

UNIVERSITÉ DE LIMOGES
ED S2I : SCIENCES ET INGÉNIERIE POUR L'INFORMATION
FACULTÉ DES SCIENCES ET TECHNIQUES

Année : 2012

Thèse N° 73-2012

THÈSE

pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ DE LIMOGES

Discipline : Électronique des Hautes Fréquences, Photonique et Systèmes

Spécialité : Télécommunications

présentée et soutenue par

SEYED SINA TORKESTANI

Le 21 décembre 2012

**Contribution à l'étude d'un réseau de
communications optiques sans fils indoor -
application à la télésurveillance en milieu
hospitalier**

Thèse dirigée par Anne JULIEN-VERGONJANNE et Jean-Yves SALLE

JURY :

Président du jury

M. Rodolphe VAUZELLE

Professeur à l'Université de Poitiers

Rapporteurs

M. Ramesh PYNDIAH

Professeur à Telecom Bretagne

M. Jean-François HELARD

Professeur à l'INSA de Rennes

Examineurs

M. Ali KHALIGHI

MCF à l'Institut Fresnel de Marseille

Mme. Anne JULIEN-VERGONJANNE

Professeur à l'ENSIL

M. Jean-Yves SALLE

Professeur à l'Université de Limoges

Invités

M. Jean-Pierre CANCES

Professeur à l'ENSIL

Mme. Stéphanie SAHUGUEDE

MCF à l'ENSIL

*À la mémoire de mon père ...
À Narges, ma chère épouse.
Ce travail te doit beaucoup...
Qu'il soit pour toi le témoignage de mon infinie reconnaissance
pour ces années de compréhension, de privations et d'efforts communs.*

Remerciements

Trois années passées à l'Université de Limoges m'ont permis de mener à bien mes recherches et de concrétiser mes travaux à travers ce mémoire de thèse.

A ce titre, je tiens tout d'abord à adresser mes remerciements à ma directrice de thèse, Madame Anne JULIEN-VERGONJANNE, Professeur à l'ENSIL, qui m'a guidé, conseillé, soutenu et accompagné durant ces trois ans. Son énergie, sa rigueur et sa persévérance m'ont permis de réaliser l'ensemble de mes travaux à bien. Je tiens également à remercier mon co-directeur de thèse, Monsieur Jean-Yves SALLE, Professeur à la faculté de médecine, pour son soutien afin de mener à bien cette thèse.

Je remercie également l'ensemble de l'équipe recherche à l'ENSIL et plus particulièrement son responsable, Monsieur Jean-Pierre CANCES, Professeur à l'ENSIL qui a su m'apporter un soutien technique et moral durant ces trois années de thèse.

Je tiens également à remercier mes collègues de bureau, Madame Stéphanie SAHUGUEDE, MCF à l'ENSIL et Monsieur Nicolas BARBOT, pour leur agréable compagnie et leurs aides scientifiques.

Je remercie aussi l'ensemble des personnes qui ont accepté d'évaluer mes travaux, notamment messieurs Ramesh PYNDIAH, Professeur à Telecom Bretagne et Jean-François HELARD, Professeur à l'INSA de Rennes, pour l'étude du rapport, mais aussi l'ensemble des membres du jury de ma thèse.

Enfin, je remercie ma famille, qui m'a toujours encouragé dans mes études et m'a permis de devenir qui je suis. Plus particulièrement, je pense à mon père décédé récemment mais aussi à Narges qui partage ma vie au quotidien.

Table des matières

Table des matières	1
Table des figures	5
Liste des tableaux	11
Introduction générale	13
Chapitre 1 : Les systèmes de communication optique sans fil indoor	18
1.1 Introduction	19
1.2 Description générale d'une chaîne de communication optique sans fil	21
1.3 Émetteurs et récepteurs optiques sans fil	24
1.3.1 Émetteurs optiques	24
1.3.2 Récepteurs optiques	26
1.4 Le bruit optique	27
1.4.1 Le bruit ambiant	28
1.4.1.1 La lumière du soleil	29
1.4.1.2 Les Lampes à incandescences	29
1.4.1.3 Les Lampes fluorescentes à basses fréquences	29
1.4.1.4 Les Lampes fluorescentes à hautes fréquences	30
1.4.2 Le bruit thermique	30
1.4.3 Conclusions	31
1.5 Les différents mécanismes de propagation en espace confiné - gains statiques du canal	32
1.5.1 Liens en visibilité directe	33
1.5.1.1 Liens en visibilité directe avec un système de suivi complet	34
1.5.1.2 Liens en visibilité directe avec un système de semi-suivi	35
1.5.1.3 Liens en visibilité directe non-suivi	36
1.5.2 Liens en visibilité non-directe (par réflexion)	36
1.5.2.1 Liens par réflexion spéculaire	37
1.5.2.2 Liens par réflexion diffuse	37
1.5.2.3 Gain statique des liens par réflexion diffuse	38
1.5.2.3.1 Modèle à une seule réflexion	39
1.5.2.3.2 Modèle à plusieurs réflexions	43
1.6 Les challenges en optique sans fil	45
1.6.1 Les longueurs d'onde utilisées	45
1.6.2 Les contraintes liées aux sécurités oculaires	47
1.6.3 Caractéristiques multi trajets du canal dans un rayonnement diffus	49
1.7 Les modulations en optique sans fil	50
1.7.1 Modulation OOK (On-Off Keying)	51

1.7.1.1	Modulation OOK-NRZ (OOK Non Return to Zero)	52
1.7.1.2	Modulation OOK-RZ (OOK Return to Zero)	53
1.7.2	Modulation PPM (Pulse-Position Modulation)	55
1.7.3	Modulation DPPM (Differential Pulse-Position Modulation)	57
1.7.4	Modulation DPIM (Digital Pulse-Interval Modulation)	58
1.8	Résumé – Conclusion	60

Chapitre 2 : Étude du canal optique sans fil mobile en milieu confiné 63

2.1	Introduction	64
2.2	Mobilité et impact sur la réponse impulsionnelle	65
2.2.1	Cas des liens en visibilité directe	66
2.2.2	Cas des liens en diffus avec le modèle à une réflexion	67
2.2.3	Cas des liens en diffus avec la technique de lancer de rayons	69
2.3	Modèles de mobilité	69
2.3.1	Mobilité uniforme	69
2.3.2	Mobilité Gaussienne	70
2.3.3	Mobilité Random WayPoint	72
2.4	Distributions statistiques du gain et du SNR	75
2.4.1	Distributions statistiques des gains du canal	75
2.4.1.1	Scénarios en visibilité directe	76
2.4.1.2	Scénarios en diffus avec le modèle à une réflexion	80
2.4.1.3	Scénarios en diffus avec le modèle par lancer de rayons	81
2.4.2	Distributions statistiques des SNR	84
2.4.2.1	Scénarios en visibilité directe	84
2.4.2.2	Scénarios en diffus	85
2.5	Conclusions	87

Chapitre 3 : Performance des systèmes de communications en optique sans fil 90

3.1	Introduction	91
3.2	Définition de la probabilité de rupture	92
3.3	Etude de la probabilité de rupture pour les différents liens	93
3.3.1	Liens en visibilité directe	94
3.3.2	Liens en diffus	96
3.3.2.1	Modèle à une réflexion	96
3.3.2.2	Modèle à plusieurs réflexions (RaPSor)	100
3.4	Optimisation énergétique des scénarios	104
3.4.1	Impact de l'environnement	105
3.4.2	Capacité avec blocage	109
3.5	Conclusions	114

Conclusions générales et perspectives	117
Annexe A : Fichier de configuration de RaPSor	121
Annexe B : Calcul de la fonction de densité de probabilité en RWP 1D	126
Annexe C : probabilité de rupture dans le cas des mobilité uniforme et Gaussienne	130
C.1 Mobilité uniforme	131
C.1.1 Liens en visibilité directe avec un système de suivi complet	131
C.1.2 Liens en visibilité directe avec un système de semi suivi	131
C.1.3 Liens en visibilité directe non suivie	132
C.1.4 Liens en diffus	132
C.2 Mobilité Gaussienne	133
C.2.1 Liens en visibilité directe avec un système de suivi complet	133
C.2.2 Liens en visibilité directe avec un système de semi suivi	133
C.2.3 Liens en visibilité directe non suivie	134
C.2.4 Liens en diffus	134
Bibliographie	147
Liste des publications	157

Table des figures

1.1	(a) Transmission et réception dans un lien optique à modulation d'intensité/détection directe. (b) Modélisation du lien comme un système indépendant du temps, linéaire et en bande de base ayant une réponse impulsionnelle $h(t)$, avec un bruit additif et indépendant du signal $N(t)$. Le photo détecteur a une sensibilité S . [13]	23
1.2	Diagramme de rayonnement d'un émetteur Lambertien ($m = 1$) et des émetteurs Lambertien généralisés avec $m = 20$ et $m = 30$	26
1.3	Le spectre de puissance des différents sources de bruits en fonction de la longueur d'onde de la communication [10, 13]	28
1.4	Densité spectrale de puissance unilatérale de bruit en fonction de la fréquence du signal optique	31
1.5	Lien en visibilité directe	33
1.6	Les trois principaux types de liens en visibilité directe	34
1.7	Liens en visibilité non-directe (par réflexion)	36
1.8	Le lien diffus modélisé par un ensemble composé de deux liens en visibilité directe	40
1.9	Le lien diffus en supposant que l'émetteur et le récepteur pointent vers le plan réflecteur	42
1.10	(a) Réponse impulsionnelle du canal pour la scène A de Barry et (b) réponse impulsionnelle du canal obtenue par Barry dans [21]	46
1.11	Puissance nécessaire d'émission en fonction de la bande passante nécessaire pour les modulations optiques sans fil [13, 45–47]	52
1.12	Signaux OOK NRZ (a) et RZ avec $\gamma = 1/2$ (b)	52
1.13	Taux d'Erreurs Binaires (TEB) en fonction de SNR pour les modulations en optique sans fil	54
1.14	Signaux PPM-2 (a) et PPM-4 (b)	56
1.15	Signaux DPPM-4	58
1.16	Signaux DPIM-4	59
2.1	Espace confiné	66
2.2	Mobilité dans le cas d'un lien en visibilité directe	67
2.3	Mobilité dans le cas d'un lien en diffus	68
2.4	Fonction de densité de probabilité en 2D pour la mobilité uniforme	70
2.5	Fonction de densité de probabilité en 2D pour la mobilité Gaussienne	72
2.6	Mobilité Random WayPoint	73
2.7	Fonction de densité de probabilité en 2D pour la mobilité Random WayPoint	74
2.8	Densité de probabilité de H_0 pour les liens en visibilité directe et la mobilité uniforme	77
2.9	Densité de probabilité de H_0 pour les liens en visibilité directe et la mobilité Gaussienne	78
2.10	Densité de probabilité de H_0 pour les liens en visibilité directe et la mobilité Random Waypoint	79
2.11	Densité de probabilité du H_0 pour les liens diffus et les mobilités uniforme, Gaussienne et RWP avec $\rho_{sol} = 0.8$	80

2.12	Exemple de réponse impulsionnelle du canal avec RaPSor pour des coordonnées d'émetteur ($x_1 = 2.02$ m, $y_1 = 1.02$ m, $z_1 = 1.15$ m)	81
2.13	Comparaison entre la densité de probabilité du H_0 pour les liens diffus issue du modèle par une réflexion avec celle issue du lancer de rayons et une mobilité RWP avec $\rho_{sol} = 0.8$ et $\rho_{mur} = 0$	82
2.14	Densité de probabilité du H_0 pour les liens diffus avec le modèle par lancer de rayons et une mobilité RWP avec $\rho_{sol} = 0.8$ et $\rho_{mur} = 0, 0.2, 0.4, 0.6$ et 0.8	83
2.15	Densité de probabilité du SNR pour les liens en visibilité directe, un débit binaire de 500 Kbps et la mobilité uniforme	85
2.16	Densité de probabilité du SNR pour les liens en visibilité directe, un débit binaire de 500 Kbps et la mobilité Gaussienne	86
2.17	Densité de probabilité du SNR pour les liens en visibilité directe, un débit binaire de 500 Kbps et la mobilité RWP	87
2.18	Densité de probabilité du SNR pour les liens diffus, un débit binaire de 500 Kbps et les mobilités uniformes, Gaussienne et RWP et $\rho_{sol} = 0.8$	88
2.19	Densité de probabilité du SNR pour les liens diffus avec le modèle par lancer de rayons et une mobilité RWP avec $\rho_{sol} = 0.8$ et $\rho_{mur} = 0, 0.2, 0.4, 0.6$ et 0.8	89
3.1	Probabilité de rupture en fonction de SNR_0 dans le cas d'un lien en visibilité directe avec un système de suivi complet et d'une mobilité Random Waypoint pour $P_t = 28$ mW et R_b de 100 Kbps à 1 Gbps.	95
3.2	Probabilité de rupture en fonction de SNR_0 dans le cas d'un lien en visibilité directe avec un système de suivi complet et d'une mobilité Random Waypoint pour $R_b = 500$ Kbps et P_t de 0.5 mW à 28 mW.	96
3.3	Probabilité de rupture en fonction de SNR_0 dans le cas d'un lien en visibilité directe avec un système de semi-suivi et d'une mobilité Random Waypoint pour $P_t = 28$ mW et R_b de 100 Kbps à 1 Gbps.	98
3.4	Probabilité de rupture en fonction de SNR_0 dans le cas d'un lien en visibilité directe avec un système de semi-suivi et d'une mobilité Random Waypoint pour $R_b = 500$ Kbps et P_t de 0.5 mW à 28 mW.	99
3.5	Probabilité de rupture en fonction de SNR_0 dans le cas d'un lien en visibilité directe non-suivie et d'une mobilité Random Waypoint pour $P_t = 300$ mW et R_b de 100 Kbps à 1 Gbps.	100
3.6	Probabilité de rupture en fonction de SNR_0 dans le cas d'un lien en visibilité directe non-suivie et d'une mobilité Random Waypoint pour $R_b = 500$ Kbps et P_t de 10 mW à 300 mW.	101
3.7	Probabilité de rupture en fonction de SNR_0 dans le cas d'un lien en diffus et d'une mobilité Random Waypoint pour $P_t = 300$ mW et R_b de 100 Kbps à 33.3 Mbps	102
3.8	Explication du comportement de la courbe de P_{out} en diffus.	103
3.9	Probabilité de rupture en fonction de SNR_0 dans le cas d'un lien diffus et d'une mobilité Random Waypoint pour $R_b = 500$ Kbps et P_t de 10 mW à 300 mW.	104

3.10	Probabilité de rupture en fonction de SNR_0 dans le cas d'un lien diffus avec plusieurs réflexions et d'une mobilité Random Waypoint pour $R_b = 500$ Kbps, $P_t = 73$ mW, $\rho_{sol} = 0.8$ et $\rho_{mur} = 0, 0.2, 0.4, 0.6$ et 0.8	106
3.11	P_{tmin} pour atteindre $P_{out} = 10^{-3}$ et $\text{TEB}_0 = 10^{-9}$ dans le cas d'une modulation OOK-NRZ avec RaPSor pour $\rho_{sol} = 0.8, 0.6, 0.4$ et 0.2 et $\rho_{mur} = 0.8, 0.6, 0.4, 0.2$ et 0	107
3.12	P_{tmin}/P_{t0} en fonction de ρ_{mur} pour différentes valeurs de ρ_{sol} pour atteindre $P_{out} = 10^{-3}$ et $\text{TEB}_0 = 10^{-9}$ dans le cas d'une modulation OOK-NRZ avec RaPSor.	108
3.13	C_{out} en fonction de P_{out} dans le cas d'un lien diffus et d'une mobilité Random Waypoint pour différentes valeurs de P_t^2/R_b	111
3.14	P_{tmin} en fonction du débit d'information utiles pour un lien diffus avec $\rho_{sol} = 0.8$, $\rho_{mur} = 0$, $P_{out} = 10^{-3}$ et $\text{TEB}_0 = 10^{-9}$ pour une modulation OOK-NRZ.	112
3.15	P_{tmin} en fonction du débit d'information utiles pour un lien diffus avec $\rho_{sol} = 0.8$, $\rho_{mur} = 0.8$, $P_{out} = 10^{-3}$ et $\text{TEB}_0 = 10^{-9}$ pour une modulation OOK-NRZ.	113
B.1	Illustration de la mobilité RWP 1D entre $[0, x_m]$. (a) Un déplacement de S à D . (b) Durée de déplacement sur k déplacements. [57]	127
C.1	Probabilité de rupture en fonction de SNR_0 dans le cas d'un lien en visibilité directe avec un système de suivi complet et d'une mobilité uniforme pour $P_t = 28$ mW et des débits de 10 Kbps à 250 Mbps	131
C.2	Probabilité de rupture en fonction de SNR_0 dans le cas d'un lien en visibilité directe avec un système de suivi complet et d'une mobilité uniforme pour $R_b = 500$ Kbps et P_t de 0.5 mW à 28 mW	132
C.3	Probabilité de rupture en fonction de SNR_0 dans le cas d'un lien en visibilité directe avec un système de semi-suivi et d'une mobilité uniforme pour $P_t = 28$ mW et R_b de 10 Kbps à 175 Mbps	133
C.4	Probabilité de rupture en fonction de SNR_0 dans le cas d'un lien en visibilité directe avec un système de semi-suivi et d'une mobilité uniforme pour $R_b = 500$ Kbps et P_t de 0.5 mW à 28 mW	134
C.5	Probabilité de rupture en fonction de SNR_0 dans le cas d'un lien en visibilité directe non-suivie et d'une mobilité uniforme pour $P_t = 300$ mW et R_b de 10 Kbps à 175 Mbps	135
C.6	Probabilité de rupture en fonction de SNR_0 dans le cas d'un lien en visibilité directe non-suivie et d'une mobilité uniforme pour $R_b = 500$ Kbps et P_t de 10 mW à 300 mW	136
C.7	Probabilité de rupture en fonction de SNR_0 dans le cas d'un lien diffus et d'une mobilité uniforme pour $P_t = 300$ mW et R_b de 10 Kbps à 10 Mbps	137
C.8	Probabilité de rupture en fonction de SNR_0 dans le cas d'un lien en visibilité directe avec un système de suivi complet et d'une mobilité Gaussienne pour $P_t = 28$ mW et R_b de 100 Kbps à 1 Gbps	138

C.9	Probabilité de rupture en fonction de SNR_0 dans le cas d'un lien en visibilité directe avec un système de suivi complet et d'une mobilité Gaussienne pour $R_b = 500$ Kbps et P_t de 0.5 mW à 28 mW	139
C.10	Probabilité de rupture en fonction de SNR_0 dans le cas d'un lien en visibilité directe avec un système de semi-suivi et d'une mobilité gaussienne pour $P_t = 28$ mW et R_b de 100 Kbps à 1 Gbps	140
C.11	Probabilité de rupture en fonction de SNR_0 dans le cas d'un lien en visibilité directe avec un système de semi-suivi et d'une mobilité Gaussienne pour $R_b = 500$ Kbps et P_t de 0.5 mW à 28 mW	141
C.12	Probabilité de rupture en fonction de SNR_0 dans le cas d'un lien en visibilité directe non-suivie et d'une mobilité gaussienne pour $P_t = 300$ mW et R_b de 100 Kbps à 100 Mbps	142
C.13	Probabilité de rupture en fonction de SNR_0 dans le cas d'un lien en visibilité directe non-suivie et d'une mobilité Gaussienne pour $R_b = 500$ Kbps et P_t de 10 mW à 300 mW	143
C.14	Probabilité de rupture en fonction de SNR_0 dans le cas d'un lien en diffus et d'une mobilité Gaussienne pour $P_t = 300$ mW et R_b de 100 Kbps à 15 Mbps . . .	144
C.15	Probabilité de rupture en fonction de SNR_0 dans le cas d'un lien en diffus et d'une mobilité Gaussienne pour $R_b = 500$ Kbps et P_t de 50 mW à 300 mW . . .	145

Liste des tableaux

1.1	Tableau de correspondance entre $\phi_{1/2}$ et m pour un rayonnement Lambertien généralisé	25
1.2	Les valeurs de SNR correspondant à des valeurs de TEB de 10^{-3} , 10^{-6} et 10^{-9} pour les modulations présentées	60
1.3	Résumé des paramètres utilisés dans cette étude	61
2.1	Les taux binaires requises pour la mesure des différents paramètres physiologiques	64
3.1	Débit maximal avec $P_{t_{max}}$ et $P_{t_{min}}$ pour $R_b = 500kbps$ pour les différents liens en visibilité directe et pour une modulation OOK-NRZ et PPM-4 avec $TEB_0 = 10^{-9}$ et $P_{out} = 10^{-3}$	97
3.2	Débit maximal avec $P_{t_{max}}$ et $P_{t_{min}}$ pour $R_b = 500Kbps$ pour les différents liens, pour les trois modèles de mobilité et pour une modulation OOK-NRZ avec $TEB_0 = 10^{-9}$ et $P_{out} = 10^{-3}$	105

Introduction générale

Vu les prévisions annoncées du vieillissement de la population en Europe (l'espérance de vie augmente d'un an tous les cinq ans dans les pays industrialisés depuis environ 50 ans) et vu le déficit des professionnels de santé, le développement de technologies permettant une meilleure prise en charge de la surveillance des pathologies liées au vieillissement, à la maladie et/ou au handicap, devient un enjeu social et économique majeur.

En effet, une meilleure prise en charge diminue le risque des conséquences pour la santé et l'autonomie des patients, dans le cas de nombreuses pathologies (insuffisance cardiaque par exemple et cardiopathies en général, Accidents Vasculaires Cérébraux ou AVC, etc.).

Considérons par exemple le cas de la surveillance des AVC au sein du CHU de Limoges. En Limousin, la chaîne de soins post-AVC fait apparaître 3 temps distincts : les Unités Neuro-Vasculaires (UNV), structures de soins continus disposant de moyens de surveillance filaire des paramètres biologiques dans lesquelles le patient est immobilisé ou confiné dans sa chambre (durée moyenne au CHU de Limoges : 9 jours), le service de Médecine Physique et de Réadaptation, structure de soins de suite (durée de séjours moyens : 51 jours), dans laquelle les moyens humains sont moindres et les dispositifs (capteurs) de surveillance post-AVC, généralement conditionnés par un acte volontaire du patient (déclenchement d'une sonnerie par exemple) et enfin, le Laboratoire Habitat Handicap (L2H), lieu de vie expérimental destiné à valider toute aide technique ou technologique nécessaire au maintien à domicile en situation de sécurité, pour les patients en préparation du retour à domicile.

Au cours des deux dernières étapes (Service Médecine Physique et de Réadaptation et L2H), outre que nous sommes toujours en phase subaigüe, le patient développe ses capacités de récupération et de compensation. Ces objectifs de rééducation justifient des déplacements réguliers au sein de l'hôpital : nous sommes dans une phase ambulatoire qui ne permet aucune surveillance systématique des paramètres biologiques.

La double problématique à savoir, d'une part la capacité du patient à réaliser volontairement un geste nécessaire à l'appel de l'infirmière, pendant un éventuel épisode aigu de décompensation

et d'autre part l'autonomisation du patient avec déplacement hors de sa chambre sans surveillance ni moyen de localisation, justifie l'importance de disposer de capteurs mobiles fiables, autonomes et indépendants du patient à surveiller et de moyens de détection des alarmes dans l'ensemble de l'établissement à commencer par la pièce dans laquelle se situe le patient.

Des solutions de transfert d'informations autonomes existent mais elles sont basées sur l'utilisation des réseaux radiofréquences qui présentent des inconvénients en milieu hospitalier (perturbation électromagnétique, sécurité). Par exemple, il est bien connu que les systèmes de télécommunications de dernière génération (GPRS et UMTS) génèrent des perturbations électromagnétiques qui imposent des restrictions en milieu hospitalier [1, 2].

De plus, les ingénieurs hospitaliers sont extrêmement réticents vis-à-vis du déploiement de solutions de transmissions radiofréquences dans des environnements où une instrumentation médicale, contrainte à des niveaux de continuité de service importants, est mise en œuvre. C'est un frein au développement de solutions d'aides technologiques dans un périmètre proche du patient, en particulier pour des solutions de report de capteurs et de commandes à distances pour l'automatisation de l'environnement.

Il est donc important d'évaluer des solutions alternatives et/ou complémentaires aux technologies radiofréquences notamment dans le cas d'environnements sensibles aux perturbations électromagnétiques. Dans ce contexte, les travaux de la thèse portent sur l'étude de la technologie optique sans fil en particulier l'infrarouge comme technologie alternative aux radiofréquences. En effet les systèmes opérant avec cette technologie ont l'avantage d'être insensibles aux perturbations électromagnétiques, ils sont peu coûteux, ils ont une faible consommation énergétique et ils bénéficient d'une sécurité de transmission naturelle puisque les rayonnements sont confinés dans l'environnement de propagation et ne traversent pas les murs contrairement aux systèmes radiofréquences. De plus, les systèmes de communications optique sans fil disposent d'une grande bande passante non régulée.

Cette étude fait partie d'un projet collaboratif appelé SAPHIRALE [3] qui réunit un consor-

tium pluridisciplinaire : l'institut de recherche XLIM unité mixte CNRS-université de Limoges (EA 6310), l'équipe mixte CHU-université de Limoges, HAVAE (Handicap, Autonomie, Vieillesse, Activité et Environnement EA3172), le groupe LEGRAND et la société DIOPTIK en sous-traitance. L'objectif principal du projet SAPHIRALE est d'effectuer le suivi des paramètres physiologiques vitaux de patients post-AVC en rééducation au sein de L2H, à l'aide des techniques de transmission par infrarouge. L'ensemble des informations collectées sera acheminé à l'aide des réseaux préexistants dans le contexte hospitalier. La gestion et le traitement des alarmes à distance, permettront de diminuer les risques pour le patient et de donner plus de flexibilité aux cliniciens.

Les travaux de la thèse dans le projet SAPHIRALE portent sur l'étude théorique des potentialités en termes de performances de la technologie optique sans fil. Le contexte étudié est celui d'un patient équipé de capteurs physiologiques couplés à un émetteur optique. Le débit des données à transmettre est inférieur à 1 Mbps. Le patient est supposé pouvant se déplacer dans un environnement confiné défini comme une pièce vide ayant les dimensions typiques d'une chambre d'hôpital. Le récepteur optique est considéré fixe pour cette étude et positionné au centre du plafond.

Le premier chapitre de ce document porte sur la technologie optique sans fil indoor. Nous présentons dans ce chapitre la chaîne de communication optique sans fil, les émetteurs et récepteurs optiques. Nous parlons des différents mécanismes de propagations en espace confiné : visibilité directe (avec un système de suivi complet, semi-suivi et non-suivi) et non directe (par réflexion diffuse). Nous calculons le gain du canal pour chacun des mécanismes présentés. Nous discutons aussi du bruit optique, des contraintes de sécurité oculaires et des différentes techniques de modulations employées dans les systèmes de communications optiques sans fils.

Le deuxième chapitre porte sur l'étude du canal optique sans fil mobile en milieu confiné lorsqu'on tient compte de la mobilité de l'émetteur dans le contexte de l'application de télésurveillance médicale. Nous présentons l'environnement de l'étude ainsi que les contraintes en

termes de mobilité et de débit concernant l'application. Ensuite nous présentons trois modèles de mobilités envisagés pour décrire la mobilité de l'émetteur porté par le patient : uniforme, Gaussienne et Random WayPoint. Nous évaluons par la suite l'impact de ces différents modèles sur le gain du canal et le rapport signal à bruit. Au final nous obtenons les différentes distributions statistiques du gain du canal et du rapport signal à bruit.

Le troisième et le dernier chapitre porte sur l'analyse des performances issues des distributions statistiques du rapport signal à bruit dans le cas de la mobilité Random WayPoint qui est considérée comme étant la plus réaliste. Pour cela nous calculons la probabilité que le lien de communication soit interrompu c'est à dire la probabilité de rupture dans le cas des liens en visibilité directe et en diffus. Pour le cas des liens diffus nous considérons deux modèles : à une seule réflexion et un seul plan réflecteur (analytique) et en tenant compte de multiples réflexions et multiples plans réflecteurs (en utilisant un logiciel de lancer de rayons). Au final, nous concluons sur l'optimisation de la consommation énergétique de l'émetteur qui permet de garantir la plus grande autonomie, en considérant la possibilité d'utiliser un codage de canal. Pour cela nous calculons la capacité avec blocage pour les différents scénarios étudiés.

Le mémoire se termine par une conclusion sur les résultats obtenus et sur la configuration adaptée à l'application et choisie pour le projet SAPHIRALE.

Chapitre 1 :

Les systèmes de communication optique sans fil indoor

1.1 Introduction

La technologie optique sans fil se présente aujourd'hui comme une alternative aux technologies radiofréquences (RF) dans différents domaines d'applications et peut constituer une opportunité d'autant plus que le spectre RF devient limité en capacité [4].

L'architecture d'un lien optique est semblable à celle d'un lien RF à part que les ondes radios sont remplacées par les ondes optiques et que les antennes sont remplacées par des composants optoélectroniques. La fréquence des signaux optiques utilisés varie entre 300 GHz et 300 petahertz (PHz). Le spectre des communications optiques sans fil comprend donc les longueurs d'ondes en infrarouge (IR), en visible (VLC) et en ultraviolet (UV). La technologie optique sans fil a plusieurs avantages comparée aux technologies radiofréquences [5–18]. En effet, la bande passante disponible est supérieure à celle des RF et de plus elle est non régulée. D'autre part, elle offre une grande sécurité liée au confinement spatial des rayons optiques (les rayons optiques ne traversent pas les murs et les obstacles) et également une grande flexibilité puisqu'on peut réutiliser le même système dans deux pièces adjacentes par exemple. Un autre point est que la technologie optique est robuste par rapport aux perturbations électromagnétiques (EMI¹) ce qui est un avantage dans les environnements sensibles aux ondes RF tels que les hôpitaux par exemple. Par ailleurs, les composants optiques sont moins coûteux et consomment moins d'énergie comparés aux composants RF.

Malgré ces avantages, cette technologie a aussi des inconvénients. Les systèmes de communication optique sans fil sont sujets à des blocages par les personnes ou les obstacles présents dans l'environnement. Ces systèmes opèrent dans des environnements où les différentes sources de bruit optique (comme la lumière du soleil, les lampes à incandescence et fluorescentes) détériorent les performances. De plus, la puissance optique moyenne transmise est limitée par des contraintes de sécurité oculaire ce qui peut diminuer la couverture.

1. ElectroMagnetic Interference

Il existe deux types de communications optiques sans fils : en espace libre (“outdoor” ou “free-space”) et en espace confiné (“indoor”). Les applications longues portées en espace libre sont très variées. On peut citer les communications entre bâtiments (sur quelques Km), les liaisons terre-satellite et les liaisons entre satellites [4, 7, 19, 20]. Les liens en espace confiné concernent des applications courtes portées, ce qui correspond au contexte de la télésurveillance. C’est donc l’objet des études présentées dans cette thèse.

Deux plages de longueurs d’ondes sont utilisables en indoor, les plages IR et visible. Actuellement, la plage de longueurs d’ondes dans le visible fait l’objet de nombreuses recherches [7, 15, 20] liées au progrès dans le domaine des diodes électro-luminescentes blanches. En effet les progrès technologiques permettent d’envisager l’utilisation de ces composants à la fois pour des fonctions d’éclairage basse consommation et bas coût et pour des applications de communications.

Cependant, les longueurs d’ondes entre 780nm et 950nm (communications IR) représentent le meilleur choix en termes de maturité, disponibilité et coût des composants optiques déjà disponibles sur le marché. De plus, la plage de longueurs d’ondes IR coïncide avec la valeur maximale de sensibilité des photodétecteurs à bas coût disponibles. C’est pour cela que dans le cadre de cette thèse nous étudions la technologie IR parmi les technologies de communication optique sans fil.

Les systèmes de communication IR sont simples et à bas coût et souvent basés sur un système en modulation d’intensité et détection directe (IM/DD²). Le signal électrique à transmettre est converti en une puissance instantanée optique par la diode en émission. En réception la puissance optique reçue est convertie en un courant électrique. La puissance optique détectée ainsi ne contient aucune information sur la fréquence et sur la phase [9–13].

Pour les liens en espace confiné, il existe deux types de propagation. Tout d’abord, il y a les liens en visibilité directe dans lesquels les rayons vont directement de l’émetteur optique au

2. Intensity Modulation/Direct Detection

récepteur. Il y a aussi les liens non directs ou diffus où les rayons sont réfléchis par les différentes surfaces existantes dans l'espace confiné ou par les obstacles dans l'environnement.

Le premier système optique sans fil en infrarouge a été présenté par Gfeller et Bapstist en 1979 basé sur un lien par réflexion diffuse sur une longueur d'onde de 950nm capable de transmettre un débit d'information de 1 Mbps [10]. En 1996, Khan a proposé un système plus rapide pouvant atteindre 50Mbps [5]. Durant les années 1990, cette technologie a été standardisée comme un protocole de transmission de données courtes portées entre les terminaux mobiles sous le nom de "IrDA³". De nos jours, un nouveau standard est en cours de développement sous le nom de "Giga-IR" qui permet des communications en IR courtes portées avec des débits d'information allant jusqu'à 1.024 Gbps. Le déploiement de ce standard a été effectué en 2008 et 2009 par la compagnie KDDI au Japon [7].

Dans le cadre de cette thèse, nous employons la technologie optique sans fil en infrarouge pour une application de télésurveillance médicale à bas débit (< 1 Mbps) en milieu confiné (indoor) en tenant compte de la mobilité de l'émetteur porté par le patient. Dans ce chapitre nous présentons le principe de fonctionnement de la technologie, les émetteurs et récepteurs optiques, les différents mécanismes de propagation en indoor, les sources de bruit optique et les techniques de modulation utilisées.

1.2 Description générale d'une chaîne de communication optique sans fil

Le modèle classique d'une chaîne de communication optique sans fil en IM/DD est illustré sur la figure 1.1a et 1.1b [13]. La forme d'onde transmise $X(t)$ est la puissance optique instantanée de l'émetteur. La forme d'onde reçue $Y(t)$ est le courant instantané dans le photodétecteur du récepteur qui est proportionnel à l'intégrale de la puissance optique instantanée totale sur chaque

3. Infrared Data Association <http://www.irda.org>

point de la surface du photodétecteur. Comme indiqué sur la figure 1.1a, le champ électrique reçu subit généralement des variations d'amplitude et de phase, donc il y a de "l'évanouissement multi trajets" si le détecteur est plus petit que la longueur d'onde. Cependant en optique, la surface des photodétecteurs est égale à environ mille fois la longueur d'onde ce qui crée une diversité spatiale qui empêche les évanouissements multi trajets. Les signaux optiques peuvent néanmoins être soumis à des distorsions multi trajets quand des liens en visibilité non-directe sont employés, puisque la puissance optique transmise se propage alors via des chemins de longueurs différentes.

Le système peut être modélisé en bande de base comme illustré sur la figure (1.1b) :

$$Y(t) = S.X(t) \otimes h(t) + N(t) \quad (1.1)$$

le symbole \otimes représente la convolution et S est la sensibilité du détecteur (A/W).

Même si la forme générale de la relation présentée est similaire à celle obtenue pour les systèmes radio ou électrique, la différence est liée au fait que $X(t)$ représente une puissance optique instantanée en entrée du canal et est donc toujours positive :

$$X(t) \geq 0 \quad (1.2)$$

La puissance moyenne optique émise P_t est donnée par :

$$P_t = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T X(t) dt \quad (1.3)$$

La puissance reçue nécessaire pour atteindre les performances désirées dépend de la puissance optique perdue en espace libre⁴. Elle est obtenue par :

$$P_r = H_0 P_t \quad (1.4)$$

4. Optical path loss

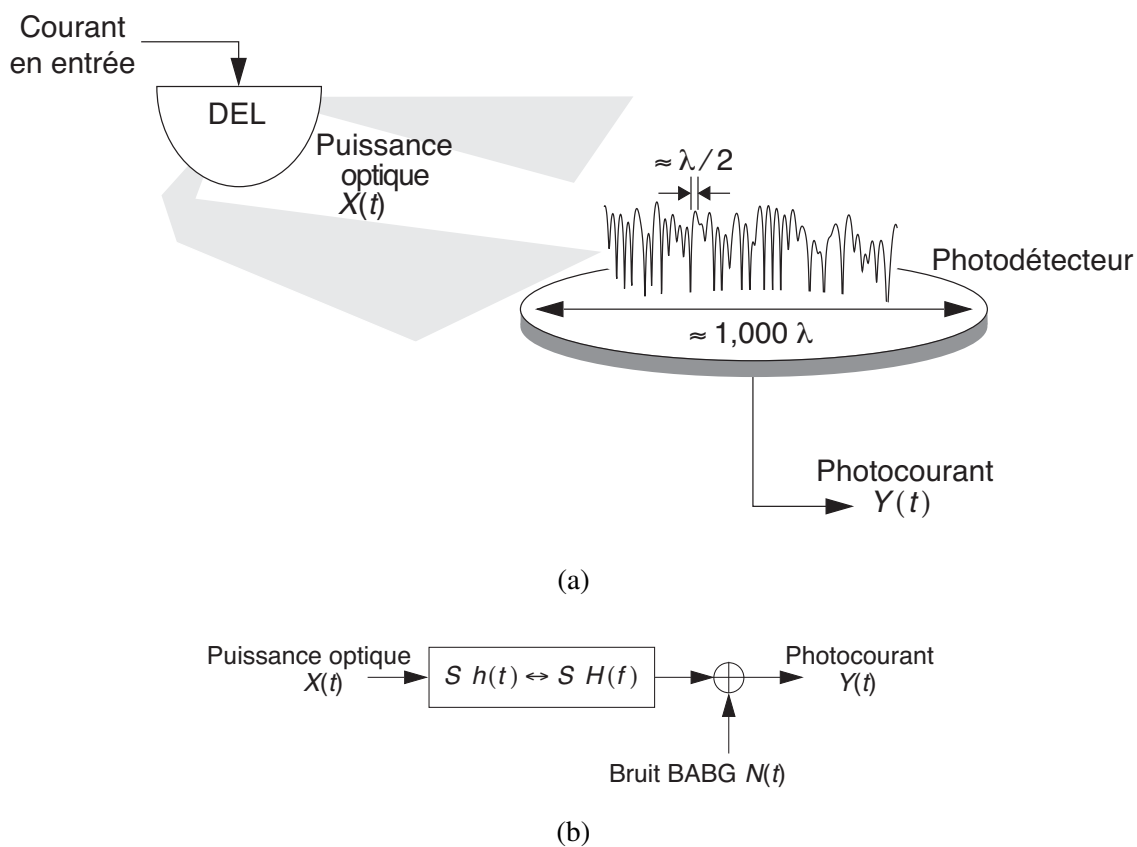


FIGURE 1.1 – (a) Transmission et réception dans un lien optique à modulation d'intensité/détection directe. (b) Modélisation du lien comme un système indépendant du temps, linéaire et en bande de base ayant une réponse impulsionnelle $h(t)$, avec un bruit additif et indépendant du signal $N(t)$. Le photo détecteur a une sensibilité S . [13]

H_0 représente le gain statique du canal (relation (1.4)) lié à la réponse impulsionnelle suivant :

$$H_0 = \int_{-\infty}^{\infty} h(t) dt \quad (1.5)$$

1.3 Émetteurs et récepteurs optiques sans fil

1.3.1 Émetteurs optiques

Un émetteur optique est une diode qui convertit le signal électrique en une puissance optique. Les deux principaux types de diode utilisés sont les DELs⁵ et les DL⁶. Les DELs sont couramment utilisées commercialement à cause de leurs très faibles coûts. La plupart des DELs ont une surface d'émission grande et donc respectent souvent les contraintes liées à la sécurité oculaire. L'inconvénient est qu'elles ont une faible efficacité en termes de conversion électrique/optique. A l'opposé, les DLs émettent des faisceaux très étroits, leur efficacité de conversion électrique/optique est élevée mais leur coût est plus conséquent par rapport au DELs. Pour respecter les contraintes de sécurité oculaire, il faut employer des diffuseurs avec les DLs [11, 13, 15, 16, 21].

Le rayonnement optique de la plupart des émetteurs optiques peut être modélisé par un modèle Lambertien généralisé [11, 13]. Un émetteur ayant un rayonnement de type Lambertien généralisé d'ordre "m" a un diagramme de rayonnement exprimé par la relation suivante 1.6 :

$$R_0(\phi) = \frac{(m+1)}{2\pi} \times \cos^m(\phi) \quad (1.6)$$

L'intensité rayonnée pour une puissance optique P_t s'écrit alors :

$$I_s = P_t R_0(\phi) \quad (\text{W/sr}) \quad (1.7)$$

Quand $m = 1$, l'émetteur est nommé "Lambertien". La figure 1.2 illustre le diagramme de rayonnement pour un émetteur Lambertien et des émetteurs Lambertiens généralisés avec $m = 10$ et $m = 20$. On remarque que plus m est grand et plus le rayonnement est directif. De plus,

5. Diodes Electro-luminescentes

6. Diodes Laser

l'intensité maximale rayonnée correspondant à $\phi = 0$ est d'autant plus grande que m est petit. On dit que l'ordre " m " dépend du semi-angle de puissance de l'émetteur $\phi_{1/2}$. Le semi-angle de puissance $\phi_{1/2}$ est l'angle pour lequel l'intensité rayonnée est équivalente à la moitié de l'intensité maximale rayonnée (correspondant à $\phi = 0^\circ$). La relation entre l'ordre de rayonnement m et $\phi_{1/2}$ peut ainsi être obtenue via le calcul suivant :

$$\begin{aligned} R_0(\phi_{1/2}) &= \frac{1}{2}R_0(\phi = 0) = \frac{1}{2} \times \frac{(m+1)}{2\pi} \times \cos^m(0) \\ &= \frac{(m+1)}{2\pi} \times \cos^m(\phi_{1/2}) \end{aligned} \quad (1.8)$$

En simplifiant l'équation (1.8), on obtient :

$$\frac{1}{2} = \cos^m(\phi_{1/2}) \quad (1.9)$$

La solution de l'équation (1.9) donne la relation entre l'ordre de rayonnement m et $\phi_{1/2}$ [13] :

$$m = -\frac{\ln 2}{\ln(\cos \phi_{1/2})} \quad (1.10)$$

A partir de cette relation, il est possible d'établir le tableau de correspondance entre les différentes valeurs de m et les semi-angles de puissance de l'émetteur $\phi_{1/2}$ (voir table 1.1).

$\phi_{1/2}$	10	12	15	20	30	40	45	50	60	70	80
m	45.28	31.37	20	11.14	4.82	2.6	2	1.57	1	0.646	0.396

TABLE 1.1 – Tableau de correspondance entre $\phi_{1/2}$ et m pour un rayonnement Lambertien généralisé

Comme on peut le distinguer sur ce tableau un rayonnement de type Lambertien ($m = 1$) correspond à $\phi_{1/2} = 60^\circ$. Par contre, pour un semi-angle de puissance plus petit de 15° par exemple, on obtient $m = 20$.

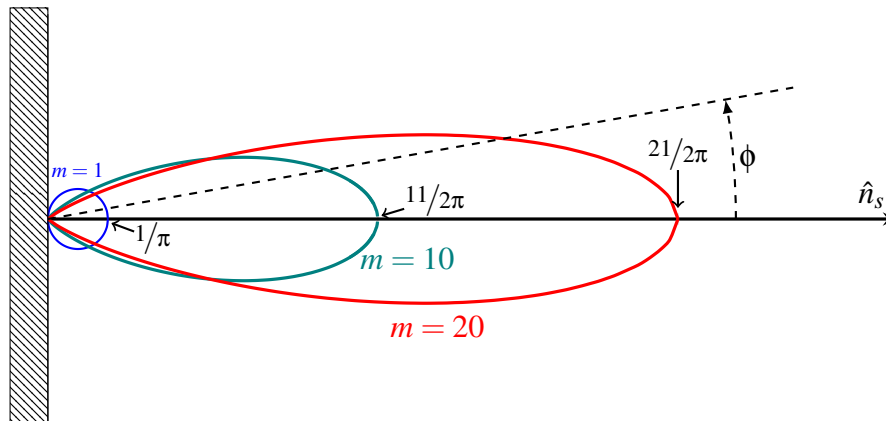


FIGURE 1.2 – Diagramme de rayonnement d'un émetteur Lambertien ($m = 1$) et des émetteurs Lambertien généralisés avec $m = 20$ et $m = 30$

1.3.2 Récepteurs optiques

Un récepteur est un photodétecteur (photodiode) qui convertit la puissance optique en un courant électrique en détectant le flux de photons incidents sur la surface du photodiode [11, 13, 15, 16, 21]. Généralement, on utilise des diodes p-i-n plutôt que des diodes à avalanche pour limiter l'impact du bruit [6].

L'inconvénient des photodiodes p-i-n est leur seuil de détection de 10 à 15 dB inférieur aux photodiodes à avalanche, ce qui limite leur efficacité en termes de détection de puissance [16]. Le seuil de détection est la puissance minimale optique reçue P_r pouvant être détectée par le photodétecteur et c'est l'un des paramètres importants pour le design du système.

La puissance optique reçue dépend ainsi de la surface effective du photodétecteur A_{eff} . Cette surface dépend elle-même de la surface physique du récepteur A_{phy} et de Ψ , l'angle d'incidence du rayonnement reçu par rapport à l'axe du photodétecteur. La surface effective peut être exprimée par la relation suivante :

$$A_{eff} = \begin{cases} A_{phy} \cos \Psi & 0 \leq \Psi \leq \text{FOV} \\ 0 & \text{autrement} \end{cases} \quad (1.11)$$

Dans la relation (1.11), FOV⁷ est le champ de vision du photodétecteur. En dehors du champ de vision (FOV), le photodétecteur ne reçoit rien. Augmenter le champ de vision du photodétecteur augmente sa couverture mais augmente aussi la quantité de bruit reçu. De plus, la relation (1.11) exprime la surface A_{eff} sans tenir compte des autres éléments susceptibles d'être rajoutés au photodétecteur comme les filtres et les concentrateurs optiques [13,21]. Ainsi, augmenter la surface effective du photodétecteur est coûteux, augmente le niveau de bruit détecté, mais augmente aussi la bande passante. Dans le cadre des travaux de la thèse nous n'étudions ni les filtres ni les concentrateurs optiques et nous considérons de simples photodétecteurs.

Un autre paramètre important d'un photodétecteur est la sensibilité (S) ; elle correspond au rapport du photocourant sur la puissance optique reçue, et est obtenue par la relation suivante :

$$S(A/W) = \eta \frac{q}{hf} \approx \eta \frac{\lambda_{(\mu m)}}{1.23985(\mu m \times W/A)} \quad (1.12)$$

Dans laquelle η est l'efficacité quantique du photodétecteur pour une longueur d'onde donnée, q la charge d'un électron, h la constante de Planck, f la fréquence du signal optique et λ la longueur d'onde du signal optique.

