



HAL
open science

Utilisation des techniques avancées d'Emission / Réception multi-antennes pour une transmission optique large bande

Octave Ringar

► **To cite this version:**

Octave Ringar. Utilisation des techniques avancées d'Emission / Réception multi-antennes pour une transmission optique large bande. Optique / photonique. Université de Limoges; Université Cheikh Anta Diop (Dakar), 2015. Français. NNT : 2015LIMO0100 . tel-01271419

HAL Id: tel-01271419

<https://theses.hal.science/tel-01271419>

Submitted on 9 Feb 2016

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

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

THÈSE EN COTUTELLE

pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ DE LIMOGES

Discipline : **Électronique des Hautes Fréquences, Photonique et Systèmes**

DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ CHEICK ANTA DIOP

Discipline : **Télécommunications**

présentée et soutenue par

Octave RINGAR

23 Octobre 2015

**Utilisation des techniques avancées d'Émission/Réception multi-antennes
pour une transmission optique large bande.**

Thèse dirigée par : **Christelle AUPETIT-BERTHELEMOT et Benjamin MAMPASSI**

Et codirigée par : **Jean-Pierre CANCES et Ahmed Dooguy KORA**

JURY :

Iyad DAYOUB	Professeur, Université de Valenciennes	Rapporteur et Président
Koffi BEDJA	Professeur, Université de Lomé-ENSIL	Rapporteur
Ahmed D. KORA	MCF, ESMT-Dakar Sénégal	Examinateur
Benjamin MAMPASSI	Professeur, UCAD - Sénégal	Examinateur
Christelle AUPETIT-BERTHELEMOT	Professeur, Université de Limoges - XLIM	Examinateur
Jean Pierre CANCES	Professeur, Université de Limoges - XLIM	Examinateur

Dedicaces

A mon Amour Assial ALLADOUMNGUE

Remerciements

Mes premiers remerciements vont à mes directeurs de thèse, madame Christelle AUPETIT-BERTHELEMOT et Monsieur Benjamin MAMPASSI, qui ont acceptés de m'accueillir dans leur équipe et diriger ma thèse en m'apportant tout le soutien technique mais aussi moral pour mener à bien mes recherches. Leur aide et leurs conseils m'ont permis de mener à bien cette thèse. Je tiens à remercier Monsieur Ahmed D. KORA pour son rôle de co-directeur de thèse qui a toujours été à mon écoute quand j'avais besoin de lui. Je remercie Monsieur Jean-Pierre CANCES pour son soutien, son expérience et sa contribution.

Je remercie MM Dominique CROS et Dominique BAILLARGEAT, les deux directeurs de Xlim pour m'avoir accueilli au sein du laboratoire Xlim pour effectuer cette thèse, lors de mes séjours en France.

Je tiens à remercier Monsieur Samuel OUYA qui m'a apporté toutes les ressources pédagogiques au sein du laboratoire LIRT.

Je remercie aussi l'ensemble des personnes qui ont accepté d'évaluer mes travaux, notamment Koffi-sa BEDJA, Professeur à l'Ecole Nationale Supérieure des Ingénieurs de Lomé (ENSIL), ENSIL– Université de Lomé TOGO et Monsieur Iyad DAYOUB, Professeur à l'Université de Valenciennes, IEMN-DOAE – UMR CNRS 8520, UVHC Le Mont Houy, pour l'étude du rapport, mais aussi l'ensemble des membres du jury de ma thèse.

Je présente également mes remerciements et ma haute considération au Projet d'appui à l'enseignement Supérieur (Projet BID) et la bourse CONCOFOR qui ont financés ces travaux pendant toutes ces années de thèse.

Je ne pourrai passer cette occasion sans adresser mes sentiments distingués de respect au corps professoral de l'école doctorale EDM I dirigé par Monsieur Hamidou DATHE.

Je remercie mes collègues de bureau pour leur agréable compagnie journalière.

Je remercie : YAHYA Véronique, La famille DESILLES et ALLARDICE de l'Eglise Baptiste Biblique de Limoges pour les bienfaits.

Enfin, je remercie ma famille, qui m'a toujours encouragée dans mes études et m'a permis de devenir qui je suis. Plus particulièrement, je pense à Rasem Yaya Madeleine RINGAR et Alladoumngue Christ le Roi RINGAR. Faute de pouvoir citer tous les noms, que tous ceux et celles qui m'ont aidé, de près ou de loin, trouve dans cet humble préambule ma reconnaissance considérée.

Table des matières

Dedicaces	i
Remerciements	i
Glossaire	vi
1 Introduction générale	1
1.1 Motivations et contexte de l'étude	1
1.2 Etat de l'art	2
1.3 Problématique	5
1.4 Plan de la thèse	7
2 Présentation générale des liaisons satellitaires	9
2.1 Introduction	9
2.2 Historique	10
2.3 Les satellites	12
2.4 La liaison mixte RF/FO	13
2.5 Les orbites	15
2.5.1 Orbite LEO	18
2.5.2 Orbite MEO	18
2.5.3 Orbite géostationnaire GEO	18
2.5.4 Orbite HEO	19

2.5.5	Orbites : circulaire polaire, inclinée, elliptique	20
2.6	Les contraintes des solutions satellitaires	20
2.7	Les techniques d'accès aux canaux satellitaires	22
2.7.1	Les politiques par répartition	23
2.7.2	Les politiques d'accès aléatoire	24
2.7.3	Les politiques de réservation : Demand Assignment Multiple Access (DAMA)	25
2.8	Les services de télécommunications par satellites	26
2.8.1	La téléphonie	26
2.8.2	La télédiffusion	27
2.8.3	La transmission de données	28
2.9	Vers les liaisons optiques spatiales	28
2.10	Les bandes de fréquences dédiées à l'optique spatiale	29
2.11	Conclusion	30
3	Présentation générale et principe de fonctionnement d'une trans- mission optique en espace libre	31
3.1	Introduction	31
3.2	Principe de fonctionnement de la technologie FSO	32
3.3	L'émetteur	33
3.3.1	Modulation du signal lumineux	34
3.3.2	Modulation OOK (On-Off Keying)	37
3.3.3	Modulation OOK-NRZ (OOK Non Return to Zero)	37
3.3.4	Modulation OOK-RZ (OOK Return to Zero)	38
3.3.5	Modulation PPM (Pulse-Position Modulation)	38
3.3.6	Diode Electroluminescente : DEL	40
3.3.7	Diode Laser	40
3.3.8	Les lasers à cristaux et à fibre dopée de terres rares	41
3.3.9	Les lasers à semi-conducteur	41

3.4	Canal de propagation	43
3.5	Récepteur optique	44
3.6	Les bruits optiques	46
3.6.1	Le bruit ambiant	47
3.6.2	Le bruit thermique	47
3.6.3	Le bruit de grenaille	48
3.6.4	Le bruit en $1/f$	48
3.6.5	Le bruit de courant d'obscurité	49
3.7	La détection en optique sans fil	49
3.8	Choix de la longueur d'onde	50
3.9	Les paramètres d'une liaison optique atmosphérique	54
3.9.1	Intensité rayonnante	55
3.9.2	Puissance optique reçue	55
3.9.3	La densité de puissance optique	56
3.9.4	Perte en espace libre : PEL	56
3.9.5	Perte géométrique	58
3.9.6	Taux de transfert de données	61
3.9.7	Marge d'une liaison optique atmosphérique	61
3.9.8	Bilan de liaison	62
3.9.9	Géométrie du Modèle	64
3.9.10	Débit de transmission	66
3.9.11	Capacité du canal de transmission	67
3.10	Conclusion	67
4	Canal de propagation	69
4.1	Introduction	69
4.2	Structure générale de l'atmosphère	70
4.3	L'impact atmosphérique sur la propagation d'un faisceau laser	73
4.3.1	Affaiblissement linéique	74

4.3.2	Absorption atmosphérique	75
4.3.3	Diffusion atmosphérique	76
4.3.4	Extinction atmosphérique	76
4.3.5	La visibilité	78
4.3.6	Indice de réfraction	79
4.3.7	Modèle stratifié de l'indice de réfraction	80
4.4	Les paramètres du modèle de la Turbulence	84
4.5	Modèle de profil de turbulence : Hufnagel-Valley Boundary	87
4.6	Modèle de fonction de densité de probabilité	88
4.7	Conclusion	93
5	Performance d'une liaison optique sans fil sous l'influence de la turbulence atmosphérique	95
5.1	Introduction	95
5.2	Analyse de la performance de la liaison	95
5.3	Modèle de communication	103
5.4	La diversité coopérative	104
5.4.1	Stratégie de coopération	104
5.4.2	Relais transparents ou Amplify and Forward (AF)	108
5.5	Proposition de modèles architecturaux	108
5.5.1	Architecture dans le sens montant	109
5.5.2	Architecture dans le sens descendant	111
5.5.3	Proposition du modèle du Signal	111
5.6	Résultats et Simulations numériques	115
5.6.1	Performance dans le sens montant du système proposé	115
5.6.2	Performance dans le sens descendant du système proposé	117
5.7	Conclusion	120
	Conclusion et perspectives	121

Les annexes	124
Références bibliographiques	126

Liste des tableaux

2.1	<i>Les différentes orbites terrestres et leurs missions associées.</i>	22
3.1	<i>Les différents types de modulation.</i>	36
3.2	<i>Répartition de bande de fréquence optique en espace libre.</i>	52
3.3	<i>Fréquences, les périodes et les longueurs d'onde correspondantes.</i>	54
4.1	<i>Calcul des différentes valeurs de la variance de Rytov.</i>	88
4.2	<i>Paramètres de turbulence allant de la faible au forte turbulence.</i>	92
5.1	<i>Expression des différentes valeurs de k_0 et k_1.</i>	99
5.2	<i>Calcul des valeurs de α et β.</i>	101
5.3	<i>Calcul des valeurs de α et β.</i>	101

Table des figures

1.1	<i>Première histoire dans les transmissions optiques inter-satellites.</i>	4
1.2	<i>Différentes configurations de liaisons optiques en espace libre pour le spatial.</i>	5
2.1	<i>Système de liaison mixte RF/FSO.</i>	13
2.2	<i>Principe général du système SILEX incluant des liaisons optiques et RF [14].</i>	14
2.3	<i>Représentation de l'apogée et du périhélie.</i>	16
2.4	<i>Les principales orbites terrestres.</i>	17
3.1	<i>Synoptique d'une transmission optique satellitaire dans l'espace.</i>	33
3.2	<i>Synoptique du bloc émetteur FSO.</i>	34
3.3	<i>Principe de base d'une transmission à modulation directe.</i>	35
3.4	<i>Principe de base d'une émission à modulation externe utilisant un Mach-Zehnder.</i>	35
3.5	<i>Signaux OOK NRZ (a) et RZ avec $\gamma = 1/2$ (b).</i>	37
3.6	<i>Signaux PPM-4.</i>	39
3.7	<i>Modulation PPM-OOK.</i>	39
3.8	<i>Bloc de récepteur optique.</i>	44
3.9	<i>Fenêtre de transmission des longueurs d'onde [10].</i>	51
3.10	<i>Domaine spectral accessible par les lasers à semi-conducteur [27].</i>	53
3.11	<i>Perte du trajet en fonction de la longueur d'onde.</i>	57

3.12	<i>Perte due au trajet du faisceau pour une liaison optique atmosphérique.</i>	58
3.13	<i>Atténuation du faisceau en fonction de la divergence pour une liaison optique atmosphérique.</i>	60
3.14	<i>SNR en fonction de la distance pour une liaison optique atmosphérique.</i>	64
3.15	<i>Modèle géométrique d'une transmission optique Satellite \iff Terre. .</i>	65
3.16	<i>Puissance émise en fonction de la distance.</i>	66
4.1	<i>Nouvelle stratification de la structure de l'atmosphère pour le besoin de l'étude.</i>	72
4.2	<i>Affaiblissement atmosphérique dû à la pluie.</i>	75
4.3	<i>Absorption atmosphérique en fonction de l'altitude.</i>	77
4.4	<i>Atténuation du faisceau en fonction de la visibilité.</i>	79
4.5	<i>Modèle stratifié de la couche atmosphérique.</i>	81
4.6	<i>Variation de la densité de probabilité gamma gamma en fonction de α et β.</i>	92
4.7	<i>Comparaison des différents modèles de PDF en fonction des trois régimes de turbulence.</i>	93
5.1	<i>Performance de la liaison optique en fonction de la variance de Rytov.</i>	100
5.2	<i>Liaison montante entre un satellite géostationnaire et un OGS.</i>	102
5.3	<i>Impact de la turbulence atmosphérique sur la liaison optique.</i>	103
5.4	<i>Relais en parallèle.</i>	106
5.5	<i>Relais en série.</i>	106
5.6	<i>Relais mixtes.</i>	107
5.7	<i>Transmission optique en sens montant utilisant un relais.</i>	110
5.8	<i>Architecture d'une liaison descendante avec relais.</i>	111
5.9	<i>Différents régimes de turbulence.</i>	116
5.10	<i>Liaison FSO montante avec et sans relais.</i>	117
5.11	<i>Liaison sens descendant entre un satellite GEO et un OGS.</i>	118

5.12 *liaison entre un satellite GEO et un OGS avec 2 antennes en réception.*119

5.13 *liaison entre un satellite GEO et un OGS avec 3 antennes en réception.*120

Glossaire

ADSL	Asymmetric Digital Subscriber Line
Ar	Argon
AMRF	Accès Multiple à Répartition en Fréquence
CNES	Centre National d'Etudes Spatiales
CO_2	Dioxyde de carbone
DAB	Digital Audio Broadcasting
DAMA	Demand Assignment Multiple Access
dB	Décibel
DBR	Distributed Bragg Reflector
DFB	Distributed Feedback
DOD	Department Of Defense
DVB-S	Digital Video Broadcasting Satellite
ESA	Agence Spatiale Européenne
FSO	Free Space Optic
Gb	Gigabit
GEO	Geostationary Earth Orbiting
GHz	Gigahertz
GPS	Global Positioning System
HAP	High-Altitude Platforms
HEO	Highly Elliptical Orbit
IM/DD	Intensity Modulation/Direct Detection
IWOC	Indoor Wireless Optical Communications
km	Kilomètre

