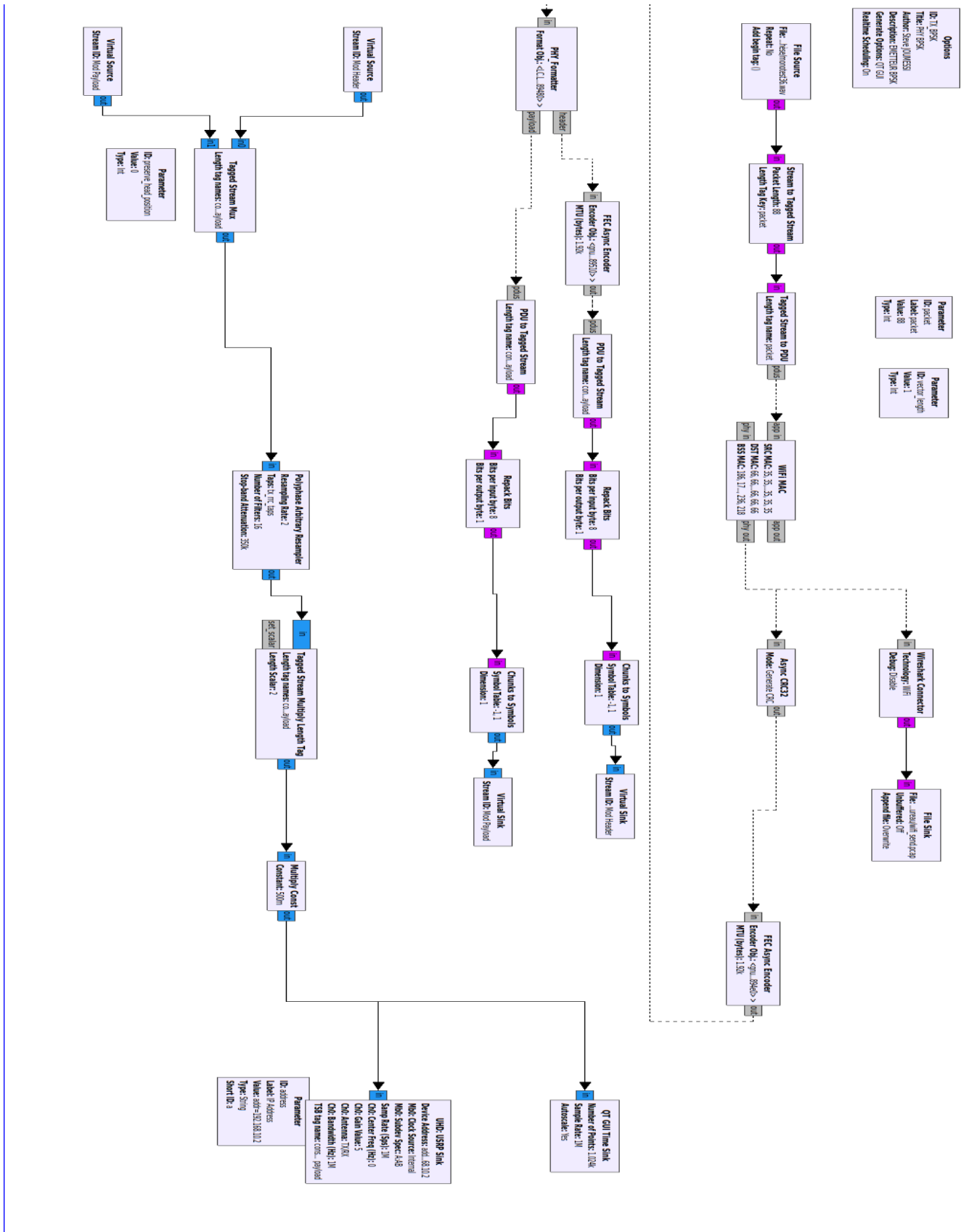


A- 1 : Schéma électronique LFTX

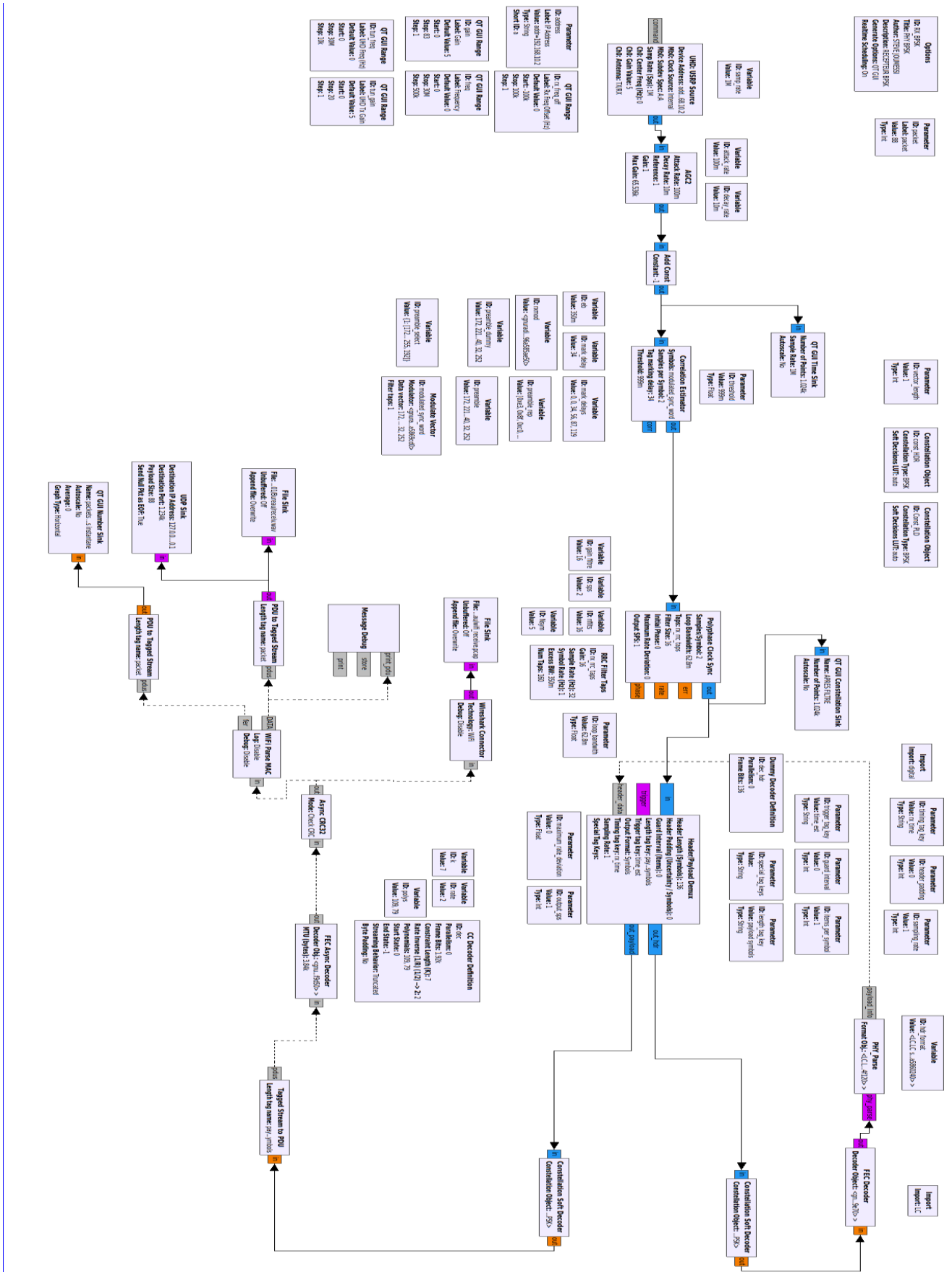


A- 2 :Schéma électronique LFRX

Annexe 3. Synoptiques GNURadio de l'émetteur et du récepteur



A- 3: Synoptique émetteur



A- 4 :Synoptique récepteur

Liste des abréviations

ACD	aircraft control domain
ACK	acknowledgment
ACO-OFDM	asymmetrically clipped optical
ALC	aircraft light communication
AMRC	accès multiple par répartition en code
AMRF	accès multiple par répartition en fréquence
AMRT	accès multiple par répartition en temps
AMU	audio management unit
AoP	amplificateur opérationnel
AP	access point
APD	avalanche photo transistor
ASK	amplitude shift keying
BDRF	bidirectional reflectance function
BER	bit error rate
BF	belief propagation
BPSK	binary phase-shift keying
CC	codes convolutifs
CDF	cumulative density function
CDMA	code division multiple access
CMOS	complementary metal oxide
CRC	codes à redondance cyclique
CSK	color-shift keying
CSMA/CA	carrier sense multiple access with collision avoidance
CSMA/CD	carrier sense multiple access with collision detection
CTS	clear to send
DCF	distributed coordination function
DCO-OFDM	direct-current biased optical

DIFS	DCF interframe space
DLL	data link layer