1.4 Le bruit optique

Une connaissance des différentes sources de bruits est nécessaire afin d'évaluer les performances des systèmes de communication optique sans fil indoor. Cette connaissance permet également de choisir la meilleure longueur d'onde et le meilleur type de modulation. Dans ces systèmes de communication, on peut distinguer deux principales sources de bruits : le bruit ambiant et le bruit thermique [7, 9–13, 22]. Dans cette partie nous présentons ces différents sources de bruit et évaluons la densité spectrale unilatérale de bruit N_0 .

7. Field Of View

1.4.1 Le bruit ambiant

Le bruit optique ambiant⁸ est le bruit le plus important dans les communications optiques sans fil. Ce type de bruit dans les milieux confinés provient essentiellement de la lumière du soleil, de la lumière émise par une lampe à incandescence et par les lampes fluorescentes à basse et à haute fréquence. La figure 1.3 représente la distribution de la puissance spectrale de ces sources de bruits ambiants en fonction de la longueur d'onde du lien optique. On peut noter sur cette figure que la puissance de bruit dépend principalement de la longueur d'onde et cela illustre l'importance du choix de la longueur d'onde dans la conception des systèmes de communications optiques sans fil.

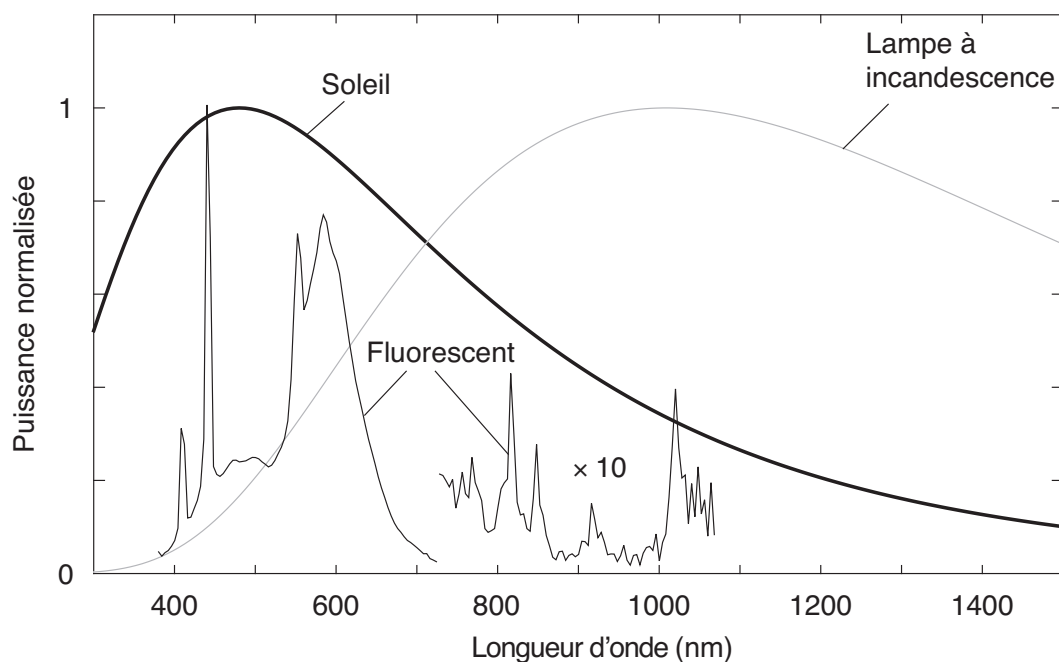


FIGURE 1.3 – Le spectre de puissance des différents sources de bruits en fonction de la longueur d'onde de la communication [10, 13]

8. Ambient Light Noise

1.4.1.1 La lumière du soleil

La lumière du soleil est l'une des sources naturelles importantes de lumière ambiante. Elle dépend notamment de l'angle d'incidence des rayons du soleil par rapport au photodétecteur. Sa puissance peut saturer les liaisons en optique sans fil et d'ailleurs la plupart des systèmes de communications en optique sans fil conçus pour les milieux confinés ne fonctionnent pas à l'extérieur (outdoor). C'est une source non-modulée de bruit ambiant difficilement filtrable et son spectre de puissance a un maximum vers 500nm et peut perturber de façon significative les liaisons infrarouges ayant des longueurs d'onde entre 700 et 970 nm (voir figure 1.3) [10, 11, 22]. On peut montrer que le courant induit dans le photodétecteur par la lumière du soleil est un courant continu qui s'ajoute à $Y(t)$ [22]. Ainsi, le bruit ambiant dû à la lumière du soleil peut être modélisé par un bruit additif Gaussien de type AWGN.

1.4.1.2 Les Lampes à incandescences

Les lampes à incandescences classiques (à filament de tungstène) constituent une source artificielle de bruit ambiant qui peut impacter les communications en optique sans fil. La figure 1.3 montre la distribution spectrale de puissance de bruit pour ces lampes. Le spectre est large et présente un maximum à ≈ 1000 nm [8]. Le photocourant induit par cette source de bruit est sinusoïdal à une fréquence de 100Hz avec des harmoniques considérables jusqu'à 2KHz [7, 11, 23]. Il s'ajoute sous forme de courant RMS au courant continu lié à la lumière du soleil [7]. En appliquant un filtre passe haut, le bruit lié à ce courant peut être modélisé par un bruit AWGN [22].

1.4.1.3 Les Lampes fluorescentes à basses fréquences

Les lampes fluorescentes classiques à basse fréquence représentent une autre source artificielle de bruit ambiant. La figure 1.3 montre la distribution spectrale de puissance de bruit pour ces lampes comparée aux autres sources de bruit ambiant. On peut noter que le spectre est étalé

jusqu'à la longueur d'onde de 1100nm [13]. Pour réduire l'impact de ce type de bruit il est possible d'employer des filtre optiques et électriques passe haut. Le courant induit par ce type de source est quasi sinusoïdal à une fréquence de 100Hz. Comparé aux lampes à incandescence, les harmoniques sont plus importantes et le spectre fréquentiel contient des harmoniques significatives allant jusqu'à 20Hz. Une combinaison de filtre optique et de filtre passe-haut est nécessaire pour atténuer ce bruit [7, 11, 23, 24].

1.4.1.4 Les Lampes fluorescentes à hautes fréquences

Les lampes fluorescentes à hautes fréquences sont des lampes employant un ballast. Le ballast génère un signal périodique avec une fréquence entre 20 et 40 KHz ayant des harmoniques significatives qui peuvent monter jusqu'à des MHz [9, 22, 23]. La raison d'utiliser un ballast par rapport aux lampes fluorescentes classiques est qu'il permet de réduire de façon considérable la consommation énergétique et augmente la durée de vie de ces lampes [11]. Comme l'étalement spectral est important, l'utilisation d'un filtre électrique passe haut n'est pas efficace puisqu'il filtre aussi le signal utile.

1.4.2 Le bruit thermique

Le bruit thermique est le bruit créé par les éléments résistifs du circuit électronique du récepteur. Le pré-amplificateur est le composant du récepteur qui est la principale source de ce type de bruit. Le pré-amplificateur est employé souvent dans le récepteur pour amplifier le signal reçu surtout quand la photodiode en réception est une photodiode p-i-n (lié à la faible efficacité de conversion décrite dans la partie 1.3). Parmi les différents pré-amplificateurs, les pré-amplificateurs transimpédances avec une faible résistance en sortie et avec des transistors à effet de champ sont les pré-amplificateurs qui induisent le minimum de bruit [13]. Avec un choix correct du circuit électronique du récepteur, il est possible de minimiser ce type de bruit et de le rendre ainsi négligeable par rapport au bruit ambiant [9]. La figure 1.4 représente la

densité spectrale de puissance unilatérale de bruit en fonction de la fréquence du signal (débit de transmission) pour le bruit ambiant et le bruit thermique. On peut constater que pour les faibles débits (inférieurs à ≈ 10 Mbps) le bruit ambiant est le bruit dominant ($10\times$ supérieur), mais qu'ensuite le bruit thermique du récepteur devient prépondérant.

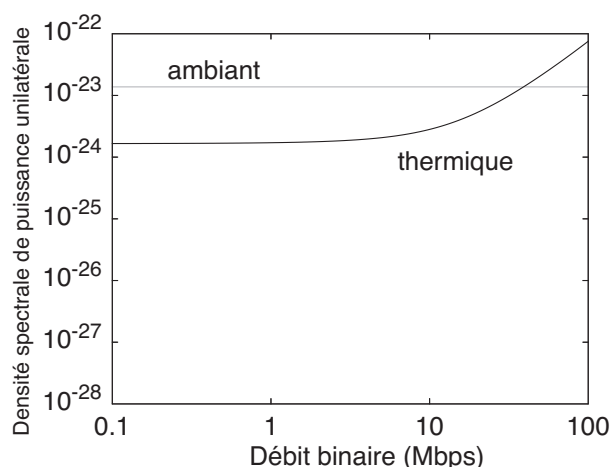


FIGURE 1.4 – Densité spectrale de puissance unilatérale de bruit en fonction de la fréquence du signal optique

1.4.3 Conclusions

Finalement, dans la littérature, le bruit d'un système de communication optique sans fil est souvent modélisé comme un Bruit Blanc Additif Gaussien (BABG)⁹. Il faut noter que cette supposition n'est correcte que quand les sources de bruit ambiant ont une forte intensité, supérieure à l'intensité du signal optique [7, 13].

Dans le contexte de la thèse et du projet SAPHIRALE, les débits de transmission envisagés étant très inférieurs à 10 Mbps, on peut considérer que la source de bruit la plus prépondérante est le bruit ambiant. parce que c'est seulement dans ce cas qu'on peut considérer le bruit indépendant du signal optique [9]. En supposant que P_n soit la puissance du bruit liée à la lumière ambiante,

9. en anglais : White Additive Gaussian Noise (AWGN)

elle induit un courant I_B dans le photodétecteur. Ce bruit a une densité spectrale de puissance unilatérale N_0 qui peut être obtenue par la relation suivante :

$$N_0 = 2qRP_n = 2qI_B \quad (\text{A}^2/\text{Hz}) \quad (1.13)$$

Où $q = 1.6 \times 10^{-19}$ (C) est la charge d'électron.

La valeur du photocourant ambiant mesuré pour une communication infrarouge dans un environnement fortement perturbé par les sources de lumière ambiante est $\approx 200\mu\text{A}$ [6, 10, 13, 22]. En utilisant (1.13), on obtient alors : $N_0 = 6.4 \times 10^{-23}$ (W/Hz) avec $I_B = 200\mu\text{A}$. C'est cette valeur qui sera utilisée pour notre étude.

1.5 Les différents mécanismes de propagation en espace confiné - gains statiques du canal

Afin d'évaluer les performances et optimiser le déploiement des systèmes de communications optiques sans fil en espace confiné, une bonne connaissance des différents mécanismes de propagation est nécessaire. On peut ainsi distinguer deux principaux mécanismes de propagations : liens en visibilité directe entre émetteur et récepteur et liens en visibilité non-directe. On parle des liens en visibilité directe quand le rayonnement optique part directement depuis l'émetteur vers le récepteur. Dans les liens en visibilité non-directe, les rayonnements partant de l'émetteur rencontrent une surface réfléchissante et les rayons réfléchis arrivent au récepteur.

Dans cette partie, nous présentons les principaux mécanismes des liens en visibilité directe et non-directe. Ensuite pour chaque mécanisme, le gain statique du canal est calculé de façon analytique. Le gain statique du canal H_0 est le paramètre le plus important qui caractérise le canal. Il dépend de la puissance émise et de la puissance reçue (voir la relation (1.4)).

1.5.1 Liens en visibilité directe

Dans les liens en visibilité directe (LOS¹⁰), le récepteur reçoit directement le rayonnement émis depuis l'émetteur. Ainsi, il est nécessaire que l'émetteur et le récepteur soient en visibilité. Le faisceau émis par l'émetteur étant toutefois légèrement divergent, la cellule réceptrice ne captera qu'une partie de la puissance émise. En général, dans ce type de lien, seul le trajet direct est considéré et donc on suppose que la liaison n'est pas perturbée par la présence de chemins multiples. L'inconvénient lié à la directivité du faisceau est que celui-ci peut être facilement sujet à des coupures ou des masquages dus à des obstacles entre l'émetteur et le récepteur.

Un lien général de communication en optique sans fil en visibilité directe est présenté sur la figure 1.5.

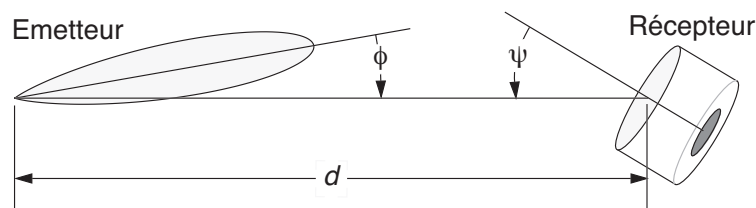


FIGURE 1.5 – Lien en visibilité directe

On suppose que l'émetteur a une intensité de rayonnement $P_t R_0(\phi)$ (W/sr) [13]. A une distance d et un angle ϕ par rapport à normale de l'émetteur, l'irradiance est $I_r(d, \phi) = P_t R_0(\phi) / d^2$. La puissance reçue P_r est ainsi $P_r = I_r(d, \phi) A_{eff}(\Psi)$. En utilisant (1.6) et (1.11), le gain statique du canal H_0 peut être obtenu par l'expression suivante :

$$H_0 = \begin{cases} \frac{A_{phy}}{d^2} \times \frac{(m+1)}{2\pi} \cos^m \phi \cdot \cos \Psi & 0 \leq \Psi \leq \text{FOV} \\ 0 & \text{autrement} \end{cases} \quad (1.14)$$

On définit généralement trois principaux types de liens en visibilité directe comme illustrés

10. Line Of sight

sur la figure 1.6 : les liens avec un système de suivi complet, les liens avec un système de semi-suivi, et les liens non suivis.

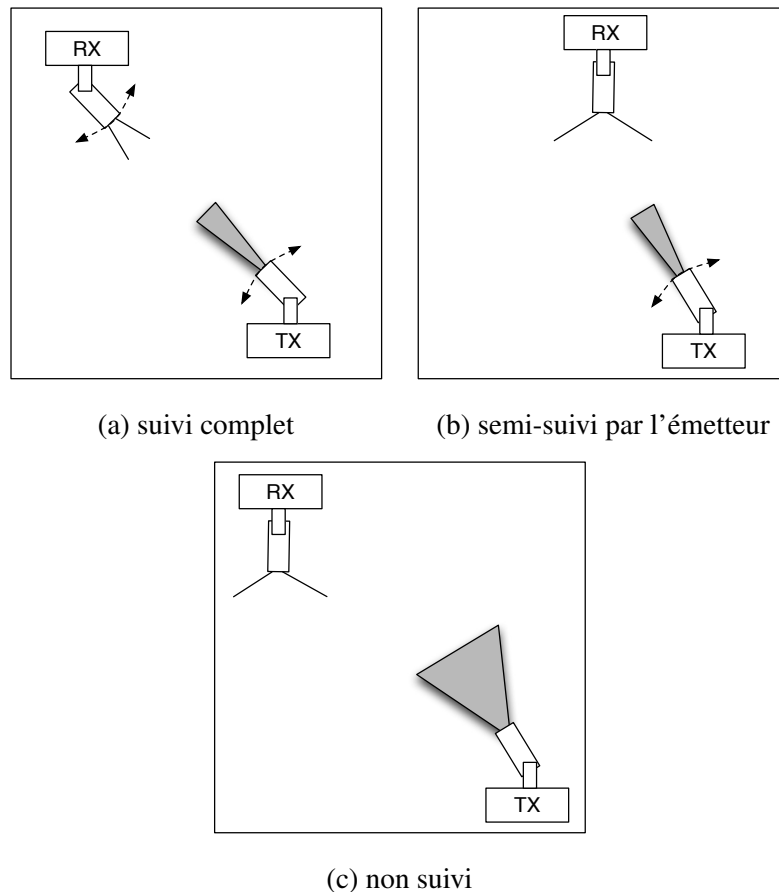


FIGURE 1.6 – Les trois principaux types de liens en visibilité directe

1.5.1.1 Liens en visibilité directe avec un système de suivi complet

Les liens en visibilité directe avec un système de suivi complet (figure 1.6a), utilisent un système mécanique ou électronique qui assure le suivi du faisceau de l'émetteur vers le récepteur et vice versa. Ainsi un alignement parfait entre l'émetteur et le récepteur est maintenu en permanence [16, 25]. l'avantage de ce type de lien est lié à l'utilisation d'émetteurs ayant des faisceaux étroits ($\phi_{1/2}$ petit) généralement à faible puissance. De plus, les récepteurs ont

également une faible ouverture (FOV petit) ce qui permet de rejeter une grande partie de la lumière ambiante de l'environnement et contribue ainsi à diminuer de façon physique le bruit reçu. L'inconvénient est la complexité du déploiement liée à la mise en place du système de suivi à la fois sur l'émetteur et le récepteur.

On considère dans notre étude un émetteur avec $\phi_{1/2} = 15^\circ$. L'ordre de rayonnement Lambertien généralisé est obtenu à partir de la table de correspondance 1.1 en utilisant l'équation (1.10) : $m = 20$. Par ailleurs, grâce au système de suivi sur le récepteur, le lien de communication se situe en permanence dans le champ de vision du récepteur et de plus $\Psi = 0$ ou $\cos \Psi = 1$. Dans ce cas, l'équation (1.14) se simplifie sous la forme suivante :

$$H_0 = \frac{A_{phy}}{d^2} \times \frac{21}{2\pi} \quad (1.15)$$

1.5.1.2 Liens en visibilité directe avec un système de semi-suivi

Les liens en visibilité directe avec un système de semi-suivi correspondent au cas où seul l'émetteur dispose d'un système qui assure l'alignement avec le récepteur (voir 1.6b). Le récepteur dans ce type de lien a une ouverture (FOV) plus grande que précédemment pour assurer la visibilité avec l'émetteur puisqu'il ne dispose pas de système de suivi. Le déploiement est moins complexe mais au prix d'une plus grande ouverture (FOV) du circuit de collecte et donc d'un niveau de bruit ambiant plus important.

Dans ce cas, on considère un émetteur avec $\phi_{1/2} = 15^\circ$ comme précédemment c'est à dire avec $m = 20$. Le gain statique du canal H_0 s'exprime alors partir de l'équation (1.14) par la relation suivante :

$$H_0 = \begin{cases} \frac{A_{eff}}{d^2} \times \frac{21}{2\pi} \cos \Psi & 0 \leq \Psi \leq \text{FOV} \\ 0 & \text{autrement} \end{cases} \quad (1.16)$$

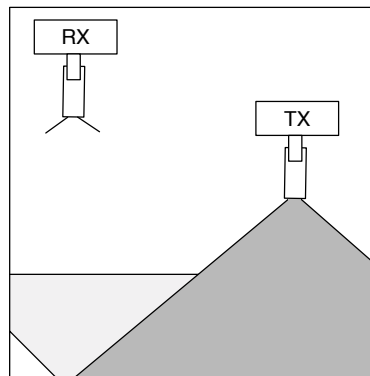


FIGURE 1.7 – Liens en visibilité non-directe (par réflexion)

1.5.1.3 Liens en visibilité directe non-suivi

Dans ce cas, il n'y a aucun système de suivi pour maintenir l'alignement entre l'émetteur et le récepteur. Ainsi, l'émetteur et le récepteur doivent avoir des ouvertures plus grandes afin d'être en visibilité (voir 1.6b). Donc la puissance d'émission nécessaire est plus grande par rapport aux deux types de mécanismes précédents. De plus, les défauts d'alignements entre l'émetteur et le récepteur peuvent causer de fortes pertes sur le lien de communications ou même interrompre entièrement le lien. L'avantage principal de ce genre de lien est dans la facilité de déploiement.

Dans ce cas, l'émetteur a une grande ouverture et donc il est possible de considérer un émetteur Lambertien avec $\phi_{1/2} = 60^\circ$ ou $m = 1$, le récepteur a aussi une grande ouverture (FOV) et donc le gain statique du canal est le gain statique du lien général optique décrit par la relation (1.14).

1.5.2 Liens en visibilité non-directe (par réflexion)

Une réflexion se produit lorsque l'onde optique rencontre une surface dont les dimensions sont grandes par rapport à la longueur d'onde (sol, mur, plafond, mobilier, ...) (voir figure 1.7).

Les caractéristiques de réflexion d'une surface dépendent de plusieurs facteurs : la surface du

matériau (lisse ou rugueuse), la longueur d'onde du rayonnement incident et l'angle d'incidence.

En environnement confiné, on distingue deux types de réflexion : la réflexion dite spéculaire et la réflexion diffuse.

1.5.2.1 Liens par réflexion spéculaire

La réflexion spéculaire, phénomène commun à toutes les fréquences, est celle due à une surface homogène parfaitement plane. L'affaiblissement de propagation induit par de telles réflexions découle des relations de Fresnel et dépend des caractéristiques diélectriques de la surface réfléchissante. Une surface lisse réfléchit le rayonnement incident dans une seule direction tel un miroir ou une vitre.

1.5.2.2 Liens par réflexion diffuse

La réflexion diffuse est due aux réflexions par des surfaces qui ne sont pas planes, mais rugueuses ; les surfaces présentent des irrégularités. Il en résulte qu'une onde incidente n'est plus réfléchiée dans une direction unique, mais diffusée dans de multiples directions.

La rugosité de la surface relative à la longueur d'onde constitue un paramètre important de la forme du diagramme de réflexion. Une surface est considérée comme rugueuse, selon le critère de Rayleigh, si la relation (1.17) est satisfaite.

$$\zeta > \frac{\lambda}{8 \sin \theta_i} \quad (1.17)$$

où :

- ζ est la hauteur maximale des irrégularités de la surface.
- λ est la longueur d'onde du rayonnement incident.
- θ_i est l'angle d'incidence.

À titre d'exemple, pour un rayonnement infrarouge caractérisé par une longueur d'onde de $875nm$, sous incidence normale, une surface est dite rugueuse si la hauteur maximale des

irrégularités ζ est supérieure à $0.11\mu\text{m}$. La plupart des revêtements intérieurs des bâtiments (murs, plafond et sol) respectent le critère de Rayleigh et donc sont considérés comme rugueux au rayonnement infrarouge [26], le diagramme de réflexion présente alors une composante diffuse (réflexion diffuse).

Dans ce type de liens de communications [10, 13, 27–30], afin de rayonner sur un maximum de surface de plan réflecteur, l'émetteur a une ouverture grande ($\phi_{1/2}$ grand) et donc une plus grande puissance d'émission est nécessaire par rapport aux liens en visibilité directe avec un système de suivi complet ou de semi-suivi par l'émetteur. Afin de collecter le maximum de rayonnement possible, le récepteur a aussi une grande ouverture (FOV grand) ce qui signifie qu'il reçoit également une grande partie de la lumière ambiante. L'avantage des liens diffus comparé aux liens en visibilité directe est dans leur capacité à résister aux obstacles présents dans le milieu confiné. En effet comme le lien n'est pas direct, il n'est pas totalement obstrué par les éléments de l'environnement. La non-nécessité d'un système de suivi entre l'émetteur et le récepteur rend le déploiement de ce type de lien extrêmement facile. Le seul inconvénient est que comme les rayons doivent traverser une plus grande distance via le plan réflecteur pour arriver au récepteur, les pertes des liens diffus deviennent alors plus conséquentes comparées à celles des liens en visibilité directe.

1.5.2.3 Gain statique des liens par réflexion diffuse

Pour le calcul du gain statique du canal H_0 dans le cas d'un lien diffus, on doit considérer les effets des réflexions multiples par les différentes surfaces ou objets dans l'espace confiné. Un premier modèle classique présenté dans cette partie est un modèle à une seule réflexion avec un seul plan réflecteur¹¹ [10, 13, 27–30]. C'est un modèle très utilisé en première approche pour décrire le mécanisme de propagation diffus qui donne une expression analytique du gain statique du canal avec une bonne approximation. Afin de calculer plus précisément la valeur du gain

11. Ceiling bounce model

statique du canal, il existe d'autres méthodes basées sur la technique du lancer de rayons et permettant de tenir compte des propriétés de réflexion des différentes surfaces de l'environnement (murs, objets...) [21, 27, 31–37]. Cependant, ces méthodes nécessitent généralement des temps de calculs très importants. Dans la thèse nous utiliserons dans une première approche le modèle à une seule réflexion. Puis, pour analyser l'impact des réflexions multiples liées à l'environnement, nous utilisons un logiciel basé sur une méthode de lancer de rayons, développé dans le département SIC (Signal, Image et Communication, université de Poitiers) de XLIM [38].

1.5.2.3.1 Modèle à une seule réflexion

On considère le schéma de la figure 1.8. Dans ce schéma, le sol est considéré comme étant le plan réflecteur. On décompose l'analyse de la façon suivante :

On considère qu'un rayon émis par l'émetteur suit un trajet direct (voir le trajet d_1) jusqu'à un élément de surface dS du plan réflecteur. On considère que la source a un rayonnement de type Lambertien ($m = 1$) puisque comme décrit dans la partie précédente l'émetteur doit avoir une grande ouverture ($\phi_{1/2} = 60^\circ$).

Cet élément de surface du plan réflecteur est une surface rugueuse. Donc une partie de la puissance reçue depuis l'émetteur via le lien direct d_1 est diffusée (dP_S). En utilisant les relations 1.4 et 1.14, la puissance (dP_S) est obtenue par l'équation suivante :

$$\begin{aligned} dP_S &= \frac{m+1}{2\pi} \cos^m(\phi_i) \cos(\alpha_i) \frac{dS}{d_1^2} \times \rho \times P_t \\ &= \frac{1}{\pi} \times \frac{dS}{d_1^2} \times \rho \times \cos(\phi_i) \cos(\alpha_i) \end{aligned} \quad (1.18)$$

Où ρ est la réflectivité du plan réflecteur.

D'après la définition, la réflectivité d'une surface est le rapport entre la puissance incidente et la puissance réfléchie. On trouve dans la littérature, des valeurs de ρ pour différents types de

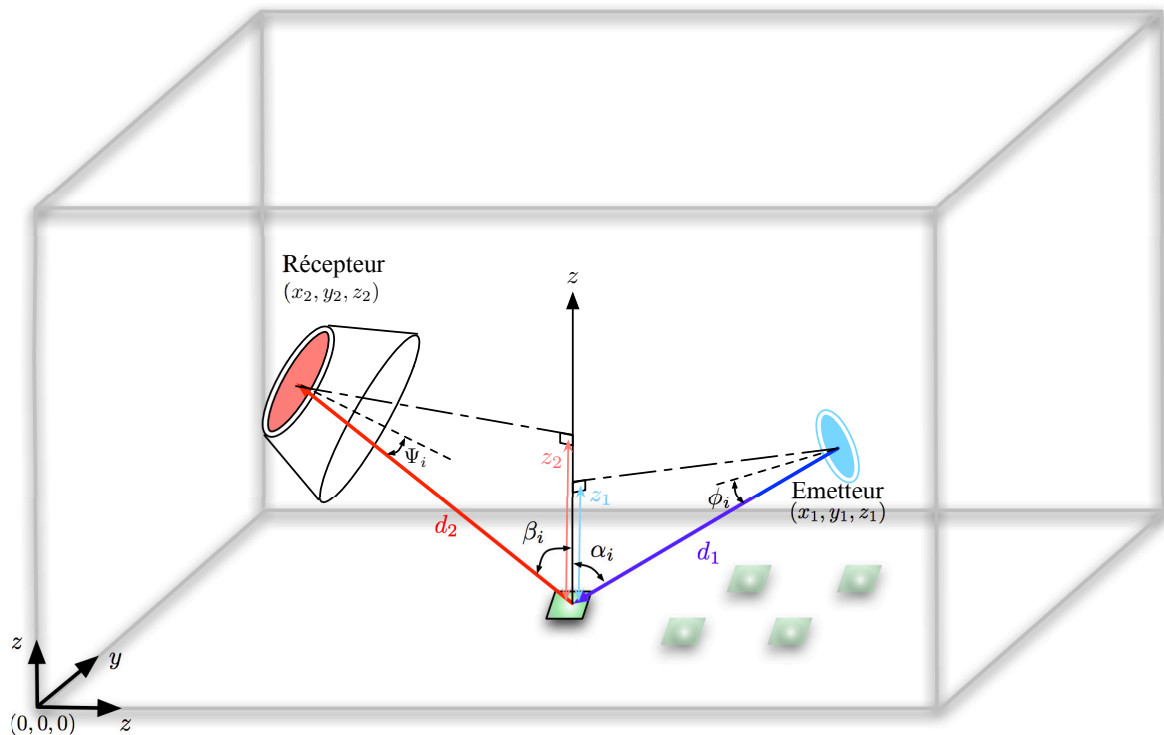


FIGURE 1.8 – Le lien diffus modélisé par un ensemble composé de deux liens en visibilité directe

matériaux en fonction de la longueur d'onde de la transmission. Par exemple sur une plage de longueur d'onde de 800 à 900 nm, pour un mur typique peint avec de la peinture en plastique, ρ est entre 0.6 et 0.9. Les matériaux plus clairs ont des valeurs de ρ plus petites [13, 26, 36, 39].

Suite à la réflexion diffuse, la puissance (dP_S) est diffusée dans de multiples directions. Parmi ces réflexions, une partie va arriver avec un lien direct d_2 au récepteur. On considère que la surface de réflexion a un rayonnement de type Lambertien d'ordre $m = 1$ (diagramme de rayonnement (1.6)). dP_r la puissance élémentaire reçue au niveau du récepteur s'obtient en utilisant les relations (1.18) et (1.14) de la façon suivante :

$$\begin{aligned}
dP_r &= dP_s \times \frac{A_{phy}}{\pi d_2^2} \cos(\beta_i) \cos(\Psi_i) \\
&= \frac{1}{\pi^2} \times \frac{A_{phy} dS}{d_1^2 d_2^2} \times \rho \times \cos(\phi_i) \cos(\alpha_i) \cos(\beta_i) \cos(\Psi_i) \times P_t
\end{aligned} \tag{1.19}$$

dP_r est la puissance élémentaire reçue issue d'un seul élément de la surface du plan réflecteur. Chaque élément du plan réflecteur contribue ainsi à la puissance totale reçue. Pour obtenir la puissance totale reçue au niveau du récepteur (P_r) il faut donc additionner les différentes contributions des éléments du plan réflecteur. En d'autres termes, il faut intégrer dP_r sur toute la surface du plan réflecteur ($\iint_{\substack{\text{surface du} \\ \text{plan réflecteur} \\ \text{(sol)}}} dS$). Cette puissance est exprimée par la relation suivante :

$$P_r = P_t \times \frac{1}{\pi^2} \iint_{\substack{\text{surface du} \\ \text{plan réflecteur} \\ \text{(sol)}}} \frac{A_{phy} \rho}{d_1^2 d_2^2} \times \cos(\phi_i) \cos(\alpha_i) \cos(\beta_i) \cos(\Psi_i) dS \tag{1.20}$$

On peut simplifier la relation (1.20). Supposons que l'émetteur et le récepteur se trouvent respectivement en coordonnées (x_1, y_1, z_1) et (x_2, y_2, z_2) dans un système de coordonnées cartésiennes (voir figure 1.8), on peut en déduire les relations suivantes :

$$\begin{aligned}
d_1 &= \left[(x - x_1)^2 + (y - y_1)^2 + z_1^2 \right]^{1/2} \\
d_2 &= \left[(x - x_2)^2 + (y - y_2)^2 + z_2^2 \right]^{1/2}
\end{aligned} \tag{1.21}$$

En se basant sur le schéma 1.8 on peut écrire que :

$$\cos(\alpha_i) = \frac{z_1}{d_1} \quad \text{et} \quad \cos(\beta_i) = \frac{z_2}{d_2} \tag{1.22}$$

En appliquant les relations précédentes sur la relation (1.20), on obtient :

$$P_r = P_t \times \frac{\rho A_{phy} z_1 z_2}{\pi^2} \iint_{\text{surface du plan réflecteur (sol)}} \frac{\cos(\phi_i) \cos(\Psi_i)}{d_1^3 d_2^3} dS \quad (1.23)$$

Dans le modèle à une seule réflexion avec un seul plan réflecteur, on peut supposer avec une bonne approximation que tout se passe comme si l'émetteur et le récepteur pointaient vers le plan réflecteur. D'un côté cela est logique puisque dans ce type de lien, le plan réflecteur joue le rôle principal et de plus, cela a l'intérêt de pouvoir simplifier l'expression (1.23). Dans ce cas en se basant sur le schéma 1.9, on peut écrire :

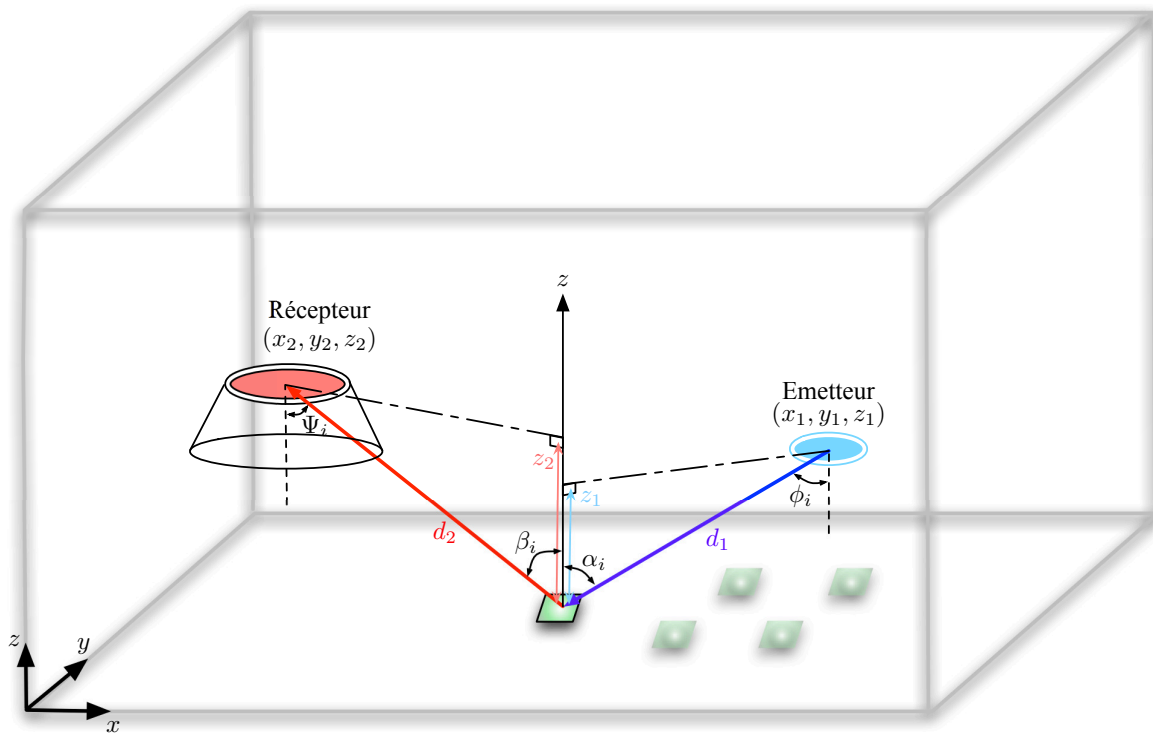


FIGURE 1.9 – Le lien diffus en supposant que l'émetteur et le récepteur pointent vers le plan réflecteur

$$\phi_i = \alpha_i \quad \text{et} \quad \Psi_i = \beta_i \quad (1.24)$$

$$\cos(\phi_i) = \frac{z_1}{d_1} \quad \text{et} \quad \cos(\Psi_i) = \frac{z_2}{d_2} \quad (1.25)$$

Ainsi la relation (1.23) se simplifie sous la forme suivante :

$$P_r = P_t \times \frac{\rho A_{phy} z_1^2 z_2^2}{\pi^2} \iint_{\substack{\text{surface du} \\ \text{plan réflecteur} \\ \text{(sol)}}} \frac{dS}{d_1^4 d_2^4} \quad (1.26)$$

Avec $dS = dx dy$ et en remplaçant d_1 et d_2 par leurs équivalents via la relation (1.21), on obtient :

$$P_r = P_t \times \frac{\rho A_{phy} z_1^2 z_2^2}{\pi^2} \iint_{\substack{\text{surface du} \\ \text{plan réflecteur} \\ \text{(sol)}}} \frac{dx dy}{\left[(x - x_1)^2 + (y - y_1)^2 + z_1^2 \right]^2 \left[(x - x_2)^2 + (y - y_2)^2 + z_2^2 \right]^2} \quad (1.27)$$

Et d'après la relation (1.4), le gain statique du canal H_0 suit la relation suivante :

$$H_0 = \frac{\rho A_{phy} z_1^2 z_2^2}{\pi^2} \iint_{\substack{\text{surface du} \\ \text{plan réflecteur} \\ \text{(sol)}}} \frac{dx dy}{\left[(x - x_1)^2 + (y - y_1)^2 + z_1^2 \right]^2 \left[(x - x_2)^2 + (y - y_2)^2 + z_2^2 \right]^2} \quad (1.28)$$

1.5.2.3.2 Modèle à plusieurs réflexions

Pour déterminer plus précisément le gain en fonction de l'environnement, il faut tenir compte des multiples réflexions sur les surfaces constituant cet environnement. Pour obtenir la somme de toutes les contributions des rayons réfléchis, on peut utiliser la méthode du lancer de rayons faisant appel à des techniques probabilistes de type méthode de Monte-Carlo, ou radiosité [4, 5, 9, 21, 27, 28, 34–36, 40] . Dans cette thèse, on exploite les résultats issus d'un logiciel

de lancer de rayons développé par le laboratoire SIC [38] et appelé RaPSor [41]. La méthode est basée sur le calcul de la puissance totale reçue en passant par l'équation d'illumination globale [42] aussi appelée équation du rendu. L'équation d'illumination globale est utilisée en infographie pour résoudre le problème de répartition de la lumière à travers une scène. Cette équation décrit les différentes interactions qui se produisent entre l'onde lumineuse émise par une source et les éléments constituant la scène. L'analogie entre cette problématique et celle de la communication optique sans fil en environnement indoor permet d'envisager l'utilisation de l'équation du rendu pour modéliser le canal optique sans fil.

Plusieurs méthodes numériques itératives permettent de résoudre l'équation du rendu. Le logiciel développé utilise la méthode de Monte Carlo associée au lancer de rayons. Le principe consiste à lancer un certain nombre de rayons dans des directions choisies aléatoirement dans un espace en trois dimensions. Le chemin de propagation de chaque rayon est calculé en faisant intervenir une combinaison des phénomènes physiques notamment les réflexions sur les surfaces de la scène. Au niveau de chaque point de réflexion, une nouvelle direction est choisie selon les propriétés physiques de la surface. Les rayons réfléchis peuvent arriver ensuite au récepteur ou rencontrer de nouveau les autres éléments de surfaces dans l'environnement et être réfléchis à nouveau, ainsi de suite pour au final arriver au niveau du récepteur suivant un trajet composé de multiples réflexions. En effet, le but de cette méthode consiste à trouver tous les chemins possibles entre l'émetteur et le récepteur en tenant compte d'un certain nombre de réflexions possibles par les différentes surfaces présentes dans l'environnement.

Le logiciel RaPSor utilise un modèle de réflexion Lambertien c'est-à-dire, il modélise des surfaces purement diffuses qui réfléchissent l'éclairage incident de manière égale dans toutes les directions. Ce logiciel est écrit en JAVA et afin de l'utiliser il faut avoir un fichier de configuration qui décrit tout l'environnement ainsi que les caractéristiques de l'émetteur et du récepteur (voir le fichier exemple en annexe A). On considère trois réflexions dans notre étude, parce qu'il a été démontré qu'à partir de trois réflexions, on a une estimation précise de la réponse impulsionnelle

du canal optique indoor. Cela a été vérifié dans le cadre de mesures expérimentales [34]. Le logiciel permet ainsi d'obtenir la réponse impulsionnelle du canal $h(t)$ ainsi que le gain H_0 .

Les résultats issus de RaPSor ont été comparés pour la scène A de Barry décrite dans [21]. Les réponses impulsionnelles obtenues avec RaPSor et dans [21] sont représentées respectivement sur les figures 1.10a et 1.10b. On peut vérifier que les résultats sont identiques, ce qui valide l'utilisation du logiciel pour les communications optiques sans fil en indoor.

Par la suite, nous utiliserons pour l'analyse des performances le gain calculé par le modèle à une seule réflexion et celui obtenu à partir de RaPSor.

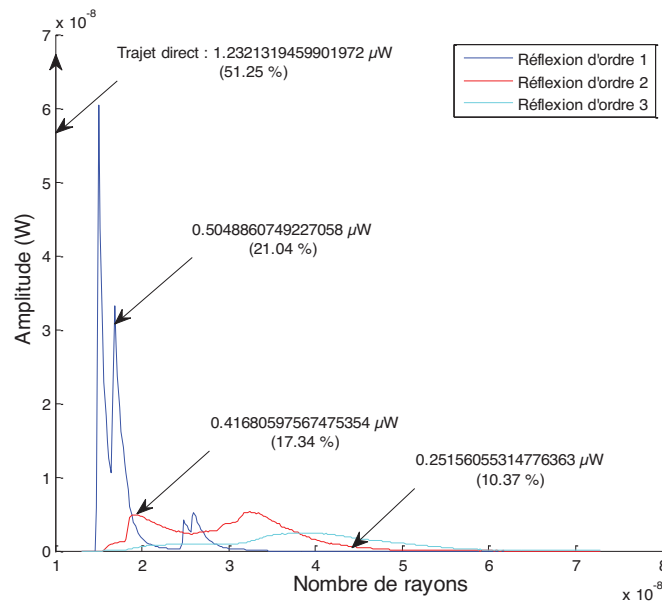
1.6 Les challenges en optique sans fil

On a vu précédemment que dans un système de communication optique, le photodétecteur en réception fournit un courant proportionnel à la puissance reçue. Donc le rapport signal sur bruit (SNR), est proportionnel au carré de la puissance optique moyenne au niveau du récepteur. Cependant, la puissance transmise est limitée par les réglementations pour la sécurité oculaire et par le bruit.

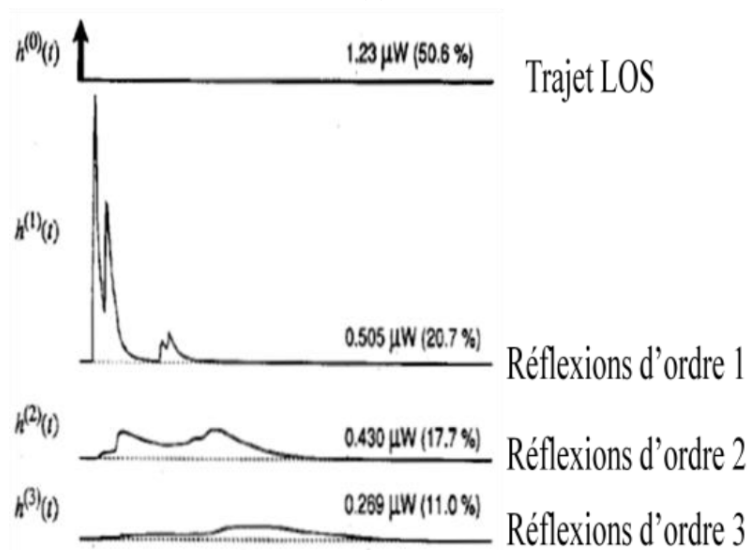
De plus, si on considère les interférences entre symboles liées aux trajets multiples lorsque la propagation est diffuse, les performances sont dégradées. Dans ce contexte, le challenge réside donc dans l'obtention d'un rapport signal à bruit suffisant pour obtenir les performances visées. Nous précisons dans la suite les considérations liées au choix des longueurs d'onde, à la sécurité oculaire et au canal optique multi trajets.

1.6.1 Les longueurs d'onde utilisées

La longueur d'onde (λ) utilisée pour les transmissions est un paramètre important à déterminer. Ce choix se fait en fonction de plusieurs paramètres techniques notamment les limites de puissance en émission, les composants déjà présents sur le marché et l'impact du bruit ambiant.



(a)



(b)

FIGURE 1.10 – (a) Réponse impulsionnelle du canal pour la scène A de Barry et (b) réponse impulsionnelle du canal obtenue par Barry dans [21]

Dans une transmission optique sans fil, il est possible d'utiliser des longueurs d'onde de 400 nm allant jusqu'à 2000 nm. En effet, pour des raisons biologiques, les transmissions basées

sur des radiations ultraviolettes avec $\lambda < 400$ nm sont hors de considération. Pour les longueurs d'onde supérieures à 2000 nm, il n'existe pas de composants (sources, récepteurs, ...) sur le marché.

Pour les liens infrarouges bas coût, on utilise les longueurs d'onde entre 780 nm et 950 nm . Mais, il est aussi très important de choisir la longueur d'onde en fonction des restrictions sur la puissance d'émission, c'est à dire en tenant compte des contraintes de sécurité oculaire.

1.6.2 Les contraintes liées aux sécurités oculaires

L'inconvénient des composants optiques entre 780 et 950 nm est le problème de sécurité oculaire lié aux rayonnements sur cette plage de longueurs d'onde. En effet, les rayonnements infrarouges peuvent passer à travers la cornée de l'œil humain et ainsi causer des dommages thermiques sur la rétine. En revanche, pour des longueurs d'onde supérieures à 1400 nm la cornée devient opaque au rayonnement . Néanmoins à ces longueurs d'ondes, les composants sont peu disponibles et très coûteux [13].

Les considérations pour la sécurité oculaire imposent donc des limitations sur la puissance optique émise par l'émetteur et limitent la couverture du système optique sans fil [7, 9, 11, 13, 16, 43]. Les standards pour la sécurité oculaire sont mis en place par l'IEC ¹². Les composants émetteurs sont classés par rapport à leur puissance d'émission en classe 1, 2, 3A et 3B. Les émetteurs infrarouges doivent ainsi respecter strictement la classe 1 du standard IEC qui fixe une limite d'Exposition Maximale Permise (EMP) ¹³. D'après ce standard, la puissance d'émission maximale permise d'un émetteur infrarouge dépend de la longueur d'onde de l'émetteur, de son semi-angle de puissance ($\phi_{1/2}$). De plus, le standard repose sur un calcul de puissance effectué à une distance de l'émetteur qui dépend de la taille ou diamètre de la source.

Ces standards définissent par exemple l'intensité maximale rayonnée pour un émetteur

12. International Electro-technical Commission

13. Allowable Exposure Limit (AEL)

Lambertien à une longueur d'onde de 875 nm, avec un diamètre de 1 mm à 95.5 (mW/sr) [43].

A partir de cette intensité maximale rayonnée, il est possible de calculer la puissance maximale d'émission pour les émetteurs ayant différents semi angles de puissance $\phi_{1/2}$.