LIRT	Laboratoire d'Informatique et Réseaux Télécoms
Mb	Megabit
MEO	Medium Earth Orbit
MHz	Megahertz
MPEG	Moving Picture Experts Group
ms	Milliseconde
N	Azote
LEO	Low Earth Orbiting
LMDS	Local Multipoint Distribution Service
LOS	Line-Of-Sight
OGS	Optical Ground Station
RR	Règlement des Radiocommunications
SFS	service fixe par satellite
SMS	Service mobile par satellite
SNR	Signal to Noise Ratio
SRS	Service de Radiodiffusion par satellite
TMCU	Télémessure Charge Utile
THz	Terahertz
UIT	Union Internationale de Télécommunication
VCSEL	Vertical Cavity Surface Emitting Laser
W	Watt

Chapitre 1

Introduction générale

1.1 Motivations et contexte de l'étude

La transmission optique en espace libre pourrait être une future alternative aux radiofréquences pour les transmissions télécoms de type satellitaire haut débit. La principale motivation pour utiliser des communications optiques en espace libre pour les liaisons par satellites, en dépit des technologies relativement nouvelles et pas toujours fiabilisées à ce jour pour le spatial, est l'augmentation des débits de transmission de l'ordre de plusieurs térabits [1]. Cela constitue une opportunité pour les services tels que : la télédétection spatiale, les télécommunications et l'arrivée du multimédia, l'augmentation de la téléphonie mobile, la télévision numérique à très haute définition, l'observation, l'imagerie à haute résolution, la Télémessure Charge Utile (TMCU) etc. En effet, le très haut débit, offert par l'optique en espace libre, combiné à une faible consommation et un allègement de masses au sein des charges utiles, fait de cette technologie un candidat très intéressant tant à bord des satellites (dans les charges utiles) que pour les transmissions en espace libre entre satellites ou avec la terre. Les transmissions optiques en espace libre en anglais Free Space Optic (FSO) présentent divers avantages en comparaison des liens radios conventionnels. En raison de leurs courtes longueurs d'onde, les lasers peuvent atteindre des dé-

1.2 Etat de l'art

bits de données plus élevés que les signaux radios pour une faible ouverture [2]. De plus, les faisceaux laser sont intrinsèquement moins divergents que la radio et ils nécessitent ainsi moins d'énergie pour la transmission des données. Le rayonnement optique est connu par son faisceau très étroit, un faisceau laser typique possède un angle de divergence entre 0,01 et 0,1 mrad et une efficacité plus grande, la liaison optique en espace libre est plus sécurisée que la liaison radio [3]. On peut également noter la robustesse des liens FSO au brouillage. Il n'existe pas de nos jours de régulation des fréquences par l'UIT (Union Internationale de Télécommunication), ce qui représente pour le moment un indéniable avantage pour les liaisons optiques en espace libre. Enfin, la grande directivité du faisceau laser sera mise à profit pour des liaisons lointaines : sondes gravitant autour des planètes du système solaire et liées à la terre. Pour ces besoins, en débit de plus en plus élevé, les radiofréquences actuelles (bande Ku ou Ka, de 11 à 30 GHz), posent des problèmes tels que :

- l'insuffisance du gain ;
- la faible dimension du diamètre des antennes ;
- les difficultés d'implantation sur un satellite et,
- les perturbations dynamiques qui conduiront à des défauts de stabilisation lors de la manœuvre de l'antenne.

Les communications optiques large bande pourraient constituer ainsi, une alternative aux faisceaux hertziens et aux ondes millimétriques pour les transmissions spatiales.

1.2 Etat de l'art

Depuis plus de deux décennies, des scientifiques ont commencé à étudier l'apport de l'optique pour les transmissions inter-satellitaires. En particulier des scénarios de réseaux de satellites en orbite basse altitude LEO (Low Earth Orbiting) communiquant entre eux par des liaisons optiques à très haut débit (supérieur à plusieurs Gbs/s) et vers le sol par radiofréquence ont été imaginés. D'autres échanges entre

1.2 Etat de l'art

orbites basses LEO et géostationnaires GEO (Geostationary Earth Orbiting) ont pu être nécessaires. A titre d'exemple, en 2001, le système SILEX, développé conjointement par Astrium, le CNES (Centre National d'Etudes Spatiales) et l'ESA (Agence Spatiale Européenne) a été le premier à assurer la transmission par liaison optique d'images vidéo haute définition à 50 Mbs/s entre le terminal Pastel de Spot 4 (832 km d'altitude) et le terminal Opal d'Artemis (31 000 km d'altitude), qui sert de relais vers la terre [4]. La première image a été envoyée par radiofréquence classique à 20 GHz à la station de réception de Spot image à Toulouse [5]. L'année 2005 a été marquée par l'expérience réussie de transmission optique entre les satellites OICETS et Artemis. Cette réussite est venue couronner plusieurs années de coopération entre l'ESA et la JAXA dans le domaine du relais de données et des télécommunications optiques en espace libre. Après le lancement du satellite japonais OICETS en août et sa mise en service, les premières liaisons optiques en espace libre ont été établies fin décembre. Jusqu'à présent, toutes les transmissions ont abouti, avec des délais d'acquisition très courts et d'excellentes performances de poursuite. OICETS est le second utilisateur de liaisons optiques Artemis et le premier satellite à illustrer la coopération inter agences dans ce domaine [6]. Cette expérience a permis de réduire de façon drastique le temps entre la prise des images et leur réception sur terre. Outre la transmission dans le domaine de l'observation de la terre, cette première démonstration a ouvert de nombreuses perspectives dans le domaine de transmission entre satellites, que ce soit avec des stations spatiales, des sondes d'exploration de l'univers, des futures constellations en orbite basse altitude ou entre les satellites de communication géostationnaires. Il a été supposé qu'avec un tel système, les opérateurs de flottes de satellites pourraient mieux répartir la charge du trafic en fonction de leur besoin et couvrir le monde entier avec trois satellites géostationnaires reliés entre eux [7](voir figure 1.1).

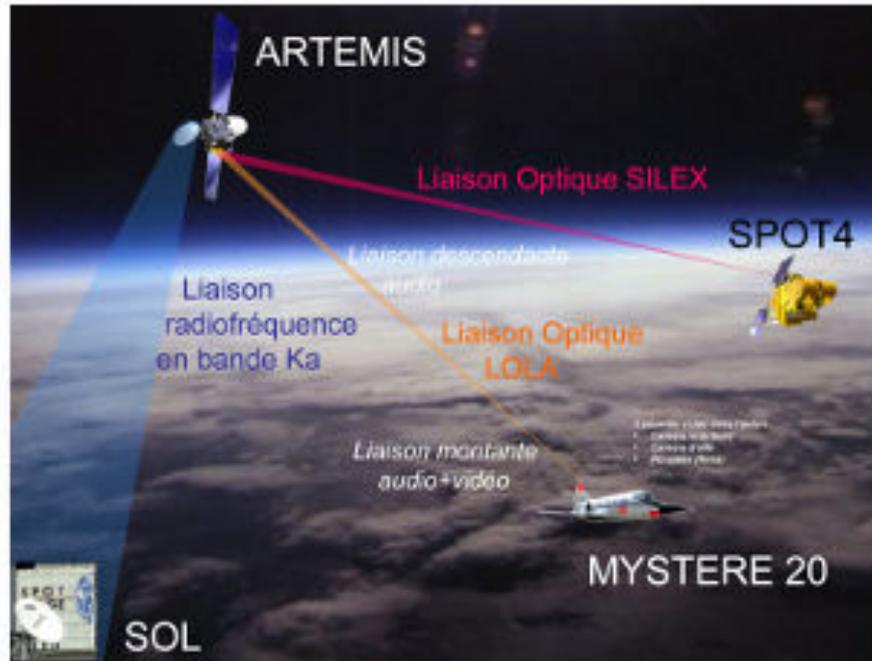


Figure 1.1 – Première histoire dans les transmissions optiques inter-satellites.

On peut noter également les efforts de développement qui ont été faits par les fournisseurs des solutions optiques dédiées au spatial, tel que TESAT-spacecom et Ruag Space qui proposent des terminaux lasers et des systèmes de pointage. Le laser à l'état de l'art actuellement en service offre un débit de 5,6 Gbs/s pour des liens inter-satellites sur une distance de 6000 km [8]. Les équipes du satellite TerraSAR-X développé et fabriqué par Astrium et du satellite américain NFIRE ont ouvert la voie à une accélération sans précédent du transfert de données. En 2008, une liaison de données optiques lasers d'un débit de 5,5 Gbs/s a été établie et maintenue, sans perte, entre les deux satellites alors distants de 5 000 km [9]. Une liaison optique spatiale peut avoir une des configurations suivantes (voir figure 1.2) :

- une liaison pour véhicule aérien sans pilote et plate-forme en haute altitude (HAP) ;
- une liaison inter-satellite ;

1.3 Problématique

- une liaison entre un HAP et un satellite et,
- une liaison satellite-terre ou terre satellite.



Figure 1.2 – *Différentes configurations de liaisons optiques en espace libre pour le spatial.*

1.3 Problématique

Dans le cadre de transmissions optiques satellite-terre-satellite, un des challenges à relever concerne la gestion du facteur limitatif qu'est la turbulence atmosphérique, sur les kilomètres proches de la terre. En effet celui-ci introduit une variation aléatoire de l'indice de réfraction de l'air qui engendre des fluctuations de la phase et de l'amplitude du front de l'onde qui s'ajoutent au signal laser en basse fréquence [9]. Ces perturbations parfois très élevées, peuvent provoquer la perte du signal et rendre de manière générale le bilan de liaison faible. L'impact de la turbulence peut être classé en trois catégories :

- les effets d'intensité, ou de scintillation, qui décrivent les fluctuations de l'intensité du signal en raison des turbulences dans l'atmosphère. Les récepteurs

1.3 Problématique

- optiques devront être adaptés à une large dynamique de puissance et présenter une bonne ouverture ;
- les distorsions de front d’onde (ou distorsion de phase) au niveau du récepteur, liés aux différents trajets optiques induits par les fluctuations de l’indice de réfraction de l’air ;
 - les effets d’atténuation, causés par des nuages ou l’absorption et la diffusion atmosphériques, qui ont un impact significatif sur la viabilité et la conception de la liaison.

Plusieurs techniques ont été appliquées au système FSO pour atténuer les effets de la dégradation du canal dus aux conditions atmosphériques. Parmi ces techniques, on peut citer entre autres : l’augmentation de la taille de l’antenne réceptrice [10], l’optique adaptative [11] des systèmes proposés pour corriger les effets néfastes, en particulier les distorsions de phase, de l’atmosphère, l’utilisation des relais et la technique de diversité utilisant la diversité spatiale [12]. Parmi ces techniques, la diversité spatiale est particulièrement intéressante, car elle offre d’importants gains de performance en introduisant un degré de liberté supplémentaire dans la dimension spatiale [13]. Elle permet aussi aux différents terminaux de partager les ressources pour créer un système multi-antennes virtuelles. Utiliser la diversité spatiale consiste à utiliser plusieurs antennes en émission ou en réception permettant de maintenir une qualité de transmission correcte tout en réduisant la puissance d’émission. Cette technique permet, entre autre, de résister aux effets dégradants de la turbulence atmosphérique [13][16].

La présente thèse s’inscrit dans une contribution d’une nouvelle architecture fiable haut débit basée sur la technique de la diversité spatiale pour établir la transmission entre une station terrienne (optical ground station) et un satellite géostationnaire en utilisant des relais satellitaires situés à l’orbite LEO. Cette architecture tient compte de la structure de l’atmosphère afin d’améliorer la communication op-

1.4 Plan de la thèse

tique dans l'espace entre un satellite géostationnaire et un récepteur terrien. A cet effet, l'atmosphère sera subdivisée en deux grandes couches : une partie incluant la troposphère, milieu fortement turbulent et l'autre partie faiblement turbulente. La modélisation du canal tiendra compte de cette subdivision de l'atmosphère pour bien évaluer les performances de transmission.

1.4 Plan de la thèse

Ce présent travail est subdivisé en cinq chapitres et une conclusion générale, est structuré de la manière suivante :

- le premier chapitre est un chapitre introductif. Il décrit la motivation, pose la problématique, fait l'état de l'art, situe les objectifs global et spécifique de la thèse et annonce le plan du manuscrit ;
- le deuxième chapitre repose sur une étude bibliographique. Il pose la problématique du sujet de transmission satellitaire et donne à ce travail les éléments de compréhension des communications satellitaires.
- le troisième chapitre traite du principe de fonctionnement d'un système de communication FSO. Il détaille chaque élément consécutif d'une liaison FSO, leur mode de fonctionnement. Le choix de la longueur d'onde de transmission est également expliqué.
- le quatrième chapitre apporte les informations nécessaires à la compréhension du canal de propagation pour un système de communication FSO. Une analyse de la structure de l'atmosphère est décrite pour montrer l'impact des éléments consécutifs de l'atmosphère sur la propagation d'un faisceau optique en espace libre. Les modèles mathématiques utilisés pour modéliser le canal de propagation y sont détaillés. Une simulation de densités de probabilité est réalisée pour valider le modèle de PDF gérant les différents regimes de la turbulence atmosphérique. Il ressort que la densité de probabilité gamma-gamma est retenue

1.4 Plan de la thèse

car elle permet de gérer les différents régimes de la turbulence atmosphérique.

- le cinquième chapitre traite de l'architecture des réseaux de transmission optique spatiale proposée. Il présente l'ensemble de résultats de simulation des performances des différentes architectures proposées. Ces résultats obtenus constituent la base des futures études.
- enfin le manuscrit se termine par une conclusion générale et perspective pour des axes futurs de recherche.

Chapitre 2

Présentation générale des liaisons satellitaires

2.1 Introduction

Les satellites ont été inventés avec l'idée qu'un point d'observation en très haute altitude puisse servir de relais à de nombreuses autres applications de télécommunications. Avant la conquête de l'espace, ce principe de relais d'ondes électromagnétiques a été assuré par des avions en haute altitude, des ballons ou même la lune. Les progrès technologiques dans ce domaine ont entraîné l'apparition progressive de nouveaux services de télécommunications et de nouvelles applications. Ainsi de nombreux systèmes de télécommunication exploitent actuellement des satellites afin d'assurer des services fixes (satellites - Terre) ou mobiles (satellites - véhicules aéroportés, terrestres ou navals). Les applications peuvent être de type civil ou militaire pour le transfert de données internet, la télévision numérique, la téléphonie, la télémédecine ou la surveillance de la terre. Le réseau satellitaire s'intègre en complémentarité des réseaux terrestres existants. Il offre des services de diffusion, un accès à de vastes territoires et une rapidité de déploiement. Ce chapitre est une introduction très générale sur les télécommunications par satellite. L'objectif est de présenter les

2.2 Historique

principales caractéristiques des liaisons et les normes actuelles.