EDCA	enhanced Distributed Channel Access
FDMA	frequency division multiple access
FEC	forward error correction
FIR	fast infrared
FOV	field of view
FSK	frequency shift keying
FSO	free space optic
HCCA	HCF controlled channel access
HCF	hybrid coordination function
HHH	hurt hassner heise
IEEE	institute of electrical and electronics engineers
IES	interférences entre symboles
IFFT	inverse fast fourier transformation
IM/DD	intensity modulation / direct Detection
IoT	internet of things
IP	Internet protocol
IrDA	infrared data association
ITS	intelligent transportation system
ITU	international telecommunication union
LDPC	low density parity check
LED	light-emitting diode
Li-Fi	light-fidelity
LLC	logical link control
LOS	line of sight
MAC	media access control
MCRT	monte-carlo ray-tracing
MFR	MAC footer

MHR	MAC header
MIR	medium infrared
MPDU	MAC paquet data unit
NAV	network allocation vector
NEP	noise equivalent power
NLOS	Non-LOS
NOMA	non-orthogonal multiple access
NRZ	non-retour à zéro
NSC	non-systematic convolutional
OCC	optical camera communication
OCDMA	optical CDMA
OFDM	orthogonal frequency division multiplexing
OFDMA	orthogonal frequency division multiple access
OOK	on-off-keying
OSI	open system interconnection
OWC	optical wireless communication