Considérons par exemple le cas d'un émetteur Lambertien à une longueur d'onde de 875 nm, avec un diamètre de 1 mm et un semi-angle de puissance de 60° . Cet émetteur correspond à un émetteur Lambertien ($m = 1$) pour les liens nécessitant des grandes ouvertures comme dans le cas des liens diffus ou des liens en visibilité directe non suivi. L'intensité rayonnée pour un émetteur Lambertien généralisé est obtenue par la relation (1.7). En ce basant sur cette équation, on peut noter que l'intensité maximale rayonnée est obtenue pour un $\phi = 0$. Donc l'intensité maximale rayonnée satisfait la relation suivante :

$$\begin{aligned}
 I_{s_{max}} &= P_{t_{max}} \Big|_{m=1} \times R_0(\phi = 0) \Big|_{m=1} \\
 &= P_{t_{max}} \Big|_{m=1} \times \frac{m+1}{2\pi} \Big|_{m=1} \\
 &= P_{t_{max}} \Big|_{m=1} \times \frac{1}{\pi} \\
 &= 95.5 \text{ (mW/sr)}
 \end{aligned} \tag{1.29}$$

A partir de cette relation, on peut calculer la puissance maximale émise pour l'émetteur Lambertien avec $\phi_{1/2} = 60^\circ$ et donc $P_{t_{max}} \approx 300$ (mW).

Prenons le cas d'un autre émetteur à une longueur d'onde de 875 nm, avec un diamètre de 1 mm, mais un semi-angle de puissance de 15° . Cet émetteur peut être utilisé dans le cas des liens en visibilité directe avec un système de suivi complet ou avec un système de semi-suivi puisque $\phi_{1/2}$ est petit.

L'équation 1.10 montre que $\phi_{1/2} = 15^\circ$ correspond à un émetteur Lambertien généralisé d'ordre $m = 20$. A partir de $I_{s_{max}} = 95.5$ (mW/sr), en adaptant la relation (1.29) à un émetteur Lambertien généralisé d'ordre $m = 20$, la puissance maximale permise pour cet émetteur

satisfait :

$$\begin{aligned}
 I_{s_{max}} &= P_{t_{max}} \Big|_{m=20} \times R_0(\phi = 0) \Big|_{m=20} \\
 &= P_{t_{max}} \Big|_{m=20} \times \frac{m+1}{2\pi} \Big|_{m=20} \\
 &= P_{t_{max}} \Big|_{m=20} \times \frac{21}{2\pi} \\
 &= 95.5 \text{ (mW/sr)}
 \end{aligned} \tag{1.30}$$

Ainsi pour cet émetteur $P_{t_{max}} \approx 28 \text{ mW}$.

Ces deux valeurs de puissance maximale permise de $P_{t_{max}} \approx 300 \text{ (mW)}$ et $P_{t_{max}} \approx 28 \text{ (mW)}$ concernant respectivement les émetteurs avec $\phi_{1/2} = 60^\circ$ et $\phi_{1/2} = 15^\circ$ sont des valeurs limites importantes. Elles montrent que dans le design des systèmes et l'analyse des performances, il est impossible de considérer des puissances plus élevées afin de respecter les standards de sécurité oculaires [7, 13, 43].

1.6.3 Caractéristiques multi trajets du canal dans un rayonnement diffus

La dispersion du canal liée à la propagation multi trajets est l'un des paramètres importants dans un système de communication optique sans fil en milieu confiné. Le phénomène multi trajets apparait quand le signal transmis suit plusieurs chemins jusqu'au récepteur. Ceci est lié à des réflexions sur les murs, le plafond et d'autres objets.

Ce phénomène peut créer des interférences entre symboles (IES). Les liens diffus sont plus susceptibles d'être perturbés par les effets multi trajets que les liens en visibilité directe. De plus, plus le débit est élevé, plus les interférences entre symboles sont dégradantes pour les performances. Il a été démontré par Kahn et Barry dans [21] et [36] que les liens en diffus ayant des débits d'information jusqu'à 10Mbps ne sont pas impactés par le phénomène d'IES lié aux trajets multiples.

Plusieurs techniques bien connues en communications numériques peuvent être utilisées

pour réduire l'impact des multi trajets. Le choix de la modulation est un point clé pour essayer de limiter les effets de ce phénomène [9, 21, 35, 36].

1.7 Les modulations en optique sans fil

Il existe plusieurs types de modulation pour les communications optiques sans fil basées sur une modulation d'intensité et démodulation directe (IM/DD¹⁴). Toutes ces techniques de modulation s'appuient sur le fait que le signal transmis est une puissance optique. La technique la plus simple est la modulation OOK¹⁵. Il existe aussi des modulations à plusieurs niveaux (L-PPM)¹⁶. Le choix d'une technique de modulation est un des points importants dans le design d'un système de communication. Ce choix est un compromis entre plusieurs facteurs à prendre en compte parmi les facteurs suivants [12, 13, 44] :

- Efficacité en terme de puissance transmise : puisque la puissance d'émission est limitée par les contraintes de sécurité oculaire, Il est important de choisir une modulation efficace en terme de puissance d'émission afin d'atteindre les performances visées avec une puissance minimale. Ceci devient d'autant plus important quand l'émetteur est mobile et auto alimenté comme dans notre application.
- Efficacité spectrale : malgré le fait que les communications optiques sans fils disposent d'une bande passante quasi illimitée, il existe d'autres facteurs qui peuvent limiter la bande passante (comme la bande passante du photo détecteur et les limitations dues aux propagations multi-trajets dans le cas des liens diffus). Ainsi, le choix d'une modulation efficace spectralement devient nécessaire.
- Autres facteurs : le coût et la complexité du système surtout au niveau du récepteur, la robustesse de la modulation par rapport à diverses sources de bruit présentes dans

14. Intensity Modulation / Direct Detection

15. On-Off Keying modulation

16. L order Pulse Position Modulation

l'environnement.

La figure 1.11 illustre les principaux types de modulation en communications optiques sans fils en termes d'efficacité de puissance d'émission et d'efficacité spectrale. L'efficacité spectrale est obtenue en divisant la bande passante occupée par le signal par la bande passante dans le cas de la modulation OOK-NRZ (débit binaire). l'efficacité de puissance d'émission est obtenue en divisant le minimum de puissance requise pour atteindre une performance avec la puissance requise pour la modulation OOK-NRZ. On peut constater sur la figure 1.11 que les modulations OOK-RZ et PPM-L sont plus efficaces en terme de puissance d'émission par rapport à la modulation OOK-NRZ. Cela réduit le coût de l'émetteur et du récepteur et augmente l'autonomie dans le cas des dispositifs auto-alimentés [9]. En contrepartie, la bande passante occupée est augmentée et donc les performances sont plus sensibles aux distortions multi-trajets [9]. Les modulations DPPM-L et DPIM-L présentent un compromis entre l'efficacité en termes de puissance d'émission et l'efficacité spectrale .

1.7.1 Modulation OOK (On-Off Keying)

La modulation OOK¹⁷ est la modulation la plus simple parmi les différentes techniques de modulation pour les communications optiques sans fil [7, 9, 11–13, 20, 36, 44–46, 48]. C'est une modulation binaire constituée de deux symboles et elle offre un bon compromis entre la puissance d'émission nécessaire et la largeur de bande requise (voir figure 1.11). Elle est la plus simple des modulations à implémenter sur l'émetteur et le récepteur [9]. Comme la modulation OOK est la modulation qui occupe le minimum de bande passante, elle est surtout utile dans des canaux subissant des trajets multiples (à cause de l'étalement temporel de la réponse impulsionnelle du canal) [9]. Les signaux des deux principales techniques de la modulation OOK sont représentés sur la figure 1.12 :

17. On-Off Keying

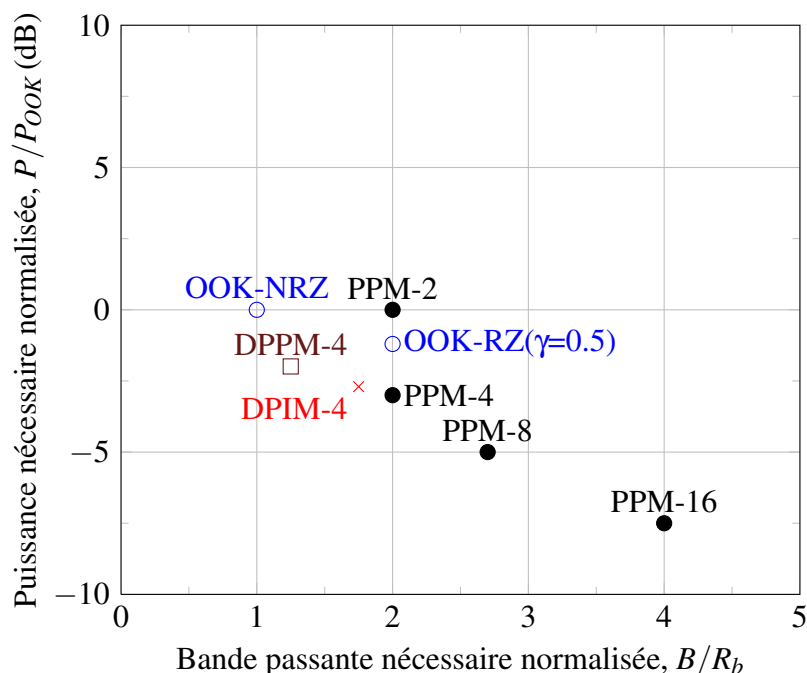


FIGURE 1.11 – Puissance nécessaire d’émission en fonction de la bande passante nécessaire pour les modulations optiques sans fil [13, 45–47]

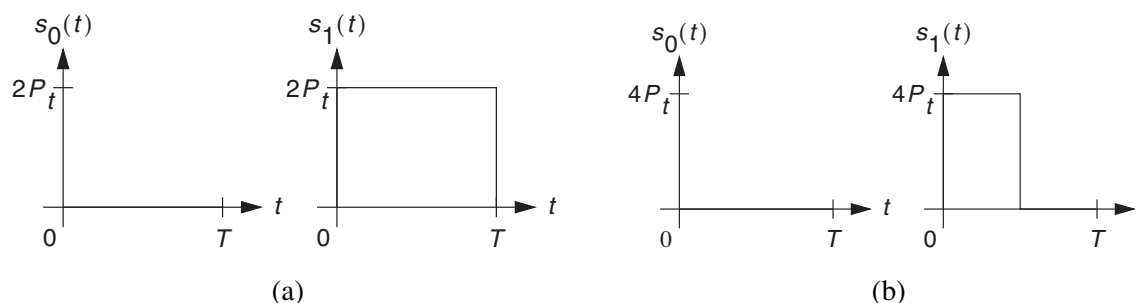


FIGURE 1.12 – Signaux OOK NRZ (a) et RZ avec $\gamma = 1/2$ (b)

1.7.1.1 Modulation OOK-NRZ (OOK Non Return to Zero)

Cette technique de la modulation OOK est la plus simple et la plus utilisée. L’émetteur code le bit “1” sous la forme d’une impulsion rectangulaire avec une intensité $2P_t$ de durée T où P_t est la puissance moyenne transmise et $R_b = \frac{1}{T}$ est le débit binaire. L’absence d’une impulsion

représente un bit “0” (voir figure 1.12a). Donc la modulation est constituée de deux symboles équiprobables $S_i(t)$ avec $i \in \{0, 1\}$ exprimés par la relation suivante [12] :

$$S_i(t) = 2P_t \text{rect}\left(\frac{t}{T}\right) i \quad (1.31)$$

et ainsi le signal optique $X(t)$ (voir la relation (1.1)) dans le cas de cette modulation est obtenu par l'équation suivante :

$$X(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} S_i(t - nT) \quad (1.32)$$

Il faut noter sur la figure 1.12a et l'équation (1.32) que l'amplitude du signal est 0 ou $2P_t$. La bande passante du signal modulé est équivalente au débit binaire $B = R_b$ et donc le rapport signal à bruit SNR peut être obtenu par la relation suivante [9, 13, 49] :

$$\begin{aligned} \text{SNR} &= \frac{\left(\frac{1}{2}0^2 + \frac{1}{2}(2P_t)^2\right) S^2 H_0^2}{BN_0} \\ &= \frac{2P_t^2 S^2 H_0^2}{R_b N_0} \end{aligned} \quad (1.33)$$

Le Taux d'Erreurs Binaires (TEB) en fonction du SNR peut être calculé par [7, 9, 45, 48, 50] :

$$\begin{aligned} \text{TEB}(\text{SNR}) &= Q\left(\sqrt{\text{SNR}}\right) \\ &= \frac{1}{2} \text{erfc}\left(\sqrt{\frac{\text{SNR}}{2}}\right) \end{aligned} \quad (1.34)$$

Où Q (la fonction de Marcum) et erfc sont définis par $Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{\infty} \exp\left(-\frac{u^2}{2}\right) du = \frac{1}{2} \text{erfc}\left(\frac{x}{\sqrt{2}}\right)$. cette fonction est tracée sur la figure 1.13.

1.7.1.2 Modulation OOK-RZ (OOK Return to Zero)

Cette technique de modulation OOK est un autre type de la modulation OOK. La différence avec la modulation OOK-RZ se situe au niveau de l'impulsion rectangulaire représentant le

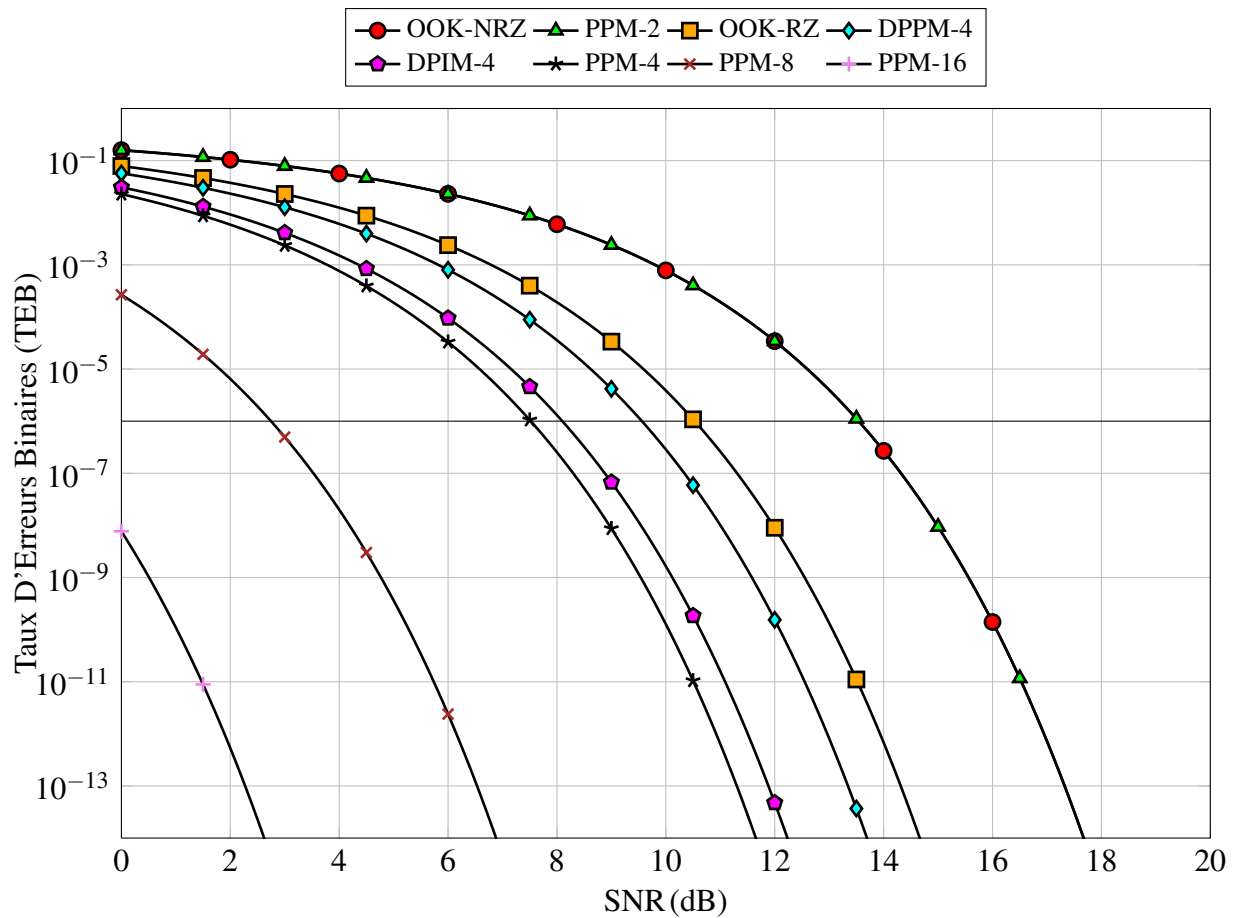


FIGURE 1.13 – Taux d’Erreurs Binaires (TEB) en fonction de SNR pour les modulations en optique sans fil

bit “1”. La durée de cette impulsion (T_c temps chip) est inférieure au temps bit $T = \frac{1}{R_b}$ avec un rapport $T_c = \frac{1}{\gamma}T$ où $0 \leq \gamma < 1$ est le rapport cyclique. Dans le cas de cette modulation en supposant $\gamma = 0.5$, les symboles $S_i(t)$ ont pour expression [12] :

$$S_i(t) = 4P_t \text{rect}\left(\frac{2t}{T}\right) i \quad (1.35)$$

Et donc l'intensité optique en entrée $X(t)$ s'écrira sous la forme suivante

$$X(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} S_i(t - nT) \quad (1.36)$$

ces symboles sont représentés sur la figure 1.12b. Il faut noter que pour cette technique de modulation, la puissance émise nécessaire est $\sqrt{\gamma} \times$ inférieure comparée au cas de la modulation OOK-NRZ, mais la bande passante nécessaire est $\frac{1}{\gamma} \times$ plus importante ($B = \frac{R_b}{\gamma}$) [7, 13, 45, 46]. Le TEB pour cette modulation en fonction du SNR défini dans l'expression (1.33) peut être calculé par la relation suivante et est illustré sur la figure 1.13 [7, 9, 45, 48].

$$\begin{aligned} \text{TEB}(\text{SNR}) &= Q\left(\sqrt{\frac{\text{SNR}}{\gamma}}\right) \\ &= \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{\text{SNR}}{2\gamma}}\right) \end{aligned} \quad (1.37)$$

1.7.2 Modulation PPM (Pulse-Position Modulation)

La modulation PPM¹⁸ avec L niveaux (PPM-L) est considérée comme la meilleure technique de modulation pour les systèmes de communications (IM/DD) lorsque la puissance émise est limitée [7, 9, 11–13, 20, 44, 45, 47, 48]. La norme IEEE 802.11 est basée sur cette technique de modulation en employant une modulation PPM-4 avec un débit binaire de 4 Mbps. La famille de modulation PPM-L utilise deux niveaux d'intensité distincts (0 et $L \cdot P_i$). Chaque intervalle de symboles est divisé en L sous intervalles (ou chips). Le rapport entre le temps chip et le temps bit est donné par $T_c = \frac{1}{L}T$. L'information est transmise en envoyant une intensité dans l'un de ces sous intervalles. Ainsi, pour une modulation PPM-L, les symboles $S_i(t)$ avec $i \in \{0, 1, \dots, L-1\}$ sont définis par la relation suivante [12] :

18. Pulse Position Modulation

$$S_i(t) = LP_t \text{rect} \left(\frac{t - (iT/L)}{T/L} \right) \quad (1.38)$$

Les figures 1.14a et 1.14b illustrent ces symboles pour respectivement une modulation PPM-2 et PPM-4. Ainsi l'intensité du signal $X(t)$ s'exprime sous la forme suivante :

$$X(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} S_i(t - nT) \quad (1.39)$$

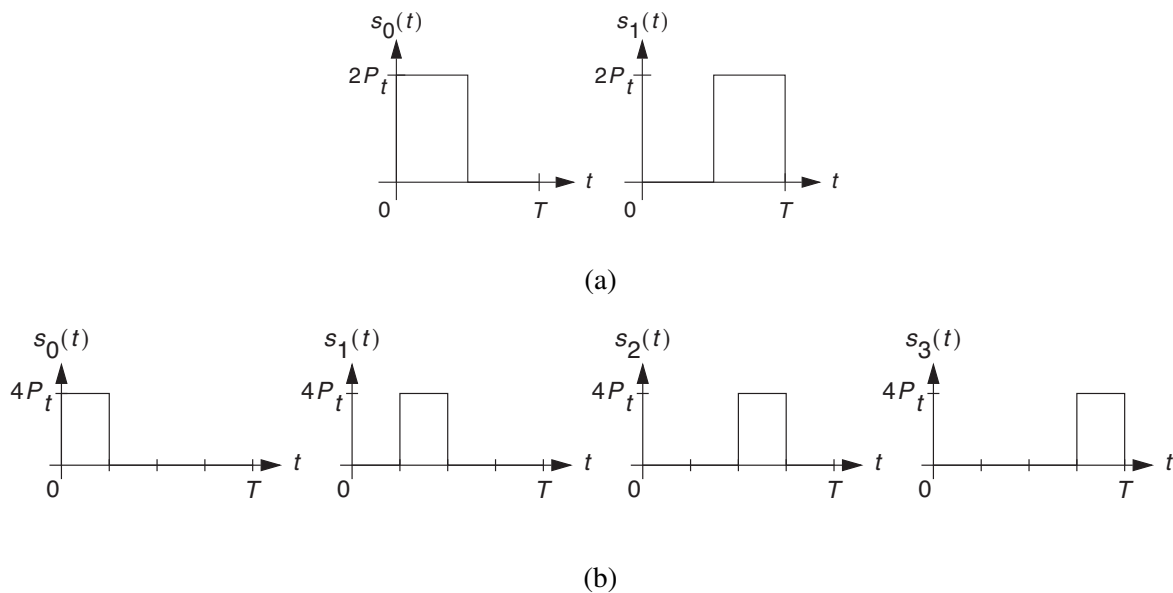


FIGURE 1.14 – Signaux PPM-2 (a) et PPM-4 (b)

La modulation PPM-L offre une efficacité en terme de puissance émise par rapport à une modulation OOK-NRZ. En effet la puissance émise nécessaire est $\sqrt{\frac{1}{2}L \log_2(L)}$ inférieure à celle de la modulation OOK-NRZ. Donc, plus l'ordre de la modulation L augmente, plus la puissance transmise nécessaire pour atteindre une qualité de service diminue [51]. En contrepartie la bande passante occupée par le signal modulé augmente d'un rapport de $\frac{L}{\log_2(L)}$ et donc $B =$

$\frac{L}{\log_2(L)} R_b$ [7, 13, 45, 47, 50, 52]. Comme la bande passante occupée augmente, cette modulation est plus sensible aux interférences entre symboles induites par les trajets multiples. Il y a donc un compromis entre efficacité et résistance aux interférences. Il faut noter que dans le cas $L = 2$, la bande passante occupée est égale à celle de la modulation OOK-RZ avec $\gamma = 0.5$ mais l'efficacité en terme de puissance émise est inférieure (voir la figure 1.11). Donc la PPM-2 n'est pas utilisée au profit de la OOK-RZ avec $\gamma = 0.5$ qui est plus efficace.

Le TEB en fonction du SNR pour une modulation PPM-L est calculé par la relation suivante [7, 9, 45, 48, 50, 52] :

$$\begin{aligned} \text{TEB}_{\text{PPM-L}}(\text{SNR}) &= Q\left(\sqrt{\frac{1}{2} L \log_2(L) \text{SNR}}\right) \\ &= \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{1}{4} L \log_2(L) \text{SNR}}\right) \end{aligned} \quad (1.40)$$

Cette équation est illustrée sur la figure 1.13 Pour des valeurs de $L = 2, 4, 8$ et 16 .

Un compromis entre l'efficacité en termes de puissance d'émission et la bande passante occupée consiste à utiliser des modulation DPPM-L et DPIM-L qui sont présentés par la suite.

1.7.3 Modulation DPPM (Differential Pulse-Position Modulation)

Le principe de la DPPM-L est basé sur la technique de la modulation PPM-L, en supprimant les intervalles de "0" qui suivent les intervalles de "1". Donc, la longueur des symboles DPPM-L est variable. Le rapport entre le temps chip et le temps bit est $T_c = \frac{2}{L+1} T$ [7, 13, 44, 46]. Les signaux de cette modulation pour $L = 4$ sont illustrés sur la figure 1.15. L'intensité du signal $X(t)$ pour cette modulation s'exprime par :

$$X(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \frac{L+3}{2} P_t a_n(t - nT_c) \quad (1.41)$$

Où a_n sont des “0” ou des “1” en fonction des symboles qui se suivent.

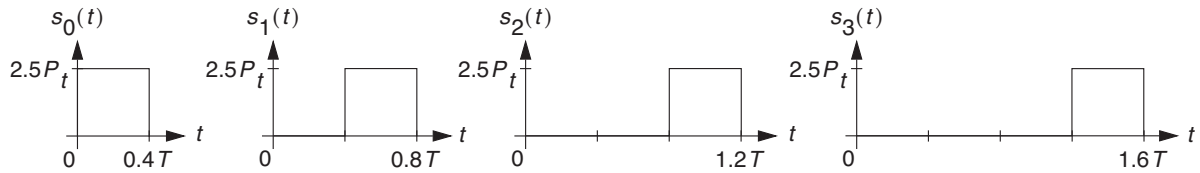


FIGURE 1.15 – Signaux DPPM-4

En supprimant les intervalles, il est possible d’augmenter l’efficacité en terme de puissance émise et de diminuer simultanément l’occupation de la bande passante. De plus, la synchronisation des symboles devient simple, puisque il y a toujours une impulsion à la fin d’un symbole. La bande passante est obtenue par $B = \frac{L+1}{2\log_2(L)}$. La puissance émise nécessaire dans le cas de cette modulation est $\sqrt{\frac{1}{4}(L+1)\log_2(L)}$ inférieure à la modulation OOK-NRZ [7, 13, 46].

Le TEB en fonction du SNR pour cette modulation est obtenue par la relation suivante [7, 44] :

$$\begin{aligned} \text{TEB}_{\text{DPPM-L}}(\text{SNR}) &= Q\left(\sqrt{\frac{1}{4}(L+1)\log_2(L)\text{SNR}}\right) \\ &= \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{1}{8}(L+1)\log_2(L)\text{SNR}}\right) \end{aligned} \quad (1.42)$$

Cette équation est tracée sur la figure 1.13 pour une modulation DPPM-4.

1.7.4 Modulation DPIM (Digital Pulse-Interval Modulation)

La technique DPIM-L offre une efficacité supérieure de transmission en éliminant tout les intervalles de temps inutiles dans chaque symbole. Chaque symbole $S_i(t)$ commence par un “1” suivi par $i \in \{0, 1, \dots, L-1\}$ intervalles de “0” et se termine par un “0” de garde. Ainsi, comme dans le cas d’une modulation DPPM-L, la durée des symboles est variable. De plus, elle ne

nécessite pas de synchronisation puisque chaque symbole commence par une impulsion. La durée d'un temps chip dans le cas de cette modulation est obtenue par $T_c = \frac{2}{L+3} T$ [7, 44, 45, 48, 49]. Les symboles d'une modulation DPIM-4 sont représentés sur la figure 1.16. L'intensité du signal $X(t)$ est exprimée par la relation suivante :

$$X(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \frac{L+3}{2} P_t a_n(t - nT_c) \quad (1.43)$$

Où a_n sont des "0" ou des "1" en fonction des symboles qui se suivent.

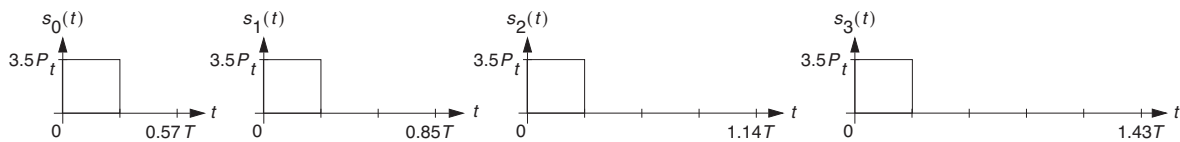


FIGURE 1.16 – Signaux DPIM-4

La bande passante est obtenue par $B = \frac{L+3}{2 \log_2(L)}$. La puissance émise nécessaire dans le cas de cette modulation est $\sqrt{\frac{1}{4}(L+3) \log_2(L)}$ inférieure à la modulation OOK-NRZ [7, 45, 48]. comparée à la modulation DPPM-L, cette modulation est plus efficace en terme de puissance émise et moins efficace en terme de bande passante occupée (voir figure 1.11).

Le TEB en fonction du SNR pour cette modulation est obtenue par la relation suivante [7, 45, 48] :

$$\begin{aligned} \text{TEB}_{\text{DPIM-L}}(\text{SNR}) &= Q \left(\sqrt{\frac{1}{4}(L+3) \log_2(L) \text{SNR}} \right) \\ &= \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{1}{8}(L+3) \log_2(L) \text{SNR}} \right) \end{aligned} \quad (1.44)$$

Cette équation est illustrée sur la figure 1.13 pour une modulation DPIM-4.

Le tableau 1.2 résume les différents types de modulations employées pour les communications

en optique sans fils ainsi que les SNR requis pour atteindre des performances en TEB de 10^{-3} , 10^{-6} et 10^{-9} .

Modulation	Valeur de SNR pour un TEB=10^{-3}	Valeur de SNR pour un TEB=10^{-6}	Valeur de SNR pour un TEB=10^{-9}
OOK-NRZ	9.8 dB	13.54 dB	15.6 dB
OOK-RZ	6.79 dB	10.53 dB	12.54 dB
PPM-2	9.8 dB	13.54 dB	15.6 dB
PPM-4	3.78 dB	7.52 dB	9.54 dB
PPM-8	-0.99 dB	2.75 dB	4.77 dB
PPM-16	-5.25 dB	-1.51 dB	0.51 dB
DPPM-4	5.82 dB	9.56 dB	11.58 dB
DPIM-4	4.36 dB	8.1 dB	10.12 dB

TABLE 1.2 – Les valeurs de SNR correspondant à des valeurs de TEB de 10^{-3} , 10^{-6} et 10^{-9} pour les modulations présentées

On peut vérifier ainsi que quel que soit le TEB visé, l'écart en SNR entre les différentes modulations reste constant. Pour des raisons de simplicité nous étudions par la suite les performances de la modulation la plus basique c'est à dire la OOK-NRZ ainsi que celles de la modulation PPM-4.

1.8 Résumé – Conclusion

Dans le contexte de la thèse nous étudions un lien de communication optique sans fil dans le domaine du proche infrarouge puisque dans ce domaine les composants sont disponibles et peu coûteux. On considère la longueur d'onde de 875 nm.

Pour cette longueur d'onde et en tenant compte des contraintes de sécurité oculaire, on a déterminé les puissances maximales autorisées en milieu confiné pour différents scénarios correspondant aux deux principaux mécanismes de propagation en optique sans fil : propagation en visibilité directe ou par réflexion diffuse.

Dans chaque cas, les caractéristiques de l'émission (ordre de rayonnement) et une expression analytique du gain statique ont été définis (voir tableau 1.3).

Elément	Catégorie	Paramètre	Valeur
Chaîne de communication	-	Longueur d'onde (λ)	875 nm
Emetteur	LOS avec suivi complet	ordre de rayonnement Lambertien	$m = 20$ ($\phi_{1/2} = 15^\circ$)
		Gain statique du canal H_0	équation (1.15)
		Puissance maximale permise P_{tmax}	28 mW
	LOS avec semi-suivi	ordre de rayonnement Lambertien	$m = 20$ ($\phi_{1/2} = 15^\circ$)
		Gain statique du canal H_0	équation (1.16)
		Puissance maximale permise P_{tmax}	28 mW
	LOS non-suivi	ordre de rayonnement Lambertien	$m = 1$ ($\phi_{1/2} = 60^\circ$)
		Gain statique du canal H_0	(1.14)
		Puissance maximale permise P_{tmax}	300 mW
	Diffus	ordre de rayonnement Lambertien	$m = 1$ ($\phi_{1/2} = 60^\circ$)
		Gain statique du canal H_0	équation (1.28) pour la méthode à une réflexion et RaPSor pour la méthode de lancer de rayons
		Puissance maximale permise P_{tmax}	300 mW

TABLE 1.3 – Résumé des paramètres utilisés dans cette étude

De plus on considère pour la suite de l'étude un récepteur caractérisé par :

- une sensibilité de $S = 0.55$ A/W.

- une surface physique de 1 cm^2 .
- Un champ de vision de 70° .

D'autre part la lumière ambiante est supposée être prépondérante par rapport aux autres sources de bruit et on modélisera cette perturbation par un bruit AWGN de densité spectrale de puissance unilatérale $N_0 = 6.4 \times 10^{-23} \text{ W/Hz}$.

Pour le choix de la modulation, nous considérerons les deux types de modulations les plus utilisées, c'est à dire les modulations OOK-NRZ et PPM-4.

Chapitre 2 :

Étude du canal optique sans fil mobile en milieu confiné

2.1 Introduction

L'environnement étudié dans le cadre des travaux de cette thèse est un espace confiné en forme de parallélépipède correspondant à une chambre typique d'hôpital. L'espace sera considéré vide et ses dimensions sont de 3 m en longueur, 4 m en largeur et 2.5 m en hauteur, ce qui correspond aux dimensions typiques d'une chambre d'hôpital. Dans cet environnement on considère que le patient à surveiller peut se déplacer dans un volume donné. De plus, le patient est équipé de capteurs physiologiques couplés à un émetteur optique positionné à un endroit défini sur le corps du patient par ses coordonnées (x_1, y_1, z_1) (voir figure 2.1). Dans cette étude on ne considère pas l'impact du corps du patient sur les performances de la transmission. Le récepteur optique sans fil est fixe et placé au milieu du plafond. Ses coordonnées sont donc $(x_2 = 1.5 \text{ m}, y_2 = 2 \text{ m}, z_2 = 2.5 \text{ m})$.

Afin d'effectuer le suivi des paramètres vitaux des patients, il faut connaître le débit d'information nécessaire pour transmettre les différents paramètres physiologiques. D'après plusieurs études (comme [53]) les débits d'informations des principaux paramètres physiologiques sont présentés sur le tableau 2.1 suivant :

Paramètre physiologique	Taux binaire requis
La température corporelle	0.0024 bps
La pression artérielle non invasive	1.44 Kbps
La pression artérielle invasive	1.2 Kbps
La pression artérielle pulmonaire	1.2 Kbps
La pression veineuse centrale	1.2 Kbps
Glucose	0.01 - 10 Kbps
Photopléthysmographie (SpO ₂)	0.01 - 10 Kbps
L'électro-encéphalographie	10 - 200 Kbps
L'électrocardiographie	10 - 200 Kbps
L'électromyogramme	10 - 500 Kbps

TABLE 2.1 – Les taux binaires requises pour la mesure des différents paramètres physiologiques

Comme on peut le constater sur le tableau 2.1, le débit maximal d'information requis pour effectuer le suivi des données physiologiques est toujours inférieur à 500 Kbps. C'est pour cela que dans cette étude, nous considérerons un débit de 500 Kbps pour analyser les performances théoriques de la technologie optique sans fil étudiée.

Dans le chapitre précédent, le gain statique du canal H_0 et la réponse impulsionnelle du canal $h(t)$ ont été présentés pour un lien en optique sans fil en indoor dans le cas des liens en visibilité directes en en diffus, mais pour un canal stationnaire. Dans cette partie, nous étudions l'impact de la mobilité sur H_0 et $h(t)$. Nous décrivons différents modèles utilisés pour traduire la mobilité et nous analysons les conséquences en fonction des différents scénarios étudiés.

2.2 Mobilité et impact sur la réponse impulsionnelle

L'émetteur est placé sur le patient qui est mobile à l'intérieur de la pièce. Étant donné que la pièce est considérée vide, le patient peut donc être mobile tout au long de l'axe x (0 à 3 m), y (0 à 4 m) et on suppose dans cette étude que la mobilité en z est limitée en hauteur à 1.50 m. Le volume de mobilité étudié est représenté en gris sur la figure 2.1. Cette hypothèse peut correspondre au cas où l'émetteur est placé au niveau de la ceinture du patient. De plus, comme la mobilité est envisagée dans tout le volume cela signifie qu'on étudie les performances même dans des cas extrêmes comme par exemple le cas où le patient se trouve sur le sol ($z = 0$).

La mobilité de l'émetteur due à la mobilité du patient change donc sa position de manière aléatoire dans la pièce et donc la distance entre l'émetteur et le récepteur varie également aléatoirement. Comme H_0 et $h(t)$ dépendent essentiellement de la position et de la distance, cela entraîne des variations pour H_0 et $h(t)$.

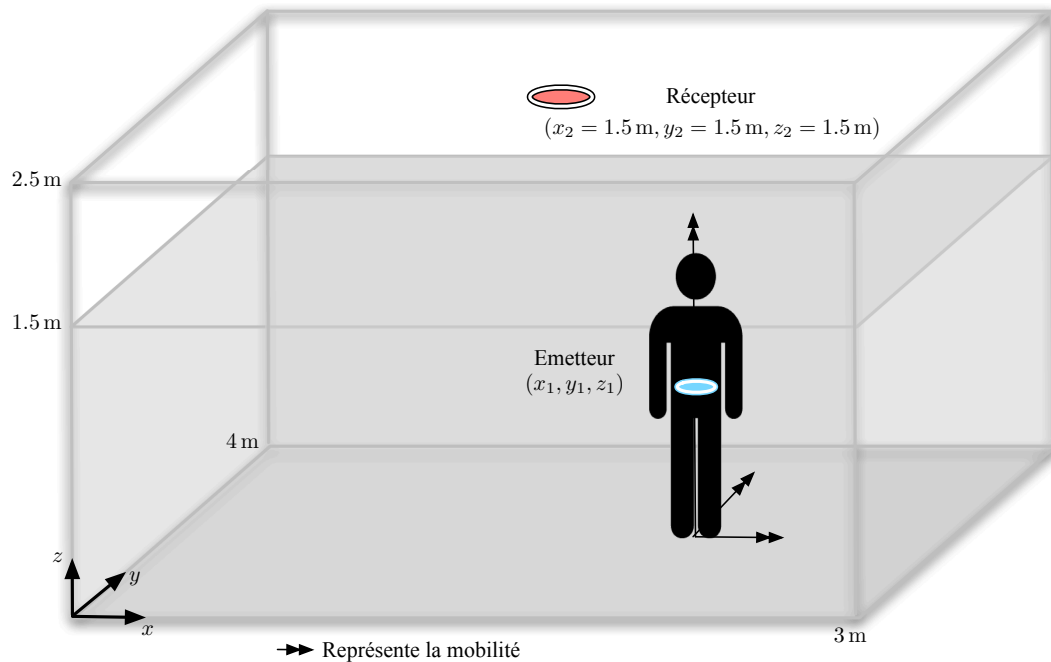


FIGURE 2.1 – Espace confiné

2.2.1 Cas des liens en visibilité directe

Dans le chapitre 1, dans la partie 1.5.1, nous avons présenté un lien en visibilité directe général (voir figure 1.5) et calculé le gain statique du canal H_0 dans ce cas par la relation suivante :

$$H_0 = \begin{cases} \frac{A_{phy}}{d^2} \times \frac{(m+1)}{2\pi} \cos^m \phi \cdot \cos \Psi & 0 \leq \Psi \leq \text{FOV} \\ 0 & \text{autrement} \end{cases} \quad (2.1)$$

Nous représentons le même lien en plaçant l'émetteur et le récepteur dans l'environnement de notre étude. La figure 2.2 représente cette configuration. On peut noter sur cette figure qu'avec la mobilité de l'émetteur placé sur le patient, d , la distance entre l'émetteur et le récepteur varie ainsi que les angles ϕ et Ψ qui sont relatifs aux positions et orientations de l'émetteur et du récepteur (termes en [bleu](#) dans l'équation (2.1)). On peut écrire la relation entre d et les

coordonnées de l'émetteur et du récepteur de façon suivante :

$$d = \sqrt{(x_2 - x_1)^2 + (y_2 - y_1)^2 + (z_2 - z_1)^2} \quad (2.2)$$

On peut déduire ainsi qu'avec la mobilité, H_0 varie et d'après la relation (1.5) $h(t)$ varie aussi.

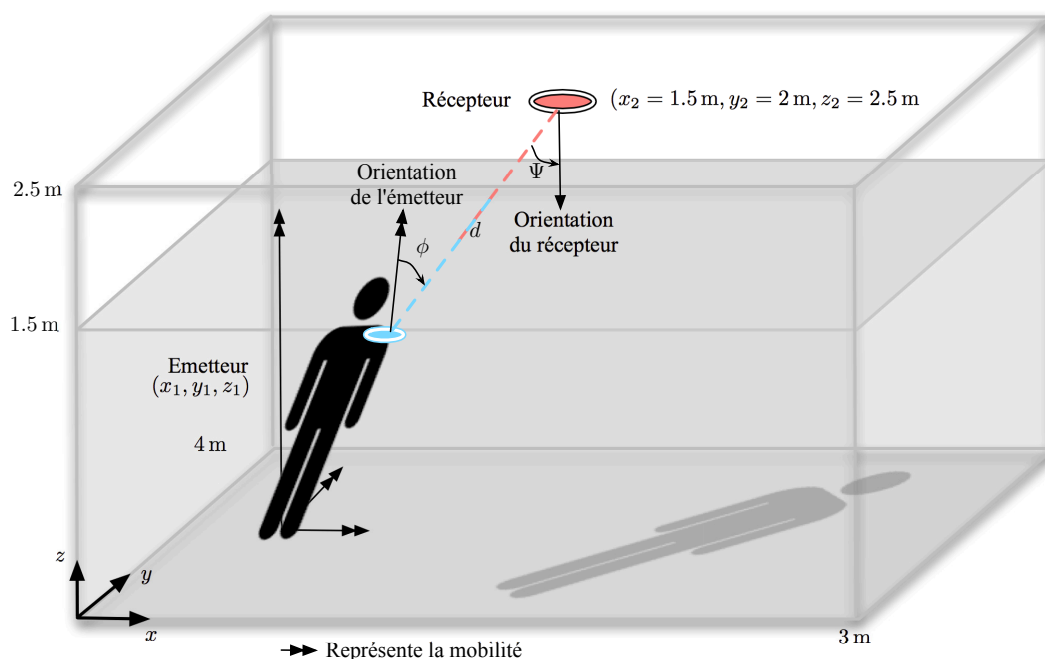


FIGURE 2.2 – Mobilité dans le cas d'un lien en visibilité directe

2.2.2 Cas des liens en diffus avec le modèle à une réflexion

Dans le chapitre 1, dans la partie 1.5.2.3, nous avons calculé le gain statique du canal H_0 dans le cas d'un lien diffus en employant le modèle à une réflexion. La figure 2.3 représente ce type de lien dans l'environnement étudié en ayant un émetteur placé sur un patient mobile et le récepteur fixe au milieu du plafond. D'après l'équation (1.28) H_0 pour ce type de lien est exprimé par la relation suivante :

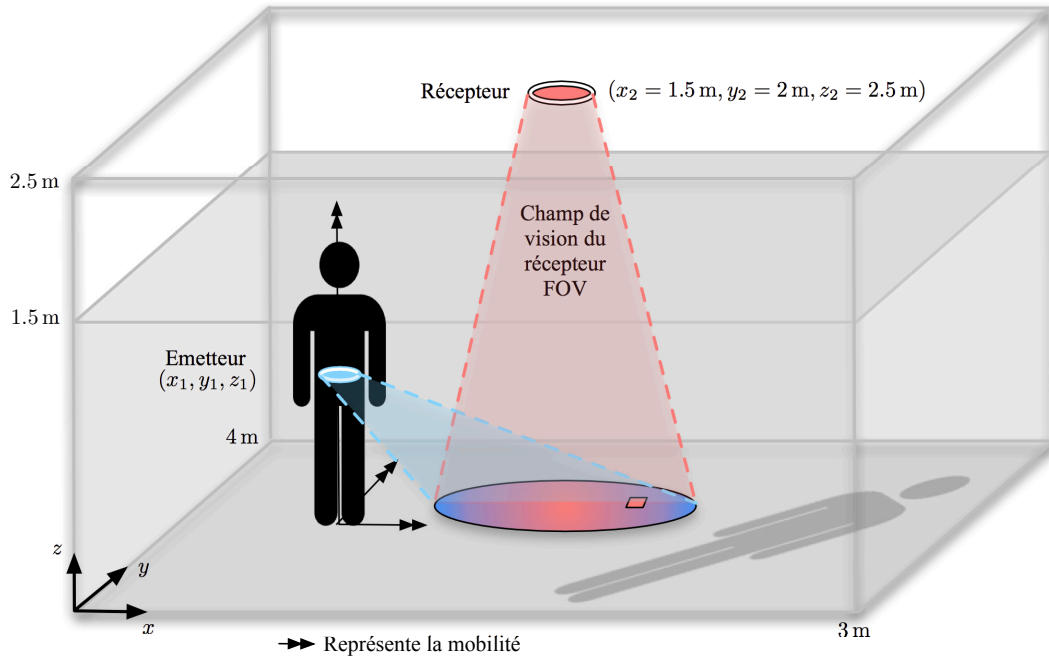


FIGURE 2.3 – Mobilité dans le cas d'un lien en diffus

$$H_0 = \frac{\rho A_{phy} \underline{z_1}^2 \underline{z_2}^2}{\pi^2} \iint_{\substack{\text{surface du} \\ \text{plan réflecteur} \\ \text{(sol)}}} \frac{dx dy}{\left[(x - \underline{x_1})^2 + (y - \underline{y_1})^2 + \underline{z_1}^2 \right]^2 \left[(x - \underline{x_2})^2 + (y - \underline{y_2})^2 + \underline{z_2}^2 \right]^2} \quad (2.3)$$

Les termes en rouge correspondent à la position du récepteur fixe au plafond et ne varient pas. Les termes en bleu correspondent à la position de l'émetteur mobile et donc varient. Comme on peut le noter sur l'équation (2.3), H_0 dépend des termes en bleu (position de l'émetteur) et il varie aussi à cause de la mobilité. Afin de calculer numériquement la relation (2.3) en particulier la double intégrale, le plan réflecteur est discrétisé par des pas de 5 cm. De plus, nous considérons dans l'étude que la réflectivité du sol est $\rho_{sol} = 0.8$ [13].

2.2.3 Cas des liens en diffus avec la technique de lancer de rayons

Le logiciel RaPSor calcule le gain H_0 et la réponse impulsionnelle du canal pour une position de l'émetteur et du récepteur. Afin de tenir compte de la mobilité il faudra calculer par méthode itérative H_0 pour un ensemble de positions différentes de l'émetteur. L'ensemble des H_0 calculés ainsi nous donne la distribution statistique de H_0 . Dans notre étude, nous calculons la distribution statistique de H_0 pour un ensemble de 10000 positions de l'émetteur en considérant un maximum de trois réflexions dans l'environnement. Le temps de calcul pour chaque configuration est ainsi important et il est d'environ 3 à 4 heures.