2.2 Historique

La conquête de l'espace est une passion qui a depuis fort longtemps fasciné l'esprit des chercheurs. Par contre l'idée de placer un objet en orbite autour de la terre a commencé à germer seulement au début du $XX^{\text{ème}}$ siècle. Il a fallu attendre 1945 pour que le concept de satellite voit le jour. C'est le britannique Arthur C. Clarke qui introduit le premier concept de communication par satellite [15].

L'ère spatiale a commencé avec le lancement du premier satellite artificiel actif de l'URSS le 4 octobre 1957, il s'agit de Sputnik 1 [17]. Ce satellite était une simple sphère métallique de 58 cm de diamètre équipée d'un simple émetteur radio qui émettait un Bip-Bip sur onde courte (20,005 et 40,002 MHz) grâce à deux paires d'antennes et deux émetteurs de 1 W. Les premiers satellites furent passifs ; ils se contentaient simplement de réfléchir les signaux émis par les stations terrestres. L'inconvénient majeur de ces satellites était que les signaux étaient diffusés dans toutes les directions et pouvaient donc être captés dans n'importe quelle partie du monde. De plus, il fallait être équipé de grandes antennes au sol pour pouvoir disposer d'importantes puissances d'émission et de réception. En 1960, les Américains mettent en orbite leur premier satellite (Echo 1) en mode passif. Ce satellite était un ballon de plastique de 30 mètres de diamètre dont la surface métallisée permettait la réflexion des ondes hertziennes. Les deuxièmes types de satellite furent ensuite actifs. Ils possédaient leur propre système de réception et d'émission. Le premier satellite actif, Telstar 1 fut américain. Il a été mis en orbite deux ans après Echo 1. Ce satellite disposait d'un enregistreur à bande qui enregistrerait les données lors de son passage au-dessus d'une station émettrice. Ensuite, il les diffusait lorsqu'il se situait au-dessus d'une station réceptrice. En août 1964, le premier satellite fixe en orbite géostationnaire Syncom 3 permit véritablement d'assurer un service de

2.2 Historique

télécommunication point à point pour des transferts sur longue distance [15]. L'exploitation commerciale de ce type de satellite ne commença qu'en 1965. Le premier satellite géostationnaire commercial fut Intelsat I. La même année, le premier satellite de télécommunications soviétiques de la série des Molnya est lancé. Mais il a fallu attendre les années 80, pour assister au " boom des satellites commerciaux". On distingue dans ce secteur plusieurs acteurs. Il y a entre autres :

- les constructeurs, il n'y a que cinq fabricants de satellites de télécommunications dans le monde dont trois sont américains (Loral, Boeing et Lockheed-Martin) et les deux autres sont européens (EADS-Astrium et Thales Alenia Space). Chacun d'eux a environ 20% du marché mondial et une capacité de production d'environ quatre satellites par an ;
- les lanceurs, le secteur renferme beaucoup d'acteurs. Les acteurs actuellement en service sont : en Europe on peut citer la famille Ariane, aux Etats-Unis la famille Saturn et en Russie, nous pouvons citer la fusée Soyouz etc. ;
- les opérateurs de satellites et de service, parmi ceux-ci, on peut citer : Eutelsat, intelsat, Interspoutnik, Nilesalt etc. ;
- les éditeurs de contenu, ces opérateurs appartiennent au monde de la communication grand public et utilisent toutes les voies de diffusion (satellite, terrestre, aérien) ;
- et enfin l'utilisateur final.

Grâce à l'évolution des tailles des antennes et des technologies des satellites, les services de diffusion se sont ensuite largement imposés. La multiplication des offres de télévision a poussé à l'adoption de standards de communication d'abord analogiques puis numériques.

2.3 Les satellites

Le satellite est défini par le Règlement des Radiocommunications (RR) de l'UIT comme un corps qui tourne autour d'un autre de masse prépondérante et dont le mouvement est principalement déterminé, d'une façon permanente, par la force d'attraction de ce dernier [18]. Un système de communication par satellite est composé d'un secteur spatial composé du satellite plus les moyens de contrôle situés au sol et d'un secteur terrien qui est constitué de l'ensemble des stations utiles situées au sol. Les stations se distinguent par leur taille qui varie selon le volume de trafic à acheminer sur la liaison spatiale.

Un satellite est composé d'une charge utile (transpondeur, antennes), relayant les signaux, et d'une plate-forme (panneaux solaires, systèmes de propulsion pour les manœuvres de télécommande, stabilisation, contrôle de l'orbite, contrôle thermique) assurant le fonctionnement de la charge utile. Parmi les satellites de télécommunications, on retrouve des relais de type radio et optique suivants :

- le satellite actif portant une station destinée à émettre ou à retransmettre des signaux de radiocommunication ;
- le satellite réflecteur (quelquefois appelé satellite passif) destiné à transmettre par réflexion des signaux de radiocommunication.

L'avantage présenté par les solutions satellites est que les stations terriennes dépendent pas des infrastructures terrestres existantes à travers le monde car elles peuvent être mobiles. Par ailleurs, les transmissions satellites permettent de mettre en œuvre aisément (à comparer avec les structures câblées) les principes de diffusion. En effet, il est possible de diffuser facilement et de façon économique (en bande) depuis un satellite la même information à de nombreuses stations ou, à l'inverse, relayer depuis un satellite la synthèse de multiples sources terrestres ou spatiales. Un système de communication satellitaire aura une allure telle que présentée à la Figure 2.1 , comportant des liaisons optiques ou radio.

2.4 La liaison mixte RF/FO

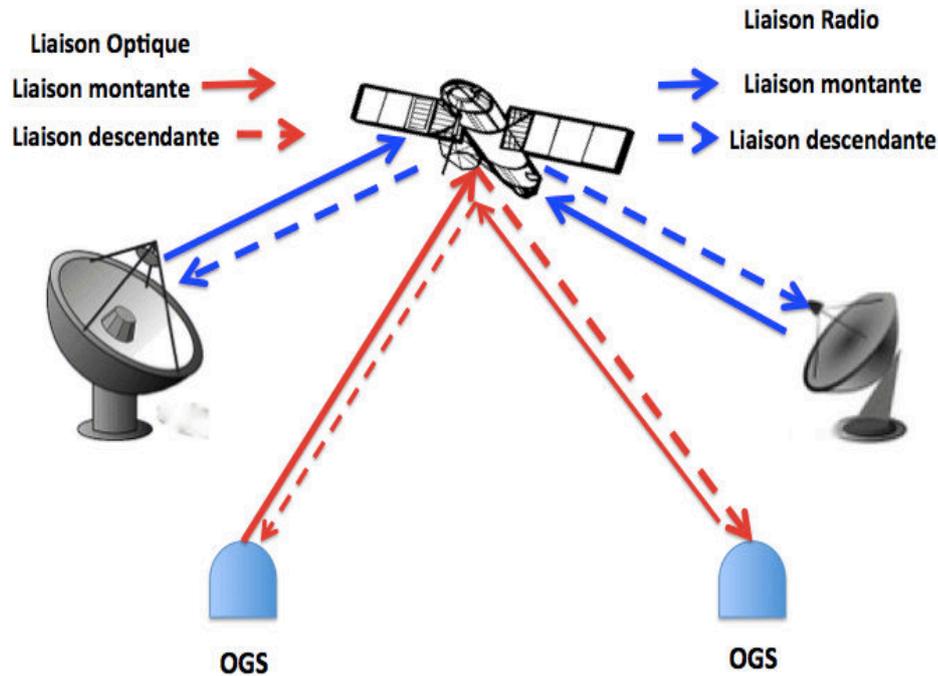


Figure 2.1 – *Système de liaison mixte RF/FSO.*

2.4 La liaison mixte RF/FO

A titre d'exemple de communication RF/FSO nous pouvons citer le système PASTEL (PAssager Spot de Télécommunication Laser). PASTEL est un des deux terminaux optiques constitutifs du système de communication spatiale SILEX (Semi conductor Intersatellite Link EX periment) [14]. Ce système permet d'établir une liaison optique de type laser entre le terminal optique PASTEL, monté sur le satellite SPOT et le terminal optique OPALE qui est lui, monté sur le satellite géostationnaire ARTEMIS, qui a été mis en orbite en 2001. L'information véhiculée entre PASTEL et OPALE est modulée à 50 Mbits/sec et retransmise au sol (Toulouse) grâce à une charge utile radiofréquence (RF), en bande Ka, embarquée à bord d'ARTEMIS. Le succès de l'établissement d'une liaison entre les 2 terminaux optiques suppose une

2.4 La liaison mixte RF/FO

parfaite cohérence dans leur mise en œuvre tant au niveau de la planification de leur utilisation que de leur programmation ou des retours d'information nécessaires à leur bonne surveillance. la Figure 2.2 , est une illustration de la liaison optique ou radio.

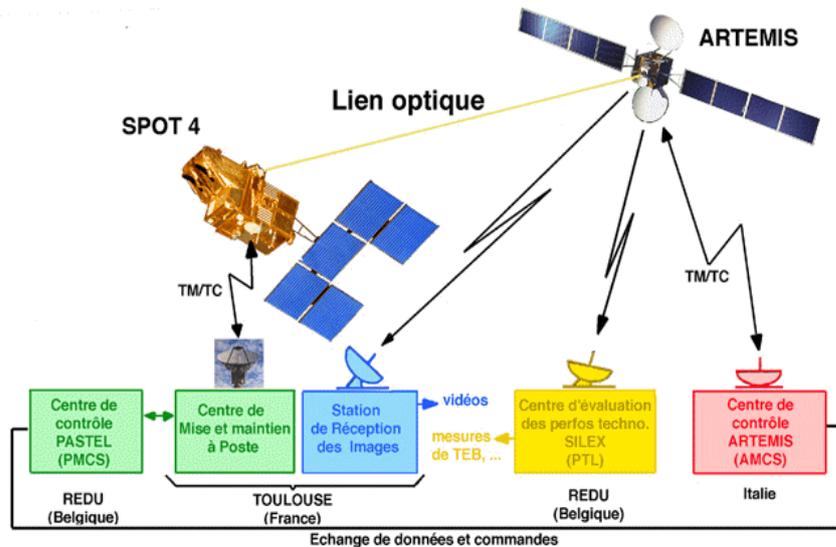


Figure 2.2 – *Principe général du système SILEX incluant des liaisons optiques et RF [14].*

Cette mise en œuvre du système SILEX est assurée par des centres dépendant, soit du CNES :

- le CPR, centre de programmation SPOT 4, situé à Toulouse ;
- le CMP : centre de contrôle du satellite SPOT 4 , situé à Toulouse ;
- la SRIP : station de réception des images PASTEL, situé à Aussaguel près de Toulouse.

soit de l'Agence spatiale Européenne :

- le PMCS : centre de contrôle du terminal PASTEL, situé en Belgique ;
- l'AMCS : centre de contrôle du satellite ARTEMIS et du terminal optique OPALE, situé en Italie ;

2.5 Les orbites

- le PTL : centre d'évaluation des performances technologiques SILEX, situé en Belgique.

2.5 Les orbites

L'orbite est la trajectoire décrite par rapport à un système de référence spécifié, le centre de gravité d'un satellite ou un autre objet spatial soumis de façon prépondérante aux forces naturelles, essentiellement les forces de gravitation [18]. La trajectoire décrite a la forme d'une ellipse avec une extension maximale appelée l'apogée, une extension minimale appelée le périégée et une inclinaison. Le périégée est le point le plus proche de l'astre survolé et l'apogée est le point le plus éloigné. Une illustration de l'apogée et du périégée est représentée à la Figure 2.3. L'inclinaison est l'angle décrit par l'orbite par rapport à l'équateur, sachant que la ligne équatoriale est à une inclinaison de 0° . Les satellites utilisent la force gravitationnelle de notre planète afin de se maintenir à une position et à une distance déterminée de la terre.

2.5 Les orbites

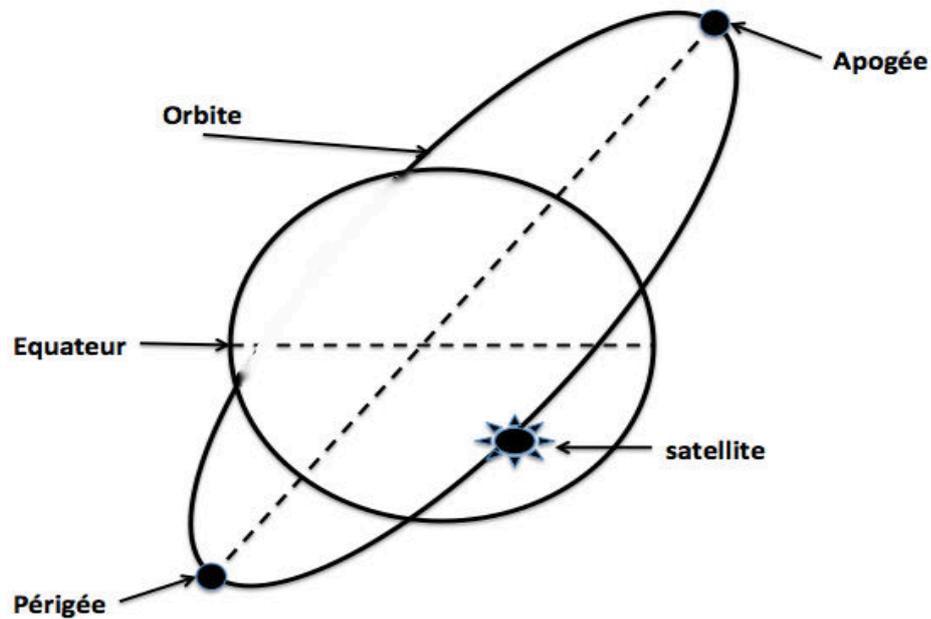


Figure 2.3 – Représentation de l'apogée et du périgée.