PAM	pulse-amplitude modulation
PCF	point coordination function
PD	photodiode
PDF	probability density function
PER	packet error rate
PHY	physical
PIN	positive-intrinsic-negative
PPDU	physical paquet data unit
PPM	pulse-position modulation
PSK	phase shift keying
PWM	pulse width modulation
QAM	quadrature amplitude modulation
QPSK	quadrature phase-shift keying

RF	radiofréquences
RLL	run length limited
RMS	root-mean-square
RS	reed-solomon
RSC	recursive systematic convolutional
RTS	request to send
RZ	retour à zéro
SDR	software-defined radio
SIFS	short inter-frame space
SIR	serial infrared
TCP/IP	transmission control protocol/internet protocol
TDMA	time division multiple access
TEB	taux d'erreur binaire
TIA	transimpedance
TRL	technology readiness level
TTL	transistor-transistor logic
UFIR	ultra fast IR
USRP	universal software radio peripheral
UV	ultraviolet
V2I	vehicle to infrastructure
V2V	vehicle-to-vehicle
VFIR	very fast infrared
VLC	visible light communications
VPPM	variable pulse position modulation
WBAN	wireless body area networks
WDM	wavelength division multiplexing
WPAN	wireless personal area networks

Dispositif communicant par optique sans fil pour les transmissions audio à l'intérieur du cockpit d'un avion