Il faut noter que d'après l'équation (1.33), le SNR dépend directement de H_0^2 et donc avec les variations de H_0 , il varie aussi. Afin d'évaluer les performances dans le chapitre suivant, il est donc nécessaire de disposer de la distribution statistique de H_0 et du SNR. La distribution statistique de H_0 dépend de la distribution statistique des positions aléatoires de l'émetteur liées à la mobilité. Dans la partie suivante nous présentons les différents modèles de mobilité étudiés.

2.3 Modèles de mobilité

Nous avons considéré trois modèles de mobilité : mobilité uniforme, Gaussienne et "Random WayPoint". La mobilité uniforme [54] est la première approche. La mobilité Gaussienne [55] est une seconde approche plus réaliste mais elle n'est pas basée sur le comportement humain de mobilité. Au final nous étudions la mobilité "Random WayPoint" basée sur une mobilité humaine plus réaliste [56–62].

2.3.1 Mobilité uniforme

Pour modéliser la mobilité, la première approche consiste à choisir la plus simple des distributions statistiques *i.e.* la distribution uniforme [54]. La mobilité étudiée dans cette thèse est une mobilité en trois dimensions (3D) et donc nous considérons trois distributions uniformes

suivant l'axe x entre $[0, x_m = 3 \text{ m}]$, l'axe y entre $[0, y_m = 4 \text{ m}]$ et l'axe z entre $[0, z_m = 1.5 \text{ m}]$ dans un système de coordonnées Cartésiennes. La figure 2.4 représente ce type de mobilité en deux dimensions (2D) dans la pièce étudiée. La PDF des positions aléatoires de l'émetteur est définie par la relation suivante :

$$f_{XYZ}(x,y,z) = \frac{1}{x_m y_m z_m} = \frac{1}{3 \times 4 \times 1.5} = 0.055 \quad \text{pour} \begin{cases} 0 \leq x \leq 3 \text{ m} \\ 0 \leq y \leq 4 \text{ m} \\ 0 \leq z \leq 1.5 \text{ m} \end{cases} \quad (2.4)$$

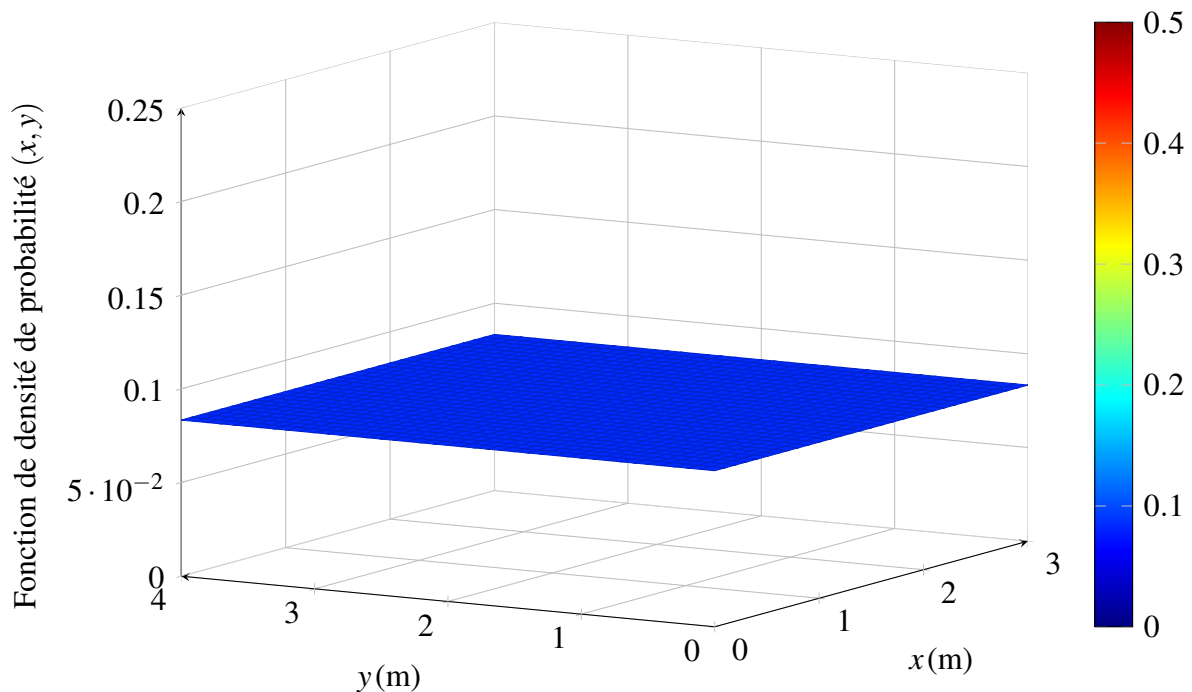


FIGURE 2.4 – Fonction de densité de probabilité en 2D pour la mobilité uniforme

2.3.2 Mobilité Gaussienne

Afin d'étudier un modèle de mobilité plus réaliste, nous avons utilisé un modèle basé sur des distributions Gaussiennes centrées. En faisant cette hypothèse nous supposons que la présence du patient au milieu de la pièce est plus probable que sur les bords de la pièce. Cette hypothèse

n'est correcte que dans le cas d'une pièce vide sans obstacles. La PDF de la mobilité selon l'axe x a pour expression :

$$f_X(x) = \frac{1}{\sigma_x \sqrt{2\pi}} e^{-\frac{1}{2} \left(\frac{x-\mu_x}{\sigma_x} \right)^2} \quad \text{pour } 0 \leq x \leq x_m \quad (2.5)$$

Où μ_x est la moyenne de la distribution Gaussienne et donc comme elle est centrée au milieu de l'axe x , on a $\mu_x = 1.5$ m. σ_x est l'écart type de la distribution (ou de façon équivalente σ_x^2 la variance de la distribution) et on considère $3\sigma_x = 1.5$ m ou $\sigma_x = 0.5$ m de telle sorte à avoir 99% des valeurs de la distribution à l'intérieur de la plage de mobilité sur l'axe x entre $[0, x_m]$. Le même raisonnement s'applique pour la mobilité selon l'axe y et ainsi $\mu_y = 2$ m et $\sigma_y = 0.66$ m. Pour la mobilité Gaussienne selon l'axe z on a supposé que l'émetteur était placé au niveau de la ceinture du patient donc la moyenne de la mobilité sera égale à $\mu_z = 1.2$ m et dans ce cas on aura $3\sigma_z = 1.2$ m ou $\sigma_z = 0.4$ m.

Pour résumer, la PDF des positions de l'émetteur dans le cas de cette mobilité suit l'équation suivante :

$$f_{XYZ}(x,y,z) = \frac{1}{\sigma_x \sigma_y \sigma_z \sqrt{8\pi^3}} e^{-\frac{1}{2} \left(\frac{x-\mu_x}{\sigma_x} \right)^2} \cdot e^{-\frac{1}{2} \left(\frac{y-\mu_y}{\sigma_y} \right)^2} \cdot e^{-\frac{1}{2} \left(\frac{z-\mu_z}{\sigma_z} \right)^2} \quad \text{pour } \begin{cases} 0 \leq x \leq 3 \text{ m} \\ 0 \leq y \leq 4 \text{ m} \\ 0 \leq z \leq 1.5 \text{ m} \end{cases} \quad (2.6)$$

Avec

$$\begin{aligned} \mu_x &= 1.5 \text{ m} & \mu_y &= 2 \text{ m} & \mu_z &= 1.2 \text{ m} \\ \sigma_x &= 0.5 \text{ m} & \sigma_y &= 0.66 \text{ m} & \sigma_z &= 0.4 \text{ m} \end{aligned} \quad (2.7)$$

La figure 2.4 représente ce type de mobilité en 2D dans la pièce étudiée.

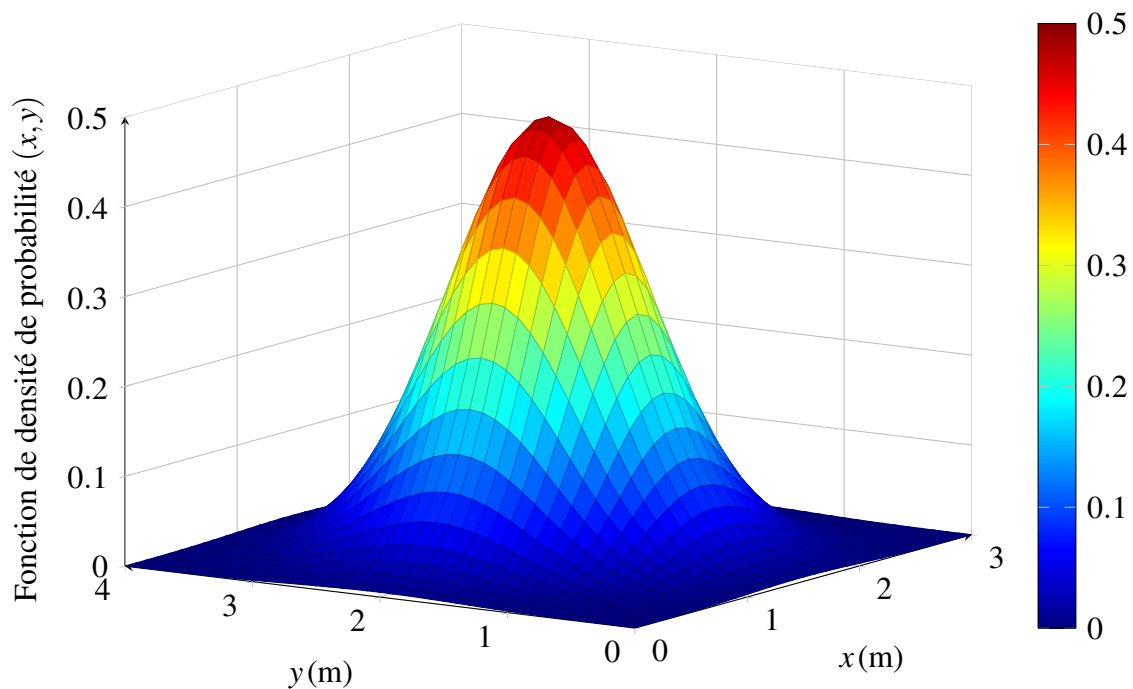


FIGURE 2.5 – Fonction de densité de probabilité en 2D pour la mobilité Gaussienne

2.3.3 Mobilité Random WayPoint

Le modèle de mobilité “Random WayPoint” (RWP) est un modèle de mobilité plus réaliste que les précédents. C’est un modèle stochastique simple couramment utilisé dans les simulations de performances pour décrire le comportement d’un ou plusieurs nœud mobiles dans un espace confiné comme une pièce [56–62]. Dans le cas de notre étude on ne considère qu’un émetteur mobile (et donc un seul nœud mobile) dans une chambre d’hôpital de dimensions (3 m,4 m,2.5 m) décrite dans la partie 2.1.

Le comportement d’un nœud mobile ayant une mobilité RWP dans la pièce étudiée est illustré sur la figure 2.6 et peut être décrit de la façon suivante [61, 62] :

- Le point de départ est choisi de façon aléatoire suivant une distribution uniforme dans la pièce.
- Une première destination est ensuite choisie de la même façon que le point de départ.

- Le nœud se déplace vers cette première destination avec une vitesse aléatoire v choisie suivant une distribution uniforme entre $[v_{min}, v_{max}]$.
- Une fois arrivé à la première destination, le nœud mobile peut effectuer une pause de durée aléatoire t_p .
- Il choisit ensuite une autre destination de la même façon que la première fois et se déplace vers cette destination.
- Ainsi de suite.

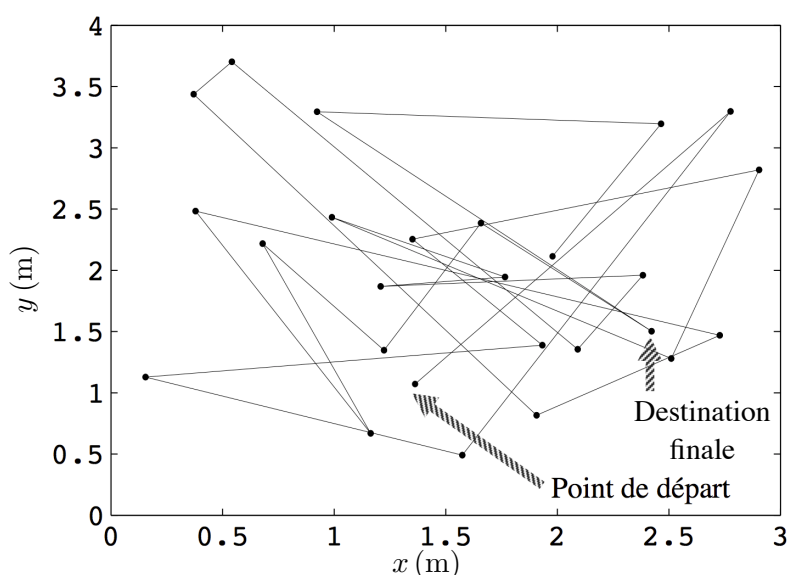


FIGURE 2.6 – Mobilité Random WayPoint

Afin d'évaluer l'impact de ce type de mobilité sur les performances, il faut avoir la fonction de densité de probabilité (PDF) des positions aléatoires du nœud mobile dans la pièce. Nous commençons par considérer le cas d'un nœud mobile ayant une mobilité Random WayPoint (RWP) en une seule dimension 1D. l'expression suivante donne la densité de probabilité des positions du nœud mobile selon le modèle Random WayPoint en une-dimension (1D). Les détails

du calcul de l'expression (2.8) se trouve dans dans l'annexe B.

$$f_X(x) = -\frac{6}{x_m^3}x^2 + \frac{6}{x_m^2}x \quad \text{pour } 0 \leq x \leq x_m \quad (2.8)$$

Pour obtenir la densité de probabilité du nœud mobile suivant un modèle RWP en 2D, on peut se baser sur l'équation (2.8) puisque la mobilité en 2D est constituée de deux mobilités en 1D indépendantes [58]. Ainsi la PDF du nœud mobile en RWP 2D est représentée sur la figure 2.7 et est obtenue par la relation suivante :

$$f_{XY}(x,y) = \left(-\frac{6}{x_m^3}x^2 + \frac{6}{x_m^2}x\right) \left(-\frac{6}{y_m^3}y^2 + \frac{6}{y_m^2}y\right) \quad \text{pour } \begin{cases} 0 \leq x \leq x_m \\ 0 \leq y \leq y_m \end{cases} \quad (2.9)$$

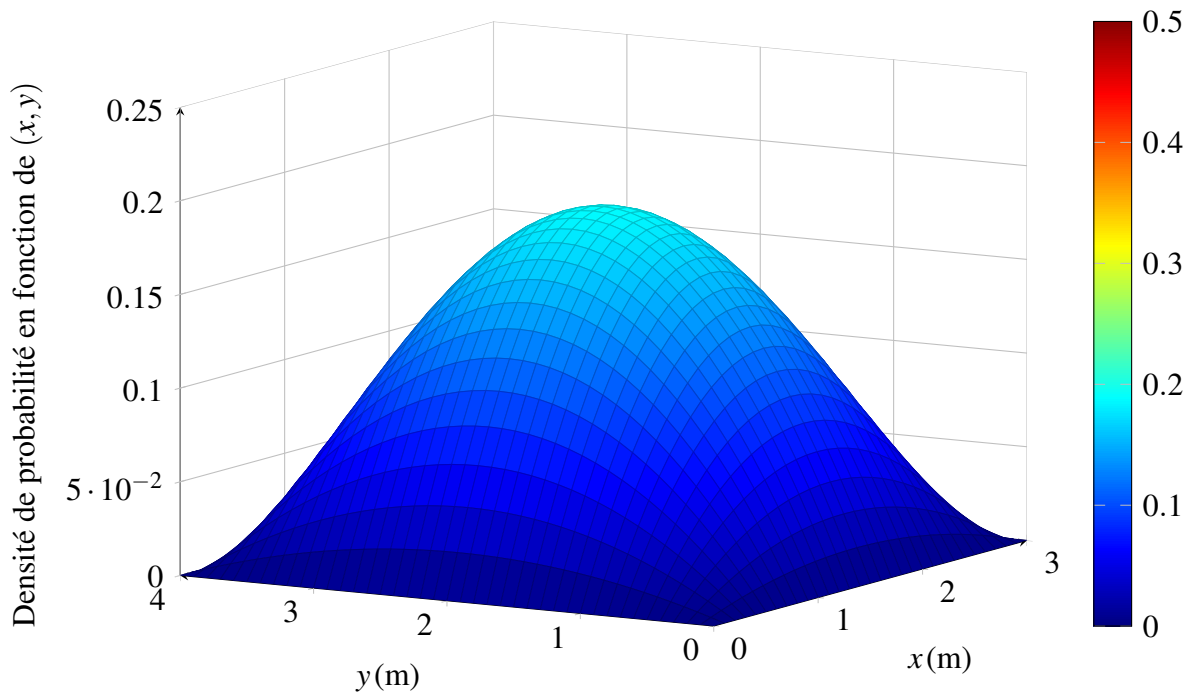


FIGURE 2.7 – Fonction de densité de probabilité en 2D pour la mobilité Random WayPoint

De la même façon, dans le cas de la mobilité RWP 3D, la densité de probabilité de l'émetteur mobile peut être obtenue par l'équation (2.8). La densité de probabilité est ainsi composée de

trois mobilité RWP 1D et a pour expression :

$$f_{XYZ}(x,y,z) = \left(-\frac{6}{x_m^3}x^2 + \frac{6}{x_m^2}x\right)\left(-\frac{6}{y_m^3}y^2 + \frac{6}{y_m^2}y\right)\left(-\frac{6}{z_m^3}z^2 + \frac{6}{z_m^2}z\right) \quad \text{pour } \begin{cases} 0 \leq x \leq x_m \\ 0 \leq y \leq y_m \\ 0 \leq z \leq z_m \end{cases} \quad (2.10)$$

Où $x_m = 3$ m, $y_m = 4$ m et $z_m = 1.5$ m correspondent au volume de mobilité défini. A partir de cette expression, la distribution des positions aléatoires de l'émetteur ayant une mobilité RWP 3D est obtenue et utilisée pour obtenir la distribution du gain statique du canal H_0 et du SNR.

2.4 Distributions statistiques du gain et du SNR

Nous étudions dans cette partie les distributions statistiques des gains du canal H_0 et du rapport signal à bruit SNR pour les différents types de liens (visibilité directe et diffus) et les trois modèles de mobilité présentés.

2.4.1 Distributions statistiques des gains du canal

Afin d'obtenir les distributions statistiques de H_0 , nous nous basons sur les PDF en 3D des positions aléatoires de l'émetteur en utilisant les différents modèles de mobilité étudiés (équations (2.4), (2.6) et (2.10)). La méthode consiste à générer un très grand nombre de points issus de ces PDF puis, pour chacun de ces points, le gain correspondant H_0 est calculé en utilisant les équations (2.1) et (2.3). A partir de cet ensemble, on utilise la fonction Matlab *ksdensity()* qui détermine une estimation de la densité de probabilité de la variable H_0 .

Dans notre étude, on génère 10^7 points à partir des PDF des positions de l'émetteur. On obtient donc 10^7 valeurs de H_0 qui s'étalent sur des intervalles de valeurs différents selon le scénario (visibilité directe ou diffus) et selon le type de mobilité. La PDF de H_0 est ensuite évaluée sur 100 points espacés de manière égale sur l'intervalle considéré en tenant compte

des valeurs maximales et minimales. Pour chaque type de lien (visibilité directe et diffus) on peut ainsi obtenir la distribution statistique du gain du canal H_0 . Les paramètres des liens de communication concernant les caractéristiques de l'émetteur et du récepteur sont ceux présentés dans le tableau 1.3.

2.4.1.1 Scénarios en visibilité directe

La figure 2.8 illustre la PDF de H_0 dans le cas de la mobilité uniforme et des différents scénarios de liens en visibilité directe : avec un système de suivi complet, avec un système de semi-suivi et non-suivi. L'intervalle de calcul de H_0 est égal respectivement à 0.1168 dB, 0.1372 dB et 0.1821 dB.

La valeur maximum de H_0 correspond dans chaque scénario au cas où la distance entre l'émetteur et le récepteur est la plus petite, c'est à dire pour des coordonnées de l'émetteur égales à $(x_1 = 1.5\text{ m}, y_1 = 2\text{ m}, z_1 = 1.5\text{ m})$. Dans ce cas, la distance entre l'émetteur et le récepteur est de 1 m. Considérons par exemple le scénario de suivi complet. Sur la figure 2.8 la valeur maximale de H_0 est égale à -34.7 dB. On peut vérifier que cette valeur correspond à celle obtenue avec l'équation 1.15 pour $d=1$ m. On peut donc conclure que la méthode utilisée pour obtenir la distribution du H_0 donne des résultats cohérents par rapport aux résultats des liens en statique.

De plus, on peut noter que les valeurs maximales de H_0 sont différentes entre le scénario non-suivi et les scénarios avec suivi complet et semi-suivi. Ce résultat est lié au fait que le gain dépend fortement de l'ordre de rayonnement de l'émetteur m . En effet, pour les scénarios avec suivi complet et semi-suivi, le rayonnement des émetteurs étant très directif, m est grand ($m = 20$), alors que dans le scénario non-suivi le rayonnement est Lambertien c'est à dire $m = 1$.

La valeur minimale de H_0 correspond aux positions de l'émetteur les plus éloignées par rapport au récepteur c'est à dire sur le sol et dans les coins de la pièce. On peut noter que les valeurs minimales sont différentes selon les scénarios. En effet, pour le cas avec suivi complet, cela correspond à une position d'émetteur définie par $d = 3.54\text{ m}$ et $\phi = \Psi = 0$, alors que pour le

cas semi-suivi la position est définie par $d = 3.54$ m, $\phi = 0$ et $\Psi = 45^\circ$. Pour le cas non-suivi, cela correspond à $d = 3.54$ m et $\phi = \Psi = 45^\circ$. De plus comme précédemment l'ordre de rayonnement est différent entre les scénarios.

D'autre part, on peut noter que les valeurs moyennes des différents scénarios avec suivi complet, semi-suivi et non-suivi sont respectivement : -42.2 dB, -43.9 dB et -54.1 dB.

Comme on pouvait s'y attendre, le scénario avec suivi complet présente les meilleures performances en termes de gain moyen, au prix d'une complexité liée au système de suivi.

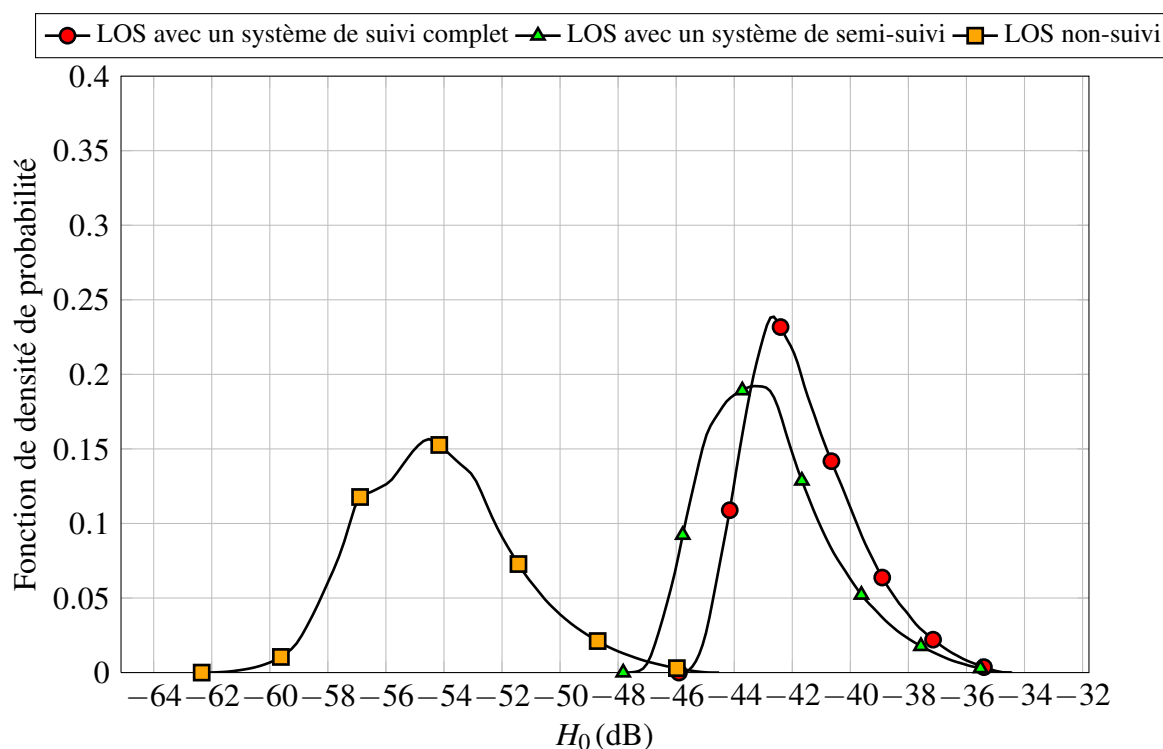


FIGURE 2.8 – Densité de probabilité de H_0 pour les liens en visibilité directe et la mobilité uniforme

La figure 2.9 représente les PDF de H_0 pour les mêmes scénarios mais pour une mobilité Gaussienne. Dans ce cas, l'intervalle de calcul de H_0 pour les différents scénarios suivi complet, semi suivi et non suivi, est égal respectivement à 0.1083 dB, 0.1291 dB et 0.342 dB. Les mêmes

remarques que dans le cas précédent, concernant les valeurs maximales et minimales de H_0 peuvent être faites.

En ce qui concerne les valeurs moyennes pour les scénarios avec suivi complet, semi-suivi et non-suivi elles sont respectivement égales à : -39dB , -40dB et -50dB . On peut donc remarquer que quel que soit le scénario, ces valeurs sont plus élevées que dans le cas de la mobilité uniforme. Ceci peut s'expliquer simplement par le fait que la probabilité que l'émetteur soit positionné au milieu de la pièce est grande dans le modèle de mobilité Gaussienne défini, ce qui favorise la probabilité d'avoir des positions de l'émetteur très proches du récepteur donc un gain supérieur.

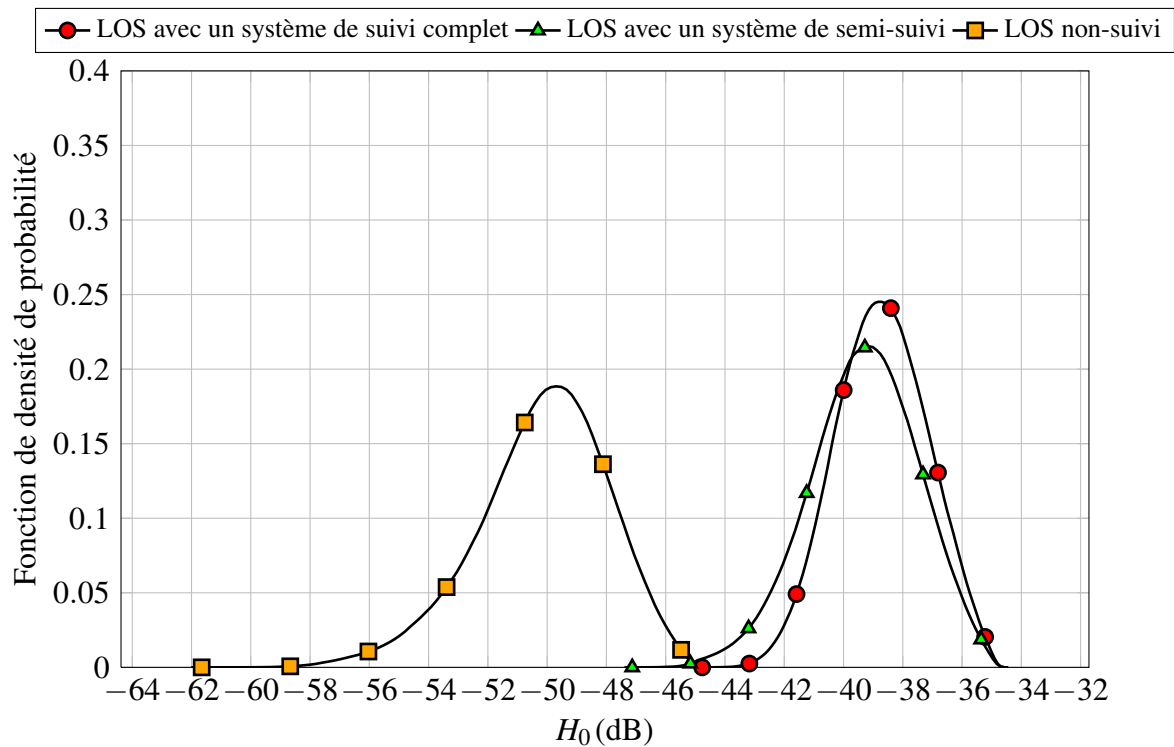


FIGURE 2.9 – Densité de probabilité de H_0 pour les liens en visibilité directe et la mobilité Gaussienne

La figure 2.10 représente les PDF de H_0 avec une mobilité RWP. Dans ce cas, l'intervalle de

calcul de H_0 pour les différents scénarios suivi complet, semi suivi et non suivi, est égal respectivement à 0.1127 dB, 0.129 dB et 0.1677 dB. Comme précédemment, les mêmes remarques s'appliquent pour les valeurs maximales et minimales de H_0 . Toutefois on remarque que dans ce cas, les valeurs moyennes de H_0 se situent entre celles des mobilités uniforme et Gaussienne. On peut expliquer cela par le fait que dans le cas de la mobilité RWP, la présence de l'émetteur dans des positions proches du récepteur (milieu de la pièce) est plus probable que dans le cas de la mobilité uniforme mais moins probable que dans le cas de la Gaussienne voir figures (2.4, 2.5 et 2.7).

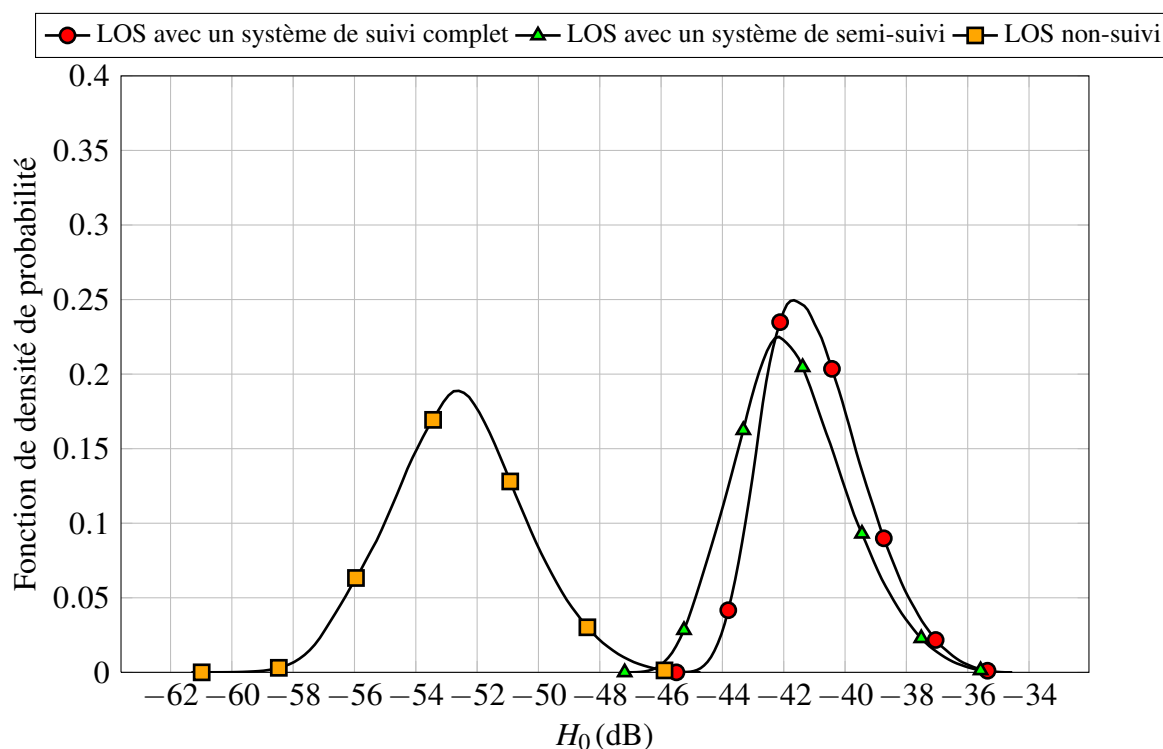


FIGURE 2.10 – Densité de probabilité de H_0 pour les liens en visibilité directe et la mobilité Random Waypoint

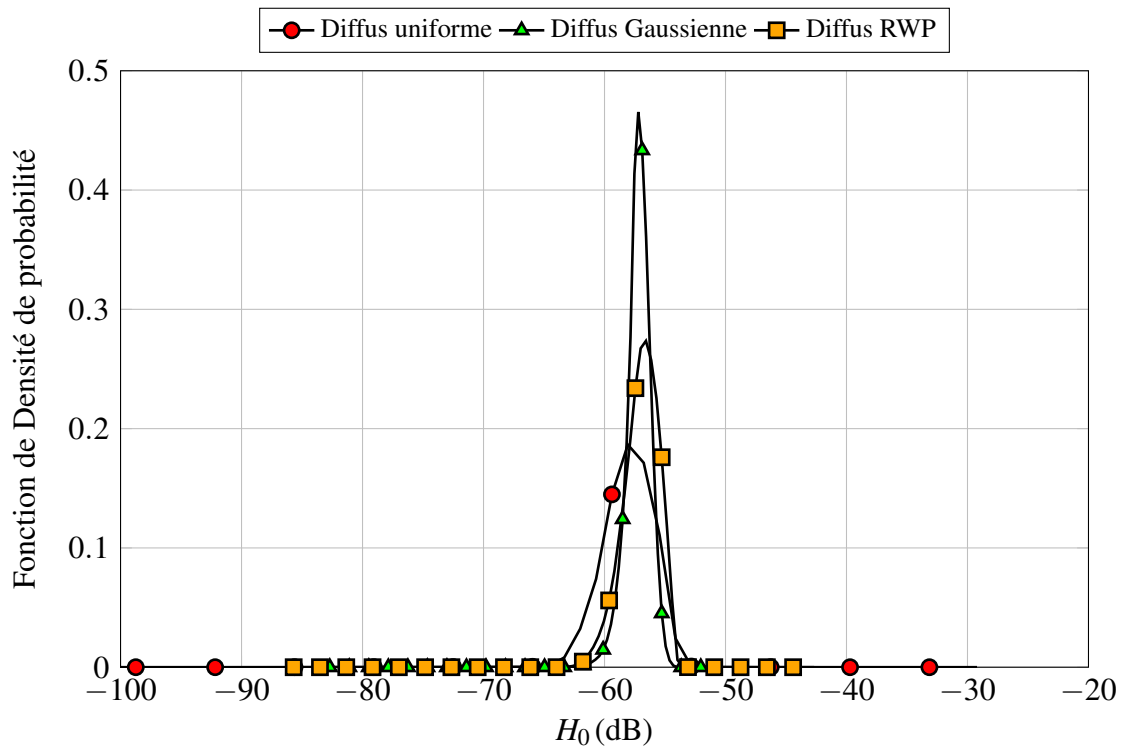


FIGURE 2.11 – Densité de probabilité du H_0 pour les liens diffus et les mobilités uniforme, Gaussienne et RWP avec $\rho_{sol} = 0.8$

2.4.1.2 Scénarios en diffus avec le modèle à une réflexion

Considérons maintenant le cas des liens diffus avec les mobilité uniforme, Gaussienne et Random Waypoint. Les PDF de H_0 obtenues avec le modèle à une réflexion sont illustrées sur la figure 2.11.

L'intervalle de calcul de H_0 pour les différentes mobilités, est égal à 1.3119 dB pour la mobilité uniforme, 0.3228 dB en Gaussien et 0.4345 dB pour la mobilité RWP.

La valeur minimale théorique de H_0 dans le cas de notre étude est $-\infty$ en dB. Cela correspond au cas où l'émetteur qui pointe vers le sol se trouve sur le sol et donc est totalement masqué. En pratique dans nos simulations, nous trouvons des valeurs en dB très petites liées à la discrétisation utilisée pour effectuer le calcul numérique de la double intégrale nécessaire pour obtenir les

valeurs de H_0 . On peut aussi noter que comme dans le cas des liens en visibilité directe, les valeurs moyennes de la PDF de H_0 pour la mobilité RWP se situent entre celles des mobilités uniforme et Gaussienne. De plus, les moyennes des PDF en diffus sont plus petites que celles obtenues pour les cas en visibilité directe. C'est un résultat logique car pour le diffus, les rayons suivent un chemin plus long depuis l'émetteur lié à la réflexion sur le sol. D'autre part, on observe que l'écart type de la PDF en diffus est moins important que celui des cas en visibilité directe. En effet, dans le cas diffus, on peut décomposer le lien en deux parties, un lien entre l'émetteur et le sol et un lien entre le sol et le récepteur. Quand l'émetteur est mobile, l'atténuation sur le deuxième lien ne varie pas. Donc pour une hauteur donnée, la mobilité impacte surtout le lien entre l'émetteur et le sol qui est le moins contributeur à la valeur de H_0 . C'est pour cela que la variance est plus petite.

2.4.1.3 Scénarios en diffus avec le modèle par lancer de rayons

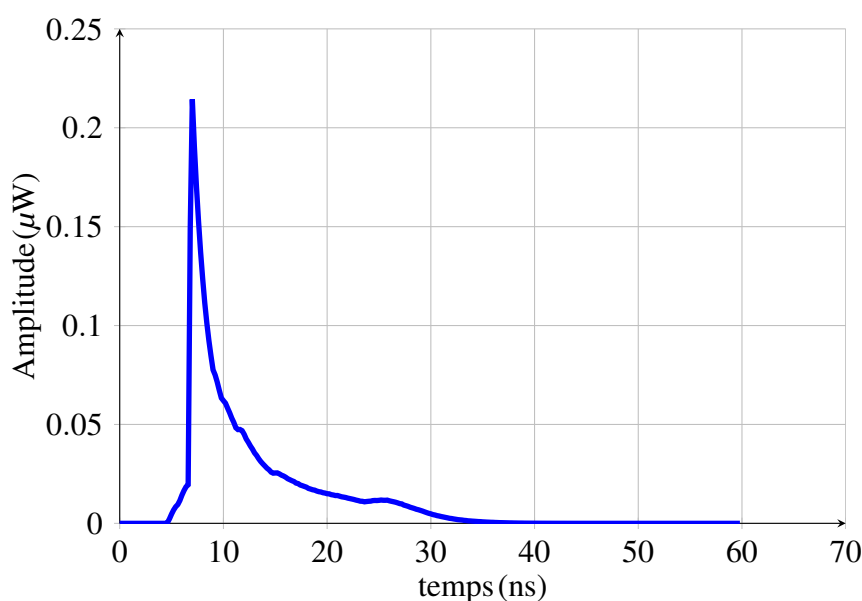


FIGURE 2.12 – Exemple de réponse impulsionnelle du canal avec RaPSor pour des coordonnées d'émetteur ($x_1 = 2.02$ m, $y_1 = 1.02$ m, $z_1 = 1.15$ m)

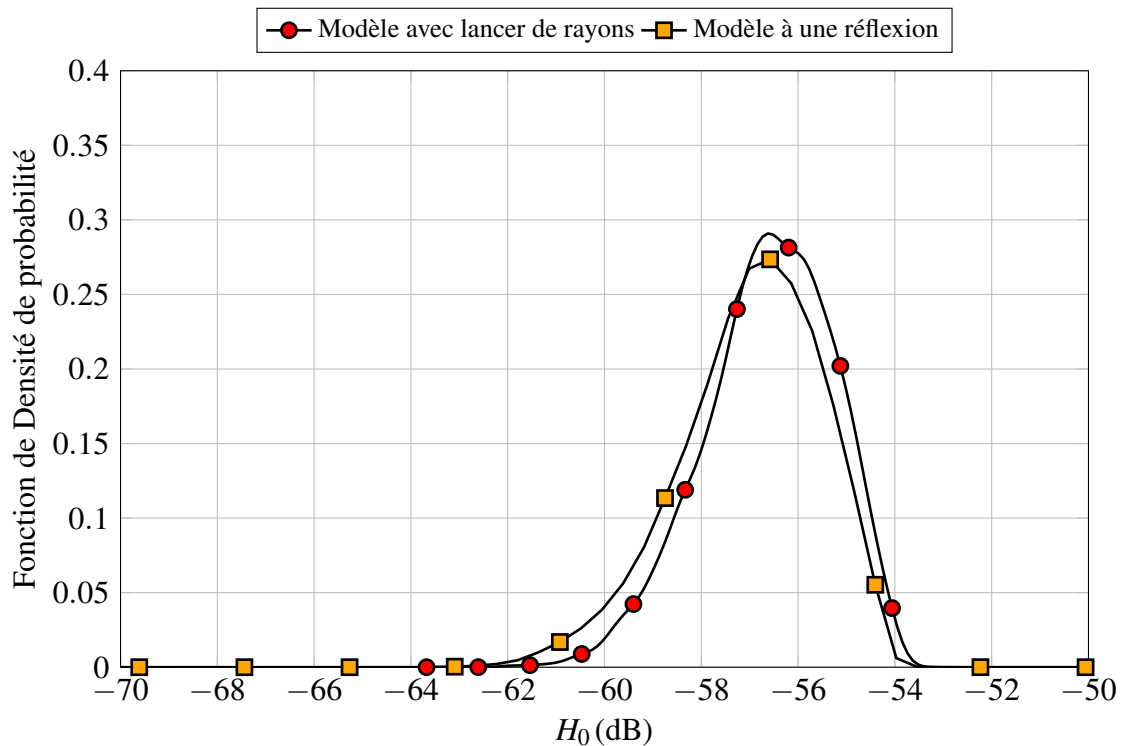


FIGURE 2.13 – Comparaison entre la densité de probabilité du H_0 pour les liens diffus issue du modèle par une réflexion avec celle issue du lancer de rayons et une mobilité RWP avec $\rho_{sol} = 0.8$ et $\rho_{mur} = 0$

Dans le cas du lien diffus avec la technique de lancer de rayons et en utilisant RaPSor, nous nous concentrons uniquement sur le cas de la mobilité RWP qui représente la mobilité la plus réaliste parmi les modèles de mobilité étudiés. Les résultats montrent que la réponse impulsionnelle obtenue par lancer de rayons dans le cas diffus ne dépasse pas un étalement d'environ 60 ns (voir figure 2.12). Cela signifie que l'interférence entre symboles (IES) n'aura pas d'impact tant que le débit reste inférieur à 16.7Mbps. Vu les débits considérés pour l'application de télésurveillance, on peut donc négliger l'IES pour la suite de notre étude.

Pour valider les résultats issus de RapSor, nous les comparons dans un premier temps à ceux obtenus avec le modèle à une réflexion. Pour cela, nous considérons une valeur de réflectivité pour le sol égale à $\rho_{sol} = 0.8$. De plus, comme le modèle à une réflexion ne prend pas en compte

les murs et leurs contributions dans la pièce, cela correspond à $\rho_{mur} = 0$. On peut vérifier sur la figure 2.13 que la distribution obtenue avec RaPSor est quasi identique à celle obtenue avec le modèle à une réflexion, ce qui valide le fonctionnement du logiciel.

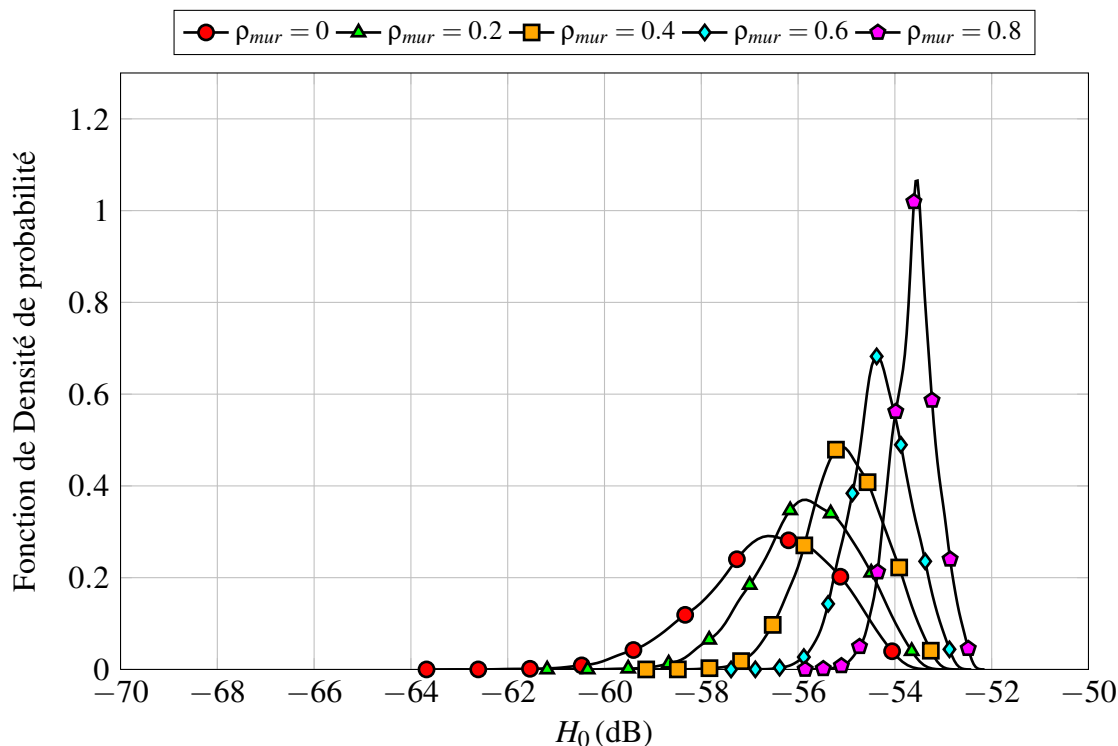


FIGURE 2.14 – Densité de probabilité du H_0 pour les liens diffus avec le modèle par lancer de rayons et une mobilité RWP avec $\rho_{sol} = 0.8$ et $\rho_{mur} = 0, 0.2, 0.4, 0.6$ et 0.8 .

En réalité les murs sont des surfaces réfléchissantes qui contribuent elles aussi au gain du canal H_0 . Le logiciel RaPSor permet de tenir compte de l'ensemble des surfaces. Pour cela, on calcule le gain du canal en considérant différentes réflectivités pour les murs $\rho_{murs} = 0.2, 0.4, 0.6$ et 0.8 . La figure 2.14 montre les PDF des distributions du gain du canal H_0 pour ces valeurs.