En dessous de 700 km, l'atmosphère est encore trop dense pour maintenir un satellite en position sans épuiser très rapidement ses réserves. Entre 1 500 à 5 000 km et 15 000 à 20 000 km se trouvent deux régions respectives appelées "*ceintures de Van Allen*" basses et hautes qui sont des zones à haute densité de particules (vent solaire) piégées par le champ magnétique terrestre dans lesquelles il est déconseillé de placer un satellite. Les deux configurations orbitales généralement utilisées pour les satellites de télécommunications sont l'orbite géostationnaire et les orbites non géostationnaires associées à des satellites gravitant sur des orbites à basse, moyenne et grande altitude. Les systèmes de télécommunications par satellites sont classés en fonction de l'altitude des satellites. Le choix de l'orbite dépend de la nature de la mission, de la turbulence et de la performance des lanceurs. On distingue généralement [19] des orbites à différentes altitudes telles que représentées sur la figure 2.4 :

2.5 Les orbites

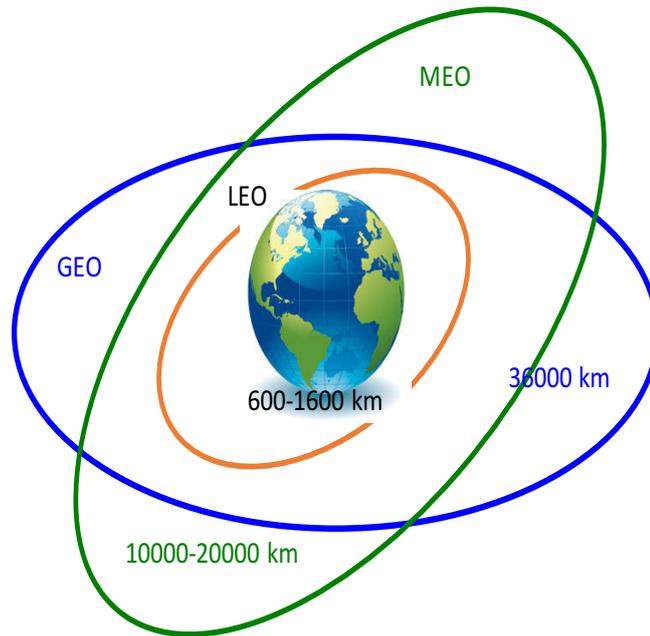


Figure 2.4 – *Les principales orbites terrestres.*

- les systèmes LEO (Low Earth Orbit) correspondent à des satellites évoluant en orbite basse de 600 à 1 600 km ;
- les systèmes MEO (Medium Earth Orbit) qui correspondent à des satellites évoluant sur l'orbite médiane de 10 000 et 20 000 km et au-dessus de 20 000 km environ, entre la première et la seconde *ceinture de Van Allen* et,
- les systèmes GEO (Geostationary Earth Orbit) qui correspondent à des satellites évoluant sur l'orbite géostationnaire à 35 786 km.

Le choix de ces altitudes est déterminé par l'atmosphère terrestre pour la limite inférieure, par les pics de densité de particules ionisantes (électrons et protons) formant les ceintures de radiations qui entourent la Terre, et qui se situent vers 5 000 km (protons) et 20 000 km (électrons). Ces particules ont pour effet de dégrader le rendement électrique des panneaux solaires des satellites. De telles orbites réduisent la distance du satellite aux stations terriennes avec deux conséquences : l'une sur le bilan de liaison, l'autre sur le temps de propagation.

2.5.1 Orbite LEO

L'orbite LEO est une orbite circulaire, située entre 600 à 1600 km d'altitude. Ayant une période d'une heure et demie et une inclinaison de l'ordre de 90° , cette proximité offre deux avantages : un temps de latence très court et une puissance réduite pour entrer en contact. Les systèmes LEO ont été en vogue au début des années 2000 et plusieurs grands systèmes (Iridium, Globalstar, SkyBridge, Teledesic) se basent sur de telles constellations. L'avantage de ces systèmes est le temps de propagation très court, typiquement 10 ms pour un satellite à 1 500 km d'altitude ainsi qu'un bilan de liaison nettement plus favorable que pour un système GEO. Ces avantages font de ces systèmes d'excellents candidats pour des applications interactives mettant en jeu des terminaux mobiles avec des antennes omnidirectionnelles et des amplificateurs de faible puissance.

2.5.2 Orbite MEO

Une orbite à altitude moyenne, communément appelée orbite circulaire intermédiaire ou MEO, est une orbite autour de la Terre située entre 10 000 et 20 000 km. L'orbite se situe au-dessus de l'orbite LEO et en dessous de l'orbite géostationnaire. Ayant une période de 6 heures et une inclinaison de l'ordre de 50° , cette orbite est utilisée pour placer des satellites de navigation : Glonass (à une altitude de 19 100 km), du GPS (à une altitude de 20 200 km) et Galileo (à une altitude de 23 222 km). On y a lancé également Telstar 1, le satellite de communication présenté dans l'introduction.

2.5.3 Orbite géostationnaire GEO

Cette dernière est, sans nul doute, l'orbite la plus répandue aujourd'hui. Les systèmes GEO ont été les premiers à être utilisés et restent aujourd'hui majoritaires. Les systèmes GEO correspondent à des satellites évoluant en orbite géostationnaire.

2.5 Les orbites

L'orbite GEO correspond à la trajectoire d'un satellite dans le plan équatorial de la Terre, animé d'une vitesse angulaire égale à celle de la Terre et dans le même sens, de telle sorte que le satellite apparaisse comme immobile par rapport à celle-ci. Pour cela, il faut que la période orbitale soit égale à un jour sidéral, c'est-à-dire au temps mis par la Terre pour tourner d'un tour sur elle-même. Le satellite géostationnaire se déplace en même temps que la terre. Il fait le tour de la terre en 24 heures, durée qui correspond au temps de rotation de la terre. Dans cette orbite, le satellite est placé à 35 786 km d'altitude et peut couvrir une superficie environ 42% de la superficie de la terre [19]. L'orbite est extrêmement encombrée et l'on trouve presque un satellite tous les deux degrés. L'avantage de cette orbite est évidemment le fait que le satellite reste fixe par rapport à la Terre, permettant l'utilisation d'antennes ce qui permet de s'affranchir de techniques de poursuite. Les inconvénients sont le temps de propagation, il faut compter environ 250 ms pour un aller et retour vers le satellite et des pertes en espace libre d'environ 200 dB à prendre en compte dans l'établissement du bilan de liaison. Un autre inconvénient de cette orbite est qu'elle est située basse sur l'horizon lorsqu'ils couvrent des zones éloignées se rapprochant des pôles. Les signaux à transmettre parcourant une plus grande distance subissent des atténuations importantes, et mettent plus de temps pour arriver sur terre (un quart de seconde de plus).

2.5.4 Orbite HEO

L'orbite HEO (Highly Elliptical Orbit), est une orbite elliptique à forte excentricité et tournant au rythme de la rotation de la terre. Elle est connue sous le nom de Molnya, du nom de la première série de satellites de communication soviétique. Elle a un apogée de 39 750 km et un périégée de 600 km. Sa période est de 11h58 et son inclinaison $63,4^\circ$. L'orbite HEO présente des caractéristiques intéressantes :

- son apogée très éloigné permet au satellite de passer la majeure partie de sa période de rotation au-dessus du point souhaité ;

2.6 Les contraintes des solutions satellitaires

- la vitesse relativement faible du satellite à proximité de l'apogée permet de le suivre assez facilement depuis le sol ;
- le satellite n'est plus visible pendant le passage au périégée, mais ce passage est relativement court car la vitesse du satellite est maximale et la distance à parcourir est courte et,
- l'inclinaison et l'apogée sont calculés pour contrer la rotation de la terre et permettre à l'orbite d'être visible depuis un point donné de la surface de la terre à intervalle de temps régulier.

2.5.5 Orbites : circulaire polaire, inclinée, elliptique

L'orbite circulaire polaire est utilisée par des satellites pour passer au-dessus des deux pôles et peuvent, au bout d'un certain temps, couvrir toute la surface du globe. Leur domaine d'application se situe surtout dans l'observation ou la communication différée. L'orbite inclinée ne permet pas au satellite de couvrir en totalité toute la surface du globe, puisque la plus haute latitude desservie correspond à l'inclinaison du plan orbital. Les satellites en orbite elliptique ont une vitesse très variable en fonction de l'endroit où ils se placent sur l'ellipse. Ils n'occupent donc pas une position fixe par rapport à la terre, ce qui impose l'utilisation d'antennes terrestres mobiles pour les suivre, contrairement aux satellites géostationnaires. Par contre, ils présentent l'avantage de pouvoir desservir plus aisément les zones éloignées de l'équateur sous un angle assez élevé, ce qui implique que les signaux à transmettre traversent une couche atmosphérique plus étroite.

2.6 Les contraintes des solutions satellitaires

Les satellites sont largement définis par leur orbite qui fixe des contraintes particulières pour la gestion des transmissions. Ces contraintes sont liées aux orbites mais peuvent être contournées par l'implantation de gestions ou d'architectures adaptées.

2.6 Les contraintes des solutions satellitaires

Le choix final sera fixé par le rapport entre le coût et le respect des besoins.

L'orbite d'un satellite, de par sa forme et son rayon, définit la zone de couverture et la portée du satellite. Plus le satellite est éloigné de la terre, plus sa couverture est étendue. Bien qu'évident, ce critère reste un élément majeur dans le choix et l'élaboration d'une solution satellite. En effet, plusieurs systèmes de satellites peuvent couvrir la même superficie mais chacun se distingue par un ensemble de caractéristiques particulières. Parmi elles, la plus déterminante est le nombre de satellites composant le système et la méthode utilisée pour les gérer. En effet, la couverture d'un satellite géostationnaire peut être atteinte par une constellation de satellites à plus basse altitude mais il faudra alors s'intéresser aux moyens de rendre ce réseau homogène sur l'ensemble de la zone. Pour cela, deux solutions existent soit les satellites communiquent entre eux soit par le biais d'un relais terrestre permettant de les synchroniser. Ce choix doit aussi tenir compte du nombre de stations terrestres, de leur densité et des évolutions futures. Par exemple, une société multinationale avec de gros débits aura plus d'intérêt à investir et privilégier une solution géostationnaire pour une couverture vaste plutôt que de favoriser une zone du monde avec une autre solution. Le Tableau 2.1 montre un résumé des différentes orbites et de leur rôle.

2.7 Les techniques d'accès aux canaux satellitaires

Orbite	Altitude	Missions possibles
Orbite basse LEO	600-1 600 km	Observation de la terre, météo Télécommunications (constellations)
Orbite moyenne MEO	10 000-20 000 km	Télécommunications (constellations), positionnement par satellites, missions scientifiques
Orbite géostationnaire GEO	35 786 km	Télécommunications, positionnement par satellites, missions scientifiques
Orbite elliptique	800-27 000 km	Télécommunications
Orbite hyperbolique	plusieurs millions de km	Missions interplanétaires

Tableau 2.1 – *Les différentes orbites terrestres et leurs missions associées.*

2.7 Les techniques d'accès aux canaux satellitaires

Les stations terrestres communiquent entre elles par l'intermédiaire des équipements du satellite. Lorsque l'une d'entre elles souhaite émettre un signal, elle doit pouvoir le faire indépendamment des autres stations qui peuvent vouloir faire de même. L'accès au satellite, et à un canal du satellite, par plusieurs porteuses implique la mise en œuvre de techniques spécifiques, appelées techniques d'accès multiple. La mise en œuvre de ces techniques diffère selon que le satellite ne comporte qu'un seul faisceau (satellite monofaisceau), ou bien s'il en comporte plusieurs (satellite multifaisceaux). La politique d'accès aux canaux satellitaires est mise en place afin de permettre à plusieurs utilisateurs d'accéder à un même canal de transmission, et une exploitation maximale des transpondeurs en garantissant le moins

2.7 Les techniques d'accès aux canaux satellitaires

d'interférences possibles. C'est pourquoi, il est souhaitable de mettre en œuvre des techniques de partage des ressources spatiales communes. Les trois grandes politiques d'accès aux canaux satellitaires sont : la politique par répartition (AMRF, AMRT, AMRC etc.), la politique d'accès aléatoire et la politique de réservation.

2.7.1 Les politiques par répartition

Ces politiques regroupent les politiques d'accès suivant :

- l'accès multiple à répartition en fréquence (AMRF) : permet à n -stations de découper la bande passante du transpondeur du satellite en n sous bandes. Chaque sous-bande est assignée à une station et lui permet d'émettre simultanément mais indépendamment des autres stations. Chaque station terrestre comporte un émetteur, un récepteur et un démodulateur. Le satellite se comporte comme un miroir devant amplifier simultanément n porteuses. Le répéteur du satellite amplifie simultanément plusieurs signaux devant rester séparés en fréquence. Les amplificateurs des répéteurs ne sont pas linéaires et génèrent des produits d'inter modulation. On limite la puissance en entrée afin de se situer dans la zone linéaire du répéteur.
- l'accès multiple à répartition dans le temps (AMRT) : elle consiste à découper le temps en plusieurs intervalles que l'on affecte successivement aux différentes stations terrestres. Toutes les stations terrestres émettent avec la même fréquence de porteuse sur l'ensemble de la bande passante, mais successivement. Chaque station doit être équipée d'un seul récepteur-démodulateur. Le récepteur reçoit successivement des paquets émis par les différentes stations. Ces paquets comprennent également des séquences de synchronisation, émises à des intervalles de temps réguliers par une station de référence. Les paquets des données comportent un début de trame suivi des données à transmettre.
- l'Accès Multiple à Répartition par Code (AMRC) : le principe de cette méthode d'accès est l'allocation de canal par un code identifiant chacune des

2.7 Les techniques d'accès aux canaux satellitaires

stations du système de communication. Les stations utilisent la totalité de la bande passante, le code qui leur est affecté permet de dissocier les données qu'elles envoient à celles des autres stations. Par exemple dans la technique CDMA (Code Division Multiple Access), les stations émettent sur le canal sollicité à la même fréquence et indépendamment les unes des autres. Chaque station émettrice identifie les données qu'elle émet au moyen d'un code ou signature. Le récepteur de chaque station terrienne utilise ce code pour reconstituer l'information transmise par l'émetteur et la dissocier des informations transmises par les autres stations terriennes. La totalité du canal est utilisée, et le signal transmis est le produit des données par le code de transmission pour chaque émetteur à un instant donné.