Le travail de cette thèse s'inscrit dans le cadre du projet européen H2020 Clean Sky 2 intitulé ALC (« Aircraft Light Communication ») qui a pour objectif d'apporter une preuve de concept de l'intégration de la technologie optique sans fil dans le cockpit d'un avion en alternative des solutions radiofréquences et filaires qui présentent plusieurs limites telles que la sécurité et le confort. Les travaux menés concernent le développement d'un casque audio communiquant en infrarouge dans un réseau bidirectionnel constitué d'un point d'accès situé au plafond du cockpit et de quatre casques portés par les membres de l'équipage. Nous avons commencé par présenter les techniques de communication numérique applicables au contexte afin de motiver le choix pour les formats de modulations OOK (« on-off keying »), PPM (« pulse-position modulation ») et de la méthode d'accès au canal DCF (« distributed coordination function ») avec RTS/CTS (« request to send/clear to send »). Ensuite, nous avons décrit les émetteurs-récepteurs et modélisé le canal optique à partir du logiciel de simulation RaPSor, basé sur la méthode de lancer de rayon associé à une technique de Monte-Carlo, développé à XLIM/SYCOMOR. Cette modélisation réalisée à partir d'un modèle 3D du cockpit et des corps des membres de l'équipage, a permis de déterminer les angles à mi-puissance optimaux des sources situées sur le point d'accès et sur les casques en tenant compte de la robustesse face aux mouvements aléatoires que peuvent effectuer les membres d'équipage durant le vol. Les gains statiques issus de la modélisation du canal ont servi ensuite dans l'étude conjointe des performances des couches physiques et liaison de données. Cette étude a permis de mettre en lumière le compromis entre le niveau de puissance émis et la latence pour une qualité de service visée. Nous avons montré qu'il était possible de concevoir un réseau en optique sans fil dans un cockpit AIRBUS A350 compatible au standard IEEE802.11 avec : le format de modulation 4-PPM, la méthode d'accès au canal DCF avec RTS/CTS, un taux de perte de paquets de 10^{-4} et un délai de communication avec succès de 2,5 ms. Cela est possible à condition d'adapter la fenêtre de contention du standard IEEE802.11 en fonction de la probabilité de collision, de la taille des paquets et du débit binaire du réseau. Nous avons enfin conçu un banc de test modulaire en radio logicielle. Notre choix s'est porté sur l'environnement GNU Radio associé aux périphériques USRP (« universal software radio peripheral »). Des front-ends optiques ont été spécifiquement développés pour les USRP. Nous avons pu montrer expérimentalement l'influence des paramètres des sources sur le taux de perte des paquets. Le travail effectué dans cette thèse ouvre plusieurs perspectives sur le plan de la simulation et de l'expérimentation.

Mots-clés : communication optique sans fil, infrarouge, aéronautique, protocole d'accès multiple du canal, canal, radio logicielle

Optical wireless communication device for audio communications inside aircraft cockpit

The work developed in this thesis is part of the European project H2020 Clean Sky 2 entitled ALC (« Aircraft Light Communication ») which aims to provide a proof of concept of the integration of optical wireless technology in the aircraft cockpit, as an alternative to radio frequency and wired solutions, having several limitations like safety and comfort. The work



carried out in this thesis concerns the development of a headset communicating in infrared in a bidirectional network made of an access point located at the cockpit ceiling and four helmets worn by the crewmembers. We started by presenting the digital communication techniques that can be used in the context to motivate the choice of the study of OOK (« on-off keying»), PPM (« pulse-position modulation») modulations and DCF («distributed coordination function») with RTS/CTS (« request to send/clear to send »). Then, the transceiver main characteristics have been identified and the optical channel was modeled using the RaPSor simulation software, developed at XLIM/SYCOMOR and based on raytracing method associated with a Monte-Carlo technique. This modelling, based on a 3D model of the cockpit and the bodies of the crewmembers, allowed determining the optimal half-power angles of the sources located on the access point and on the headsets, taking into account the robustness against the random movements of the crew members during the flight. The static gains from the channel modelling were then used in a joint study of the performance of the physical and data link layers. This study highlighted the trade-off between the emitted power level and latency for a targeted quality of service. We have shown that it is possible to design an optical wireless network in an AIRBUS A350 cockpit compliant with the IEEE802.11 standard with: 4-PPM modulation, DCF with RTS/CTS channel access method, a packet error rate of 10^{-4} and a successful communication delay of 2.5ms. This is possible if the contention window parameter defined in the IEEE802.11 standard specifications is adapted according to the network probability collision, packets size and the data rate. Finally, we designed a modular test bench based on software defined radio. We chose the GNU Radio environment associated with USRP (« universal software radio peripheral »). Specific optical front-ends have been developed for this aim. We have experimentally shown the influence of the source parameters on the packet error rate. The work carried out in this thesis opens several perspectives in terms of simulation and experimentation.

Keywords: optical wireless communication, infrared, aeronautical, multiple access channel method, channel, software defined radio