On peut remarquer que plus la réflectivité des murs est grande, plus les valeurs des moyennes des PDF de H_0 deviennent grandes. Cela montre que les contributions des murs qui ne sont pas prises en compte par le modèle à une réflexion sont favorables pour la transmission ce qui est

important pour optimiser le design du système.

2.4.2 Distributions statistiques des SNR

Afin d'obtenir les distributions statistiques du SNR, on utilise les distributions de H_0 obtenues dans la section précédente. En se basant sur l'équation (1.33) :

$$\text{SNR} = \frac{2P_t^2 S^2 H_0^2}{R_b N_0} \quad (2.11)$$

et en utilisant les paramètres définis dans le tableau 1.3, on peut calculer la distribution statistique du SNR.

2.4.2.1 Scénarios en visibilité directe

La figure 2.15 présente la PDF des distributions de SNR pour un débit binaire de $R_b = 500$ Kbps et une mobilité uniforme pour les liens en visibilité directe avec un système de suivi complet, de semi-suivi et non-suivi. La valeur de P_t choisie pour chaque lien est la valeur de $P_{t_{max}}$ permise (voir tableau 1.3).

On peut remarquer sur cette figure que les distributions convergent vers la même valeur maximale de SNR (63 dB), contrairement à ce qui avait été observé dans le cas des PDF de H_0 . En effet dans le calcul du SNR, la puissance maximale permise $P_{t_{max}}$ qui est différente entre les scénarios avec suivi complet et semi-suivi d'une part (28 mW) et le scénario non-suivi d'autre part (300 mW) permet de gommer l'écart en H_0 .

Comme précédemment, on peut noter que les meilleures performances en SNR correspondent au cas avec suivi complet ($\overline{\text{SNR}} = 47$ dB) et que les performances se dégradent d'autant plus que le lien est non-suivi ($\overline{\text{SNR}}_{\text{semi-suivi}} = 44$ dB et $\overline{\text{SNR}}_{\text{non-suivi}} = 43$ dB).

Les mêmes remarques s'appliquent pour les deux autres cas de mobilité Gaussienne et RWP (voir figures 2.16 et 2.17) et comme précédemment, les valeurs moyennes des SNR avec la

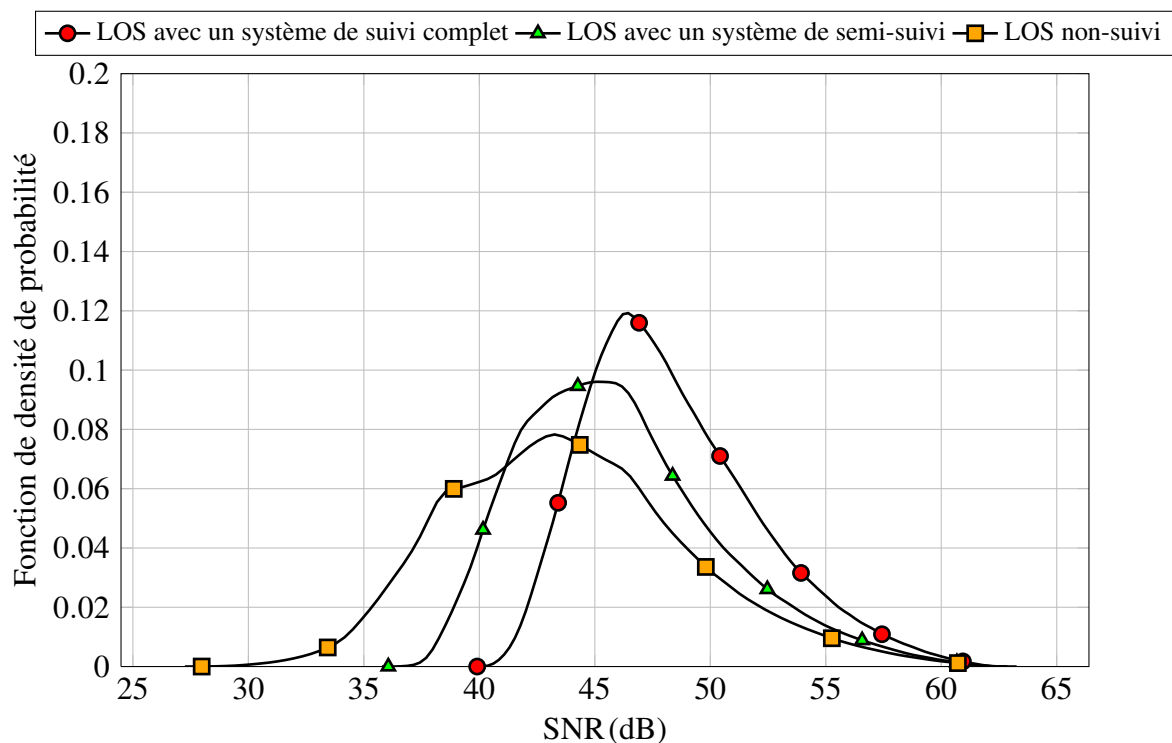


FIGURE 2.15 – Densité de probabilité du SNR pour les liens en visibilité directe, un débit binaire de 500 Kbps et la mobilité uniforme

mobilité RWP dans tous les scénarios se situent entre celles des mobilités uniforme et Gaussienne.

2.4.2.2 Scénarios en diffus

La figure 2.18 représente les PDF du SNR pour un lien diffus suivant les différents modèles de mobilité en utilisant le modèle à une réflexion.

Les mêmes remarques que dans le cas en visibilité directe peuvent s'appliquer, par contre on peut noter que les valeurs moyennes des PDF du SNR en diffus sont plus petites que celles des cas en visibilité directe même sans suivi. Par exemple pour la mobilité RWP, $\overline{\text{SNR}} = 37$ dB. Cela signifie que les performances seront moins bonnes mais la propagation en diffus présente l'avantage de mieux résister à d'éventuels blocages de la transmission.

La figure 2.19 montre les PDF du SNR pour la mobilité RWP en utilisant le logiciel RaPSor

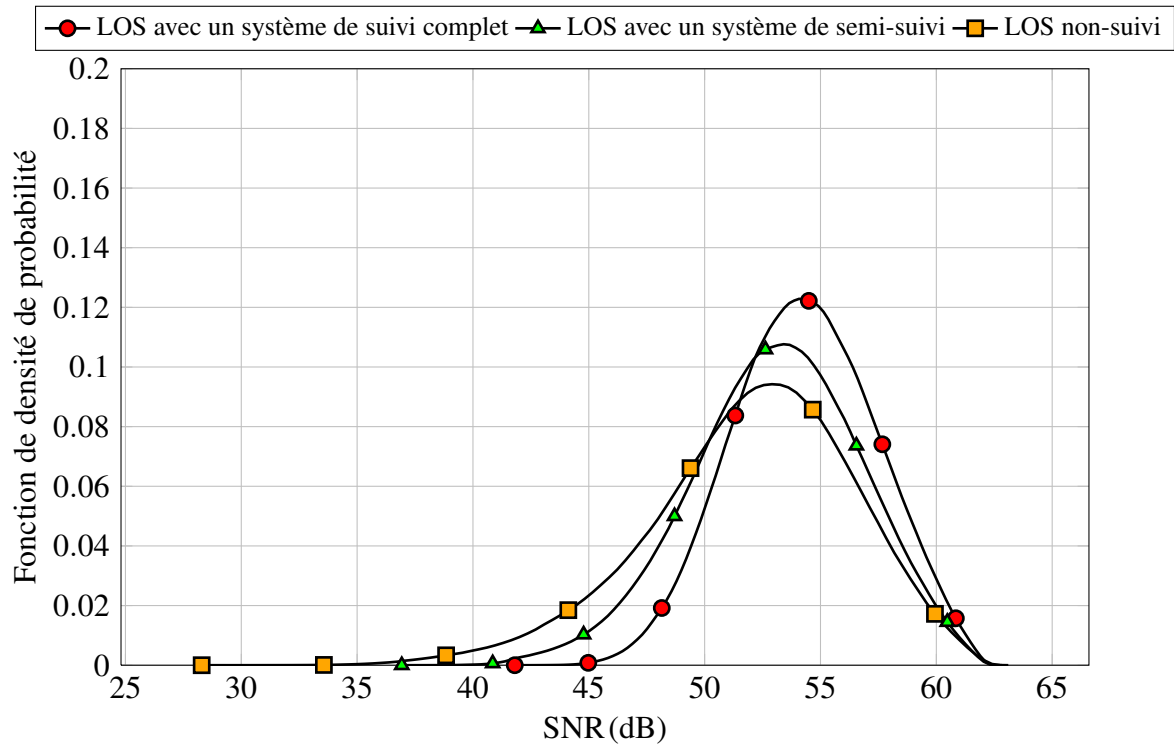


FIGURE 2.16 – Densité de probabilité du SNR pour les liens en visibilité directe, un débit binaire de 500 Kbps et la mobilité Gaussienne

avec la technique de lancer de rayons en considérant $\rho_{sol} = 0.8$ et $\rho_{mur} = 0, 0.2, 0.4, 0.6$ et 0.8 . Comme dans le cas du gain du canal, les résultats reportés sur la figure 2.19 montrent qu'il est important de considérer les contributions des murs. En effet, on voit que la valeur moyenne du SNR peut augmenter jusqu'à 46 dB avec $\rho_{mur} = 0.8$, ce qui est plus performant que dans les cas en visibilité directe avec un système de semi-suivi.

A partir des distributions de SNR pour les différents scénarios, nous calculons par la suite les performances du système.

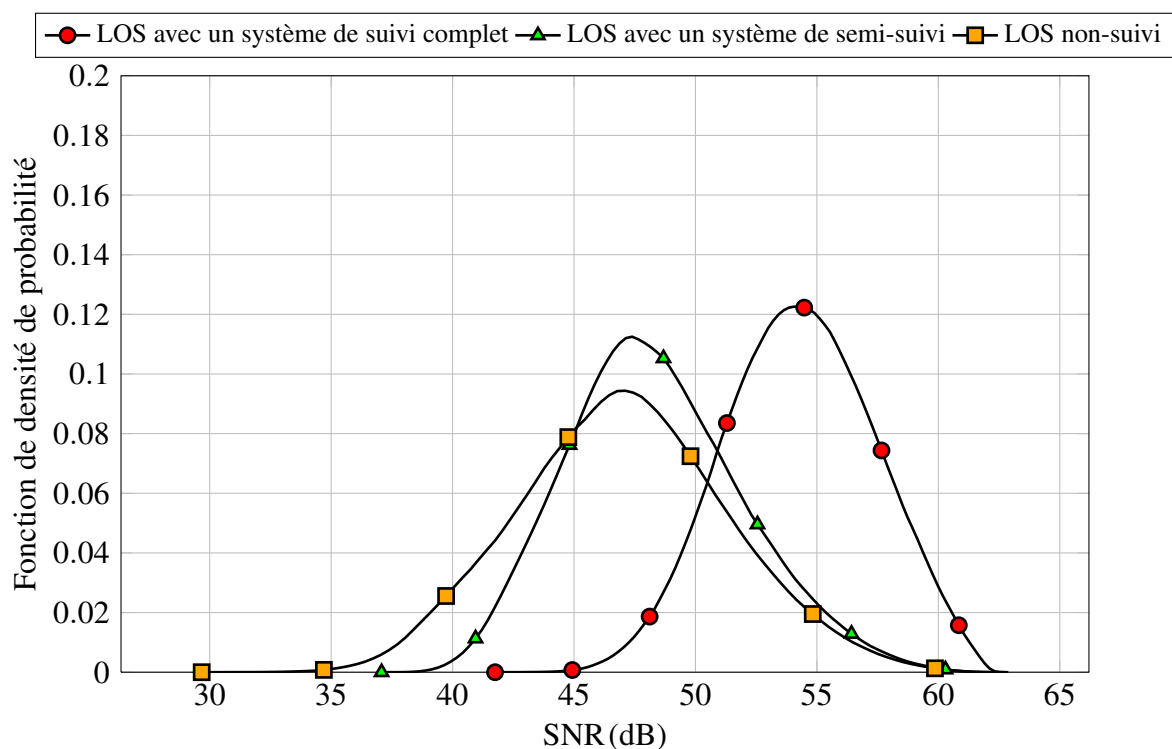


FIGURE 2.17 – Densité de probabilité du SNR pour les liens en visibilité directe, un débit binaire de 500 Kbps et la mobilité RWP

2.5 Conclusions

Dans ce chapitre, nous avons étudié l'impact de la mobilité sur le gain du canal et sur le SNR en considérant les différents scénarios définis au chapitre précédent (en visibilité directe avec suivi complet, semi-suivi et non-suivi et en diffus). Les modèles étudiés considèrent des mobilités uniforme, Gaussienne et Random WayPoint. Les PDF du gain et du SNR ont été établies dans chaque cas à partir d'une part des PDF des positions de l'émetteur pour chaque modèle et d'autre part des expressions analytiques du gain selon le scénario. Dans le scénario diffus nous avons également utilisé le gain obtenu avec le logiciel RaPSor qui permet de tenir compte de l'environnement.

Nous avons tout d'abord noté que le modèle de mobilité Random WayPoint, considéré

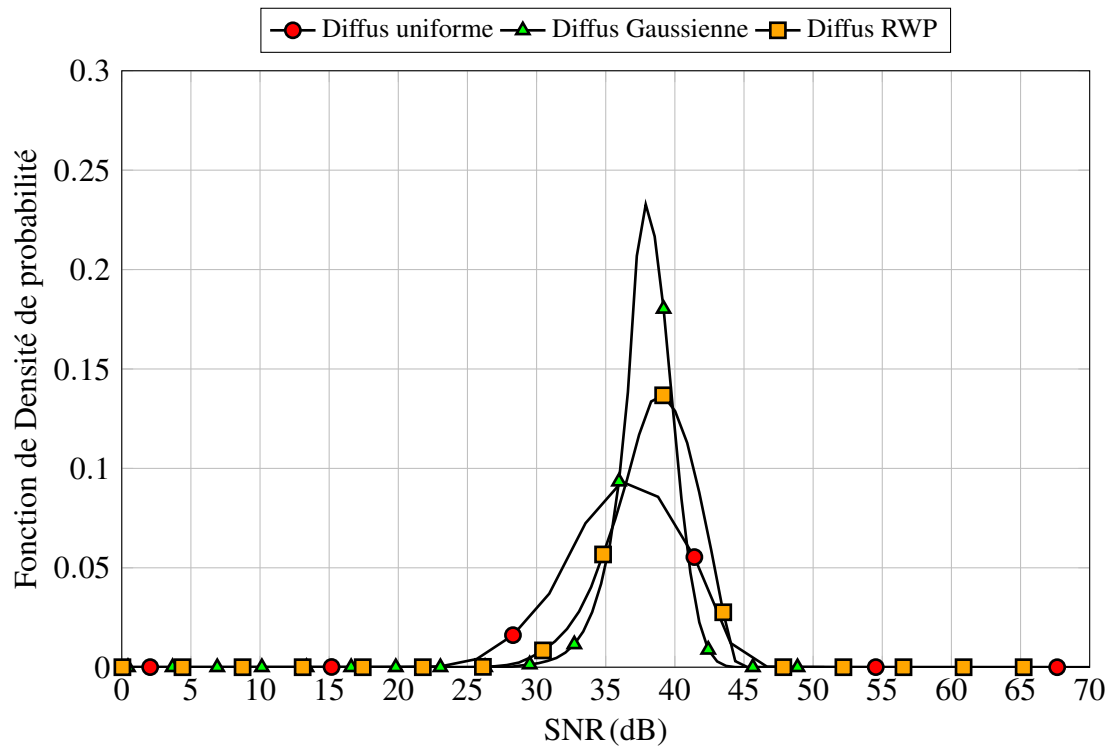


FIGURE 2.18 – Densité de probabilité du SNR pour les liens diffus, un débit binaire de 500 Kbps et les mobilités uniformes, Gaussienne et RWP et $\rho_{sol} = 0.8$

comme un modèle réaliste, donne des résultats intermédiaires comparés à ceux des modèles uniforme et Gaussien. C'est ce modèle qui sera utilisé dans le chapitre suivant pour l'analyse des performances.

De plus, d'après l'analyse des PDF, nous avons vérifié que les meilleures performances sont obtenues avec un système en visibilité directe et avec suivi complet et que les performances sont les moins bonnes dans le cas diffus en considérant une seule surface de réflexion. Ceci illustre bien le compromis entre performance, faisabilité et résistance aux blocages de la liaison.

Cependant, on a pu également remarquer que dans le cas diffus il est très important de tenir compte de l'environnement, en particulier de la contribution des murs de la pièce. En effet, les résultats obtenus en utilisant la technique de lancer de rayons à la place de la technique à une

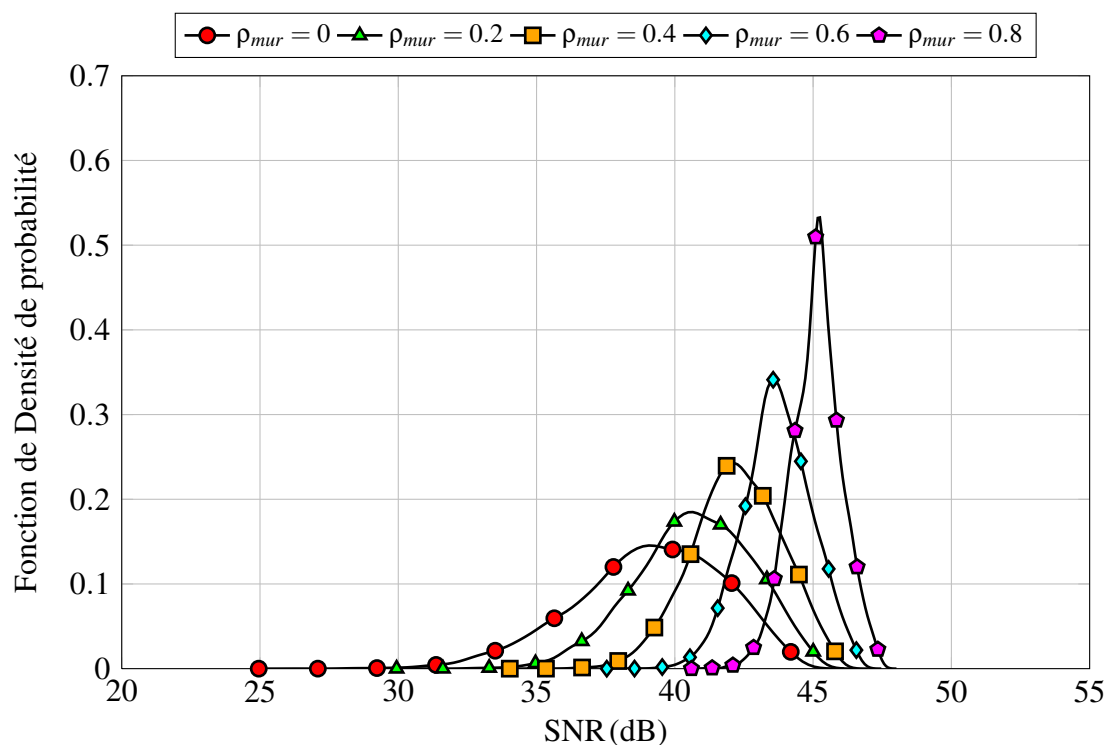


FIGURE 2.19 – Densité de probabilité du SNR pour les liens diffus avec le modèle par lancer de rayons et une mobilité RWP avec $\rho_{sol} = 0.8$ et $\rho_{mur} = 0, 0.2, 0.4, 0.6$ et 0.8 .

réflexion montrent que les performances sont alors comparables à celles des cas en visibilité directe. Donc, ces premiers résultats permettent d'envisager pour l'application de télésurveillance qu'un scénario diffus pourra tirer parti des multiples réflexions et des multiples plans réflecteurs (sol et murs).

Chapitre 3 :

Performance des systèmes de communications en optique sans fil

3.1 Introduction

Pour évaluer les performances d'un système de communications on utilise généralement le Taux d'Erreurs Binaire (TEB) comme critère de performance. Ce critère est seulement valable dans le cas où les variations du canal sont très rapides par rapport au débit binaire [63]. Quand les variations du canal sont lentes par rapport au débit binaire, ce critère n'est pas suffisant pour représenter les performances. Ceci est le cas de notre étude puisque les variations du canal sont dues à la mobilité du patient. En effet, même si le débit binaire de l'application est très faible, par exemple 10 Kbps, c'est-à-dire un temps bit de 10ms, il est évident que par rapport au déplacement d'une personne, le canal n'expérimente pas plusieurs états sur un temps bit. Les variations du canal sont alors très lentes et on parle de canal quasi stationnaire [64]. Le critère employé pour évaluer les performances dans ce cas est la probabilité de rupture¹ (P_{out}) [49, 63, 65–67].

Dans cette partie nous calculons et analysons la probabilité de rupture pour les différents scénarios étudiés dans le cadre des travaux de cette thèse. Ces scénarios ont été décrits dans le chapitre précédent.

D'autre part pour des systèmes portables, la consommation énergétique est un paramètre critique pour la performance. Comme dans notre application l'émetteur est mobile et le récepteur est fixe au plafond, l'optimisation de la puissance consommée dépend essentiellement de la puissance moyenne émise. Cet élément est d'autant plus important qu'on considère que l'émetteur est porté par un patient et que son autonomie dépend de l'autonomie énergétique du système. Ainsi, dans ce chapitre nous analysons également les performances en probabilité de rupture en fonction de la puissance moyenne émise. De plus, afin d'optimiser cette dépense énergétique, nous étudierons le gain apporté par un codage de canal en analysant la capacité.

1. Outage probability

3.2 Définition de la probabilité de rupture

Le canal étant considéré comme un canal à évanouissements lents², il est donc possible que sa capacité C ne puisse pas supporter un débit donné R_0 . La probabilité de rupture est définie comme étant la probabilité que la capacité du canal devienne inférieure à R_0 bits/channel use. Elle peut s'exprimer par la relation suivante :

$$P_{out} = \Pr(C < R_0) \quad (3.1)$$

Comme la capacité pour un canal AWGN avec des entrées binaires est une fonction monotone en SNR, l'équation (3.1) peut être re-écrite sous la forme suivante :

$$\begin{aligned} P_{out}(\text{SNR}) &= \Pr(C(\text{SNR}) < R_0) \\ &= \Pr(\text{SNR} < C^{-1}(R_0)) \end{aligned} \quad (3.2)$$

Dans cette équation, $C^{-1}(R_0)$ représente un rapport signal à bruit nommé par la suite SNR_0 . C'est le SNR qui correspond à la qualité de service désirée [49, 65]. Par exemple, on a vu dans la partie 1.7 que pour une modulation OOK-NRZ, $\text{SNR}_0 = 15.6$ dB pour une qualité de service correspondant à un TEB de 10^{-9} . Pour résumer, la probabilité de rupture est donc la probabilité que le lien de communication soit interrompu en visant une certaine qualité de service. Elle peut donc être simplifiée sous la forme suivante :

$$P_{out}(\text{SNR}) = \Pr(\text{SNR} < \text{SNR}_0) \quad (3.3)$$

On peut noter d'après l'équation (3.3) que la probabilité de rupture P_{out} correspond à la fonction de répartition (CDF³) du SNR évaluée à la valeur de SNR_0 :

2. slow-fading

3. Cumulative Density Function

$$P_{out}(\text{SNR}) = F_{\text{SNR}}(\text{SNR}_0) \quad (3.4)$$

La CDF du SNR peut être obtenue directement en utilisant la fonction Matlab *ksdensity()* comme précédemment pour le calcul des PDF des SNR, c'est-à-dire à partir de l'ensemble des points tirés aléatoirement selon le modèle de mobilité. Dans ce chapitre, nous présentons les résultats uniquement dans le cas de la mobilité RWP décrite par (2.10). Les résultats obtenus pour les autres mobilités sont présentés en Annexe C.

De plus, les résultats sont présentés pour différents débits avec la puissance maximale permise pour chaque configuration, puis pour différentes puissances à un débit de 500 Kbps qui correspond à l'application de télésurveillance. Afin de comparer les différents résultats, on considèrera une probabilité de rupture inférieure à 10^{-3} , qui peut correspondre à une valeur acceptable pour les systèmes sans fils. En effet, si la probabilité de rupture est trop élevée, cela signifie qu'un grand nombre de retransmission sera nécessaire, ce qui peut être pénalisant. D'autre part, pour assurer une haute qualité de service en optique, nous considèrerons par la suite que le TEB doit être inférieur à 10^{-9} .

3.3 Etude de la probabilité de rupture pour les différents liens

Dans cette partie, nous analysons les probabilités de rupture pour différentes configurations en visibilité directe et en diffus. Pour les cas en visibilité directe, la puissance maximale permise est de 28 mW avec suivi complet et semi suivi. Elle est de 300 mW pour le cas en visibilité directe non suivi et le cas diffus.

3.3.1 Liens en visibilité directe

La figure 3.1 présente l'évolution de la probabilité de rupture en fonction du SNR_0 pour une puissance émise de 28 mW et un débit variant de 100Kbps à 1 Gbps dans le cas en visibilité directe avec suivi complet.

On peut remarquer que pour un débit donné, plus le SNR_0 visé est grand, plus la probabilité de rupture se dégrade. De plus, pour un SNR_0 donné, on voit que les performances se dégradent avec l'augmentation du débit. Par exemple, pour une modulation OOK-NRZ et une qualité de service définie par un TEB de 10^{-9} , le SNR_0 visé doit être de 15.6dB. Pour une modulation PPM-4, il doit être de 9.54 dB (voir tableau 1.2). Ainsi, pour une probabilité de rupture inférieure à 10^{-3} , le débit maximum est de 250 Mbps en modulation OOK-NRZ tandis que la modulation PPM-4 permet un débit de 1 Gbps. Ainsi, au vu de ces résultats, on peut dire qu'en utilisant une configuration en visibilité directe avec suivi complet, la qualité de service visée pour la télésurveillance sera satisfaite avec la puissance transmise maximale.

Pour évaluer l'impact de la puissance sur les résultats dans le cas de l'application de télésurveillance, nous avons reporté sur la figure 3.2 la probabilité de rupture pour un débit de 500 Kbps et une puissance d'émission variant de 0.5 mW à 28 mW dans le cas en visibilité directe et en suivi complet.

Comme attendu, pour une valeur de SNR_0 donnée, la probabilité de rupture s'améliore d'autant plus que la puissance est élevée. De plus, pour une probabilité de rupture de 10^{-3} , on voit que la puissance requise pour assurer un TEB de 10^{-9} en modulation OOK-NRZ est de 1.25 mW tandis qu'elle est divisée par 2 ($P_t=0.62$ mW) pour la modulation PPM-4.

Les résultats pour les cas en visibilité directe dans les cas semi suivi et non suivi sont reportés sur les figures 3.3 à 3.6 pour les différents débits et les différentes puissances étudiées.

L'allure des variations de la probabilité de rupture en fonction du SNR_0 est similaire à celle du cas avec suivi complet. Pour comparer les différents scénarios, nous présentons dans le tableau

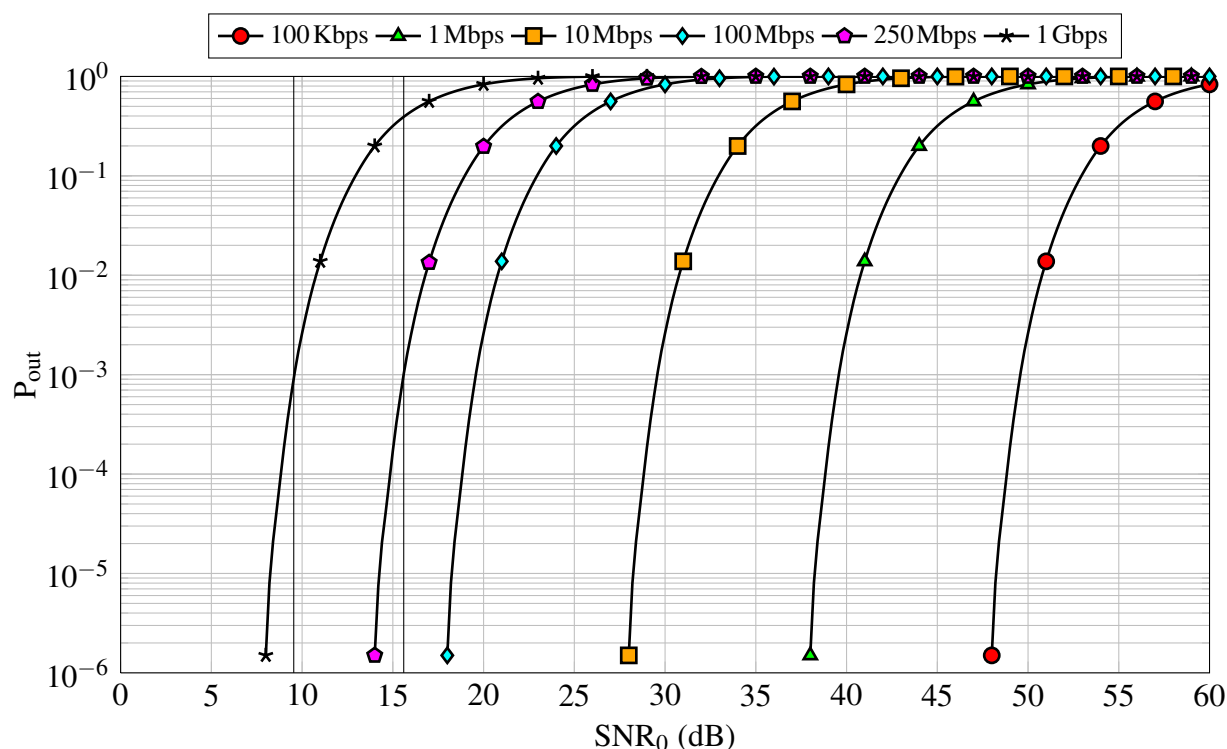


FIGURE 3.1 – Probabilité de rupture en fonction de SNR_0 dans le cas d'un lien en visibilité directe avec un système de suivi complet et d'une mobilité Random Waypoint pour $P_t = 28\text{ mW}$ et R_b de 100 Kbps à 1 Gbps.

3.1 pour les modulations OOK-NRZ et PPM-4, les valeurs des débits maximaux correspondant à la puissance transmise maximale pour un TEB de 10^{-9} et une probabilité de rupture de 10^{-3} . De plus, les puissances minimales requises pour le débit visé de 500 Kbps sont également reportées.

On peut ainsi vérifier qu'il existe une marge importante en débit par rapport aux contraintes de l'application lorsqu'on considère la puissance maximale permise et ce quels que soient le scénario et la modulation. On peut également noter que les puissances minimales pour un débit de 500 Kbps sont faibles, inférieures à 1 mW dans le cas de la modulation PPM-4. Comme attendu, c'est le scénario non suivi qui présente les moins bonnes performances en débit et en puissance, ce qui illustre le compromis entre performance et complexité. Cependant, en comparant les cas suivi complet et semi suivi la dégradation est peu significative, ce qui permet de supposer qu'une

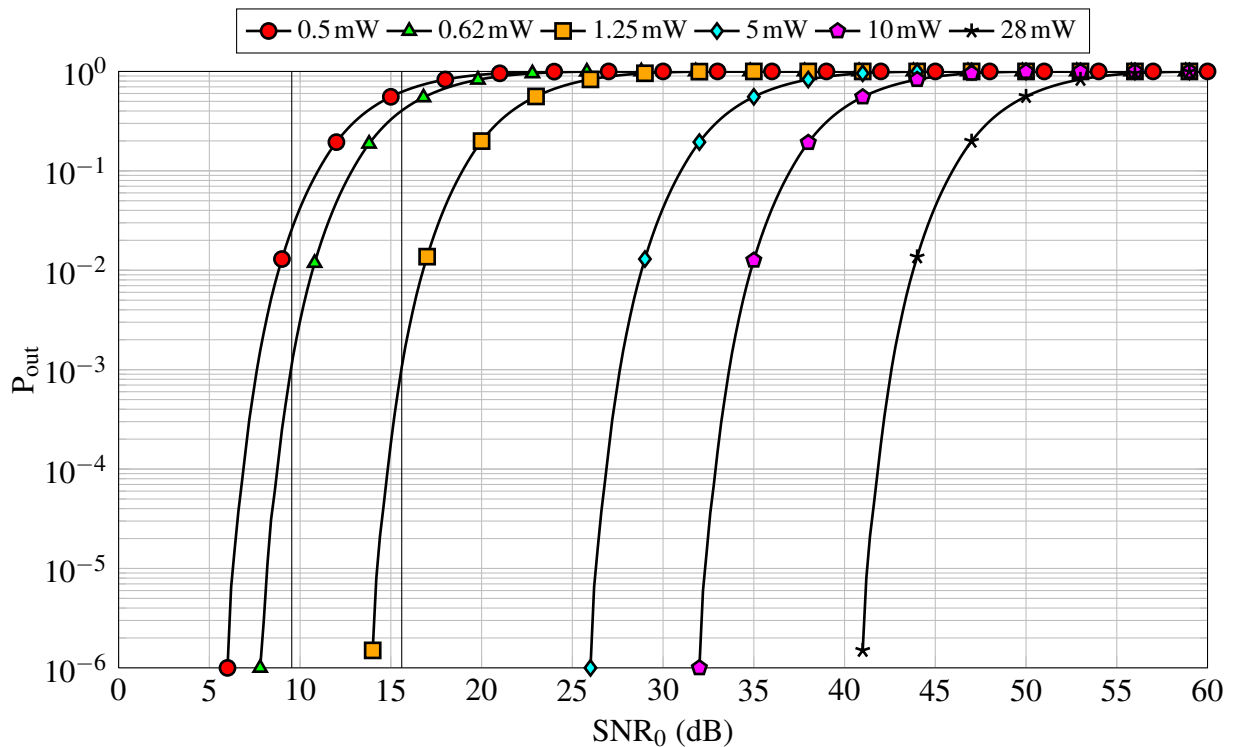


FIGURE 3.2 – Probabilité de rupture en fonction de SNR_0 dans le cas d'un lien en visibilité directe avec un système de suivi complet et d'une mobilité Random Waypoint pour $R_b = 500$ Kbps et P_t de 0.5 mW à 28 mW.

solution avec suivi complet est peu adaptée à l'application.

Pour approfondir l'analyse nous étudions par la suite les performances de la configuration diffuse pour le modèle à une réflexion et en utilisant RaPSor pour tenir compte des réflexions multiples.

3.3.2 Liens en diffus

3.3.2.1 Modèle à une réflexion

Sur la figure 3.7 nous avons reporté les résultats de la probabilité de rupture en fonction du SNR_0 pour la puissance maximale permise en diffus (300 mW) et des débits variant de 10 Kbps à 33 Mbps.

Modulation	Type de lien	Débit maximal avec $P_{t_{max}}$	$P_{t_{min}}$ pour $R_b = 500 \text{ Kbps}$
OOK-NRZ	LOS avec suivi complet	250 Mbps	1.25 mW
	LOS avec semi-suivi	125 Mbps	1.77 mW
	LOS non-suivi	43 Mbps	32.35 mW
PPM-4	LOS avec suivi complet	1 Gbps	0.62 mW
	LOS avec semi-suivi	505 Mbps	0.88 mW
	LOS non-suivi	180 Mbps	15.8 mW

TABLE 3.1 – Débit maximal avec $P_{t_{max}}$ et $P_{t_{min}}$ pour $R_b = 500 \text{ kbps}$ pour les différents liens en visibilité directe et pour une modulation OOK-NRZ et PPM-4 avec $\text{TEB}_0 = 10^{-9}$ et $P_{out} = 10^{-3}$.

Comme dans le cas en visibilité directe, nous pouvons remarquer que plus le SNR_0 visé est grand et plus la probabilité de rupture se dégrade, et ce d'autant plus que le débit est élevé. Cependant, on peut noter que l'allure des variations de P_{out} en diffus présente un effet plancher lorsque le SNR_0 diminue, contrairement au cas en visibilité directe.

Ce comportement est lié à l'allure de la distribution du SNR en diffus comme présenté dans le chapitre précédent. En effet, nous avons déjà vu que cette distribution comporte un grand nombre de valeurs faibles qui correspondent à des positions de l'émetteur proches des limites de la pièce, c'est-à-dire le plus loin du récepteur.

Pour illustrer ce comportement, nous avons représenté sur la figure 3.8 les points de la PDF du SNR pour un débit de 5 Mbps ainsi que le tracé de la probabilité de rupture correspondante. Sur la première figure, pour les valeurs de SNR inférieures à 17 dB, la valeur de la PDF est quasiment constante (10^{-5}). Ainsi, sur la deuxième figure représentant P_{out} obtenue par intégration de la PDF du SNR, la pente pour les SNR_0 inférieures à 17 dB est d'à peine une décade.

Pour analyser les performances, on peut considérer comme précédemment une modulation OOK-NRZ et un TEB de 10^{-9} . On voit ainsi qu'en diffus, pour respecter une probabilité de

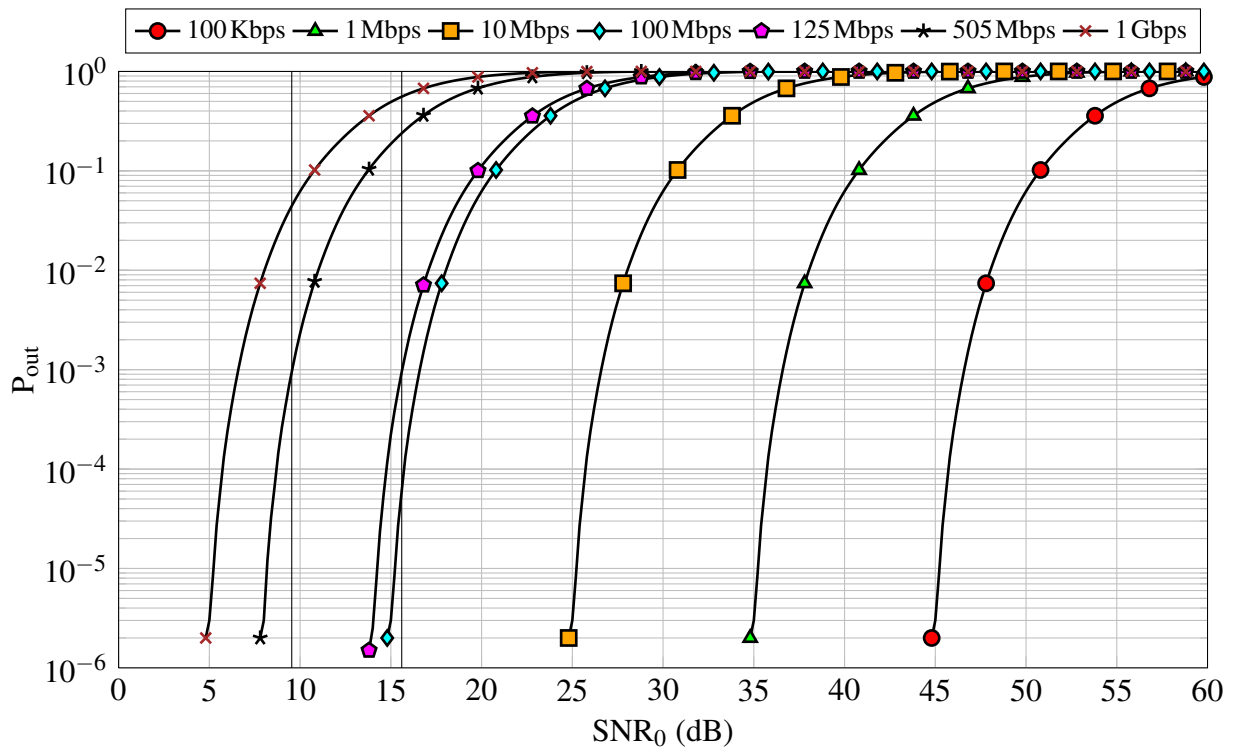


FIGURE 3.3 – Probabilité de rupture en fonction de SNR_0 dans le cas d'un lien en visibilité directe avec un système de semi-suivi et d'une mobilité Random Waypoint pour $P_t = 28$ mW et R_b de 100 Kbps à 1 Gbps.

rupture de 10^{-3} , le débit maximum est de 8.3 Mbps. De la même manière et comme attendu, pour une modulation PPM-4 et un TEB de 10^{-9} on a un débit maximum plus élevé de 33 Mbps.

Ainsi, comme en visibilité directe avec une configuration diffuse, on dispose d'une marge en débit importante par rapport aux contraintes de l'application de télésurveillance pour une puissance transmise moyenne égale au maximum autorisée soit 300 mW. On peut donc comme précédemment, déterminer la puissance minimale requise pour le débit visé de 500 Kbps.

Dans le cas de la modulation OOK-NRZ pour un TEB de 10^{-9} et une probabilité de rupture de 10^{-3} , on voit sur la figure 3.9 que la puissance minimale est d'environ 73 mW alors que pour la modulation PPM-4 cette puissance est deux fois plus petite d'environ 37 mW.

Finalement, on a résumé dans le tableau 3.2 l'ensemble des résultats obtenus en considérant

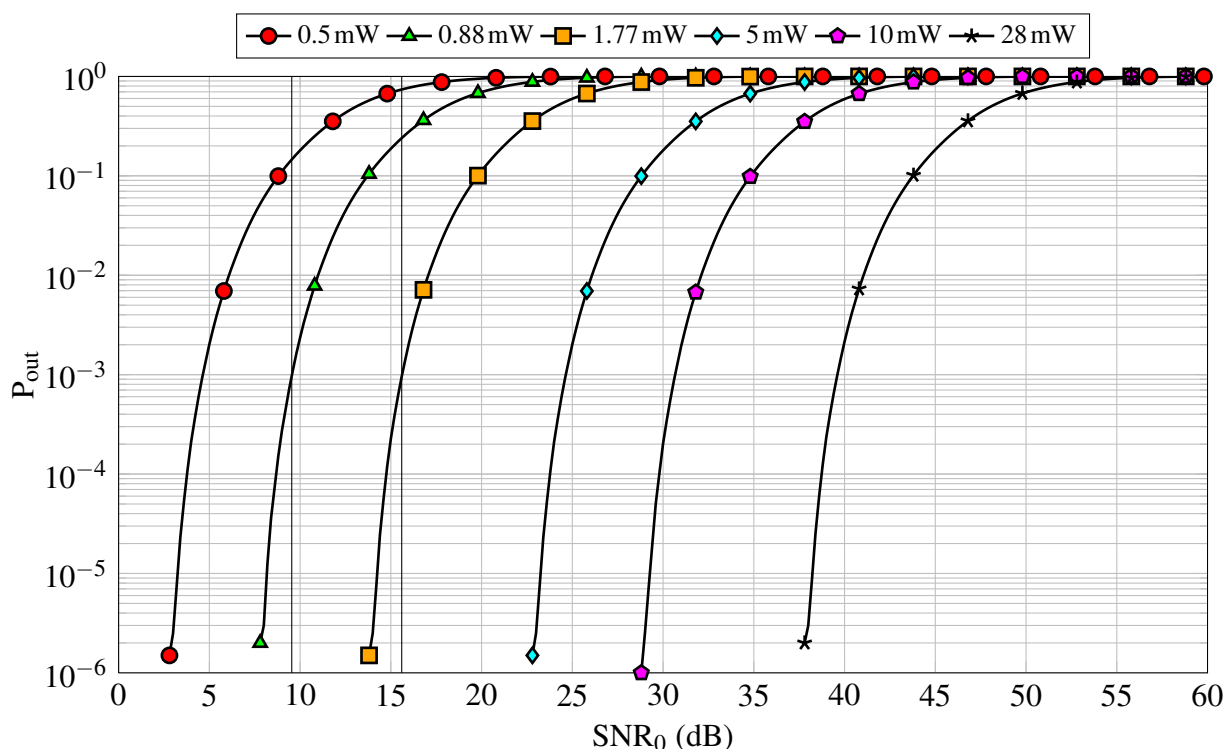


FIGURE 3.4 – Probabilité de rupture en fonction de SNR_0 dans le cas d'un lien en visibilité directe avec un système de semi-suivi et d'une mobilité Random Waypoint pour $R_b = 500$ Kbps et P_t de 0.5 mW à 28 mW.

les différents modèles de mobilité et les différents scénarios en visibilité directe et en diffus avec le modèle à une réflexion. Les résultats présentés sont basés sur les courbes de probabilité de rupture reportées en Annexe C.

Comme attendu, on vérifie que les résultats avec le modèle RWP se situent entre ceux obtenus avec les modèles uniforme et Gaussien. De plus, on peut noter que même dans le cas uniforme, qui présente les résultats les moins favorables, il existe une marge importante par rapport aux contraintes de l'application.

Finalement, quel que soit le modèle de mobilité, les résultats en diffus obtenus avec le modèle à une réflexion montrent que cette configuration est adaptée à l'application car elle permet de respecter les débits, avec une puissance inférieure à la puissance permise (300 mW) tout en

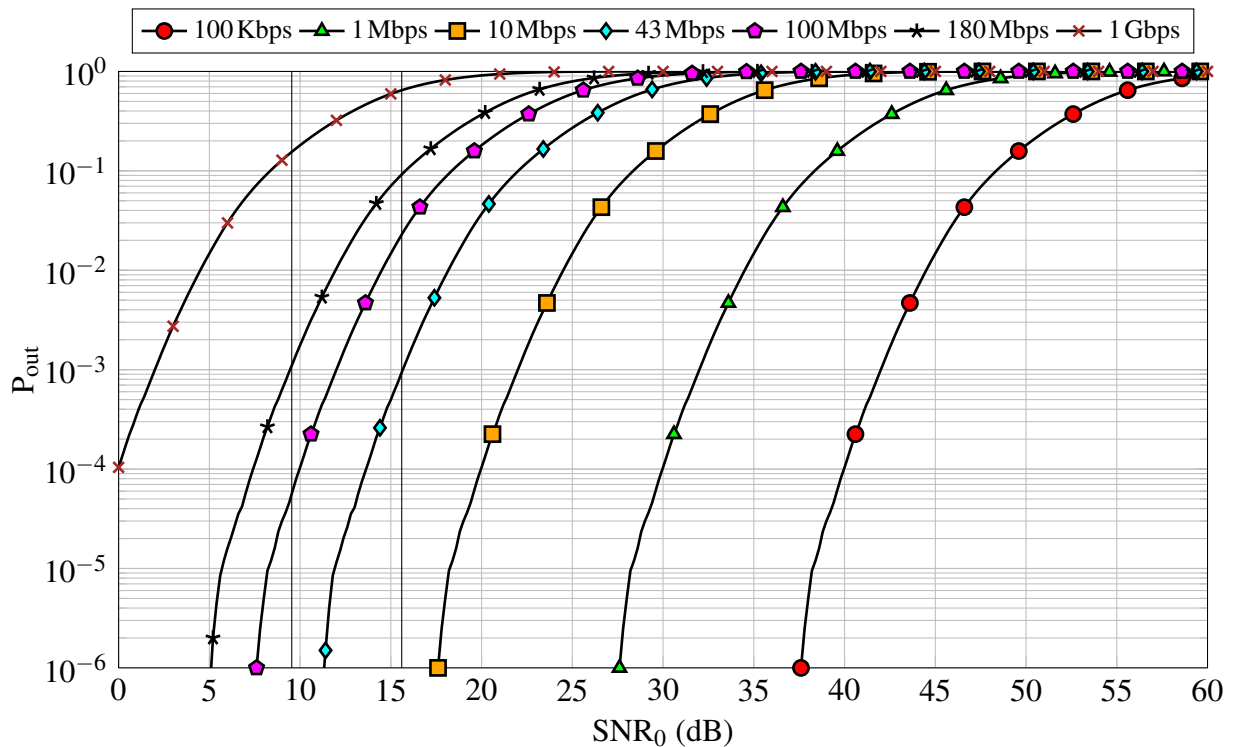


FIGURE 3.5 – Probabilité de rupture en fonction de SNR_0 dans le cas d'un lien en visibilité directe non-suivie et d'une mobilité Random Waypoint pour $P_t = 300\text{mW}$ et R_b de 100 Kbps à 1 Gbps.

présentant une simplicité de mise en œuvre et une robustesse aux blocages de la liaison.