2.7.2 Les politiques d'accès aléatoire

Elles regroupent les politiques d'accès suivants :

- la technique ALOH qui permet aux stations d'émettre de façon inconditionnelle, des paquets dès qu'ils sont en leur possession, il n'y a pas d'écoute du support avant la transmission. Dans le cas d'une collision, la station va retransmettre les paquets après un délai aléatoire ;
- ALOHA en tranche : l'idée de cette méthode est de découper le temps en tranches correspondant chacune au temps de transmission d'un paquet. Les émissions sont alors synchronisées en début de tranche et,
- ALOHA avec réservation : c'est une méthode basée sur la notion de probabilité. Si une station commence à émettre un paquet, il y a de fortes chances qu'elle en émette un autre immédiatement. Ce raisonnement va mener à l'idée de réserver plusieurs tranches de temps à une station qui commence à émettre. De plus, s'il y a collision, celle-ci s'effectue sur un intervalle complet et non sur une partie.

2.7.3 Les politiques de réservation : Demand Assignment Multiple Access (DAMA)

Elles permettent aux stations qui en ont uniquement besoin, de transmettre leurs données. Cette catégorie nécessite une procédure de réservation pour autoriser l'émission de la station, ce qui induit un délai important avant de pouvoir disposer du canal. Ce procédé est très performant pour l'usage de la téléphonie en général car il permet de bien optimiser les ressources spatiales. Parmi ces politiques, on peut citer :

- la réservation par une file d'attente fictive : elle consiste à découper le temps en tranches égales à la durée de transmission d'un paquet. Les tranches sont regroupées en trames dont la durée est supérieure au temps de propagation aller-retour. Chaque trame débute par une tranche dont la durée est supérieure au temps de propagation aller-retour ;
- la réservation ordonnée : la structure de la trame dans cette politique est essentiellement la même que dans le cas précédent, mais autant de mini tranches dans l'entête que de tranches dans la trame de stations terrestres.

Le choix de la méthode d'accès au satellite sera déterminant pour les performances du réseau. La sélection se fera à partir de deux principaux critères, le nombre de communications et leurs durées. La méthode TDMA est conseillée pour les appels fréquents et de longue durée. La méthode FDMA est adaptée pour une quantité moyenne ou importante d'appels mais de durée limitée. La méthode CDMA optimise le mieux la bande spatiale disponible mais n'est pas utilisée. Ses performances se limitent à des appels occasionnels et de courte durée.

2.8 Les services de télécommunications par satellites

Plusieurs types de services de communications par satellites sont définis dans la réglementation : le service fixe par satellite (SFS), le service mobile par satellite (SMS) qui comporte un service mobile terrestre et un service mobile maritime, le service de radiodiffusion par satellite (SRS). Selon le Règlement de l'UIT-T, la télécommunication est " toute transmission, émission ou réception de signes, de signaux, d'écrits, d'images, de sons ou de renseignements de toute nature par fil, radioélectricité, optique ou d'autres systèmes électromagnétiques ". Ces transmissions peuvent s'effectuer par des services fixes ou mobiles. Les satellites de télécommunications peuvent ainsi être classés en fonction des services qu'ils sont appelés à rendre : le service fixe par satellite et le service mobile par satellite. Le service fixe par satellite désigne une communication entre une station terrienne située en un emplacement fixe donné et un satellite. Tandis que le service mobile par satellite est un service entre des stations terriennes mobiles et une ou plusieurs stations spatiales, ou entre des stations spatiales utilisées par ce service. Les services regroupent les services de la téléphonie, les services de télédiffusion et enfin les services de transmission de données. Dans le domaine civil, les applications sont essentiellement liées aux services multimédia (Internet, télévision, téléphone, télémédecine etc.). Une telle classification pourrait être obsolète dans quelques années par le développement attendu des systèmes satellitaires multimédia qui pourraient, en théorie, véhiculer n'importe quel service.

2.8.1 La téléphonie

On peut distinguer les systèmes de téléphonie fixe par satellite et les systèmes de téléphonie mobile par satellite. La téléphonie fixe par satellite concerne essentiellement les appels internationaux qui mettent en jeu au moins un satellite. Les

2.8 Les services de télécommunications par satellites

satellites utilisés sont en général de type géostationnaire.

La téléphonie mobile par satellite regroupe deux familles de systèmes. Les systèmes de téléphonie mobile par satellite géostationnaires et les systèmes de téléphonie mobile par satellites MEO et LEO. Parmi les systèmes utilisant des satellites GEO on peut citer Inmarsat qui a été le premier système de communications mobiles par satellites d'abord pour la desserte en mer puis en avion et en terrestre. On peut ainsi citer le cas récent de Thuraya qui offre un service de téléphonie mobile sur l'Asie centrale, le Moyen Orient, l'Afrique centrale et l'Europe. Ce système a la particularité d'offrir de la téléphonie mobile au moyen d'un satellite Géostationnaire. Le terminal de taille raisonnable a une antenne omnidirectionnelle mais réussit cependant à établir une liaison avec un système GEO.

Parmi les systèmes de téléphonie mobile par satellites LEO on citera Iridium qui n'a pas connu le succès commercial escompté et dont le service a été arrêté peu de temps après sa mise en service. On peut aussi mentionner Globalstar qui connaît aussi quelques difficultés commerciales. Ces deux systèmes sont à couverture mondiale ou quasi mondiale.

2.8.2 La télédiffusion

La transmission vidéo par satellite est la première application des satellites de télécommunications. Elle est estimée à 60% de la capacité du secteur spatial. La transmission peut être faite en utilisant les normes vidéo analogiques (PAL, SECAM, NTSC) mais dans la plupart des systèmes actuels ce sont les normes vidéo numériques qui sont utilisées. On utilise essentiellement la norme DVB-S (Digital Video Broadcasting Satellite) qui utilise un codage MPEG-2 du flux vidéo et permet le transfert du signal entre les systèmes à satellites, les systèmes hertziens et les systèmes par câbles. Tous les bouquets satellites européens utilisent la norme DVB-

2.9 Vers les liaisons optiques spatiales

S. La norme numérique audio correspondante pour la diffusion de radio numérique s'appelle le DAB (Digital Audio Broadcasting). Il faut ajouter que le standard DVB-S2 supporte des formats MPEG-4 et des formats génériques comme IP, ATM, ce qui permet de transmettre les données sous leurs formats initiaux, sans besoin de les encapsuler dans des trames MPEG. Depuis 2014, nous avons l'extension DVB-S2x.

2.8.3 La transmission de données

La transmission de données constitue la troisième grande application des satellites de télécommunications. Elle comprend :

- les réseaux d'entreprise par satellite qui sont apparus vers 1980 grâce à la diminution de la taille des antennes et donc du coût des stations terriennes. Cette diminution a permis au satellite de concurrencer efficacement les infrastructures terrestres pour des réseaux d'au moins quelques dizaines de sites. On parle de VSAT (Very Small Aperture Terminal) pour des stations terriennes dont le diamètre d'antenne est inférieur à 2,4 m ;
- la radiomessagerie par satellites qui est un service offert sur plusieurs satellites GEO comme Inmarsat-C et D, OmniTracs ou encore EutelTracs. Elle existe aussi sur des constellations en orbite basse telle que OrbComm ;
- l'internet par satellite, quant à lui, est un sujet très important actuellement et le satellite fait partie des solutions d'accès local au même titre que le LMDS, l'ADSL, les solutions câblées ou d'autres technologies.

2.9 Vers les liaisons optiques spatiales

Les services cités ci-dessous continuent à poser des exigences en terme de bande passante. Les communications radio-fréquences commencent à poser des problèmes. Parmi ces défis nous pouvons citer :

- la possibilité d'accéder à une largeur de bande plus importante ;

2.10 Les bandes de fréquences dédiées à l'optique spatiale

- la licence d'exploitation de la fréquence qui coûte très chère ;
- le problème de trajet multiple ;
- le problème de la sécurisation des données ;
- Notons un autre avantage offert par les liaisons laser : il n'y a, par nature même, aucune interférence possible entre le rayon lumineux produit en sortie du terminal optique et des transmissions de type radiofréquence...

Le choix d'une liaison de type laser, par opposition à une liaison radiofréquence, se justifie par l'intérêt porté au potentiel de croissance du débit offert par de telles liaisons : la transmission radiofréquence est en effet limitée à moins de 250 Mbits/s alors que l'état actuel de la technologie Laser autorise des transmissions pouvant atteindre les 10 Gbits/s. Ainsi, l'optique spatiale constitue une opportunité pour les services qui demandent du haut débit. Parmi ces services on peut citer : la télédétection spatiale, la télévision numérique à haute définition, l'observation, l'imagerie à haute définition...

2.10 Les bandes de fréquences dédiées à l'optique spatiale

Pour éviter un dysfonctionnement des services satellitaires dans le ciel, une réglementation internationale a été mise en place par l'UIT-T concernant la répartition des fréquences ; elle fait partie intégrante du règlement international des radiocommunications. Cette réglementation définit la position orbitale des satellites et les bandes de fréquences qu'ils doivent utiliser et respecter. Les fréquences attribuées sont définies par l'UIT-T dans sa réglementation en son article 15. Il apparaît que la longueur d'onde utilisée par les équipements du système FSO utilise des fréquences actuellement non assignées par la régulation. En effet, la régulation de la radiocommunication est limitée à des fréquences inférieures à 300 GHz. Les équipements des systèmes FSO fonctionnent à des fréquences comprises entre 150 et 500 THz.

2.11 Conclusion

Par exemple une longueur d'onde $\lambda = 1550 \text{ nm}$ utilise une fréquence de 193.4 THz [20]. Toutefois, n'importe quelle longueur d'onde comprise entre 1530 et 1565 nm peut être utilisée dans la bande optique C . Ce qui justifie l'absence actuelle de la régulation dans l'utilisation des systèmes FSO. Une des conséquences de cette dérégulation, est l'absence des taxes et de licences d'utilisation qui, à ce jour est perçue comme un avantage pour les opérateurs.

2.11 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons d'abord rappelé l'historique de la naissance et du lancement de premiers satellites. Ensuite, nous avons décrit les différentes orbites terrestres et leurs principales missions associées : observation de la terre, météo-télécommunications etc. Et enfin, nous avons traité les solutions satellitaires et leurs contraintes. Il ressort de cette description, une compréhension de la réglementation UIT-T définissant la position orbitale des satellites et les bandes de fréquences nécessaires à utiliser et à respecter lors du déploiement des solutions satellitaires optiques en espace libre.

A l'avenir, les liaisons à large bande par satellite seront nécessaires aussi bien pour la mise en réseau des satellites géostationnaires que pour la communication avec des plates-formes en orbite moins élevée, si l'on veut répondre au besoin grandissant en capacité de transfert de données dans les domaines des télécommunications, de la navigation, de l'observation de la Terre, de la météorologie et des vols habités. Ceci montre l'importance de continuer à développer et à utiliser les possibilités techniques de la communication optique adaptée aux satellites. Il s'agit de la transmission optique en espace libre. Le prochain chapitre présentera le système de communication en espace libre et son principe de fonctionnement.

Chapitre 3

Présentation générale et principe de fonctionnement d'une transmission optique en espace libre

3.1 Introduction

La transmission optique en espace libre existe depuis environ une trentaine d'années à l'état de prototypes dans un premier temps pour des applications militaires (programme Star War, département de la défense des Etats Unis (DoD)) et des essais de communication entre la terre et des satellites voire inter-satellitaire [10]. Durant la dernière décennie, nombre de ces systèmes furent utilisés pour différentes applications dans le domaine spatial (liaisons terre-satellite, inter satellitaire, etc.). Il existe deux types de communications optiques sans fils : en espace libre (" outdoor ") 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.

3.2 Principe de fonctionnement de la technologie FSO

Dans ce chapitre, nous décrivons le principe de base de cette technique de transmission optique en espace libre. Nous explicitons succinctement les différents composants utilisés et dans ce type de liaisons ainsi que leurs intérêts et leurs implications dans le monde des télécommunications d'aujourd'hui. Les formats de modulation les plus utilisés dans ce contexte seront rappelés. Nous définirons en dernière partie l'ensemble des éléments caractéristiques d'une transmission FSO dans l'atmosphère en évaluant numériquement leur impact sur la liaison.

3.2 Principe de fonctionnement de la technologie FSO

Le principe de base de cette technologie consiste en une transmission laser (dans le visible ou l'infrarouge) en espace libre. Les systèmes FSO sont conçus pour la connexion de deux points en visibilité directe LOS (line-of-sight) à un débit très élevé. La technologie FSO permet la transmission de tout type de données avec un débit égal à celui de la fibre optique tout en ayant la souplesse et les avantages du réseau radio sans fil [10]. Conceptuellement, une liaison FSO nécessite un émetteur, un canal de propagation et un récepteur. La communication s'effectue soit entre les deux terminaux situés sur le même satellite et une station de réception ; soit entre un satellite et une station de réception au sol. Le signal à transmettre est obtenu sous la forme d'un courant électrique modulant soit directement un laser semi-conducteur, soit indirectement, en agissant sur la transmission d'un composant optoélectronique. Un dispositif de multiplexage permet de coupler sur le trajet d'émission plusieurs lasers, soit à la longueur d'onde, soit à des longueurs d'ondes différentes pour augmenter le débit. Le signal lumineux émis par le laser, est colmaté en un faisceau quasi parallèle. Cela permet de le transporter à l'intérieur du terminal, vers le télescope émetteur. A la réception, des systèmes de démultiplexage sur le satellite effectuent

3.3 L'émetteur

l'opération inverse avant la détection par une photodiode. Le système doit fortement exclure la lumière ambiante (lumière du soleil entre autre) qui peut perturber le signal reçu. En pratique, le détecteur à la réception possède un champ de vue optique assez petit et le dispositif de réception comporte des filtres qui permettent de ne laisser passer que les longueurs d'onde souhaitées. Les systèmes FSO, actuellement en usage, fonctionnent à des longueurs d'onde dans le visible et proche d'infrarouge, situés dans des fenêtres de transmission atmosphérique. La longueur d'onde utilisée est comprise entre 850 nm et 1550 nm. Le schéma de base du modèle de transmission satellitaire FSO étudié est représenté par la Figure 3.1.

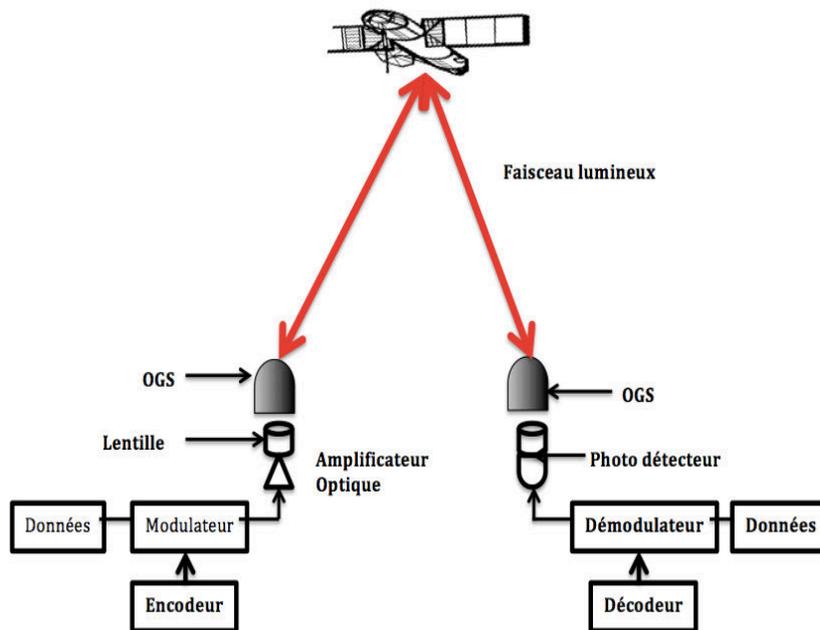


Figure 3.1 – *Synoptique d'une transmission optique satellitaire dans l'espace.*

3.3 L'émetteur

Le bloc émetteur assure la modulation de la source des données sur la porteuse optique. Il converti le signal électrique modulé en un signal optique. Le signal se propage ensuite à travers l'atmosphère vers le récepteur. Le récepteur détecte l'onde

3.3 L'émetteur

modulée et récupère les données émises. La majorité des systèmes FSO sont conçus pour fonctionner dans les fenêtres de 780 – 850 et 1520 – 1600 nm [21] ce qui correspond à des fréquences de transmission des données autour de 200 THz[22]. Une représentation d'un schéma d'un bloc émetteur de transmission optique en espace libre est donnée par la Figure 3.2 :

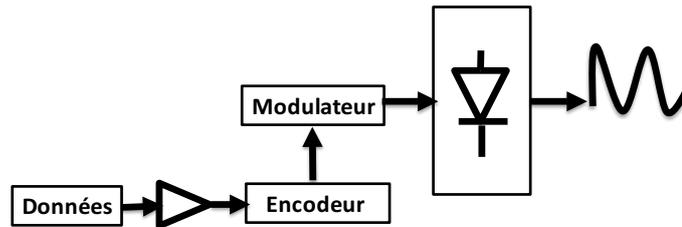


Figure 3.2 – *Synoptique du bloc émetteur FSO.*

3.3.1 Modulation du signal lumineux

Les systèmes actuels de transmission FSO s'appuient sur les technologies de détecteurs et démodulateurs développées pour les communications optiques. Dans la plupart des cas, le système FSO utilise la modulation d'intensité et la détection directe (IM/DD). La limite de cette méthode provient de l'élargissement spectral de la diode laser. Cela restreint les possibilités de sélection spectrale fine. En effet, un élargissement spectral de la diode nécessite un filtre assez large pour ne pas supprimer une partie du flux lumineux utile. L'élargissement de ce filtre augmente la lumière parasite qui pénètre. En réception, le signal lumineux est focalisé sur un détecteur, photodiode de type PIN. La puissance optique reçue est convertie en un courant électrique. Ainsi, il ne contient aucune information sur la fréquence et sur la phase. Un schéma illustrant une modulation directe est représenté à la Figure 3.3 :

3.3 L'émetteur

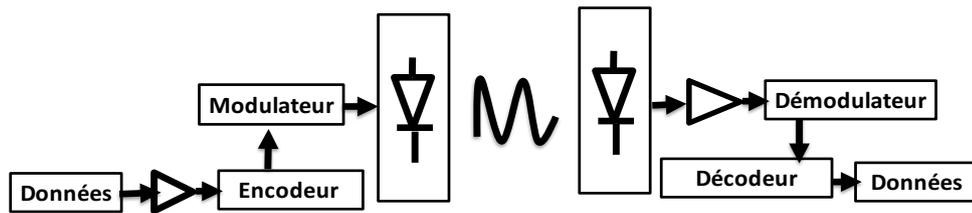


Figure 3.3 – Principe de base d'une transmission à modulation directe.

Outre la modulation directe, il existe aussi la modulation externe. Dans ce type de modulation, la diode laser n'est plus modulée mais elle reçoit une puissance électrique continue et elle est suivie d'un dispositif qui réalise lui-même la modulation de l'intensité optique. On peut citer l'interféromètre de Mach-Zehnder ou un modulateur électro-absorbant (MEA).

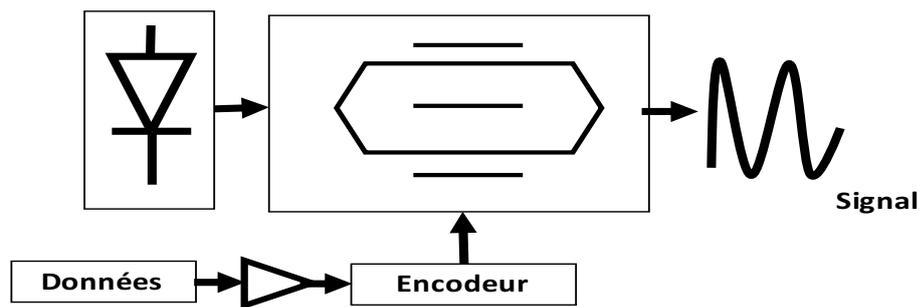


Figure 3.4 – Principe de base d'une émission à modulation externe utilisant un Mach-Zehnder.

Le Tableau 3.1 présente les avantages et les inconvénients de ces deux types de modulation.

3.3 L'émetteur

Type	Avantages	Inconvénients
Modulation directe	<ul style="list-style-type: none">– Moins des composants mis en œuvre– Bonne linéarité avec certains composants– Coût plus abordable	<ul style="list-style-type: none">– Pertes typiques -35 dB– Facteurs de bruit typiques 50 dB– Grande probabilité de panne
Modulation externe	<ul style="list-style-type: none">– Bande passante jusqu' à 50 GHz– Liaison avec gain, bien adaptée aux transmissions longues distances– Bon comportement en bruit– Plus longue durée de vie du laser– Moins de dérangement lié au laser	<ul style="list-style-type: none">– Coût très élevé– Intégration plus difficile– Maintien de la polarisation entre laser et modulateur– Puissance micro-onde à fournir

Tableau 3.1 – *Les différents types de modulation.*

Nous nous plaçons dans le contexte de la modulation directe dans cette étude, bien qu'elle ne présente pas les meilleurs critères, dans le but d'évaluer les solutions d'architectures que nous proposons dans un contexte plus contraint que la modulation externe. Le choix de l'utilisation du système IM/DD offre l'avantage d'être simple et moins coûteux par rapport à la modulation externe.

3.3.2 Modulation OOK (On-Off Keying)

La modulation OOK est la modulation la plus simple parmi les différentes techniques de modulation pour les communications optiques sans fil. C'est une modulation binaire constituée de deux symboles. Les données binaires sont représentées par la présence ou l'absence d'une impulsion lumineuse dans chaque intervalle de temps de durée T_s secondes. La séquence d'informations binaire peut être directement encodée en une suite d'impulsions lumineuses et envoyée à travers le canal. Selon la règle, si le bit d'information est " 1 ", une impulsion lumineuse laser sera transmise, et sinon aucune information ne sera transmise. La modulation OOK offre un bon compromis entre la puissance d'émission nécessaire et la largeur de bande requise. Elle est surtout utile dans des canaux subissant des trajets multiples (à cause de l'étalement temporel de la réponse impulsionnelle du canal) [23]. Les signaux des deux principales techniques de la modulation OOK sont représentés sur la Figure 3.5 :

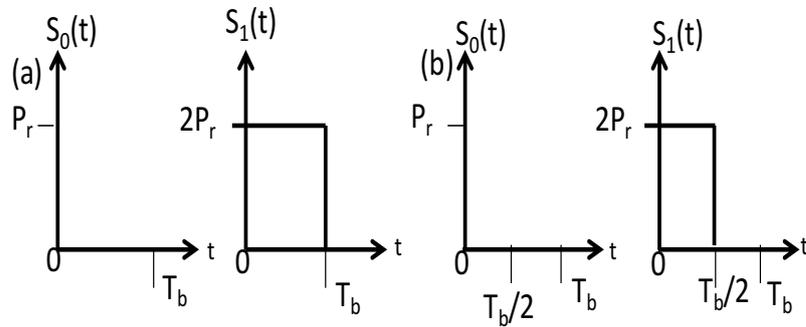


Figure 3.5 – Signaux OOK NRZ (a) et RZ avec $\gamma = 1/2$ (b).

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

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

3.3 L'émetteur

L'absence d'une impulsion représente un bit " 0 " tel que expliqué à la Figure 10 (a). Cette modulation est constituée de deux symboles équiprobables $s_i(t)$ avec $i \in \{0, 1\}$.

3.3.4 Modulation OOK-RZ (OOK Return to Zero)

La différence entre cette technique de modulation et celle définie précédemment, se situe au niveau de l'impulsion rectangulaire représentant le bit " 1 ". La durée de cette impulsion est une fraction du temps bit $T = \frac{1}{R_b}$ avec un rapport $\frac{1}{\gamma}T$ où $0 \leq \gamma \leq 1$ est le rapport cyclique. La Figure 10 (b) illustre la modulation en supposant $\gamma = 0.5$.

3.3.5 Modulation PPM (Pulse-Position Modulation)

La modulation PPM est une modulation à M niveaux (PPM-M). Elle apparaît comme une meilleure technique de modulation pour les systèmes de communications (IM/DD) lorsque la puissance émise est limitée [24]. La modulation PPM-M utilise deux niveaux d'intensité distincts (0 et $M \cdot P$). Chaque intervalle de symboles est divisé en M sous intervalles appelés chips. Le rapport entre le temps chip et le temps bit est donné par $T_c = \frac{1}{T}$. L'information est transmise en envoyant une intensité dans l'un de ces M sous intervalles. Le récepteur détecte les symboles PPM en déterminant lequel des M slots contient l'impulsion laser en effectuant l'opération inverse d'encodage pour récupérer le flux de bits envoyé. Dans ce cas l'information est présentée par la position de l'impulsion, et cela se répète à chaque T secondes. La modulation PPM présente l'avantage de l'efficacité en puissance par rapport à la modulation OOK. Cependant, elle nécessite une grande bande passante et est d'une plus grande complexité à cause du haut niveau de précision requis dans la synchronisation des symboles [25]. La figure ?? illustre les symboles pour une modulation PPM-4.

3.3 L'émetteur

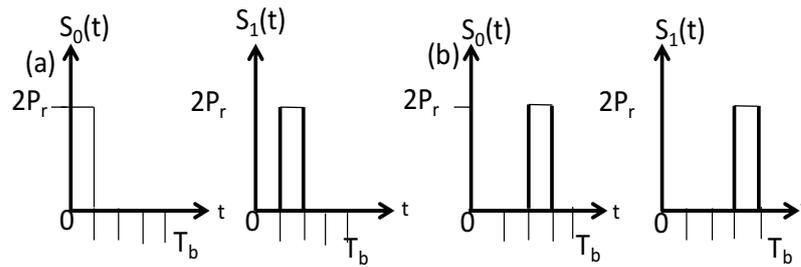


Figure 3.6 – Signaux PPM-4.

Un compromis entre l'efficacité en termes de puissance d'émission et la bande passante occupée consiste à utiliser des variantes des modulations PPM : DPPM-M et DPIM-M. Une simulation de modulation OOK-PPM sans canal de transmission est montrée par la Figure 3.7. La valeur de M en terme de performances pour un TEB de 10^{-3} critère de l'optique quand on utilise des FEC. On observe une amélioration de plus de 2 dB pour le SNR. En d'autres termes, pour un $SNR = 5$, le TEB de 10^{-3} est atteint pour $M = 3$, ce qui n'est pas le cas pour le OOK ou PPM-2.

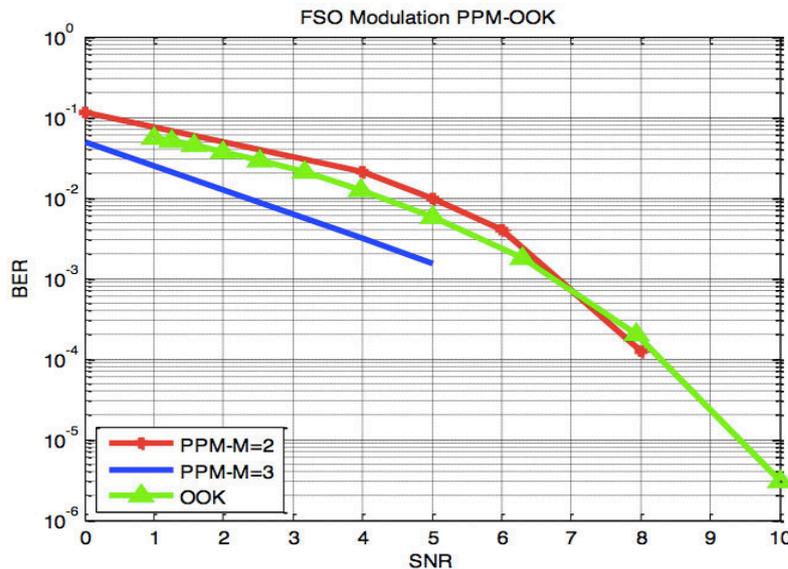


Figure 3.7 – Modulation PPM-OOK.