Cependant, on a vu dans le chapitre précédent que pour optimiser le design d'un tel système il était important de tenir compte de réflexions multiples car elles ont un impact non négligeable sur la détermination du SNR. Nous analysons dans la partie suivante les résultats en termes de probabilité de rupture et de puissance minimale requise obtenus avec le logiciel RaPSor dans le cas de la mobilité RWP.

3.3.2.2 Modèle à plusieurs réflexions (RaPSor)

Nous avons tracé sur la figure 3.10 l'évolution de la probabilité de rupture P_{out} en fonction du SNR_0 pour un sol de réflectivité 0.8 et différentes valeur de réflectivité des murs de la pièce y

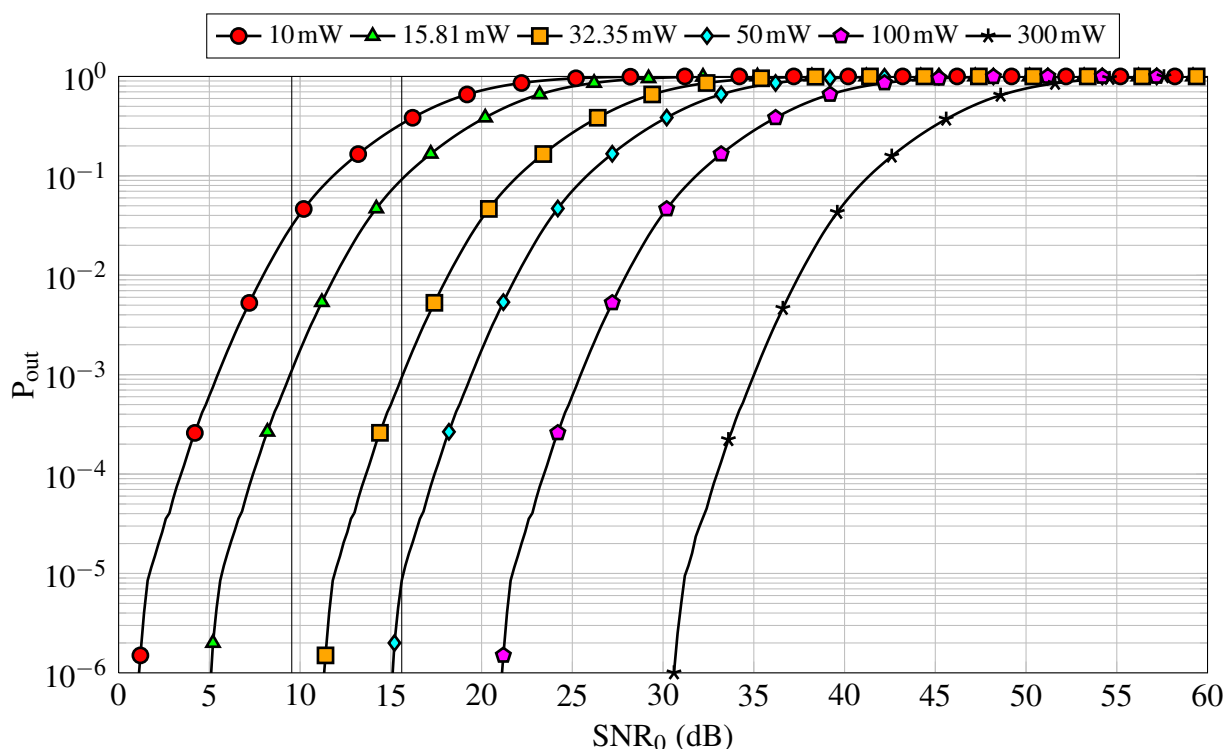


FIGURE 3.6 – Probabilité de rupture en fonction de SNR_0 dans le cas d'un lien en visibilité directe non-suivie et d'une mobilité Random Waypoint pour $R_b = 500$ Kbps et P_t de 10 mW à 300 mW.

compris pour une réflectivité nulle, qui correspond au cas du modèle à une réflexion. Les résultats sont représentés pour un débit de 500 Kbps et pour une puissance de 73 mW correspondant à la puissance minimale requise déterminée précédemment dans le cas du modèle à une réflexion pour une modulation OOK-NRZ, un TEB de 10^{-9} et une P_{out} de 10^{-3} .

On peut remarquer tout d'abord que les performances s'améliorent de manière significative lorsqu'on tient compte de la réflectivité des murs. En effet, pour toutes les valeurs de réflectivité des murs, même faibles, la probabilité de rupture est inférieure à 10^{-4} pour le TEB visé (qui correspond à un SNR_0 de 15.6 dB pour une modulation OOK-NRZ).

De plus, plus la réflectivité des murs augmente et plus les performances s'améliorent. En effet, comme vu au chapitre 2, la prise en compte des réflexions sur les murs permet d'obtenir

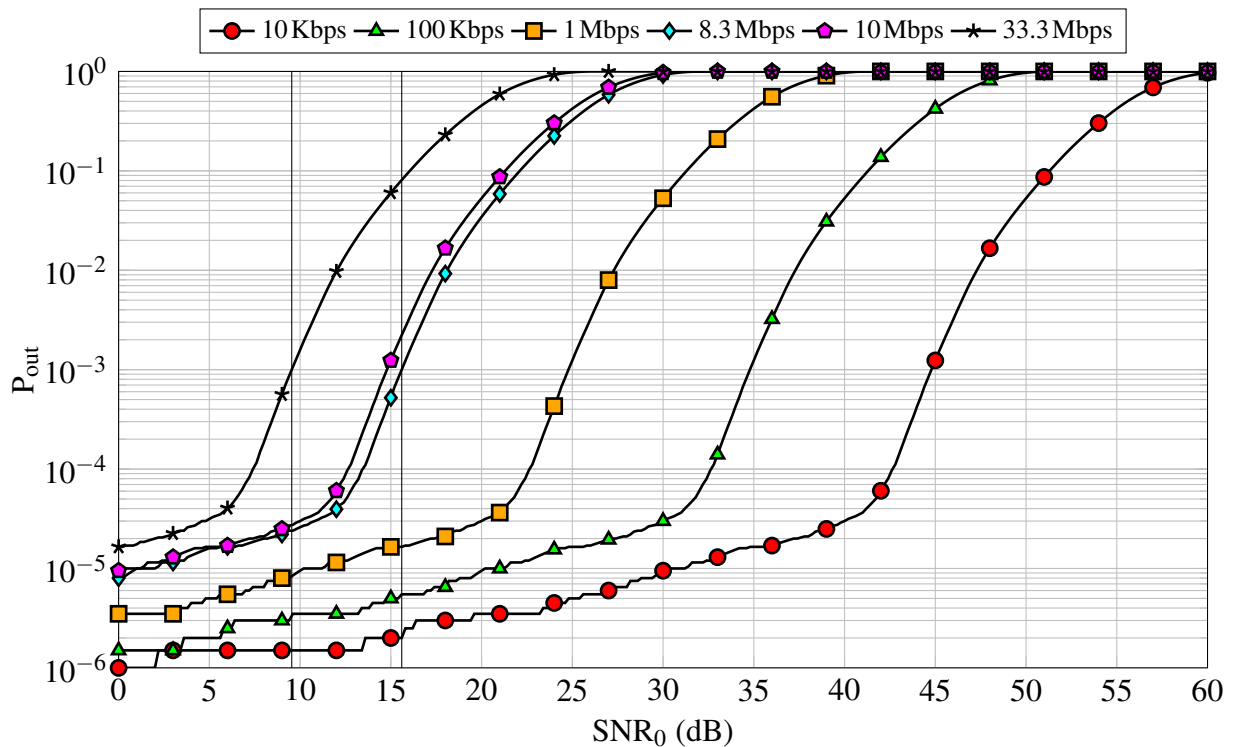


FIGURE 3.7 – Probabilité de rupture en fonction de SNR_0 dans le cas d'un lien en diffus et d'une mobilité Random Waypoint pour $P_t = 300$ mW et R_b de 100 Kbps à 33.3 Mbps

une valeur plus réaliste du SNR reçu. Ce sont en fait les contributions des émetteurs aux positions les plus défavorables dans le cas à une réflexion (proches des limites de la pièce et donc près des murs) qui améliorent la probabilité de rupture lorsqu'on tient compte des réflexions sur les murs. Finalement, l'utilisation de RaPSor permet d'obtenir une estimation de la probabilité de rupture plus réaliste et plus favorable.

Pour optimiser le système en diffus, soit en termes de débit soit de puissance, il est donc nécessaire de tenir compte de l'environnement par l'utilisation de techniques de lancer de rayons au lieu d'utiliser le modèle simple à une seule réflexion. Ceci est en effet important même dans les cas où l'interférence entre symboles est négligeable, c'est-à-dire pour des débits très faibles tels que ceux de l'application.

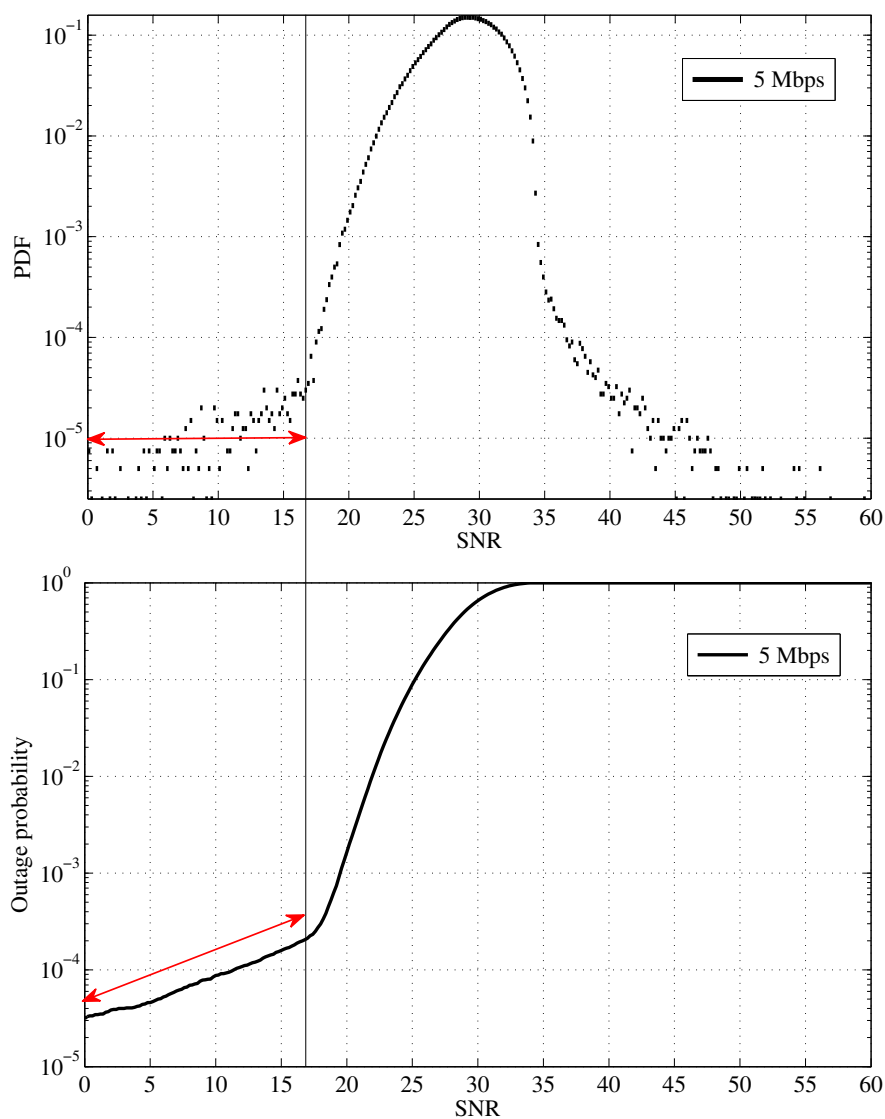


FIGURE 3.8 – Explication du comportement de la courbe de P_{out} en diffus.

Etant donné que l'autonomie énergétique de l'émetteur est un facteur important dans l'application, nous nous intéressons dans la partie suivante à l'optimisation de la puissance moyenne émise.

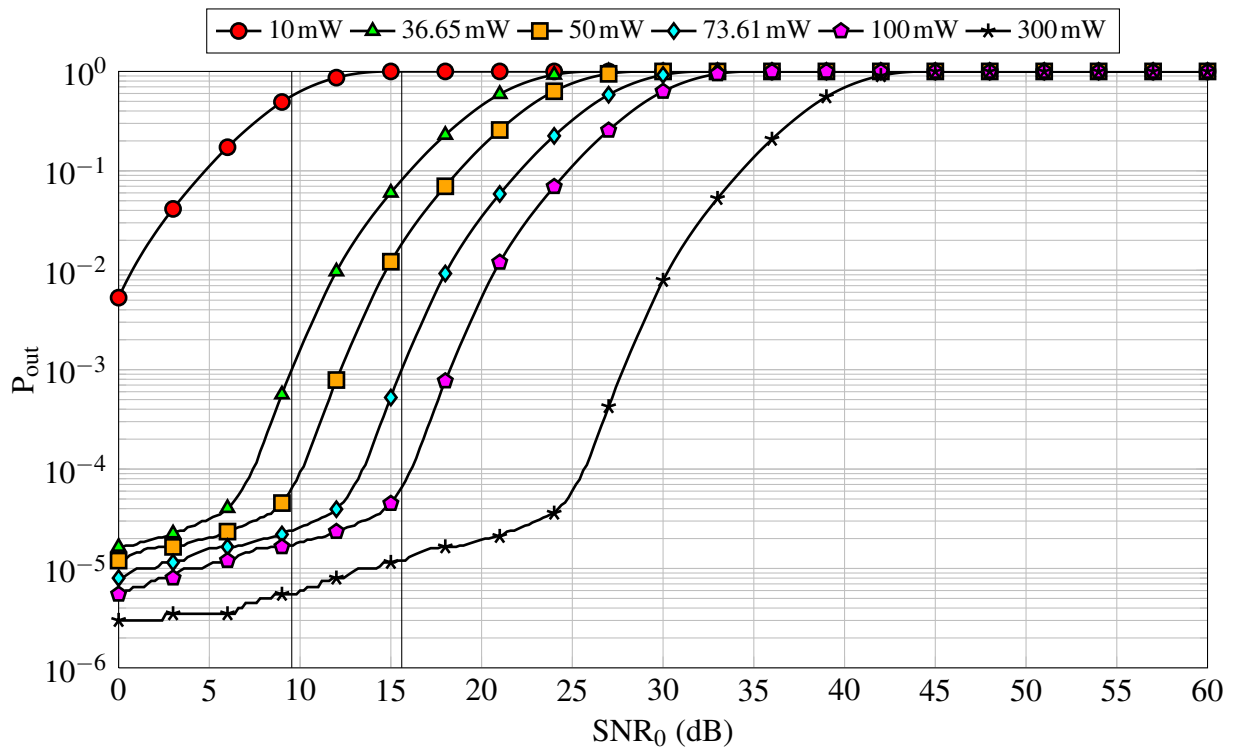


FIGURE 3.9 – Probabilité de rupture en fonction de SNR_0 dans le cas d'un lien diffus et d'une mobilité Random Waypoint pour $R_b = 500$ Kbps et P_t de 10 mW à 300 mW.

3.4 Optimisation énergétique des scénarios

Dans cette partie, afin d'optimiser la puissance émise, nous étudions deux aspects. Le premier consiste à étudier plus en détail l'impact de la réflectivité du sol et des murs sur la détermination de la puissance requise pour les contraintes de l'application. En se basant sur l'analyse de la capacité de rupture, le deuxième aspect porte sur l'évaluation du gain en puissance apporté par une solution de codage correcteur d'erreur. L'étude est illustrée dans le cas d'une configuration diffuse avec une mobilité de type RWP.

Mobilité	Type de lien	Débit maximal avec $P_{t_{max}}$	$P_{t_{min}}$ pour $R_b = 500 \text{ Kbps}$
Uniforme	LOS avec suivi complet	175 Mbps	1.5 mW
	LOS avec semi-suivi	83 Mbps	2.17 mW
	LOS non-suivi	16.5 Mbps	52.2 mW
	Diffus	600 Kbps	273 mW
Gaussienne	LOS avec suivi complet	490 Mbps	0.89 mW
	LOS avec semi-suivi	192 Mbps	1.43 mW
	LOS non-suivi	58 Mbps	27.8 mW
	Diffus	12 Mbps	62 mW
Random WayPoint	LOS avec suivi complet	250 Mbps	1.25 mW
	LOS avec semi-suivi	125 Mbps	1.77 mW
	LOS non-suivi	43 Mbps	32.35 mW
	Diffus	8.5 Mbps	73 mW

TABLE 3.2 – Débit maximal avec $P_{t_{max}}$ et $P_{t_{min}}$ pour $R_b = 500 \text{ Kbps}$ pour les différents liens, pour les trois modèles de mobilité et pour une modulation OOK-NRZ avec $TEB_0 = 10^{-9}$ et $P_{out} = 10^{-3}$.

3.4.1 Impact de l'environnement

Jusqu'à présent, nous avons évalué l'impact sur la probabilité de rupture de la valeur de la réflectivité des murs pour un sol de réflectivité 0.8 uniquement. Les résultats ont été présentés pour $P_t = 73 \text{ mW}$, qui correspond à la puissance minimale requise dans le modèle à une réflexion pour respecter une probabilité de rupture de 10^{-3} en modulation OOK-NRZ avec un TEB de 10^{-9} pour un débit de 500 Kbps.

Dans ce paragraphe, on détermine la puissance minimale requise pour respecter ces contraintes en tenant compte des multiples réflexions pour différentes valeurs de ρ_{mur} . De plus, on effectue cette étude pour différentes valeurs de ρ_{sol} . Les résultats sont présentés sur la figure 3.11.

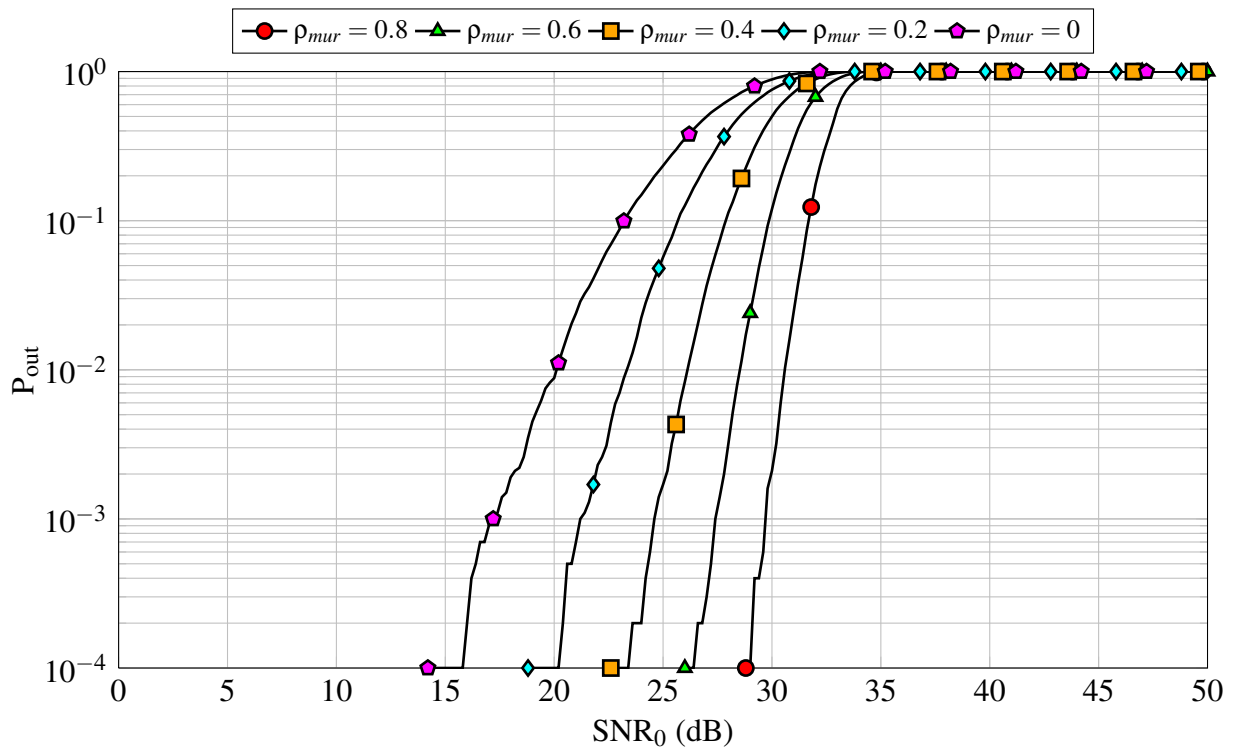


FIGURE 3.10 – Probabilité de rupture en fonction de SNR_0 dans le cas d'un lien diffus avec plusieurs réflexions et d'une mobilité Random Waypoint pour $R_b = 500$ Kbps, $P_t = 73$ mW, $\rho_{sol} = 0.8$ et $\rho_{mur} = 0, 0.2, 0.4, 0.6$ et 0.8 .

On peut tout d'abord remarquer que la puissance minimale requise dépend des valeurs de la réflectivité du sol et des murs. De plus, cette puissance diminue lorsque ρ_{sol} ou ρ_{mur} augmentent.

L'évolution de $P_{t_{min}}$ avec ρ_{mur} est en accord avec les résultats déjà présentés sur la probabilité de rupture pour les différentes valeurs de ρ_{mur} (Figure 3.10). Par exemple, en observant la courbe pour $\rho_{sol}=0.8$, on retrouve la valeur $P_{t_{min}}=73$ mW pour $\rho_{mur}=0$, et une valeur très inférieure pour $\rho_{mur}=0.8$ d'environ 15 mW. Ainsi, il est important de connaître la valeur de ρ_{mur} pour dimensionner au mieux la puissance émise.

D'autre part, on observe également l'impact de ρ_{sol} pour une réflectivité des murs donnée : plus ρ_{sol} diminue, et plus la puissance minimale est élevée. Par exemple, pour $\rho_{mur}=0$, $P_{t_{min}}$ passe de 73 mW à 260 mW pour ρ_{sol} entre 0.8 et 0.2. Par contre, pour une valeur de ρ_{mur} plus élevée,

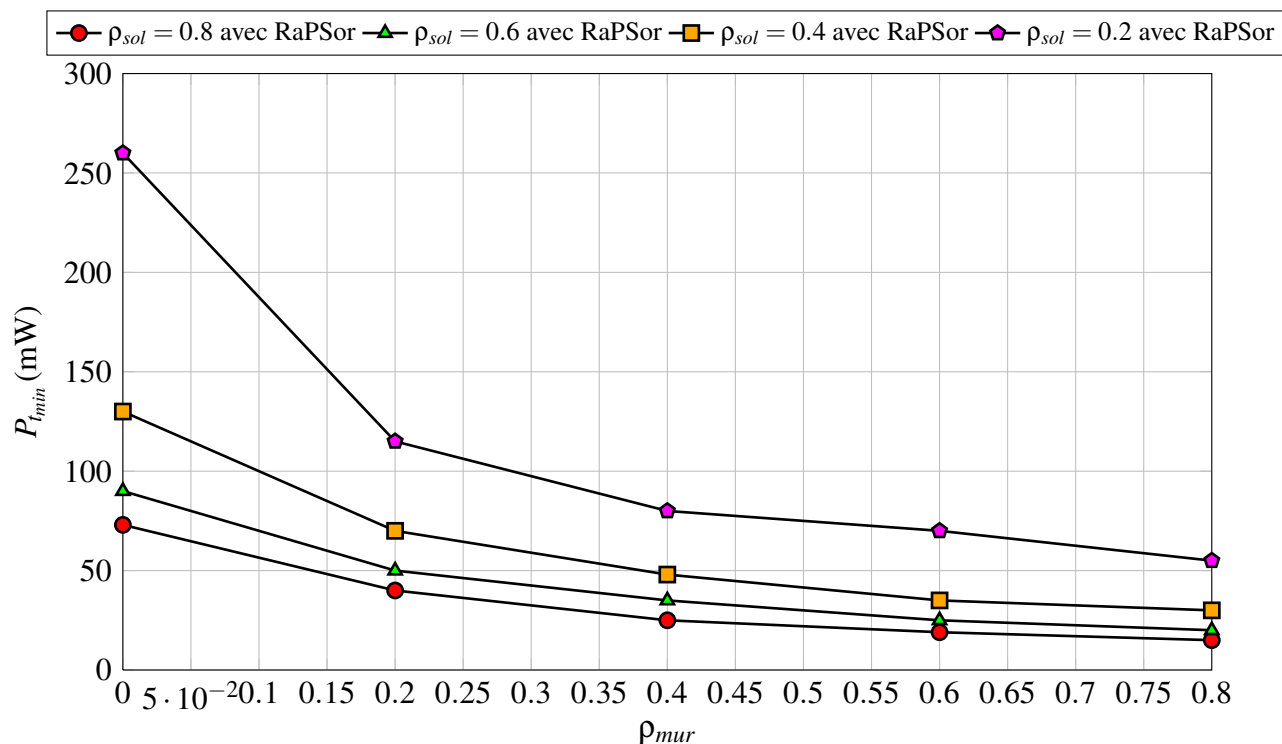


FIGURE 3.11 – P_{tmin} pour atteindre $P_{out} = 10^{-3}$ et $TEB_0 = 10^{-9}$ dans le cas d'une modulation OOK-NRZ avec RaPSor pour $\rho_{sol} = 0.8, 0.6, 0.4$ et 0.2 et $\rho_{mur} = 0.8, 0.6, 0.4, 0.2$ et 0 .

par exemple pour $\rho_{mur}=0.8$, la variation est moins importante puisque P_{tmin} passe de 15 mW à 60 mW pour ρ_{sol} entre 0.8 et 0.2. Cependant, si on examine les résultats de manière relative on peut remarquer que dans chaque cas la puissance est multipliée par environ la même valeur, dans l'exemple environ 4.

Ces résultats montrent que plus les murs sont des surfaces réfléchissantes, plus on peut relâcher la contrainte sur la connaissance précise de ρ_{sol} pour le choix de P_{tmin} .

Afin de mieux évaluer le gain en puissance lié à la prise en compte de l'environnement par l'utilisation de RaPSor, nous avons représenté sur la figure 3.12 le rapport P_{tmin}/P_{t0} en fonction de ρ_{mur} pour différentes valeurs de ρ_{sol} . P_{t0} représente la puissance minimale requise pour $\rho_{mur}=0$ c'est à dire avec le modèle à une réflexion.

On peut remarquer que toutes les courbes ont une évolution quasi identique, ce qui signifie que ρ_{sol} a peu d'impact sur le rapport de puissance $P_{t_{min}}/P_{t_0}$. A partir de ces courbes, il est donc possible de déterminer une valeur optimale de puissance à partir seulement de la connaissance de la valeur P_{t_0} préalablement déterminée. Etant donné que la valeur de P_{t_0} est obtenue en utilisant le modèle à une seule réflexion pour une valeur de ρ_{sol} donné, cela signifie qu'on peut directement dimensionner la puissance optimale à partir de la figure 3.12. Cela constitue une méthodologie assez simple à partir du moment où on a fait la simulation de la pièce avec RaPSor pour une valeur de ρ_{sol} quelconque.

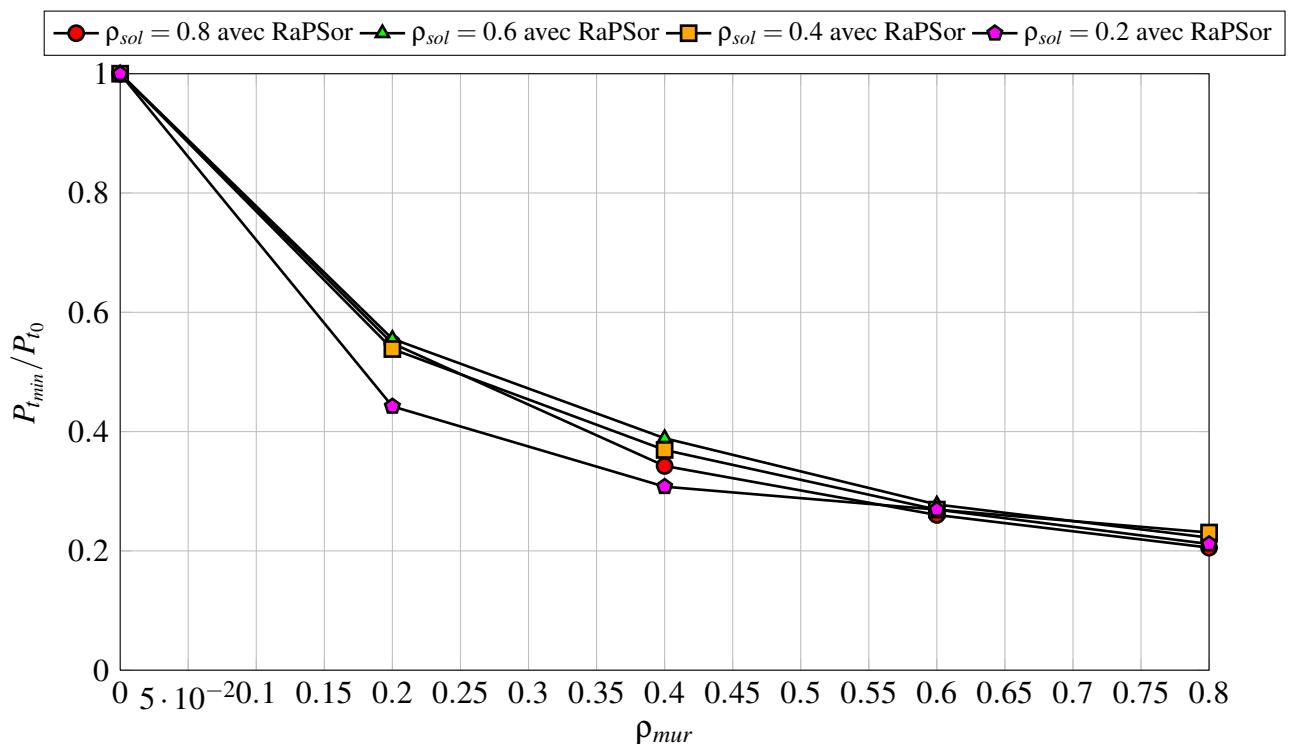


FIGURE 3.12 – $P_{t_{min}}/P_{t_0}$ en fonction de ρ_{mur} pour différentes valeurs de ρ_{sol} pour atteindre $P_{out} = 10^{-3}$ et $TEB_0 = 10^{-9}$ dans le cas d'une modulation OOK-NRZ avec RaPSor.

Une autre voie pour optimiser la puissance consiste à étudier le gain apporté par un codage de canal. Pour étudier les potentialités de cette solution, on calcule dans la partie suivante la

capacité du système optique sans fil mobile pour une certaine probabilité de rupture, appelée capacité avec blocage.

3.4.2 Capacité avec blocage

La capacité d'un canal est définie comme le débit d'information maximum qui peut être transmis entre un émetteur et un récepteur avec un taux d'erreur arbitrairement faible.

Pour les canaux non-stationnaires, comme c'est le cas du canal optique sans fils mobile dont le gain est une variable aléatoire, la connaissance du SNR instantané au niveau du récepteur est un paramètre important dont dépend la capacité. On suppose par la suite que le récepteur a une connaissance du SNR instantané ainsi que de sa distribution (CSI Channel Side Information [67, 68]). En effet, comme le canal optique est réel et positif, la mesure de la puissance optique reçue peut permettre d'évaluer le SNR instantané.

Dans ce cas, on peut définir deux capacités : la capacité au sens de Shannon appelée aussi capacité ergodique et la capacité avec blocage. La capacité ergodique prend en compte tous les états du canal puisqu'elle est obtenue en moyennant la capacité du canal. De ce fait, elle est dégradée de manière importante lorsque le canal possède des états correspondant à des SNR très faibles, ce qui est le cas dans notre étude. On étudie donc par la suite la capacité avec blocage qui permet au système de perdre des données et d'atteindre un débit plus important.

La capacité avec blocage, particulièrement adaptée pour les canaux possédant des variations lentes, est définie comme le débit maximum qui peut être transmis sur le canal avec une certaine probabilité de rupture correspondant à la probabilité que la transmission ne puisse pas être décodée avec un taux d'erreur négligeable.

Etant donné que la probabilité d'avoir des informations correctement reçues est $1 - P_{out}$, elle peut s'exprimer comme :

$$C_{out} = \left(1 - P_{out}(SNR_0)\right) C(SNR_0) \quad (3.5)$$

La détermination de la capacité avec blocage nécessite la connaissance de la probabilité de rupture en fonction de SNR_0 ainsi que celle de la capacité du canal optique en fonction du SNR.

La probabilité de rupture a été déterminée précédemment.

La capacité du canal est évaluée en considérant la sortie du canal optique sans fil qui est composée de symboles de sortie continus. En effet, le signal reçu est constitué non seulement de la puissance reçue, qui suit une distribution liée à la mobilité de l'émetteur mais aussi d'un bruit AWGN. Ainsi la capacité du canal optique sans fil peut être définie par celle d'un canal à entrée discrète et à sortie continue. L'expression de la capacité est donnée par [6, 67–69].

$$C(SNR) = \sup_{p(x)} \int_{-\infty}^{+\infty} \sum_{i=0}^1 p(y|x_i) p(x_i) \log \left(\frac{p(y|x_i)}{\sum_{k=0}^1 p(y|x_k) p(x_k)} \right) dy \quad (3.6)$$

$p(y|x)$ représentent les probabilités conditionnelles du signal reçu et suivent donc une distribution Gaussienne centrée sur la puissance reçue et de variance liée au débit de la transmission et au bruit optique : $\mathcal{N}(R.H.x, R_b N_0)$.

$p(x)$ correspond à la probabilité du symbole x (0 ou 1 en OOK-NRZ). Comme le canal est symétrique, l'équation (3.6) est maximisée lorsque $p(x=0)=p(x=1)=0.5$. De plus, la capacité est comprise entre 0 et 1 du fait de l'entrée binaire.

Pour analyser la capacité avec blocage, nous avons tracé son évolution en fonction de la probabilité de rupture de la transmission c'est-à-dire P_{out} . De plus, dans le but d'optimiser la puissance émise, nous avons représenté cette évolution sur la figure 3.13 pour différentes valeurs du rapport P_t^2/R_b . Le débit utile de la transmission est alors obtenu par :

$$R_u = R_b \cdot C_{out} \quad (3.7)$$

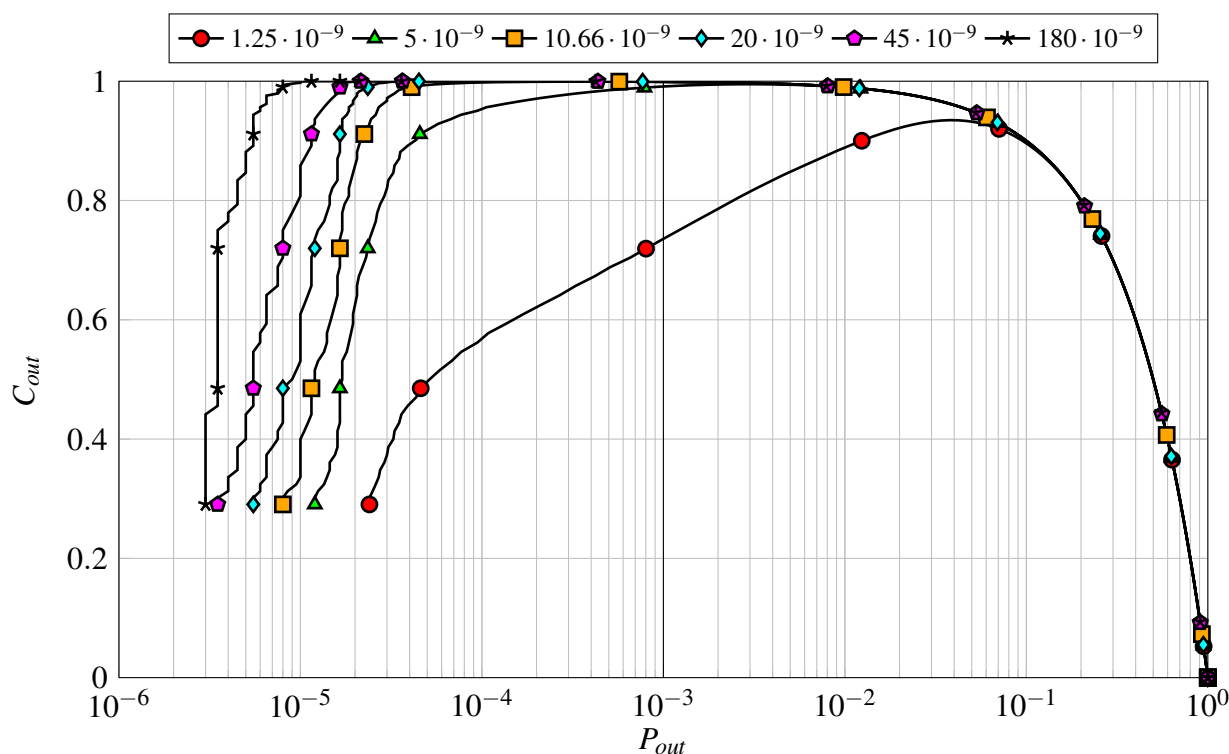


FIGURE 3.13 – C_{out} en fonction de P_{out} dans le cas d'un lien diffus et d'une mobilité Random Waypoint pour différentes valeurs de P_t^2/R_b .

En accord avec l'équation (3.7), on vérifie que pour les faibles valeurs de probabilité de rupture, la capacité avec blocage diminue. On peut remarquer que l'allure de cette décroissance est liée à l'allure de la probabilité de rupture en diffus (voir figures 3.7, 3.8 et 3.9).

D'autre part, pour les fortes valeurs de probabilité de rupture, le facteur $1 - P_{out}$ tendant vers 0, la capacité de rupture tend également vers 0. Entre ces deux extrémités, il existe une valeur de Probabilité de rupture qui maximise la capacité avec blocage.

Notre objectif étant de déterminer la puissance optimale pour une probabilité de rupture de 10^{-3} , nous avons fait varier le rapport P_t^2/R_b pour obtenir différentes courbes comme sur la figure 3.13. Ensuite, pour une valeur de C_{out} désirée, on cherche la courbe correspondante qui passe par le point (P_{out}, C_{out}) . Cette courbe correspondant à une valeur du rapport P_t^2/R_b . On

peut ainsi obtenir des couples (P_{tmin}, R_b) pour une valeur de C_{out} donnée.

On a représenté les résultats en termes de puissance minimale P_{tmin} pour différentes valeurs de C_{out} en fonction du débit utile R_u et ce pour un lien diffus avec le modèle à une réflexion (figure 3.14) et en tenant compte des réflexions sur les murs avec $\rho_{mur} = 0.8$ (figure 3.15).

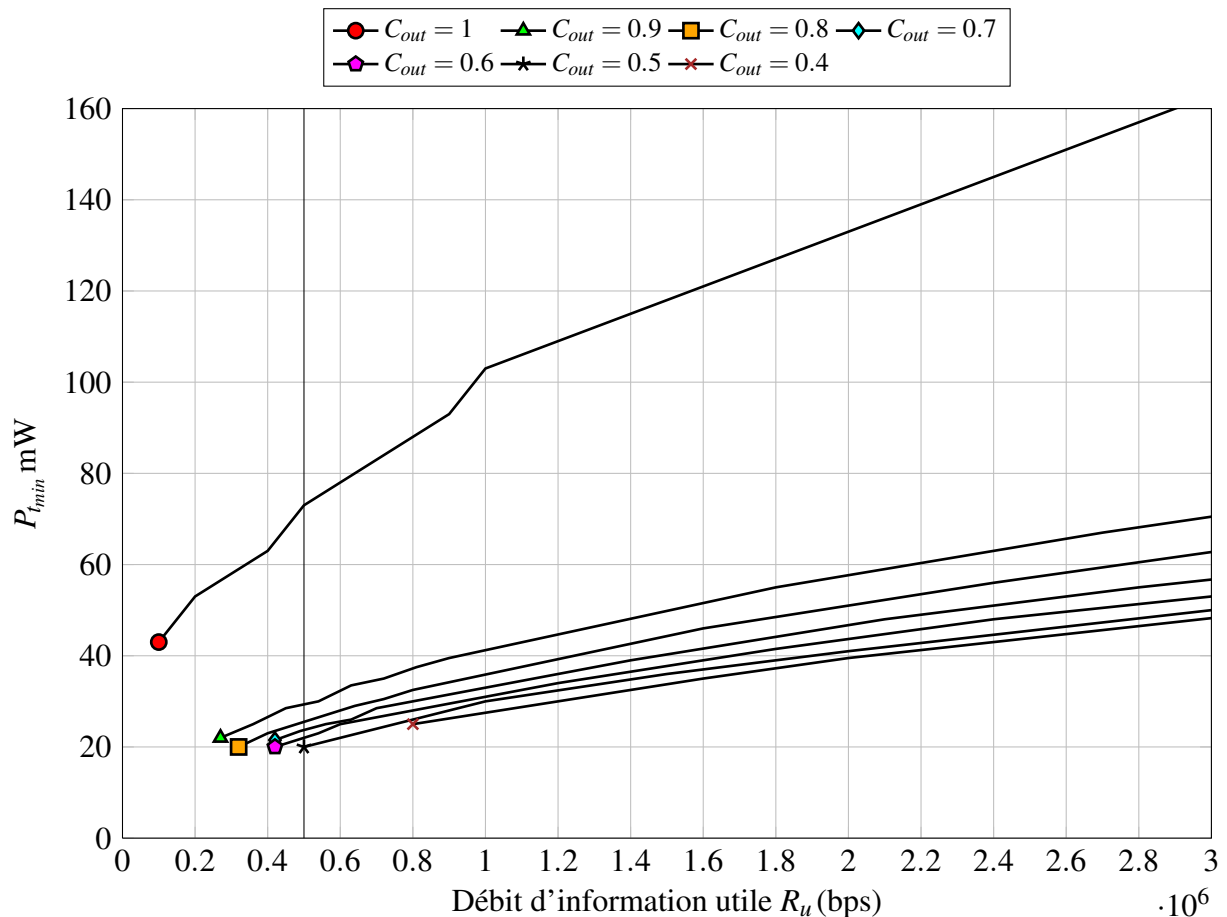


FIGURE 3.14 – P_{tmin} en fonction du débit d'information utiles pour un lien diffus avec $\rho_{sol} = 0.8$, $\rho_{mur} = 0$, $P_{out} = 10^{-3}$ et $TEB_0 = 10^{-9}$ pour une modulation OOK-NRZ.

On peut remarquer tout d'abord sur les deux figures que plus le débit d'information utile visé est élevé, plus la puissance minimale augmente pour une valeur de capacité avec blocage donnée. Cependant, comme on l'a vu précédemment, lorsqu'on tient compte des murs, les puissances minimales sont inférieures à celles obtenues avec le modèle à une seule réflexion.

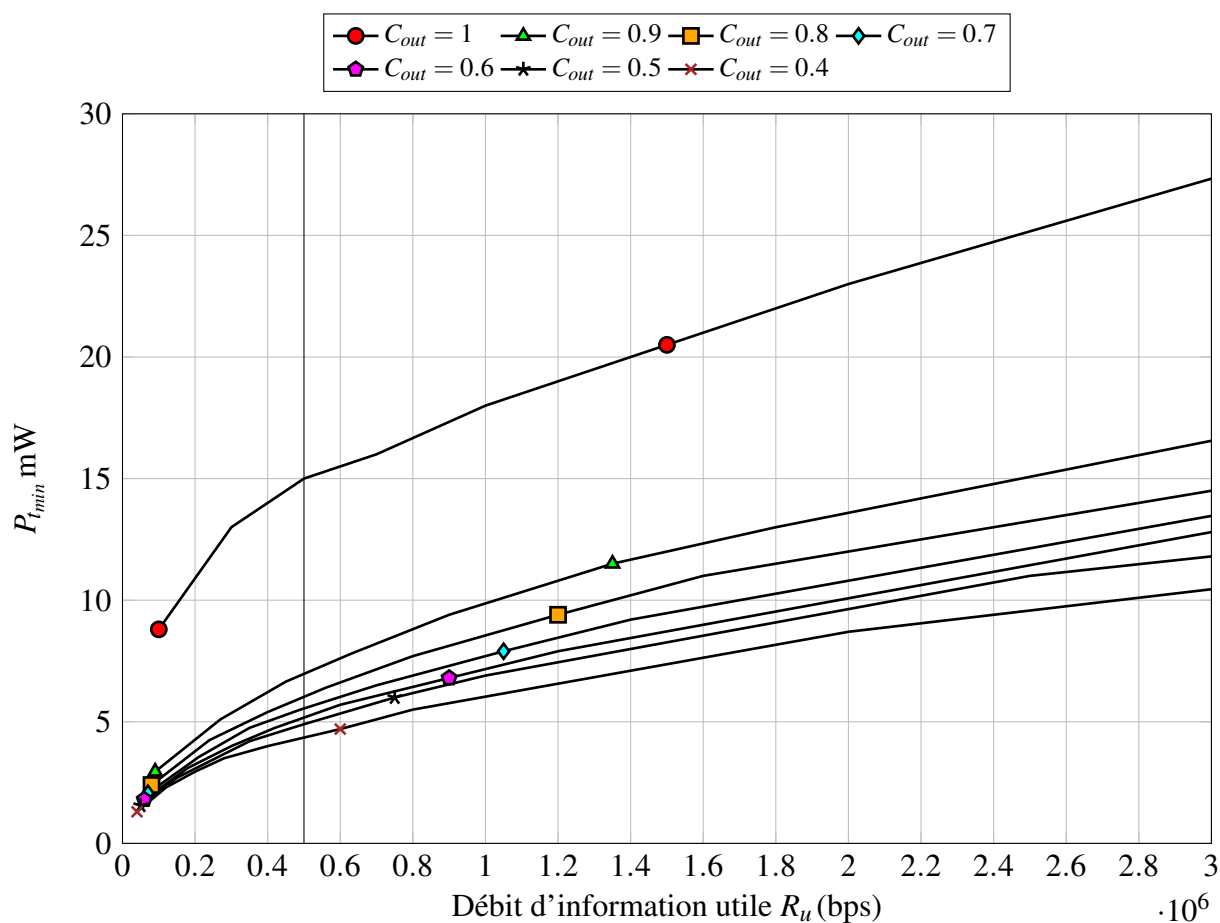


FIGURE 3.15 – $P_{t_{min}}$ en fonction du débit d'information utiles pour un lien diffus avec $\rho_{sol} = 0.8$, $\rho_{mur} = 0.8$, $P_{out} = 10^{-3}$ et $TEB_0 = 10^{-9}$ pour une modulation OOK-NRZ.