3.3.6 Diode Electroluminescente : DEL

La diode DEL est un composant optoélectronique capable d'émettre de la lumière lorsqu'il est parcouru par un courant électrique. En raison de leur puissance d'émission relativement faible, les DEL sont généralement utilisées pour des applications courtes distances et des bandes passantes de l'ordre de 155 Mbps [10]. Elles sont utilisées dans les liaisons optiques sans fil à l'intérieur des bâtiments (Indoor Wireless Optical Communications " IWOC "). L'avantage majeur des sources DEL est leur faible coût d'acquisition. En fonction des matériaux de conception, les DEL peuvent fonctionner dans différentes gammes de longueurs d'onde. Le Tableau 3 montre quelques exemples des matériaux utilisés et les longueurs d'ondes associées à ces matériaux [27].

3.3.7 Diode Laser

La diode laser présente des avantages significatifs pour les applications longue distance comparée à la diode DEL. L'industrie des systèmes optiques sans fil commerciaux est centrée sur l'utilisation de semi-conducteurs lasers, en raison de leur taille relativement petite, leur haute puissance, et de leur rentabilité. La diode laser se base sur trois processus fondamentaux pour effectuer la génération de la lumière. Ces processus sont l'absorption, l'émission spontanée et l'émission stimulée. Un laser est une source de lumière cohérente, c'est à dire une onde électromagnétique sinusoïdale dans le temps. Il peut donc être vu comme un oscillateur. Tout oscillateur peut être présenté comme un circuit bouclé composé d'un amplificateur et d'un filtre sélectif. Les conditions d'émission du laser, sont de deux natures :

- la condition de gain nécessite que le gain total de la boucle soit supérieur ou égal à 1 et,
- la condition de phase qui met en jeu la propagation des photons émis à travers la cavité, implique que seules certaines fréquences (longueurs d'ondes) pourront être émises.

3.3 L'émetteur

Les propriétés d'une source laser résultent principalement du choix du milieu amplificateur et du design de la cavité résonnante. Dans le proche et moyen infrarouge, plusieurs gammes coexistent, les avantages d'une gamme par rapport à une autre dépendent évidemment de l'application considérée. Nous distinguons deux types de laser : les lasers formés par une matrice (cristal ou fibre) dopée, et les lasers à semi-conducteur à base de puits quantiques à transition interbande [27].

3.3.8 Les lasers à cristaux et à fibre dopée de terres rares

Les lasers à matrice dopée sont faits aux terres rares, parfois appelés lasers solides. Ils sont largement utilisés dans l'industrie pour l'usinage et dans le secteur médical pour la chirurgie laser, généralement en mode impulsif pour obtenir un faisceau de forte énergie. Le gain optique de ce type de laser est fourni par les transitions radiatives des éléments dopants. La gamme spectrale accessible est donc limitée par la liste des dopants possibles parmi lesquels les terres rares (Ytterbium, Erbium, Thulium, etc.), ou d'autres ions tels que le Titane ou le Chrome, qui ont des transitions optiques situées dans le proche et le moyen infrarouge.

3.3.9 Les lasers à semi-conducteur

Les lasers à semi-conducteur se distinguent des autres sur nombreux points de vue. En effet, ils sont conçus pour permettre un pompage par un courant électrique, ce qui permet de réaliser des composants extrêmement compacts. D'autre part, ils bénéficient d'une grande flexibilité concernant la longueur d'onde d'émission. L'ensemble de l'industrie de l'optique en espace libre se concentre sur l'utilisation de lasers à semi-conducteurs en raison de leur taille relativement petite et de leurs coûts. La plupart de ces lasers sont également utilisés pour les télécoms à fibre optique et connaissent maintenant une bonne fiabilité. Les quatre principaux types de lasers à semi-conducteurs sont :

- Les lasers Fabry-Pérot (FP), peu performants en bruit et peu coûteux. Ils

3.3 L'émetteur

sont multimodes et leur longueur d'onde atteint les 1550 nm ; on les utilise par exemple comme source de puissance optique continue ou dans les liaisons numériques ;

- Les lasers Distributed Feedback (DFB) ont de très bonnes performances en bruit et sont largement utilisés pour les télécommunications ; ils sont monomodes et leur longueur d'onde atteint les 1550 nm ;
- Les lasers Distributed Bragg Reflector (DBR), contrairement aux lasers DFB, la contre-réaction ne se réalise pas à l'intérieur du milieu actif. En effet les extrémités d'un laser DBR se comportent comme des miroirs dont la réflectivité est maximale pour une longueur d'onde donnée. Ils restent plus difficiles à réaliser et présentent un coût élevé mais sont très prometteurs pour certaines applications.
- Les lasers Vertical Cavity Surface Emitting Laser (VCSEL), leur longueur d'onde atteint pour l'instant les 1550 nm. La fabrication de VCSELs émettant à $1.55 \mu\text{m}$ et à base de matériaux de type InP rencontre plusieurs problèmes technologiques. Il est difficile d'obtenir des DBR de forte réflectivité à ces longueurs d'onde : en effet, bien que le DBR InGaAsP/InP soit en accord de maille avec le substrat InP, la différence d'indice entre les matériaux InGaAsP et InP est tellement faible qu'il faut épitaxier au-moins 40 paires de telles couches pour obtenir une réflectivité correcte. Ceci est un handicap sérieux pour la production de masse, et le contrôle de la qualité. En dépit de ces difficultés technologiques, l'équipe de J. Jacquet a développé en 1999 un VCSEL fonctionnant en continue à l'ambiante à la longueur d'onde de 1550 nm [28].

Le choix d'une source laser dépend de divers facteurs. Il est important que la longueur d'onde de transmission soit en corrélation avec l'une des fenêtres atmosphériques. Les bonnes fenêtres atmosphériques sont autour de 850 nm et 1550 nm dans la gamme du moyen infrarouge et infrarouge lointain. Il faut noter que la plupart des composants chauffent. Ils ont besoin d'être refroidis, ce qui limite leur utilisation.

3.4 Canal de propagation

D'autres facteurs à prendre en compte sont les suivants : le prix et la disponibilité des composants, la puissance d'émission, la durée de vie, les capacités de modulation, la sécurité des yeux, les dimensions physiques et la compatibilité avec d'autres supports de transmission telle que la fibre. Ces besoins imposent le choix des lasers à semi-conducteurs GaAlAs ou GaInAs en cavité Fabry-Perot ou DFB.

3.4 Canal de propagation

Le canal de propagation constitue le milieu atmosphérique. C'est un milieu très complexe et dynamique pouvant affecter les caractéristiques du faisceau laser émis. Les systèmes FSO sont soumis à un certain nombre de défis liés pour la plupart aux facteurs environnementaux et plus particulièrement aux effets de l'atmosphère sur la propagation du faisceau émis. La propagation de l'onde lumineuse dans l'atmosphère est affectée principalement par la diffusion et l'absorption du rayonnement des particules et les molécules composant le milieu [29]. Les liaisons FSO sont ainsi soumises à des contraintes pénalisantes imposées par le milieu de propagation atmosphérique qui ne constitue pas un milieu idéal de propagation en raison de la variation spatio-temporelle de ses caractéristiques physiques et de la diversité de ses constituants. Ces contraintes entraînent une extinction du signal optique au cours de sa propagation et donc une limitation de la portée. L'extinction atmosphérique est causée par un certain nombre de phénomènes sélectifs en longueurs d'onde : L'absorption moléculaire caractérisée par une forte dépendance spectrale, la diffusion moléculaire (diffusion Rayleigh), l'extinction (absorption et diffusion) par les particules en suspension (aérosols), en précipitation (pluie, neige etc.), et la turbulence atmosphérique due aux variations spatio-temporelles de l'indice de l'air (scintillations, fluctuation spatiale du faisceau etc.). Ces phénomènes seront décrits plus en détail dans le prochain chapitre.

3.5 Récepteur optique

L'interface optique de réception, est chargée de convertir le signal lumineux en signal électrique, en lui apportant le minimum de dégradation possible. Ce rôle est tenu par le photodétecteur qui se comporte comme un compteur de photons et un générateur de courant. La première propriété requise pour un photodétecteur est la sensibilité à la longueur d'onde utilisée, la deuxième la rapidité et la troisième, l'apport minimum de bruit. Afin de satisfaire la plupart de ces conditions, le choix se porte sur les photodétecteurs à semi-conducteur, qui présentent les avantages d'être très rapides et faciles à utiliser. La Figure 3.8 illustre le principe général de la réception.

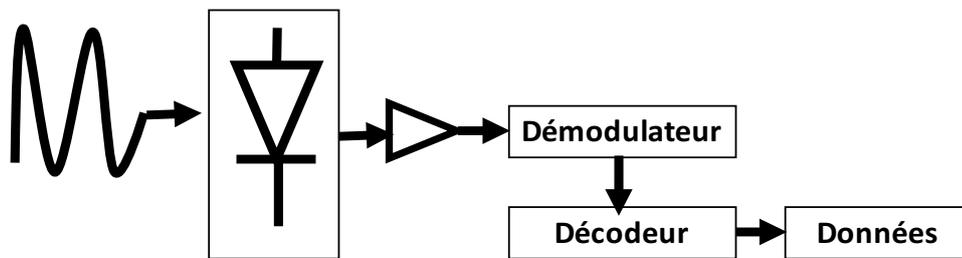


Figure 3.8 – Bloc de récepteur optique.

Les photons transmis pénètrent dans le détecteur, constitué d'un matériau semi-conducteur. Absorbés, ils peuvent provoquer le passage d'électrons d'un état de la bande de valence à un état plus élevé de la bande de conduction. Dans cette dernière, les électrons moins liés deviennent libres. Le photon a donc laissé place à une paire électrons-trous. Une différence de potentiel est appliquée afin d'empêcher l'électron de retomber dans son état le plus stable. Sous l'effet du champ électrique, les deux catégories de porteurs sont séparées et entraînées vers des zones où elles sont majoritaires (nommées P ou N). Les porteurs ainsi générés sont alors recueillis sous forme de photocourant. Le nombre de paires électrons-trous est égal au nombre de photons absorbés [22]. Pour effectuer la photodétection en évitant les recombinaisons

3.5 Récepteur optique

des paires électrons-trous, il est nécessaire que les photons soient absorbés dans une zone dépourvue de porteurs mobiles, assimilable à une zone de charge d'espace d'une jonction PN, appelée zone I. Pour favoriser le rendement quantique, il est préférable que cette zone soit large. D'où l'intérêt de la photodiode PIN.

Dans une photodiode PIN, la composante d'entraînement du photocourant domine sur la composante diffusive simplement parce que la plupart de la puissance optique incidente est absorbée à l'intérieur de la zone I. En effet, la zone I est placée entre la zone P et la zone N d'un autre semi-conducteur dont la bande interdite est choisie afin que les photons incidents soient absorbés seulement dans la zone I de la photodiode. Une photodiode PIN utilise généralement du matériau InGaAs pour la zone I et du matériau InP pour les couches P et N. Le photocourant I_{ph} est directement proportionnel à la puissance optique incidente P_{opt} selon la relation :

$$I_{ph} = SP_{opt} + I_{obs} \quad (3.1)$$

où I_{obs} est le courant d'obscurité qui circule dans la jonction en l'absence d'éclairement. Ce courant ne provient pas des photons transmis. Il peut avoir des origines multiples : génération thermique dans la zone intrinsèque, courants de surface, courants de fuite etc. Dans la plupart des applications FSO ce courant est de $I_{obs} \approx 5$ à 10 nA[23], S est la sensibilité de la photodiode en A/W. S est typiquement proche de $0,9$ A/W [22], mais peut être un peu plus faible suivant le photodétecteur et la longueur d'onde d'attaque λ . En effet, S s'exprime en fonction du rendement quantique η :

$$S(A/W) = \eta \frac{q}{hf} \approx \eta \frac{\lambda(\mu m)}{1.23985 \left(\mu M \times \frac{w}{A} \right)} \quad (3.2)$$

où 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.

3.6 Les bruits optiques

Les Photodiodes à Avalanche (APD) elles, qui dans le cas d'une photodiodes APD est augmenté par le facteur multiplicatif M [30].

Un autre élément de conception important dans les systèmes FSO est l'effet de maintenir suffisamment la stabilité de pointage. Les systèmes de communication optique sans fil peuvent inclure des dispositifs d'alignement actifs (auto tracking)[31] dans lesquels la rétroaction du récepteur est utilisée pour diriger automatiquement le faisceau vers le récepteur. Ces systèmes d'alignement actifs permettent une stabilisation optimale de la transmission lors de mouvements reliés au vent ou consécutivement à toutes autres instabilités mécaniques du système.

3.6 Les bruits optiques

Lors de la conversion du signal optique en électrique, la photodiode délivre un courant électrique proportionnel à la puissance optique du signal lumineux détecté. Ce photocourant est cependant affecté par différents bruits qui dégradent le rapport signal à bruit de détection et qui provoquent l'apparition d'erreurs lorsque le signal reçu est de faible puissance. Les deux mécanismes fondamentaux qui concourent à la génération du bruit sont l'émission spontanée et la recombinaison électron-trou. Il est donc impératif de quantifier ces niveaux de bruits pour définir la puissance minimale nécessaire en réception de la liaison afin d'assurer la qualité de la transmission. Une connaissance des différentes sources de bruits est nécessaire pour évaluer les performances des systèmes de communication optique sans fil. Cette connaissance permet également de choisir la meilleure longueur d'onde et le meilleur type de modulation. Dans ces systèmes de communication optique sans fil, on peut distinguer deux principales sources de bruits : le bruit ambiant et le bruit du photodétecteur. A la réception, nous avons : le bruit de grenaille (de l'anglais, " shot noise "), le bruit en $1/f$ et le bruit de courant d'obscurité.

3.6 Les bruits optiques

3.6.1 Le bruit ambiant

C'est un type de bruit qui provient essentiellement de la lumière du soleil. Cette source non-modulée de bruit ambiant est difficilement filtrable et son spectre de puissance a un maximum vers 500 nm et peut perturber de façon significative les liaisons infrarouges ayant des longueurs d'onde entre 700 et 970 nm. On peut montrer que le courant induit dans le photodétecteur par la lumière du soleil est un courant continu qui s'ajoute au signal initial [35]. La conjonction solaire se produit lorsque le soleil ou une image réfléchié du soleil se trouve à l'intérieur ou à proximité de l'angle d'ouverture d'un récepteur optique.