De plus, si on considère un débit utile donné, on voit que la puissance minimale diminue lorsque la capacité avec blocage diminue. On en déduit qu'il est possible de diminuer la puissance en utilisant un code de rendement C_{out} tout en conservant le débit utile visé, et ce malgré la perte en débit liée à la redondance du code.

Par exemple, considérons un débit utile $R_u = 500$ Kbps. On peut vérifier tout d'abord que pour une capacité de blocage $C_{out} = 1$, c'est à dire sans codage, on retrouve sur la figure 3.14 la puissance minimale $P_{t_{min}} = 73$ mW obtenue précédemment avec le modèle à une réflexion. Sur la figure 3.15, cette puissance minimale est de 15 mW, ce qui correspond bien à la valeur obtenue

avec RaPSor lorsqu'on tient compte de la réflectivité des murs avec $\rho_{mur} = 0.8$ (voir figure 3.11).

De plus, si on utilise un code de rendement $1/2$, pour un débit utile R_u de 500 Kbps, qui correspond dans ce cas à un débit brut R_b de 1 Mbps, on voit d'après la figure 3.14 que la puissance minimale n'est plus que de 20 mW sans tenir compte des réflexions sur les murs. Ce résultat est très intéressant puisqu'on se rapproche des performances de la configuration en visibilité directe en non suivi (voir tableau 3.2) et s'améliore lorsqu'on tient compte de l'environnement. En effet, sur la figure 3.15 on voit que la puissance minimale devient égale à 5 mW pour le même rendement de $1/2$.

Finalement, la configuration diffuse permet de satisfaire les contraintes de l'application avec des performances quasiment identiques à celles de configurations en visibilité directe, tout en offrant une plus grande simplicité de mise en oeuvre et une robustesse intrinsèque à des effets de masquage aléatoires.

3.5 Conclusions

Dans ce chapitre, nous avons étudié la probabilité de rupture du système de communication sans fil mobile basé sur une transmission en visibilité directe et sur une transmission en diffus. Cette probabilité a été obtenue pour les différents modèles de mobilité étudiés, à savoir uniforme, Gaussien et RWP. L'analyse des résultats a montré que la configuration en diffus quel que soit le modèle de mobilité, permet de satisfaire les contraintes de l'application.

De plus, les résultats obtenus en tenant compte de l'environnement par l'utilisation de RaPSor ont permis de mettre en évidence que les performances peuvent être améliorées de manière significative, soit en termes de débit, soit en termes de puissance.

Etant donné que l'application de télésurveillance impose des contraintes énergétiques liées à l'autonomie du système nous avons ensuite étudié l'optimisation de la puissance minimale requise dans le cas d'une transmission en diffus pour une probabilité de rupture acceptable de

10^{-3} .

Dans un premier temps, l'étude de l'impact sur la détermination de la puissance des propriétés physiques des surfaces de l'environnement a été approfondie. Le résultat principal est que la réflectivité du sol a un impact beaucoup moins important que celle des murs et ce d'autant plus que les murs sont des surfaces réfléchissantes. Puis, nous avons étudié les potentialités liées à l'utilisation d'un code correcteur d'erreur par l'analyse de la capacité avec blocage du canal optique sans fil mobile.

Nous avons conclu que la puissance minimale pour la configuration diffuse, en tenant compte des contraintes de l'application, et pour la probabilité de rupture acceptable de 10^{-3} , pouvait diminuer jusqu'à 5 mW, ce qui rend cette solution très compétitive à la fois par rapport à une configuration classique optique en visibilité directe mais également par rapport à des transmissions radio fréquences.

Conclusions générales et perspectives

Dans ce mémoire nous nous sommes intéressés aux performances de la technologie optique sans fils en milieu confiné pour une application de télésurveillance médicale en milieu hospitalier. Dans le contexte étudié, cette technologie se présente comme une alternative à la technologie radiofréquence qui peut être perturbatrice pour les équipements médicaux.

Le contexte applicatif lié au projet SAPHIRALE, nous a conduits à considérer la transmission de données, issues de capteurs de paramètres physiologiques (bas débit), entre un émetteur positionné sur un patient supposé pouvant se déplacer dans une pièce et un récepteur fixe, placé au centre du plafond.

L'objectif principal était de déterminer les performances théoriques en termes de qualité de service au sens du maintien de la liaison, en débit et en puissance.

Pour cela, nous avons décrits dans le premier chapitre les principales caractéristiques des systèmes de transmission optique sans fils en indoor. Deux mécanismes de propagation des ondes optiques en indoor ont été étudiés : la transmission en visibilité directe et la transmission par réflexion sur les surfaces de la pièce (diffus). Dans le cas diffus, il a été envisagé deux modèles. Le premier, très classique considère la contribution en réception d'une seule réflexion sur un plan (le sol dans notre étude). Le deuxième modèle est basé sur des techniques de lancer de rayons qui permettent de tenir compte de plusieurs réflexions. De plus, différents scénarios ont été envisagés dans le cas en visibilité directe : un premier scénario où émetteur et récepteur sont parfaitement alignés (suivi complet), un deuxième où le récepteur pointe vers le sol et où l'émetteur reste aligné (semi-suivi), enfin un troisième scénario sans aucun alignement (non-suivi).

Pour toutes les configurations, nous avons défini les caractéristiques de l'émission, en particulier l'ordre de rayonnement et une expression analytique du gain statique sauf dans le cas diffus avec plusieurs réflexions. Dans ce cas, pour obtenir le gain on utilise un logiciel de lancer de rayons appelé RaPSor, développé par nos collègues du département SIC de XLIM-Poitiers. En tenant compte des contraintes de sécurité oculaire pour une transmission infrarouge, nous avons également donné les puissances maximales d'émission autorisées dans chaque cas.

Pour l'étude, les performances de deux modulations ont été étudiées : la modulation la plus simple OOK-NRZ et la modulation PPM-4. La mobilité aléatoire du patient portant l'émetteur induit une variation aléatoire de la distance de transmission. Dans le deuxième chapitre, nous avons pris en compte cette mobilité en utilisant différents modèles pour décrire les positions de l'émetteur dans un volume donné : modèle uniforme, Gaussien ou appelé "Random WayPoint" (RWP). Pour un débit typique lié au monitoring des paramètres physiologiques (500 Kbps), et à partir des expressions analytiques des gains établies au premier chapitre, nous avons déduits les densités de probabilité du gain statique et du SNR pour les scénarios étudiés en visibilité directe et en diffus. De plus, dans le cas diffus nous avons également déterminé les distributions en utilisant RaPSor, qui permet de tenir compte de plusieurs réflexions des ondes optiques dans l'environnement.

L'analyse et la comparaison des résultats ont permis de vérifier que le scénario en visibilité directe et avec alignement parfait doit conduire aux meilleures performances. Par contre c'est au prix d'une complexité liée à la nécessité d'un alignement parfait entre émetteur et récepteur. De plus, en faisant varier les valeurs des réflectivités des murs de la pièce nous avons montré qu'il était important de tenir compte de l'environnement car cela permettait d'obtenir de meilleures performances comparables à celles des scénarios en visibilité directe. Pour la suite de l'étude nous avons choisi de ne considérer qu'un seul modèle de mobilité, le RWP qui est le plus réaliste et présente des performances intermédiaires comparé aux deux autres modèles. Dans le dernier chapitre, nous avons étudié les performances en termes de probabilité de rupture de la transmission optique sans fils mobile pour tous les scénarios étudiés. Pour illustrer les résultats, nous avons considéré un certain niveau de probabilité de rupture (10^{-3}), une modulation OOK-NRZ et un taux d'erreur binaire traduisant une grande qualité de service (10^{-9}). Pour la puissance maximale permise dans chacun des cas, nous avons ainsi vérifié que les contraintes de l'application étaient largement respectées en termes de débit. Ce résultat est toujours vrai même dans le cas d'un modèle de mobilité peu réaliste qui est le modèle uniforme. Le choix

pour l'application se porte donc vers une configuration diffuse qui présente l'avantage d'être plus robuste à des effets de masquages du fait de l'utilisation des réflexions et des caractéristiques d'émission notamment un ordre de rayonnement Lambertien.

Nous avons vérifié comme dans le chapitre 2 que la prise en compte de multiples réflexions sur les murs de la pièce apportait une contribution constructive pour les performances même pour des débits aussi faibles que ceux de l'application. Nous avons également fait varier les propriétés des surfaces de l'environnement et mis en évidence que la connaissance précise de la valeur de la réflectivité du sol qui est le plan réflecteur principal, n'était pas nécessaire et ce d'autant plus que les murs étaient des surfaces réfléchissantes. Finalement, afin d'optimiser la puissance émise qui impacte directement sur la consommation énergétique donc sur l'autonomie du système, nous avons envisagé l'utilisation d'un codage correcteur d'erreur en étudiant la capacité avec blocage en fonction du débit et de la puissance. Les résultats montrent qu'on peut ainsi diminuer la puissance émise en diffus jusqu'à une valeur très proche de celle des scénarios en visibilité directe.

Les perspectives immédiates concernent le projet SAPHIRALE. Ce projet se termine en fin 2013. Une première maquette a été réalisée démontrant la faisabilité de ce système. Par la suite cette maquette sera installée au sein du CHU de Limoges afin de valider les résultats théoriques obtenus dans ce travail.

Une autre perspective concerne la prise en compte plus précise encore de l'environnement. En effet, nous avons considéré que la pièce était vide et que le corps du patient n'avait aucun impact. Pour cela, un travail en collaboration avec les collègues de XLIM-SIC Poitiers doit permettre d'optimiser le fonctionnement du logiciel RaPSor notamment en termes de temps de calcul.

Une autre voie de recherche concerne le déploiement de l'application dans des environnements de dimensions différentes en particulier plus grands. Dans ce cas, pour tenir les performances, des systèmes à plusieurs émetteurs et/ou plusieurs récepteurs pourraient être étudiés. De

plus, dans le cas de la surveillance de plusieurs patients, l'étude des techniques de multiplexage et des techniques de réduction d'interférences pourront être envisagées.

D'autre part, une autre thèse se déroule actuellement dans l'équipe sur l'application des techniques de codage correcteur d'erreur pour les communications optiques sans fils mobiles indoor.

Les travaux présentés dans cette thèse ont fait l'objet de nombreuses publications [1–11] :

Les performances en termes de probabilité de rupture pour une liaison en visibilité directe avec un système de suivi complet et une mobilité uniforme ont été présentées à CSNDSP 2010 [11]. Les résultats étendus de ce travail ont été par la suite publiés dans un article de revue (IET Communications en 2012 [1]).

Les performances en termes de probabilité de rupture pour un lien diffus avec le modèle à une réflexion et une mobilité uniforme ont été présentées au congrès PIMRC 2010 [10].

En ce qui concerne la mobilité Gaussienne, les résultats pour un lien en visibilité directe avec suivi complet et non-suivi et un lien diffus avec le modèle à une réflexion ont été présentés au congrès P-health 2011 [9]. L'analyse de la capacité du canal et l'usage du codage du canal ont été présentés au GretsI 2011 [8] et AICT 2012 [6]. L'étude plus approfondie en termes d'applications médicales et concernant cette mobilité a été publiée par la suite dans la revue IJEHMC 2012 [3]. Les travaux concernant l'optimisation énergétique de l'émetteur en utilisant la capacité avec blocage ont été présentés à PIMRC 2011 [7].

Les résultats précédents ont été développés pour la mobilité Random WayPoint et les liens en visibilité directe et en diffus avec le modèle à une réflexion. De plus, ils ont été publiés dans la revue IJWIN en 2012 [2].

Pour les liens en diffus avec de multiples réflexions prenant en compte l'environnement et une mobilité Random WayPoint par l'utilisation du logiciel RaPSor, une publication a été acceptée pour présentation en octobre 2012 au workshop IWOW [4] associé à l'action COST Opticwise ([4]).

Annexe A :

Fichier de configuration de RaPSor

```
<scene physics="Light" xml_tb_version="3.1">
  <frequencies>30000000000000 30000000000000 500</frequencies>
  <area noFace="true">-1 -1 6 6</area>
  <transmitters model="Point"> // définition des positions de l'émetteur
    <transmitter>
      <position>1.65948665857853 1.03960849758115 0.843151657130347</position>
      //position de l'émetteur 1
      <direction>0 0 -1</direction> //orientation de l'émetteur 1
    </transmitter>
    <transmitter>
      <position>0.875982097365687 1.06625587800439 0.838538037252968</position>
      //position de l'émetteur 2
      <direction>0 0 -1</direction> //orientation de l'émetteur 2
    </transmitter>
    .
    .
    .
    <transmitter>
      <position>0.923526985885103 1.4606162005407 0.655682501786271</position>
      //position de l'émetteur 9999
      <direction>0 0 -1</direction> //orientation de l'émetteur 9999
    </transmitter>
    <transmitter>
      <position>2.12667180346815 2.86130753845695 0.848815243475206</position>
      //position de l'émetteur 10000
      <direction>0 0 -1</direction> //orientation de l'émetteur 10000
```



```
</transmitter>
</transmitters>
<Receiver model="Disc"> //définition du récepteur
  <position>1.5 2 2.499</position> //position du récepteur au milieu du plafond
  <direction>0 0 -1</direction> //orientation du récepteur
  <area>0.0001</area> //surface physique du récepteur
  <fov>70</fov> //champ de vision du récepteur
</Receiver>
<simulator model="Shooting">
  <nbRay>4194304</nbRay>
</simulator>
<brdf name="general" model="Lambertian">
  <rho>0.8</rho> //réflectivité
</brdf>
<brdf name="floor" model="Lambertian">
  <rho>0.8</rho> //réflectivité
</brdf>
<face brdf="floor"> //définition du sol par les coordonnées des coins
  <vertices>
    0 0 0
    3 0 0
    3 4 0
    0 4 0
  </vertices>
</face>
<face brdf="general"> // définition du plafond par les coordonnées des coins
```

```
<vertices>
  0 0 2.5
  3 0 2.5
  3 4 2.5
  0 4 2.5
</vertices>
</face>
<face brdf="general"> // définition du mur est par les coordonnées des coins
  <vertices>
    0 0 0
    3 0 0
    3 0 2.5
    0 0 2.5
  </vertices>
</face>
<face brdf="general"> // définition du mur ouest par les coordonnées des coins
  <vertices>
    0 4 0
    3 4 0
    3 4 2.5
    0 4 2.5
  </vertices>
</face>
<face brdf="general"> //définition du mur sud par les coordonnées des coins
  <vertices>
    0 0 0
```

```
    0 4 0
    0 4 2.5
    0 0 2.5
</vertices>
</face>
<face brdf="general"> //définition du mur nord par les coordonnées des coins
  <vertices>
    3 0 0
    3 4 0
    3 4 2.5
    3 0 2.5
  </vertices>
</face>
</scene>
```

Annexe B :

Calcul de la fonction de densité de probabilité en RWP 1D

Afin d'obtenir une expression analytique pour la fonction de densité de probabilité du modèle RWP, on suppose que le temps de pause t_p est nul. Considérons qu'un nœud mobile se déplace selon un modèle RWP sur un segment d'une ligne entre $[0, x_m]$ (voir figure B.1a) [57, 58]. La variable aléatoire X représente la position de ce nœud et donc $X \in [0, x_m]$. De plus, considérons que les variables aléatoires S et D représentent respectivement les points de départ et de destination sur un déplacement qui dure t_i . Ces points sont choisis selon une distribution uniforme sur le segment de la ligne $[0, x_m]$ et donc leurs fonctions de densité de probabilité $f_S(s)$ et $f_D(d)$ s'écrivent sous la forme suivante :

$$f_S(s) = f_D(d) = \begin{cases} \frac{1}{x_m} & \text{si } 0 \leq s \leq d \leq x_m \\ 0 & \text{autrement} \end{cases} \quad (\text{B.1})$$

Afin de calculer la PDF de X ($f_X(x)$), nous calculons tout d'abord la fonction de densité cumulée

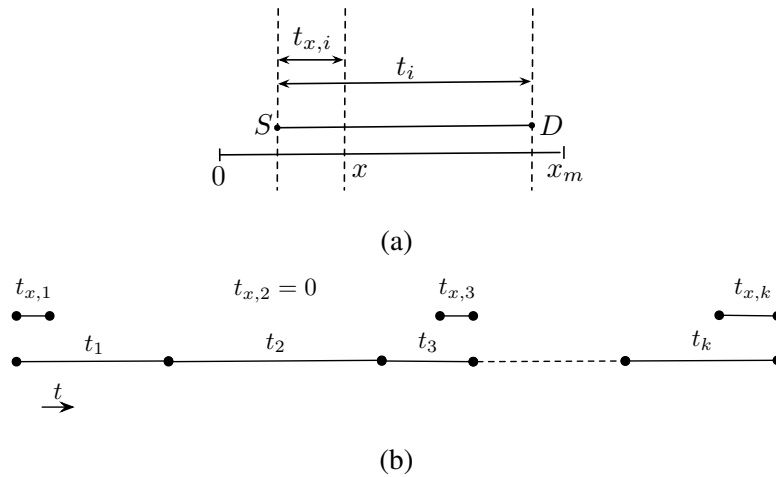


FIGURE B.1 – Illustration de la mobilité RWP 1D entre $[0, x_m]$. (a) Un déplacement de S à D . (b) Durée de déplacement sur k déplacements. [57]

(CDF) $F_X(x) = \Pr(X \leq x)$ qui donne la probabilité que le nœud mobile soit situé entre $[0, x]$ dans un instant aléatoire du temps. Pour chaque déplacement i , t_i est la durée du déplacement et $t_{x,i}$ est la durée entre $[0, x]$ durant le trajet i . Si la trajectoire du $i^{\text{ème}}$ déplacement ne croise pas $[0, x]$,

dans ce cas $t_{x,i} = 0$. Les variables aléatoires correspondantes à ces deux durées sont dénommées T_i et $T_{x,i}$. Observons par exemple le modèle RWP pour k déplacements (voir figure B.1b). Quand le nombre de déplacement tend vers l'infini ($k \rightarrow \infty$), la durée que le nœud passe dans $[0, x]$ durant la totalité de son déplacement ($\sum_{i=1}^k t_{x,i}$) divisée par la durée totale de son déplacement ($\sum_{i=1}^k t_i$) tend vers $\Pr(X \leq x)$ et donc on peut écrire :

$$\Pr(X \leq x) = \lim_{x \rightarrow \infty} \frac{\sum_{i=1}^k t_{x,i}}{\sum_{i=1}^k t_i} = \frac{E[T_x]}{E[T]} \quad (\text{B.2})$$

Durant chaque déplacement i , le nœud choisit une vitesse aléatoire $v_i \in [v_{min}, v_{max}]$ suivant une distribution uniforme. v_{min} et v_{max} sont respectivement les vitesses minimale et maximale de déplacement. Soit $l_i = v_i t_i$ la distance parcourue pendant le déplacement i et $l_{x,i} = v_i t_{x,i}$ la distance parcourue entre $[0, x]$. Les variables aléatoires correspondant à ces paramètres sont nommées respectivement V , L et L_x . Puisque V et L sont indépendantes et V et L_x également, on peut écrire la relation suivante :

$$E[T] = E\left[\frac{L}{V}\right] = c \cdot E[L] \quad \text{et} \quad E[T_x] = E\left[\frac{L_x}{V}\right] = c \cdot E[L_x] \quad (\text{B.3})$$

La constante c dépend de la distribution de V . Si V suit une distribution uniforme sur l'intervalle $[v_{min}, v_{max}]$ avec v_{min} , on a $c = \frac{\ln(v_{max}/v_{min})}{v_{max} - v_{min}}$. Donc la relation (B.2) se simplifie sous la forme suivante :

$$\Pr(X \leq x) = \frac{E[L_x]}{E[L]} \quad (\text{B.4})$$

Cette équation montre que $\Pr(X \leq x)$ est indépendant de la vitesse du nœud. On peut trouver dans la littérature que $E[L] = x_m/3$. Donc, afin de calculer $F_X(x)$, il faut calculer $E[L_x]$. Soit

$l_x(s, d)$ la valeur de la variable aléatoire L_x si $S = s$ et $D = d$. On peut alors écrire :

$$E[L_x] = \int_{s=0}^{x_m} \int_{d=0}^{x_m} l_x(s, d) f_S(s) f_D(d) dd ds \quad (\text{B.5})$$

A cause de la symétrie de S et D , il suffit de restreindre le calcul de l'intégrale sur $s \leq d$ et ensuite multiplier le résultat par 2. La condition nécessaire pour que $l_x(s, d) \neq 0$ est que $s \leq x$. Si $d \leq x$, on a $l_x(s, d) = d - s$ et si $d \geq x$, on a $l_x(s, d) = x - s$. L'équation (B.5) s'écrit donc sous la forme suivante :

$$\begin{aligned} E[L_x] &= \frac{2}{x_m^2} \int_{s=0}^x \int_{d=s}^x (d-s)(d) dd ds + \frac{2}{x_m^2} \int_{s=0}^x \int_{d=x}^{x_m} (x-s)(d) dd ds \\ &= -\frac{2}{3x_m^2} x^3 + \frac{1}{x_m} x^2 \end{aligned} \quad (\text{B.6})$$

La CDF de X est donc obtenue par la relation suivante :

$$F_X(x) = \frac{E[L_x]}{E[L]} = -\frac{2}{x_m^2} x^3 + \frac{3}{x_m} x^2 \quad \text{pour } 0 \leq x \leq x_m \quad (\text{B.7})$$

Pour obtenir la PDF de X , il faut utiliser la définition de $f_X(x) = \frac{\partial F_X(x)}{\partial x}$:

$$f_X(x) = -\frac{6}{x_m^3} x^2 + \frac{6}{x_m^2} x \quad \text{pour } 0 \leq x \leq x_m \quad (\text{B.8})$$

Annexe C :

**probabilité de rupture dans le cas des
mobilité uniforme et Gaussienne**

C.1 Mobilité uniforme

C.1.1 Liens en visibilité directe avec un système de suivi complet

Pour les différents débits : voir figure C.1

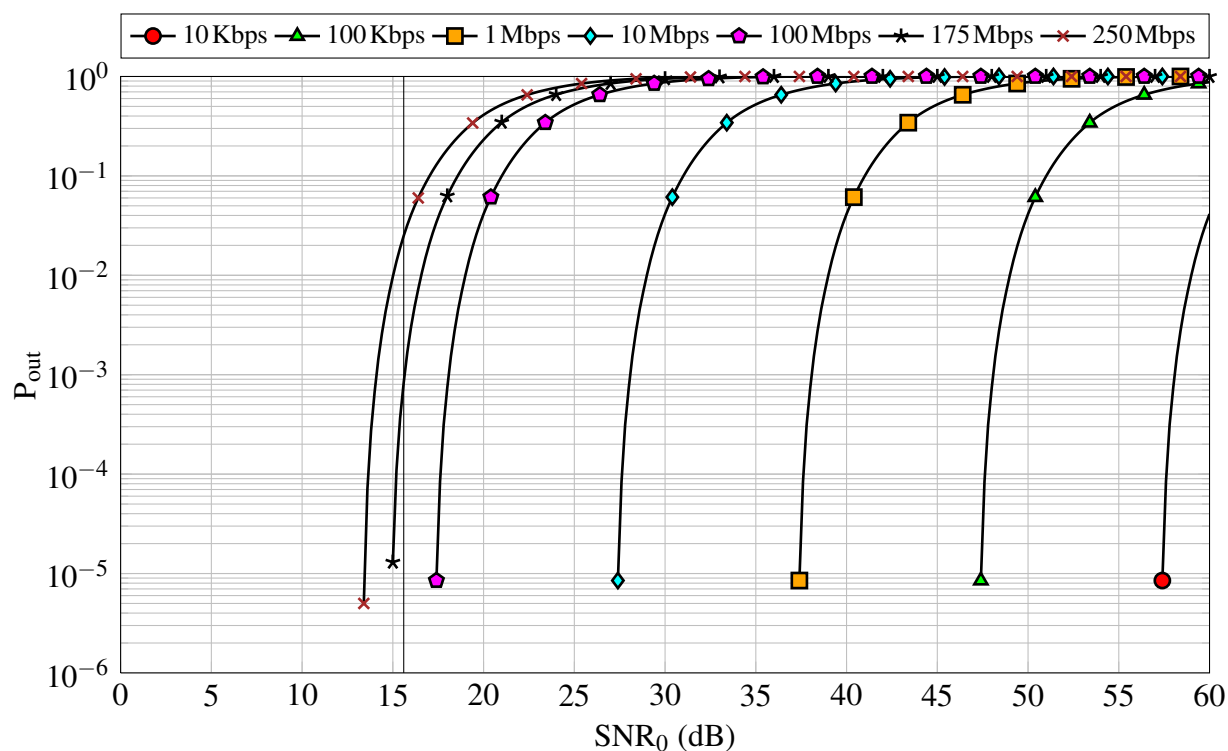


FIGURE C.1 – Probabilité de rupture en fonction de SNR_0 dans le cas d'un lien en visibilité directe avec un système de suivi complet et d'une mobilité uniforme pour $P_t = 28mW$ et des débits de 10 Kbps à 250 Mbps

Pour les différentes puissances d'émission : voir figure C.2

C.1.2 Liens en visibilité directe avec un système de semi suivi

Pour les différents débits : voir figure C.3

Pour les différentes puissances d'émission : voir figure C.4

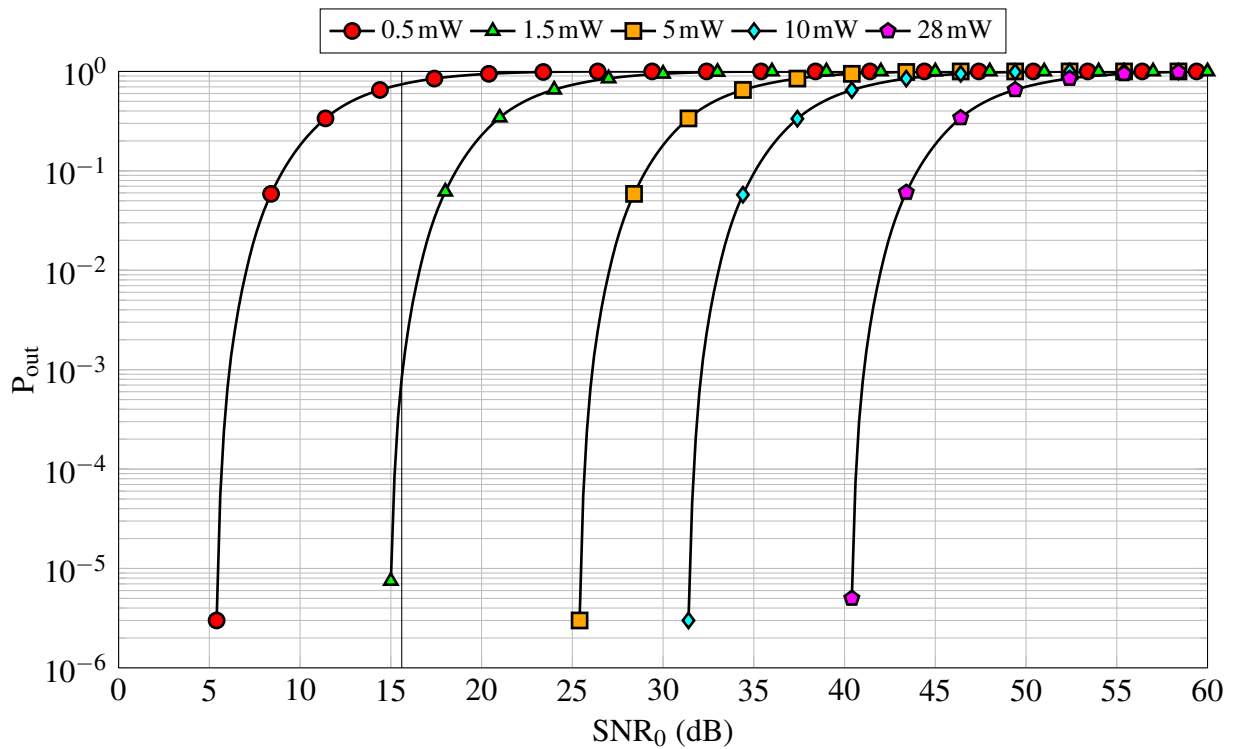


FIGURE C.2 – Probabilité de rupture en fonction de SNR_0 dans le cas d'un lien en visibilité directe avec un système de suivi complet et d'une mobilité uniforme pour $R_b = 500$ Kbps et P_t de 0.5 mW à 28 mW

C.1.3 Liens en visibilité directe non suivie

Pour les différents débits : voir figure C.5

Pour les différentes puissances d'émission : voir figure C.6

C.1.4 Liens en diffus

Pour les différents débits : voir figure C.7.

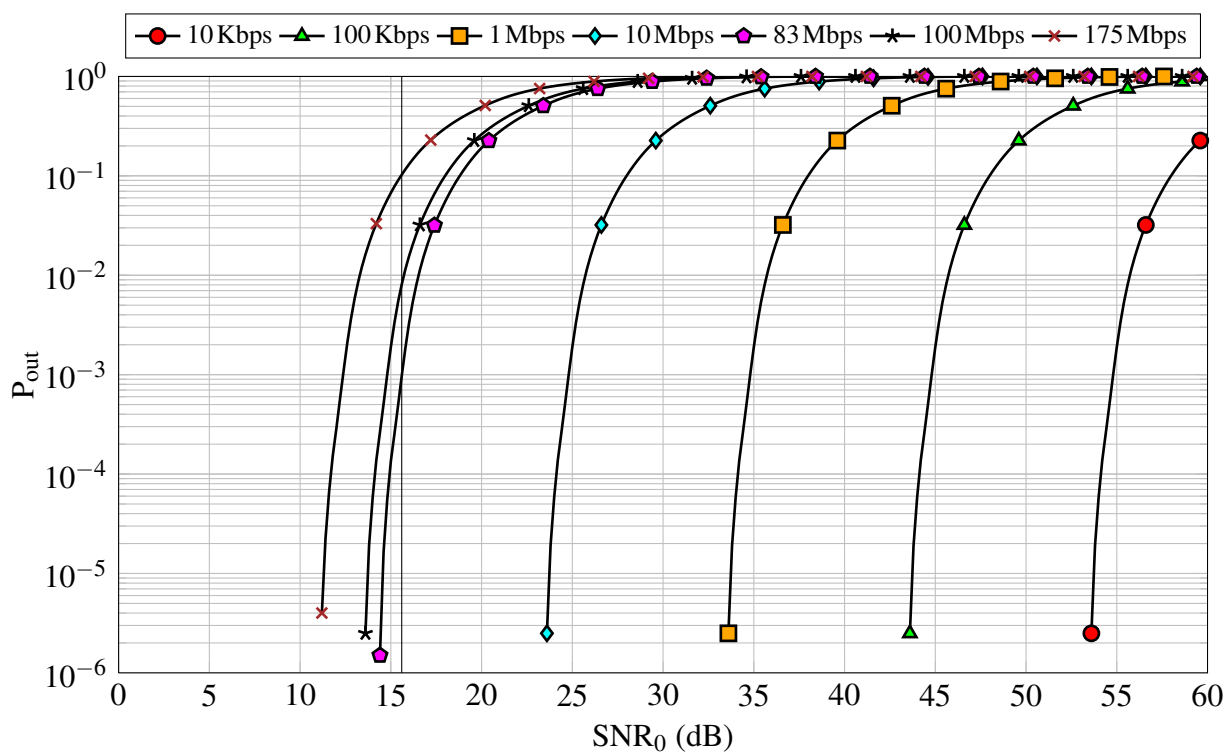


FIGURE C.3 – Probabilité de rupture en fonction de SNR_0 dans le cas d'un lien en visibilité directe avec un système de semi-suivi et d'une mobilité uniforme pour $P_t = 28\text{ mW}$ et R_b de 10Kbps à 175Mbps

C.2 Mobilité Gaussienne

C.2.1 Liens en visibilité directe avec un système de suivi complet

Pour les différents débits : voir figure C.8 Pour les différentes puissances d'émission : Voir figure C.9

C.2.2 Liens en visibilité directe avec un système de semi suivi

Pour les différents débits : Voir figure C.10

Pour les différentes puissances d'émission : Voir figure C.11

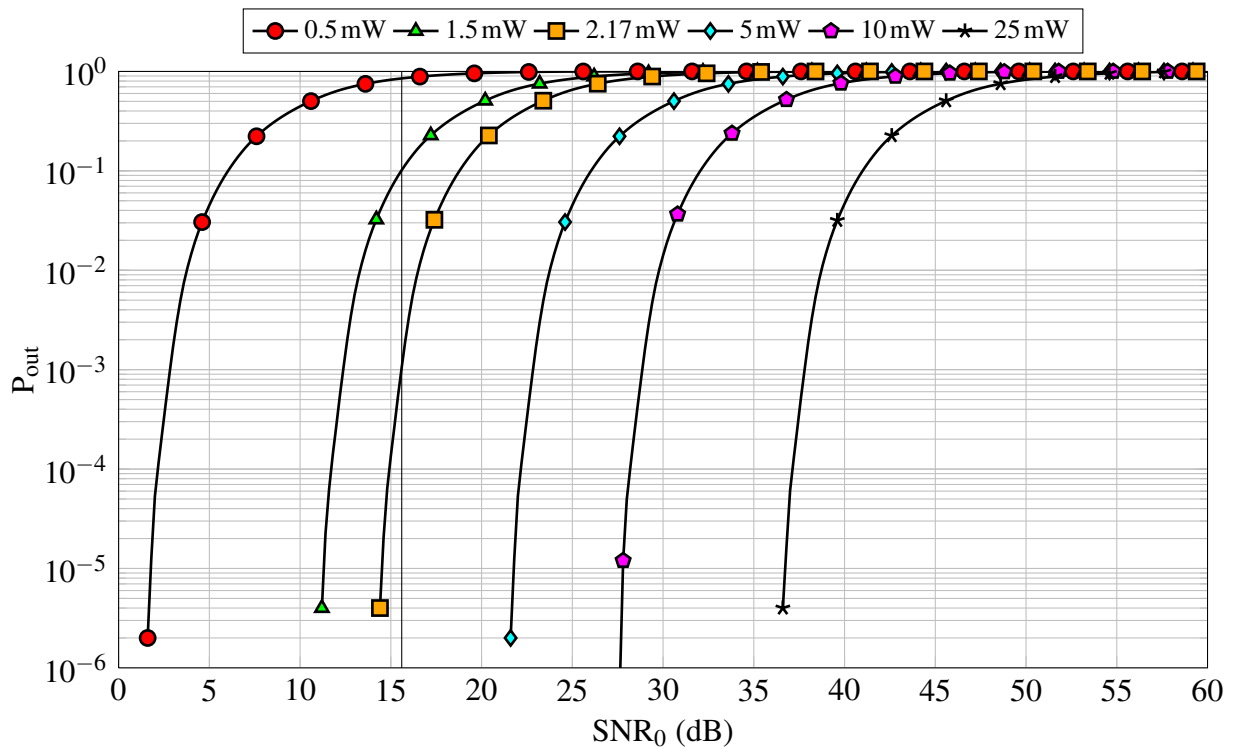


FIGURE C.4 – Probabilité de rupture en fonction de SNR_0 dans le cas d'un lien en visibilité directe avec un système de semi-suivi et d'une mobilité uniforme pour $R_b = 500$ Kbps et P_t de 0.5 mW à 28 mW

C.2.3 Liens en visibilité directe non suivie

Pour les différents débits : Voir figure C.12

Pour les différentes puissances d'émission : Voir figure C.13.

C.2.4 Liens en diffus

Voir figure C.14. Pour les différents débits :

Pour les différentes puissances d'émission : Voir figure C.15.

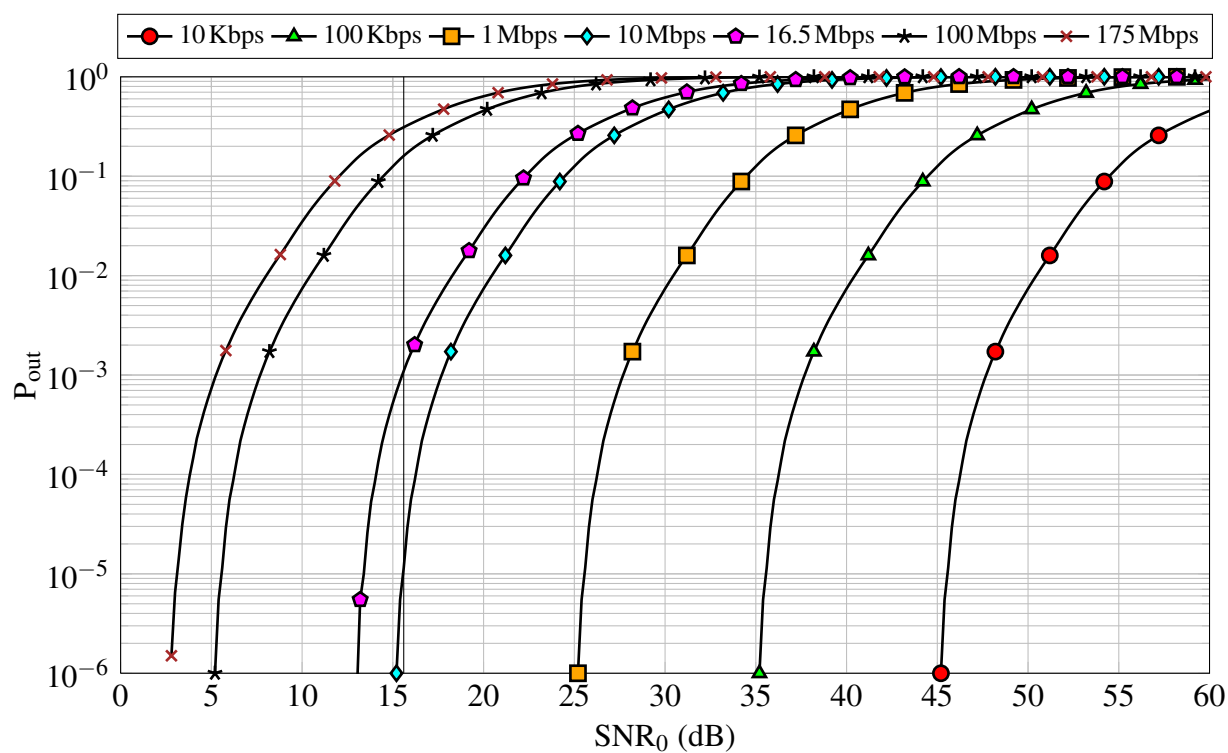


FIGURE C.5 – Probabilité de rupture en fonction de SNR_0 dans le cas d'un lien en visibilité directe non-suivie et d'une mobilité uniforme pour $P_t = 300$ mW et R_b de 10 Kbps à 175 Mbps

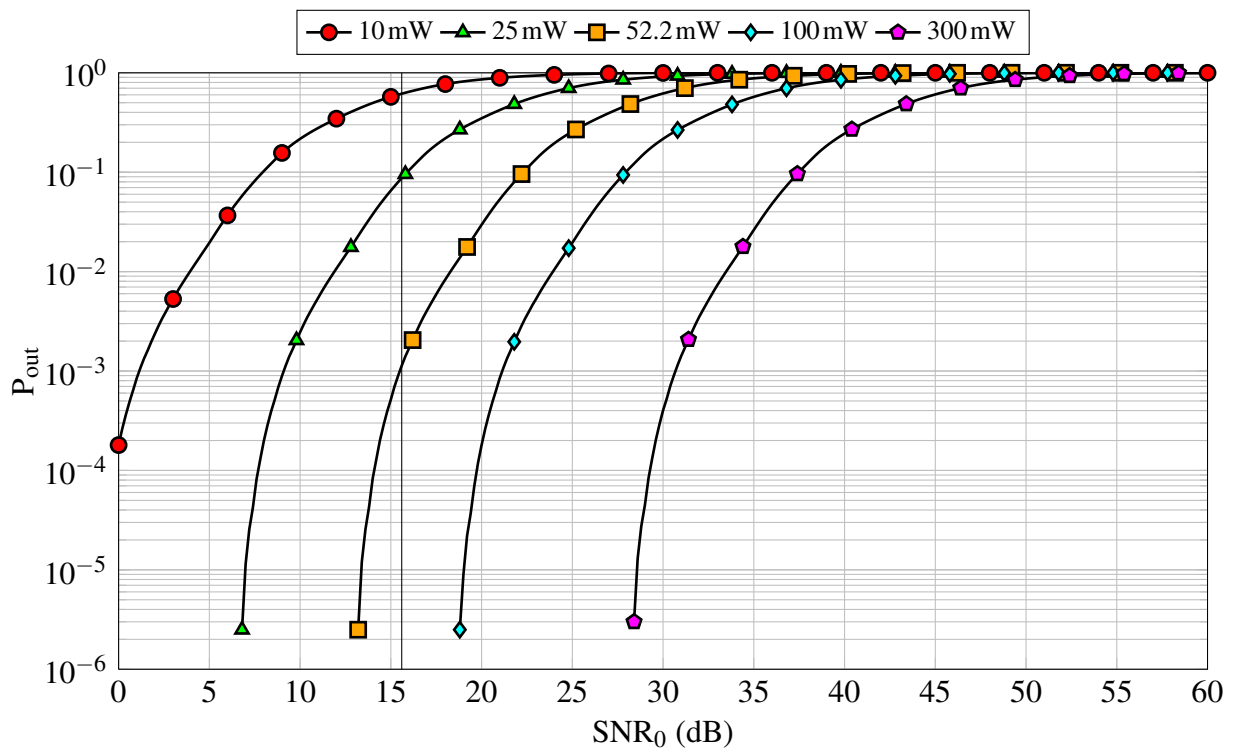


FIGURE C.6 – Probabilité de rupture en fonction de SNR_0 dans le cas d'un lien en visibilité directe non-suivie et d'une mobilité uniforme pour $R_b = 500$ Kbps et P_t de 10mW à 300mW

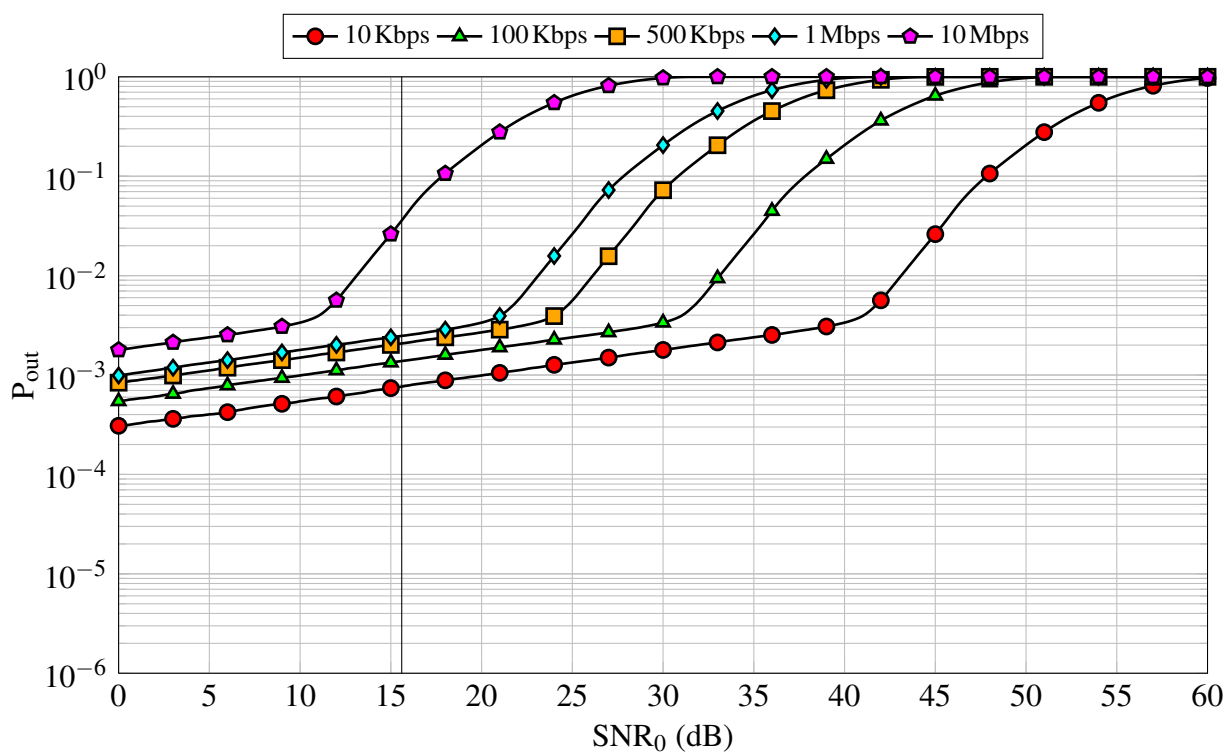


FIGURE C.7 – Probabilité de rupture en fonction de SNR_0 dans le cas d'un lien diffus et d'une mobilité uniforme pour $P_t = 300\text{mW}$ et R_b de 10 Kbps à 10 Mbps

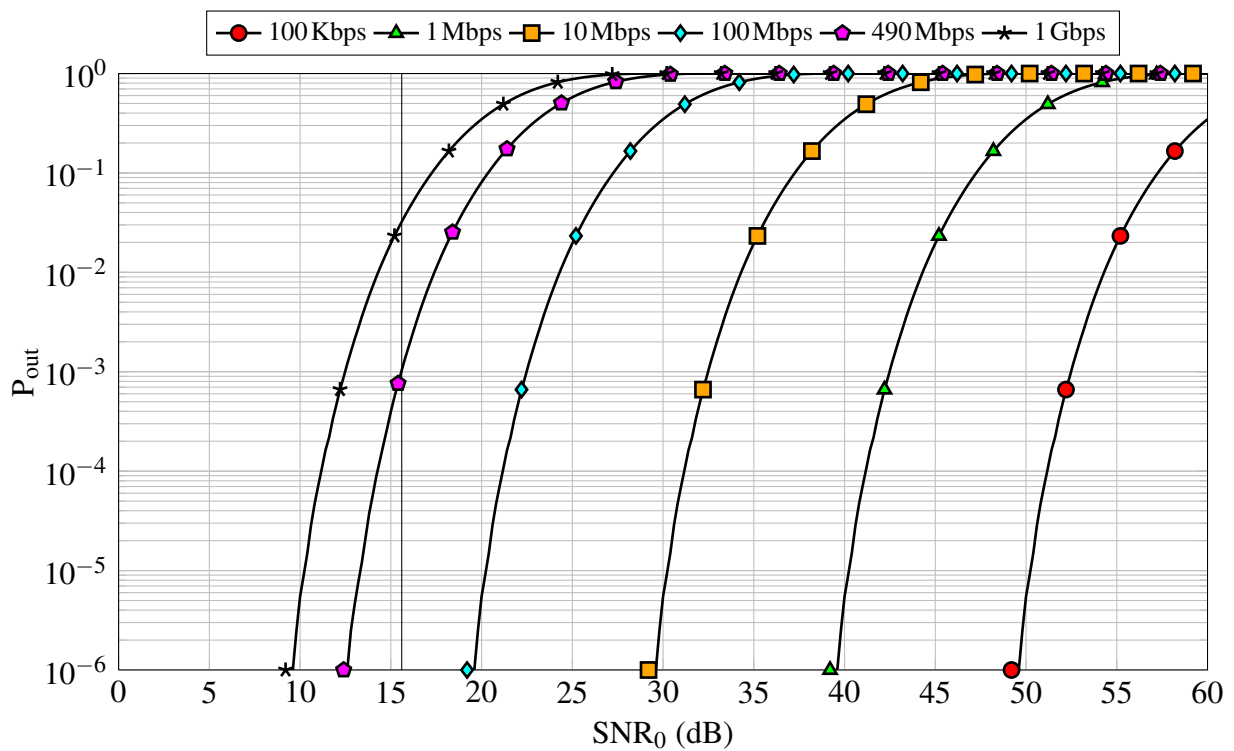


FIGURE C.8 – Probabilité de rupture en fonction de SNR_0 dans le cas d'un lien en visibilité directe avec un système de suivi complet et d'une mobilité Gaussienne pour $P_t = 28$ mW et R_b de 100Kbps à 1 Gbps

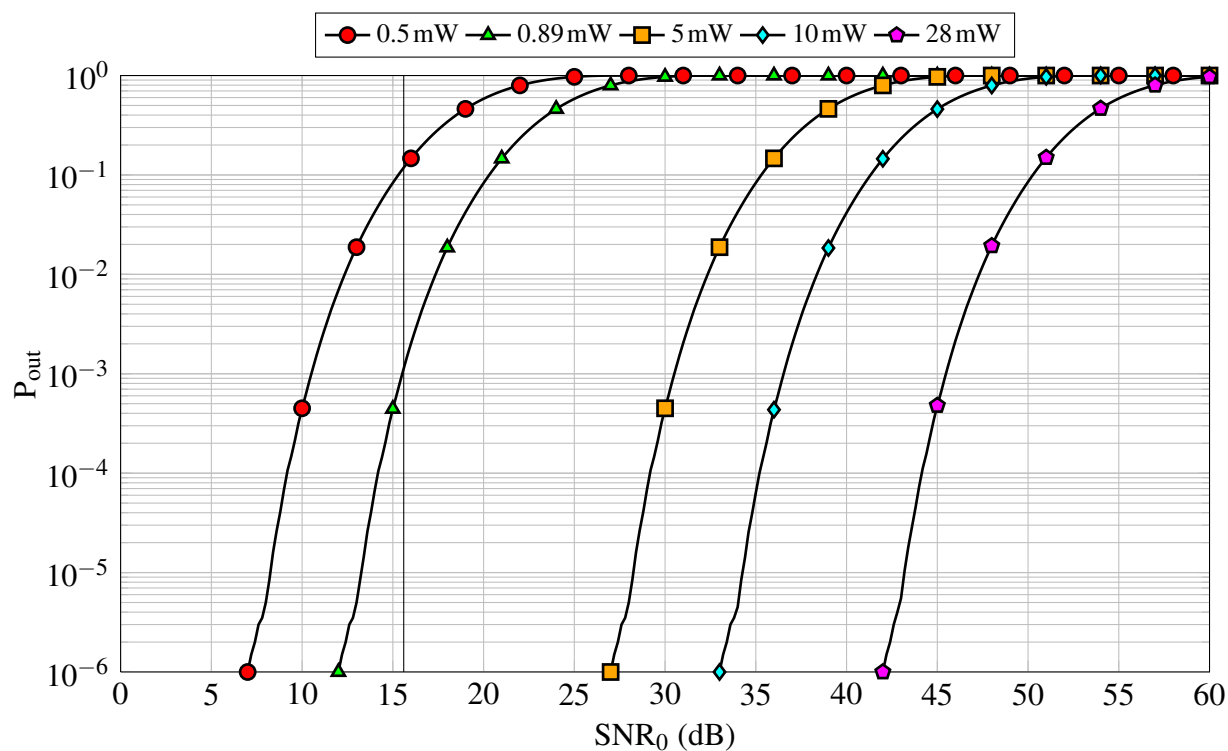


FIGURE C.9 – Probabilité de rupture en fonction de SNR_0 dans le cas d'un lien en visibilité directe avec un système de suivi complet et d'une mobilité Gaussienne pour $R_b = 500$ Kbps et P_t de 0.5 mW à 28 mW

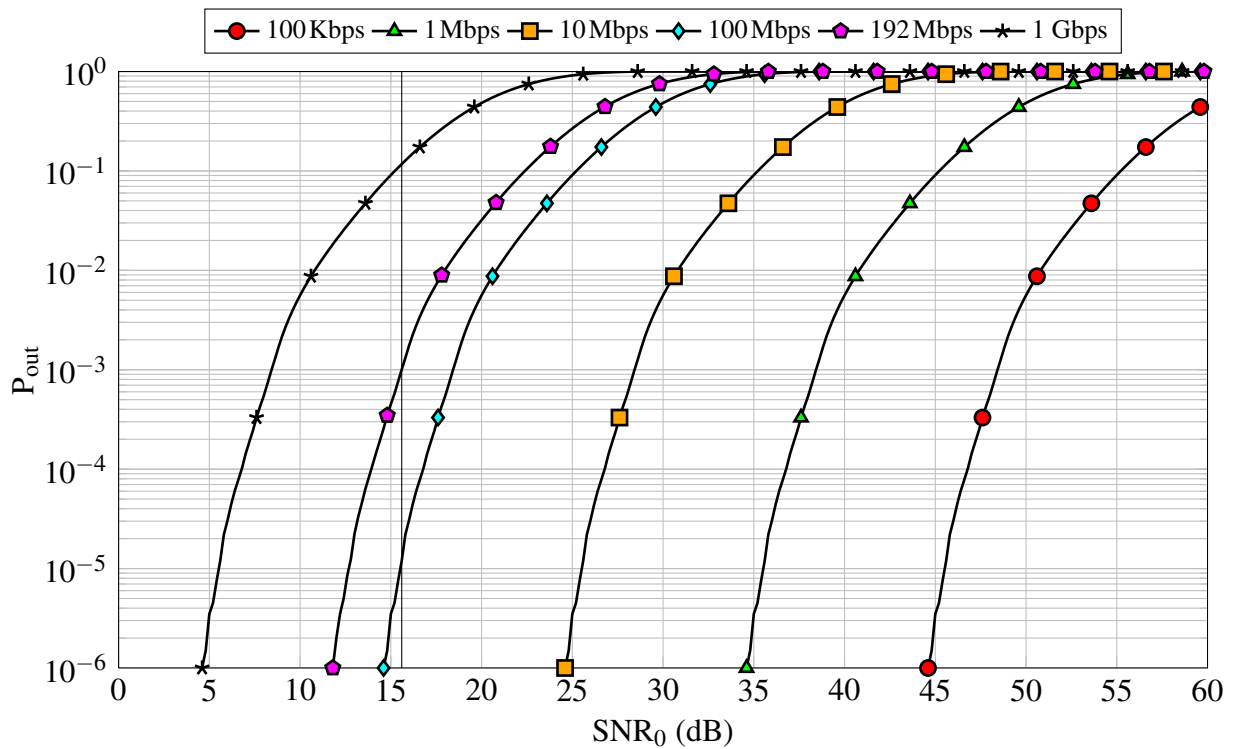


FIGURE C.10 – Probabilité de rupture en fonction de SNR_0 dans le cas d'un lien en visibilité directe avec un système de semi-suivi et d'une mobilité gaussienne pour $P_t = 28$ mW et R_b de 100 Kbps à 1 Gbps

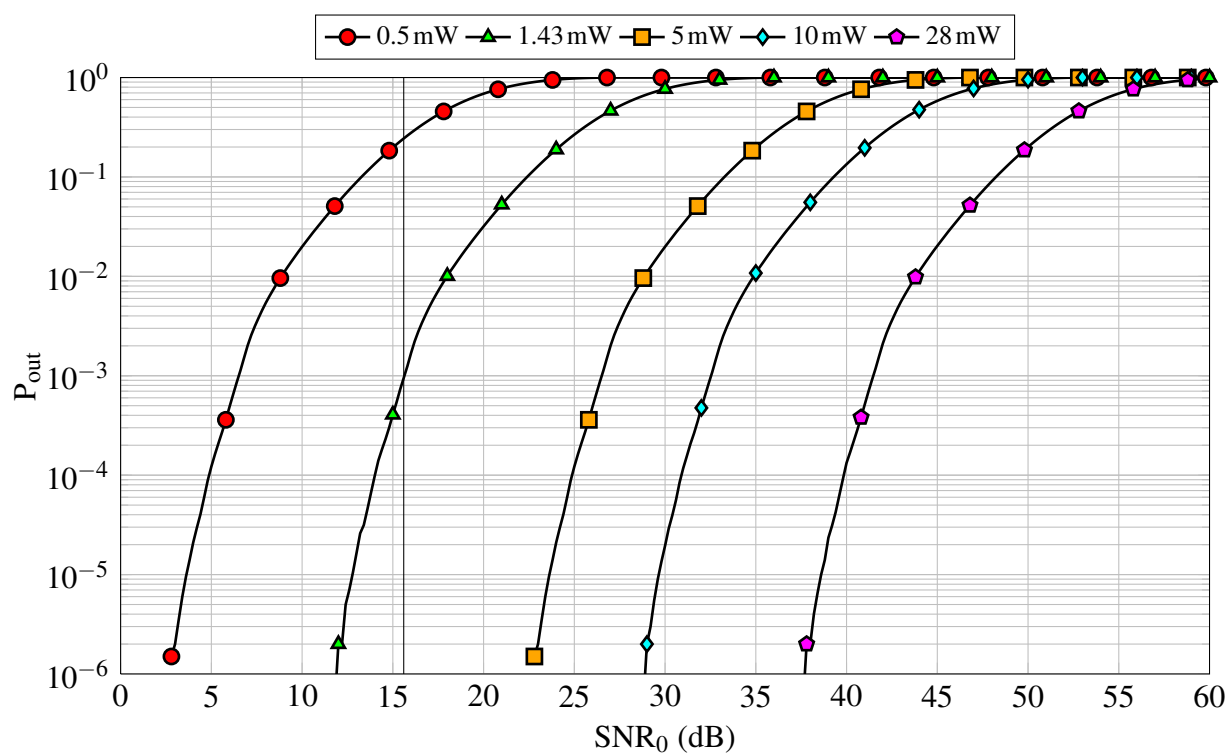


FIGURE C.11 – Probabilité de rupture en fonction de SNR_0 dans le cas d'un lien en visibilité directe avec un système de semi-suivi et d'une mobilité Gaussienne pour $R_b = 500$ Kbps et P_t de 0.5 mW à 28 mW

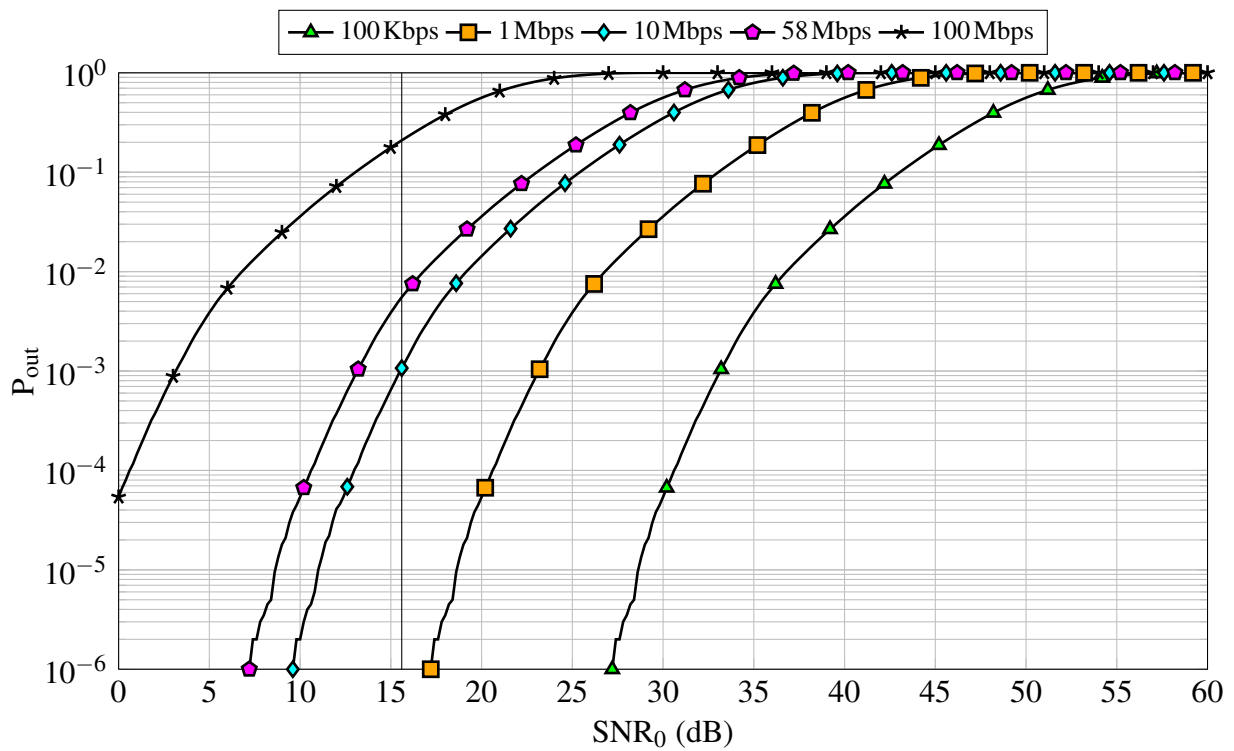


FIGURE C.12 – Probabilité de rupture en fonction de SNR_0 dans le cas d'un lien en visibilité directe non-suivie et d'une mobilité gaussienne pour $P_t = 300\text{mW}$ et R_b de 100Kbps à 100Mbps

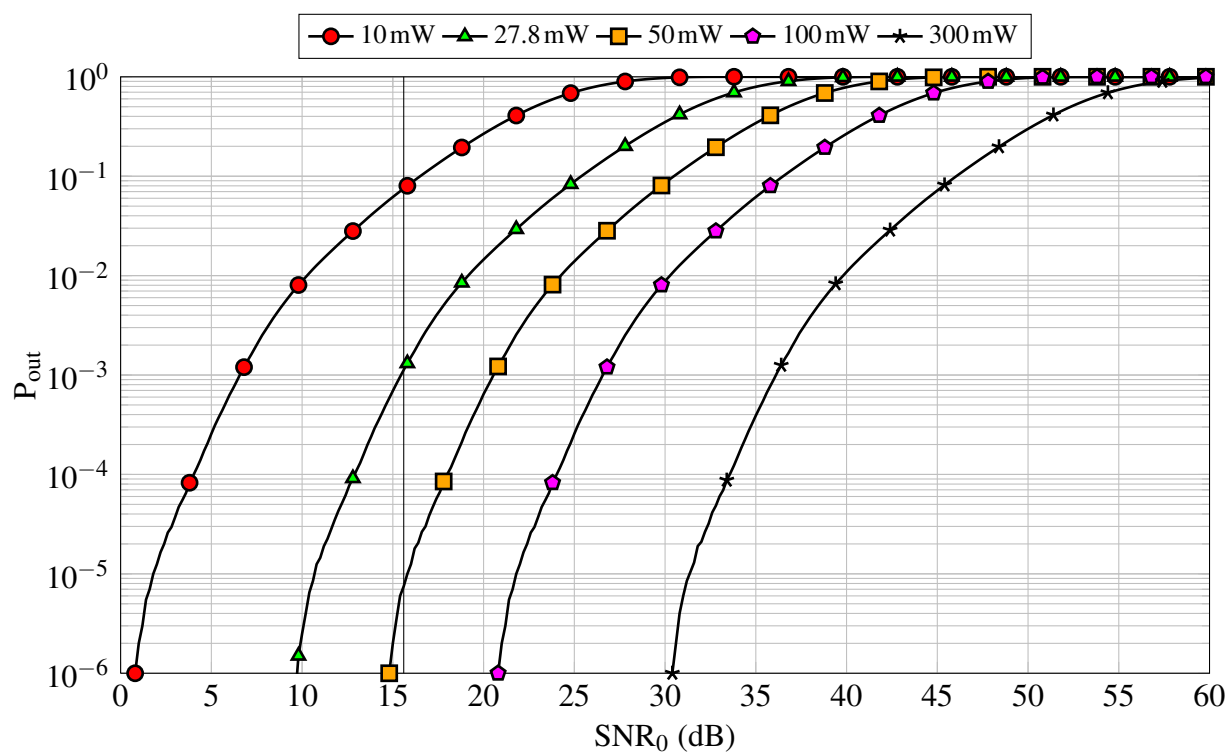


FIGURE C.13 – Probabilité de rupture en fonction de SNR_0 dans le cas d'un lien en visibilité directe non-suivie et d'une mobilité Gaussienne pour $R_b = 500$ Kbps et P_t de 10mW à 300mW

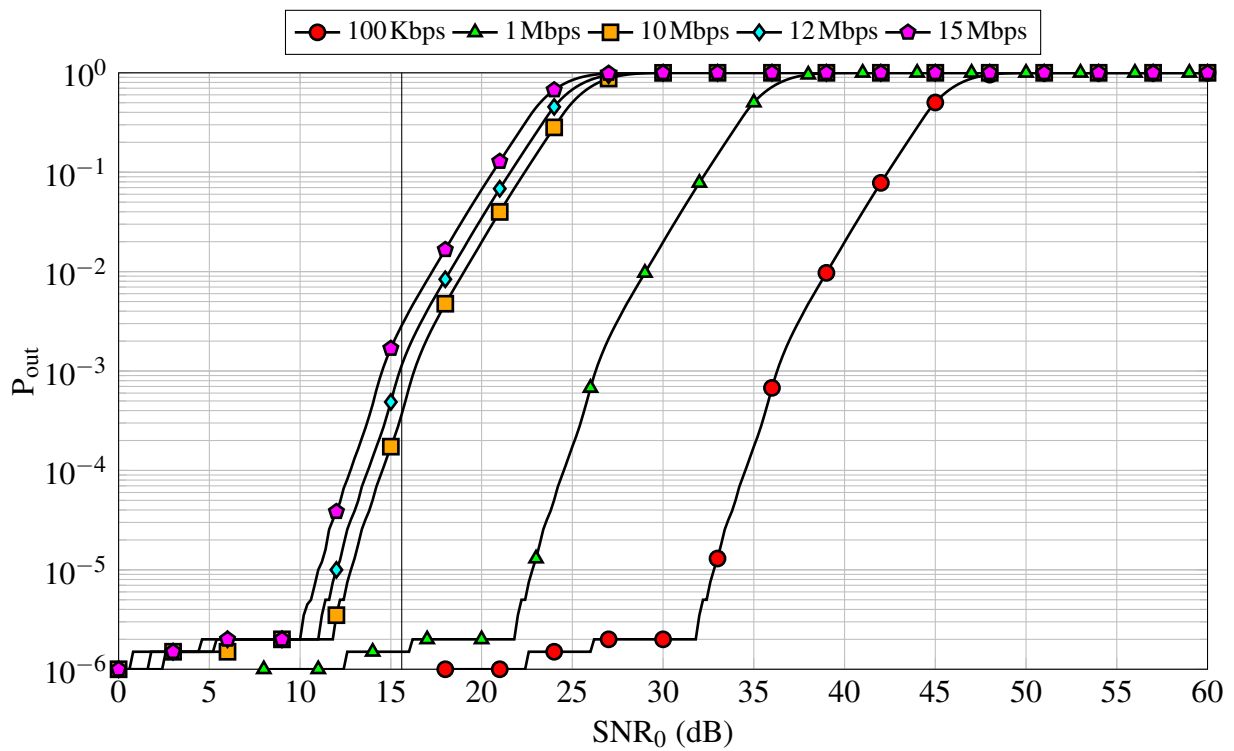


FIGURE C.14 – Probabilité de rupture en fonction de SNR_0 dans le cas d'un lien en diffus et d'une mobilité Gaussienne pour $P_t = 300$ mW et R_b de 100 Kbps à 15 Mbps

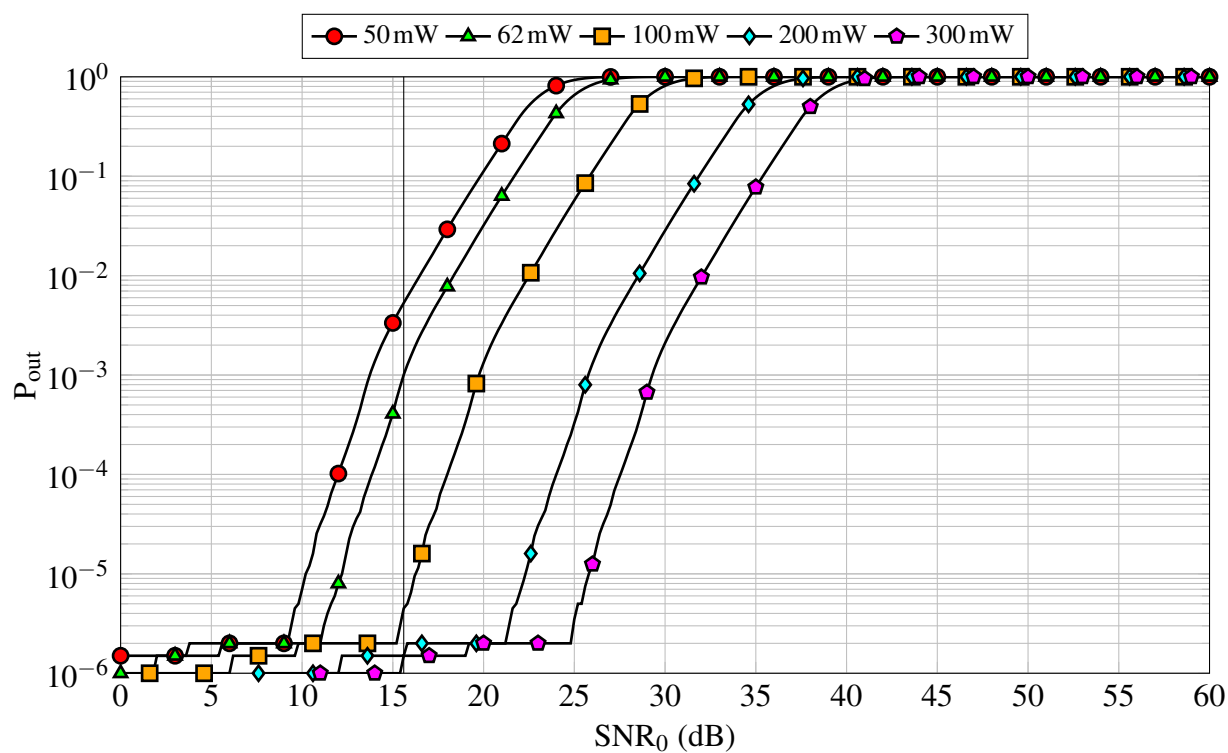


FIGURE C.15 – Probabilité de rupture en fonction de SNR_0 dans le cas d'un lien en diffus et d'une mobilité Gaussienne pour $R_b = 500$ Kbps et P_t de 50 mW à 300 mW

Bibliographie

- [1] M. Fernandez-Chimeno and F. Silva, “Mobile phones electromagnetic interference in medical environments : A review,” in *Electromagnetic Compatibility (EMC), 2010 IEEE International Symposium on*, Jul. 2010, pp. 311 –316.
- [2] M. K. E. B. Wallin, T. Marve, and P. K. Hakansson, “Modern wireless telecommunication technologies and their electromagnetic compatibility with life-supporting equipment,” *Anesthesia & Analgesia*, vol. 101, no. 5, pp. 1393 –1400, Nov. 2005.
- [3] g. L. Université de Limoges XLIM, CHU de Limoges, “projet collaboratif régional, fond innovation régional en limousin - saphirale : Surveillance avancée des patients en milieu hospitalier à l’aide de l’infrarouge et des lignes d’énergie,” 2010 – 2013.
- [4] [Online]. Available : http://www.cost.eu/domains_actions/ict/Actions/IC1101
- [5] J. R. Barry and J. M. Kahn, “Link design for nondirected wireless infrared communications,” *Applied optics*, vol. 34, no. 19, pp. 3764–3776, Jul. 1995, PMID : 21052199.
- [6] J. R. Barry, *Wireless Infrared Communications*, 1st ed. Springer, Aug. 1994.
- [7] D. K. Borah, A. C. Boucouvalas, C. C. Davis, S. Hranilovic, and K. Yiannopoulos, “A review of communication-oriented optical wireless systems,” *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*, vol. 2012, no. 1, p. 91, Mar. 2012.
- [8] O. Bouchet, H. Sizun, C. Boisrobert, F. de Fornel, and P.-N. Favennec, *Optique sans fil : Propagation et communication*. Hermes Science Publications, Jun. 2004.
- [9] J. B. Carruthers, “Wireless infrared communications,” in *Wiley Encyclopedia of Telecommunications*. John Wiley & Sons, Inc., 2003.
- [10] F. R. Gfeller and U. Bapst, “Wireless in-house data communication via diffuse infrared radiation,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 67, no. 11, pp. 1474– 1486, Nov. 1979.
- [11] Z. Ghassemlooy, “Indoor optical wireless communications systems – part i : Review,” 2003.
- [12] S. Hranilovic, *Wireless Optical Communication Systems*. Springer-Verlag New York Inc., Dec. 2004.

-
- [13] J. M. Kahn and J. R. Barry, "Wireless infrared communications," *Proceedings of the IEEE*, vol. 85, no. 2, pp. 265–298, Feb. 1997.
- [14] K. Lee, H. Park, and J. Barry, "Indoor channel characteristics for visible light communications," *IEEE Communications Letters*, vol. 15, no. 2, pp. 217–219, Feb. 2011.
- [15] D. C. O'Brien and M. Katz, "Short-range optical wireless communications," *Wireless World Research Forum (WWRF)*, Tech. Rep., 2005.
- [16] R. Ramirez-Iniguez and R. J. Green, "Indoor optical wireless communications," in *1999/128), IEE Colloquium on Optical Wireless Communications (Ref. No. IET, 1999*, pp. 14/1–14/7.
- [17] C. Singh, J. John, Y. N. Singh, and K. K. Tripathi, "A review of indoor optical wireless systems," *IETE Technical review*, vol. 19, no. 1-2, pp. 3–17.
- [18] S. Deng, J. Liao, Z. R. Huang, M. Hella, and K. Connor, "Wireless connections of sensor network using RF and free space optical links," *Proceedings of SPIE*, vol. 6773, no. 1, pp. 677 307–677 307–11, Sep. 2007.
- [19] S. Arnon, "Optimization of urban optical wireless communication systems," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 2, no. 4, pp. 626 – 629, Jul. 2003.
- [20] H. Elgala, R. Mesleh, and H. Haas, "Indoor optical wireless communication : potential and state-of-the-art," *Communications Magazine, IEEE*, vol. 49, no. 9, pp. 56–62, 2011.
- [21] J. Barry, J. Kahn, W. Krause, E. Lee, and D. Messerschmitt, "Simulation of multipath impulse response for indoor wireless optical channels," *Selected Areas in Communications, IEEE Journal on*, vol. 11, no. 3, pp. 367–379, 1993.
- [22] A. Boucouvalas, "Indoor ambient light noise and its effect on wireless optical links," *Optoelectronics, IEE Proceedings -*, vol. 143, no. 6, pp. 334 –338, Dec. 1996.
- [23] A. Moreira, R. Valadas, and A. de Oliveira Duarte, "Optical interference produced by artificial light," *Wireless Networks*, vol. 3, no. 2, pp. 131–140, 1997.

- [24] X. N. Fernando, “Adaptive denoising at infrared wireless receivers,” vol. 5074. SPIE, 2003, pp. 199–207.
- [25] V. Jungnickel, A. Forck, T. Haustein, U. Kruger, V. Pohl, and C. von Helmolt, “Electronic tracking for wireless infrared communications,” *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 2, no. 5, pp. 989 – 999, Sep. 2003.
- [26] J. Vitásek, P. Koudelka, J. Látal, F. Dostál, and K. Sokanský, “Indoor optical free space networks – reflectivity of light on building materials,” *Przegląd Elektrotechniczny*, no. 4, pp. 41–44, 2011.
- [27] J. B. Carruthers and J. M. Kahn, “Modeling of nondirected wireless infrared channels,” *IEEE transactions on communications*, vol. 45, no. 10, pp. 1260–1268, 1996.
- [28] A. Mihaescu, A. Songue, P. Besnard, O. Bouchet, and Q. Liu, “Reduced model channel method for impulse response : Characterization of indoor wireless optical channels,” in *6th International Symposium on Communication Systems, Networks and Digital Signal Processing, 2008. CNSDSP 2008*. IEEE, Jul. 2008, pp. 544–547.
- [29] K. Smitha, A. Sivabalan, and J. John, “Estimation of channel impulse response using modified ceiling bounce model in non-directed indoor optical wireless systems,” *Wirel. Pers. Commun.*, vol. 45, no. 1, pp. 1–10, Apr. 2008.
- [30] K. Smitha, A. Sivabalan, and J. John, “Modified ceiling bounce model for computing path loss and delay spread in indoor optical wireless systems,” *Int’l J. of Communications, Network and System Sciences*, vol. 02, no. 08, pp. 754–758, 2009.
- [31] S. Rodriguez Perez, R. Perez Jimenez, F. J. Lopez Hernandez, O. B. Gonzalez Hernandez, and A. J. Ayala Alfonso, “Reflection model for calculation of the impulse response on IR-wireless indoor channels using ray-tracing algorithm,” *Microwave and optical technology letters*, vol. 32, no. 4, pp. 296–300.

-
- [32] E. Masson, P. Combeau, Y. Cocheril, M. Berbineau, L. Aveneau, and R. Vauzelle, “Radio wave propagation in arch-shaped tunnels : Measurements and simulations by asymptotic methods,” *Comptes Rendus Physique*, vol. 11, no. 1, pp. 44–53, Jan. 2010.
- [33] C. R. Lomba, R. T. Valadas, and A. M. de Oliveira Duarte, “Efficient simulation of the impulse response of the indoor wireless optical channel,” *International Journal of Communication Systems*, vol. 13, no. 7-8, pp. 537–549, 2000.
- [34] J. B. Carruthers and S. M. Carroll, “Statistical impulse response models for indoor optical wireless channels,” *International Journal of Communication Systems*, vol. 18, no. 3, pp. 267–284, 2005.
- [35] J. Carruthers and P. Kannan, “Iterative site-based modeling for wireless infrared channels,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 50, no. 5, pp. 759–765, May 2002.
- [36] J. M. Kahn, W. J. Krause, and J. B. Carruthers, “Experimental characterization of non-directed indoor infrared channels,” *IEEE Transactions on Communications*, vol. 43, no. 234, pp. 1613–1623, Apr. 1995.
- [37] Y. Alqudah and M. Kavehrad, “MIMO characterization of indoor wireless optical link using a diffuse-transmission configuration,” *Communications, IEEE Transactions on*, vol. 51, no. 9, pp. 1554 – 1560, Sep. 2003.
- [38] [Online]. Available : <http://www.sic.sp2mi.univ-poitiers.fr/>
- [39] B. Ghaffari, M. Matinfar, and J. Salehi, “Wireless optical CDMA LAN : digital design concepts,” *Communications, IEEE Transactions on*, vol. 56, no. 12, pp. 2145 –2155, Dec. 2008.
- [40] O. Gonzalez, S. Rodriguez, R. Perez-Jimenez, B. Mendoza, and A. Ayala, “Error analysis of the simulated impulse response on indoor wireless optical channels using a monte carlo-based ray-tracing algorithm,” *IEEE Transactions on Communications*, vol. 53, no. 1, pp. 124 – 130, Jan. 2005.

- [41] [Online]. Available : <http://rapsor.sourceforge.net/>
- [42] J. T. Kajiya, “The rendering equation,” in *Computer Graphics*, 1986, pp. 143–150.
- [43] “IEC 60825-1, safety of laser products—part 1 : equipment classification, requirements, and user’s guide,” 2001, 1.2 Edition.
- [44] Z. Ghassemlooy, W. O. Popoola, S. Rajbh, M. Amiri, and S. Hashemi, *A Synopsis of Modulation Techniques for Wireless Infrared Communication*.
- [45] G. Mahdiraji and E. Zahedi, “Comparison of selected digital modulation schemes (OOK, PPM and DPIM) for wireless optical communications,” in *Research and Development, 2006. SCOReD 2006. 4th Student Conference on*, Jun. 2006, pp. 5 –10.
- [46] D.-S. Shiu and J. Kahn, “Differential pulse position modulation for power-efficient wireless infrared communication,” in *IEEE Global Telecommunications Conference, 1998. GLOBECOM 1998. The Bridge to Global Integration*, vol. 1, 1998, pp. 219 –224 vol.1.
- [47] H. Park and J. R. Barry, “Modulation analysis for wireless infrared communications,” in *ICC '95 Seattle, 'Gateway to Globalization', 1995 IEEE International Conference on Communications, 1995*, vol. 2. IEEE, Jun. 1995, pp. 1182–1186 vol.2.
- [48] Z. Ghassemlooy and A. R. Hayes, “Digital pulse interval modulation for IR communication systems—a review,” *International Journal of Communication Systems*, vol. 13, no. 7-8, pp. 519–536, 2000.
- [49] A. A. Farid and S. Hranilovic, “Outage capacity optimization for free-space optical links with pointing errors,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 25, no. 7, pp. 1702–1710, Jul. 2007.
- [50] R. Mesleh, H. Elgala, and H. Haas, “Optical spatial modulation,” *IEEE/OSA Journal of Optical Communications and Networking*, vol. 3, no. 3, pp. 234 –244, Mar. 2011.

-
- [51] M. Audeh, J. Kahn, and J. Barry, "Performance of pulse-position modulation on measured non-directed indoor infrared channels," *Communications, IEEE Transactions on*, vol. 44, no. 6, pp. 654–659, Jun. 1996.
- [52] J. Sartthong, S. Wonghoon, S. Noppanakeepong, and A. Manyanon, "Analysis performance of 1-PPM infrared wireless communications for indoor LOS and diffuse links," in *Student Conference on Research and Development, 2003. SCORED 2003. Proceedings*, Aug. 2003, pp. 78–84.
- [53] M. Paksuniemi, H. Sorvoja, E. Alasaarela, and R. Myllyla, "Wireless sensor and data transmission needs and technologies for patient monitoring in the operating room and intensive care unit," in *Engineering in Medicine and Biology Society, 2005. IEEE-EMBS 2005. 27th Annual International Conference of the*. IEEE, Jan. 2006, pp. 5182–5185.
- [54] N. Bansal and Z. Liu, "Capacity, delay and mobility in wireless ad-hoc networks," in *INFOCOM 2003. Twenty-Second Annual Joint Conference of the IEEE Computer and Communications*. IEEE Societies, vol. 2, Apr. 2003, pp. 1553–1563 vol.2.
- [55] E. Holm, N. Zacharopoulos, and D. Srolovitz, "Nonuniform and directional grain growth caused by grain boundary mobility variations," *Acta Materialia*, vol. 46, no. 3, pp. 953–964, Jan. 1998.
- [56] F. Bai and A. Helmy, *Chapter 1 A SURVEY OF MOBILITY MODELS in Wireless Adhoc Networks*.
- [57] C. Bettstetter, G. Resta, and P. Santi, "The node distribution of the random waypoint mobility model for wireless ad hoc networks," *IEEE Transactions on Mobile Computing*, vol. 2, no. 3, pp. 257–269, Sep. 2003.
- [58] C. Bettstetter and C. Wagner, "The spatial node distribution of the random waypoint mobility model," in *Mobile Ad-Hoc Netzwerke, 1. deutscher Workshop & uuml;ber Mobile Ad-Hoc Netzwerke WMAN 2002*. GI, 2002, pp. 41–58.

- [59] V. Borrel, M. D. de Amorim, and S. Fdida, "On natural mobility models," in *Proceedings of the Second international IFIP conference on Autonomic Communication*, ser. WAC'05. Berlin, Heidelberg : Springer-Verlag, 2006, pp. 243–253.
- [60] T. Camp, J. Boleng, and V. Davies, "A survey of mobility models for ad hoc network research," *WIRELESS COMMUNICATIONS & MOBILE COMPUTING (WCMC) : SPECIAL ISSUE ON MOBILE AD HOC NETWORKING : RESEARCH, TRENDS AND APPLICATIONS*, vol. 2, pp. 483–502, 2002.
- [61] E. Hyytia, P. Lassila, and J. Virtamo, "Spatial node distribution of the random waypoint mobility model with applications," *IEEE Transactions on Mobile Computing*, vol. 5, no. 6, pp. 680–694, Jun. 2006.
- [62] R. R. Roy, *Handbook of Mobile Ad Hoc Networks for Mobility Models*, 1st ed. Springer, Oct. 2010.
- [63] M. Dohler and Y. Li, *Cooperative Communications : Hardware, Channel & Phy.* Wiley-Blackwell (an imprint of John Wiley & Sons Ltd), Feb. 2010.
- [64] Z. Gong and M. Haenggi, "Mobility and fading : Two sides of the same coin," in *Global Telecommunications Conference (GLOBECOM 2010)*, 2010 IEEE, Dec. 2010, pp. 1–5.
- [65] A. Farid and S. Hranilovic, "Outage capacity for MISO intensity-modulated free-space optical links with misalignment," *IEEE/OSA Journal of Optical Communications and Networking*, vol. 3, no. 10, pp. 780–789, Oct. 2011.
- [66] A. Farid and S. Hranilovic, "Diversity gain and outage probability for MIMO free-space optical links with misalignment," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 60, no. 2, pp. 479–487, Feb. 2012.
- [67] A. Goldsmith, *Wireless communications.* Cambridge University Press, Aug. 2005.
- [68] J. Proakis and M. Salehi, *Digital Communications, 5th Edition*, 5th ed. McGraw-Hill Science/Engineering/Math, Nov. 2007.

- [69] J. Li and M. Uysal, “Optical wireless communications : system model, capacity and coding,” in *Vehicular Technology Conference, 2003. VTC 2003-Fall. 2003 IEEE 58th*, vol. 1. IEEE, Oct. 2003, pp. 168– 172 Vol.1.

Liste des Publications

- [1] S. S. Torkestani, S. Sahuguede, A. Julien-Vergonjanne, and J. P. Cances, “Indoor optical wireless system dedicated to healthcare application in a hospital,” *IET Communications*, vol. 6, no. 5, pp. 541–547, 2012.
- [2] S. S. Torkestani, N. Barbot, S. Sahuguede, A. Julien-Vergonjanne, and J. P. Cances, “Transmission power analysis of optical wireless based mobile healthcare systems,” *International Journal of Wireless Information Networks (IJWIN)*, vol. 19, no. 3, pp. 201–208, 2012.
- [3] S. S. Torkestani, S. Sahuguede, A. Julien-Vergonjanne, J. P. Cances, and J. C. Daviet, “Infrared communication technology applied to indoor mobile healthcare monitoring system,” *International Journal of E-Health and Medical Communications (IJEHMC)*, vol. 3, no. 3, pp. 1–11, 2012.
- [4] S. S. Torkestani, S. Sahuguede, A. Julien-Vergonjanne, L. Aveneau, P. Combeau and O. Gueu, “Outage Probability Performance in Mobile Indoor Optical Wireless Communication Environment,” *International Workshop on Optical Wireless Communications (IWOW)*, Oct. 2012.
- [5] N. Barbot, S. S. Torkestani, S. Sahuguede, A. Julien-Vergonjanne, and J. P. Cances, “LT codes performance over indoor mobile wireless optical channel,” in *Communication Systems Networks and Digital Signal Processing (CSNDSP), 2012 8th IEEE, IET International Symposium on*, July 2012.
- [6] N. Barbot, S. S. Torkestani, S. Sahuguede, A. Julien-Vergonjanne, and J. P. Cances, “Outage capacity of mobile wireless optical link in indoor environment,” in *Application of Information and Communication Technologies (AICT), 2012, International Conference on*, May 2012.
- [7] S. S. Torkestani, N. Barbot, S. Sahuguede, A. Julien-Vergonjanne, and J. P. Cances, “Performance and transmission power bound analysis for optical wireless based mobile healthcare applications,” in *Personal Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC), 2011 IEEE 22nd International Symposium on*, pp. 2198–2202, Sept. 2011.

- [8] S. S. Torkestani, N. Barbot, S. Sahuguede, and A. Julien-Vergonjanne, “Performances d’un système de transmission optique sans fil pour la télésurveillance médicale en milieu sensible confiné,” in *23ème Colloque GRETSI sur le Traitement du Signal et des Images*, Sept. 2011.
- [9] S. S. Torkestani, S. Sahuguede, A. Julien-Vergonjanne, J. P. Cances, and J. C. Daviet, “Infrared communication technology applied to indoor mobile healthcare monitoring system,” in *8th International Conference On Wearable Micro and Nano Technologies for Personalised Health (p-Health)*, June 2011.
- [10] S. S. Torkestani, A. Julien-Vergonjanne, and J. P. Cances, “Mobile healthcare monitoring in hospital based on diffuse optical wireless technology,” in *Personal Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC), 2010 IEEE 21st International Symposium on*, pp. 1055–1059, Sept. 2010.
- [11] S. S. Torkestani, A. Julien-Vergonjanne, and J. P. Cances, “Indoor optical wireless system dedicated to healthcare application in hospital,” in *Communication Systems Networks and Digital Signal Processing (CSNDSP), 2010 7th International Symposium on*, pp. 542–546, July 2010.

CONTRIBUTION À L'ÉTUDE D'UN RÉSEAU DE COMMUNICATIONS OPTIQUES SANS FILS INDOOR - APPLICATION À LA TÉLÉSURVEILLANCE EN MILIEU HOSPITALIER

Résumé : L'étude réalisée dans ce mémoire porte sur l'analyse des performances de la technologie optique sans fil, solution alternative aux radiofréquences, pour une application de télésurveillance médicale en milieu hospitalier. Dans le contexte, l'émetteur Infrarouge est placé sur le patient couplé avec les capteurs médicaux. De plus le patient est mobile dans un environnement déterminé. Le récepteur est fixe positionné au centre du plafond. Différentes configurations de transmissions optiques sont considérées : des liens optiques sans fils en visibilité directe dans plusieurs scénarios d'alignement entre l'émetteur et le récepteur ainsi que des liens en diffus basés sur la réflexion des ondes optiques sur les surfaces de l'environnement. Pour modéliser la mobilité du patient donc de l'émetteur on utilise dans cette étude différents modèles : uniforme, Gaussien et Random WayPoint. Pour chaque modèles de mobilité, nous calculons les distributions statistiques du gain statique du canal et du rapport signal à bruit pour tous les scénarios de transmission en visibilité directe et en diffus. Pour cela, nous utilisons des expressions analytiques pour le gain statique mais également des résultats issus d'un logiciel de lancer de rayons dans le cas diffus. Afin d'évaluer les performances nous déterminons la probabilité de rupture du lien de communication (P_{out}) et analysons les résultats en termes de débits, puissances et qualité de service. Nous montrons ainsi que quelle que soit la configuration, la technologie optique sans fil permet de satisfaire les contraintes liées à la surveillance médicale mobile. Dans le but de mettre en œuvre une solution simple et robuste notamment aux problèmes éventuels de blocage de la liaison, la configuration de transmission en diffus représente le meilleur compromis mais nécessite une puissance de transmission plus élevée que dans les autres scénarios. En étudiant l'impact sur les performances de la prise en compte des propriétés de réflexion des surfaces de l'environnement, nous montrons que cette puissance peut être déterminée de manière plus précise ce qui conduit à un dimensionnement de la puissance plus favorable. De plus nous explorons la possibilité d'utiliser un codage de canal en calculant la capacité avec blocage ce qui permet d'envisager une diminution de la puissance émise dans le cas du diffus jusqu'à un niveau comparable à celui des liens en visibilité directe.

Mots clés : Capacité avec blocage, Communications indoor, Communications optiques sans fils, Lancer de rayons, Lien en diffus, Lien en visibilité directe, Mobilité, Probabilité de rupture, Technologie infrarouge, Télésurveillance médicale.

A CONTRIBUTION TO THE STUDY OF INDOOR OPTICAL WIRELESS NETWORKS - APPLICATION TO HEALTHCARE MONITORING IN HOSPITAL ENVIRONMENT

Abstract : This study focuses on performance analysis of optical wireless technology as an alternative solution to the radiofrequency one, for healthcare monitoring applications in hospital environments. In this context, an Infrared transmitter is placed on a patient coupled with medical sensors. Moreover, the patient is mobile in the defined environment. The receiver is fixed placed on the middle of the ceiling. Different transmission configurations are considered : optical wireless links with a line of sight propagation and different types of tracking systems and diffuse links based on reflections from environment surfaces. We consider three mobility models for the emitter : uniform, Gaussian and Random WayPoint. For each mobility model and for each configuration, we obtain the statistical distributions of the channel static gain and signal to noise ratio. For this purpose, we use either analytical expressions or a ray-tracing software especially for the diffuse case. In order to evaluate performance, we estimate the outage probability i.e. the probability of the link failure in terms of data rates, transmitted powers and quality of service. We show that in all configurations, this technology permits performing mobile healthcare monitoring according to the required quality of service. In order to have a simple and robust solution against possible link shadowing, we chose the diffuse solution as the best trade-off even though it requires more transmitted power than the line of sight links. To overcome this drawback, we study the possibility of using channel coding by calculating the outage capacity with permits decreasing the transmitted power to a value as low as the one for line of sight propagations.

Keywords : Diffuse link, Healthcare monitoring, Indoor communications, Infrared technology, Line of sight link, Mobility, Outage capacity, Outage probability, Ray-tracing, Wireless optical communications.