Dans le cas des liaisons inter-satellites les conditions atmosphériques sont complètement différentes de celles que nous rencontrons entre la station terrestre et le satellite. En effet, les éléments tels que la pluie, la neige ne sont pas présents dans les liaisons inter-satellites. Nous rencontrons plutôt des phénomènes tels que : les diffusions galactiques et autres sources cosmiques provenant du soleil ou autres. Ces éléments provoquent une source de bruit appelée " background noise " au niveau du récepteur.

3.6.2 Le bruit thermique

Le bruit thermique appelé aussi bruit Johnson, 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 PIN. 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 [33].

La densité spectrale de courant de bruit thermique liée à la résistance de charge de

3.6 Les bruits optiques

la photodiode est donnée par la relation suivante :

$$i_T^2(f) = \frac{4kT}{R}, \quad (3.3)$$

où $k = 1,38.10^{-23} \text{ J/K}$ est la constante de Boltzmann, T la température en Kelvin et R la résistance de charge de la photodiode.

3.6.3 Le bruit de grenaille

Le bruit de grenaille est le bruit qui résulte de la nature corpusculaire du photocourant et du caractère aléatoire de la création des paires électrons-trous. Ce bruit proportionnel à la puissance optique reçue par la photodiode est inévitable. Dans le cas d'un photo détecteur, il est impossible d'effectuer une distinction entre le bruit de grenaille quantique qui dérive des photons détectés par la photodiode et le bruit de grenaille électronique qui dérive du flux de photocourant dans la jonction p-n à l'intérieur de la photodiode. La densité spectrale normalisée du bruit de grenaille en courant s'écrit de la façon suivante :

$$i_{th}^2(f) = 2qI_{ph}, \quad (3.4)$$

où I_{ph} est le photocourant et $q = 1,6.10^{-19} \text{ C}$ est la charge d'un électron.

3.6.4 Le bruit en $1/f$

Il s'agit du bruit à basse fréquence le plus connu, appelé aussi bruit de scintillation (ou flicker noise). Ce dernier est présent dans tout composant parcouru par un courant et est proportionnel à ce courant à la puissance β .

$$i_{1/f}^2(f) = k \frac{I_0^\beta}{f^\gamma}, \quad (3.5)$$

3.7 La détection en optique sans fil

avec $\gamma \approx 1$ et $\beta \approx 2$ en général mais peuvent varier suivant les composants et les matériaux.

3.6.5 Le bruit de courant d'obscurité

En l'absence de rayonnement, les photodiodes produisent un bruit dit d'obscurité qui dépend des matériaux, de la température et de la technologie utilisée. Le photodétecteur présente un courant de pertes qui dérive dans le cas d'une photodiode de la présence de recombinaison en surfaces et de parcours de fuite dans le matériau massif. Ce type de courant non souhaité et qui doit être de très faible valeur est appelé courant d'obscurité. La densité spectrale normalisée du bruit de courant d'obscurité I_{obs} est donnée par la relation :

$$i_{obs}^2(f) = 2qI_{obs}. \quad (3.6)$$

La superposition de tous ces bruits dans le système de communication optique sans fil est modélisable par un bruit blanc additif gaussien. Il faut noter que cette superposition n'est correcte que quand les sources de bruit ont une forte intensité, supérieure à l'intensité du signal optique [34].

3.7 La détection en optique sans fil

On distingue deux types de détections :

- la détection directe, pour laquelle il n'y a pas d'utilisation d'un oscillateur local dans le processus de détection. Pour récupérer, les informations par ce type de détection, on les associe à la variation de l'intensité du champ transmis.
- La détection cohérente ou la détection hétérodyne est couramment utilisée pour le radar et la radio. Elle repose sur le mélange du rayonnement à détecter et l'onde de référence, ou "oscillateur local", créé au niveau du capteur. Elle exige des montages interférométriques plus difficiles à réaliser en optique qu'en

3.8 Choix de la longueur d'onde

radar à cause de l'utilisation des petites longueurs d'onde. Dans ce type de détection, un oscillateur local est utilisé pour générer un rayonnement optique à une certaine fréquence/longueur d'onde. La fréquence de l'oscillateur local ne doit pas être la même que celle de la radiation reçue.

Pour des raisons de simplicité et de coûts, et pour pouvoir en étudier les performances dans le contexte de notre étude, la détection non cohérente (ou détection directe) est préférée.

3.8 Choix de la longueur d'onde

Le choix de la longueur d'onde est un paramètre important des liaisons optiques atmosphériques. Pour des liaisons au débit de plus en plus élevé, les radiofréquences actuelles (Ku ou Ka, de 11 à 30 GHz), vont poser des problèmes : pour assurer un gain suffisant, les diamètres des antennes devront être de très grandes dimensions, d'où un encombrement important. Des difficultés d'implantation sur un satellite et des perturbations dynamiques conduiront à des défauts de stabilisation lors de la manœuvre de ces antennes. Une des solutions envisageables dans le futur est le recours aux fréquences optiques, correspondant à des longueurs d'ondes de l'ordre de 1 μm . Leur intérêt découle de la très haute fréquence de la porteuse : le faisceau lumineux émis par le laser et collimaté par une antenne est d'autant plus directif que la fréquence optique est élevée.

Deux plages de longueurs d'ondes sont utilisables, les plages infrarouge et visible qui se répartissent dans des fenêtres de transmission optique. Dans ces fenêtres, les longueurs d'ondes émises ne souffrent pas beaucoup de phénomènes d'absorption atmosphérique. Un autre avantage de l'utilisation de ces longueurs d'ondes est qu'elles sont utilisées dans les composants utilisant les fibres optiques. Dans les fenêtres de transmission, les grandes longueurs d'ondes (infrarouge lointain) possèdent une meilleure transmission atmosphérique que les plus faibles longueurs d'ondes. Tou-

3.8 Choix de la longueur d'onde

tefois, il n'existe pas de fenêtre de transmission à toutes les longueurs d'ondes. En effet, l'absorption atmosphérique est un phénomène sélectif lié à la composition de l'atmosphère. Ainsi la transmission spectrale de l'atmosphère va présenter des zones transparentes dites fenêtres de transmission atmosphérique et des zones opaques ou fenêtres de blocage atmosphérique. Ces fenêtres permettent les transmissions optiques en espace libre sans pertes excessives. La figure 3.9 [10] présente les principales fenêtres de transmission pour la partie du spectre allant de l'ultraviolet à l'infrarouge lointain. Les molécules responsables de chaque bande d'absorption sont indiquées en bas de cette Figure ?? . Il apparaît que, dans cette partie du spectre, les molécules d'eau (H_2O) et de dioxyde de carbone (CO_2) sont les molécules les plus absorbantes.

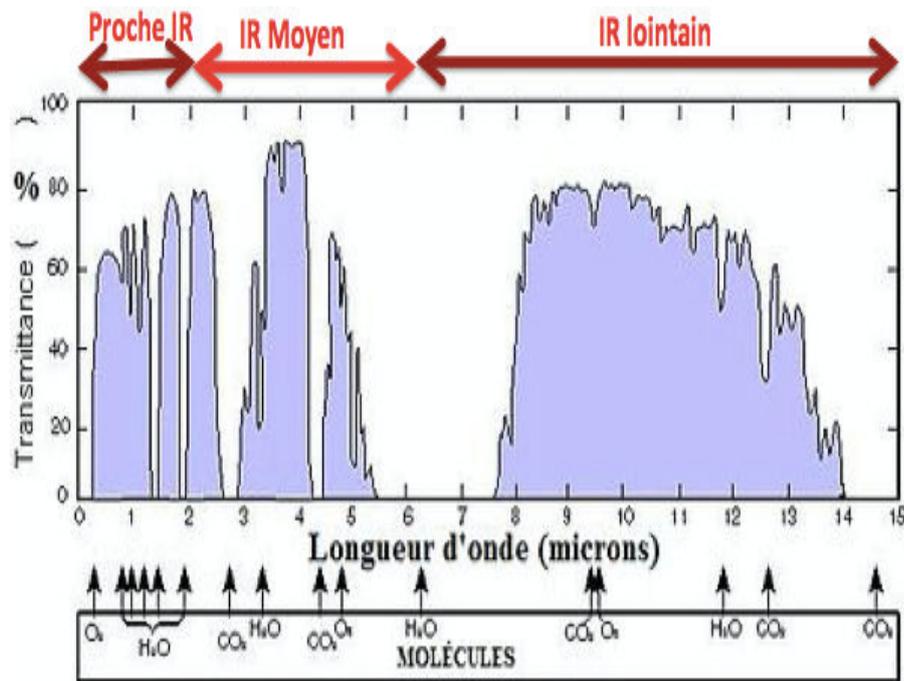


Figure 3.9 – Fenêtre de transmission des longueurs d'onde [10].

Par ailleurs, pour faire une transmission en télécommunications, il est nécessaire d'avoir des systèmes électroniques qui puissent fonctionner à un débit de transmis-

3.8 Choix de la longueur d'onde

sion de données importantes (\approx Gbit/s) à la fois au niveau de la source et du détecteur. Les systèmes actuels favorisent l'infrarouge proche, principalement $\lambda = 850$ nm et $1.5 \mu\text{m}$. Ils ont l'avantage de l'utilisation de ces longueurs d'ondes. Elles offrent une résistance à l'atténuation due au chemin multiple et au " solar background " [36] et une large disponibilité des composants optoélectroniques peu coûteux à ces longueurs d'ondes.

Pour assurer l'interopérabilité des systèmes, l'UIT-T a établi une norme de fonctionnement avec l'intention d'unifier la norme au niveau international. L'exploitation de canaux de fréquence (longueur d'onde) doit être la même de l'émission à la réception. En Octobre 1998, la norme de l'UIT-T G.692 a recommandé 81 canaux à partir de $196,10$ THz et espacés de 50 GHz ($0,39$ nm)[36]. Initialement, de nombreux systèmes ont fonctionné à un espacement de 200 ou 400 GHz, mais avec l'amélioration des équipements et l'exigence d'avoir des nouveaux canaux, l'espacement des canaux a été réduit à 100 GHz et aujourd'hui à 50 GHz.

La bande de fréquence attribuée à la communication optique est répartie en cinq fréquences telles que présentées dans le Tableau 3.2.

Bande de fréquence	Longueur d'onde attribuée
bande C	1528-1561nm
bande L	1561-1660 nm
bande O	1260-1360 nm
band E	1360-1460 nm
bande S	1460-1528 nm

Tableau 3.2 – Répartition de bande de fréquence optique en espace libre.

La band C et la bande L sont les plus utilisées. De façon générale, la bande de

3.8 Choix de la longueur d'onde

fréquence est normalisée de la façon suivante :

$$\lambda = 193.1 \text{ THz} \pm m \times 100 \text{ GHz}, \quad (3.7)$$

où m désigne un entier. L'espacement 100 GHz correspond à une différence de longueur d'onde proche de 0,8 nm.

La plage spectrale accessible dépend du choix des matériaux et de la technologie utilisée. En exploitant les transitions inter-bande des matériaux, on peut atteindre un fonctionnement en continu et à température ambiante dans une grande partie de la gamme 0.8 – 3 μm telle que présentée sur la Figure 3.10[27].

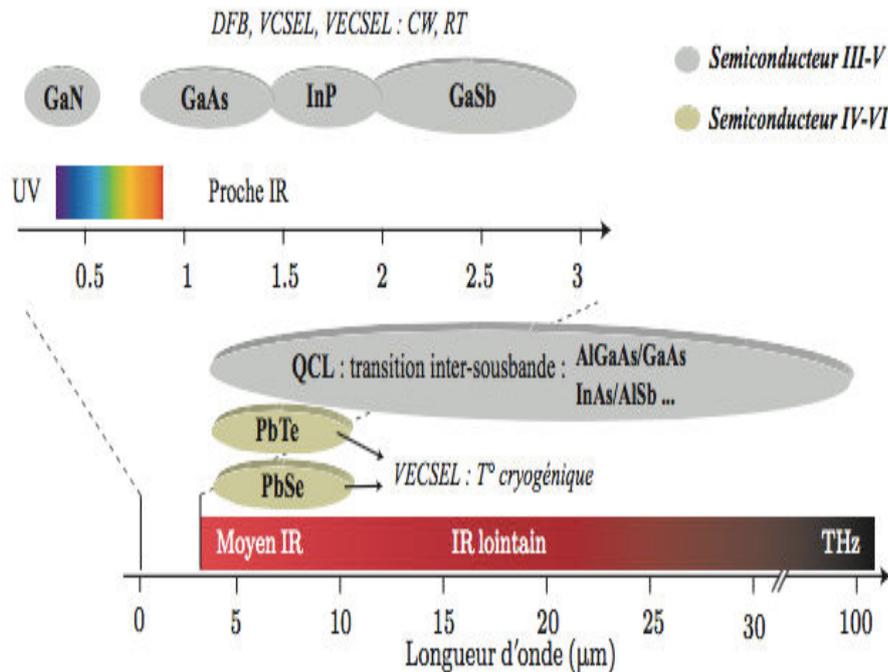


Figure 3.10 – *Domaine spectral accessible par les lasers à semi-conducteur [27].*

Au-delà de 3 μm , on doit utiliser une autre technologie telle que les lasers à cascade quantique, qui exploitent les transitions inter-sous bande. Cette technologie permet d'atteindre des longueurs d'onde allant de 3 μm , jusqu'à l'infrarouge

3.9 Les paramètres d'une liaison optique atmosphérique

lointain. Une alternative consiste à utiliser un autre type de matériau tel que les semi-conducteurs. Le Tableau 3.3 donne une idée de la relation entre les fréquences utilisées et les longueurs d'ondes ainsi que leurs périodes.

Ondes	Longueur d'onde	Fréquence	Période	Caractéristiques
Infrarouge	1 mm-0.8 μ m	300 GHz - 300 THz	3 fs - 3 ps	Laser
Lumière visible	400-800 nm	1-5 eV	1 - 3 fs	Laser, soleil, lampes
Ultraviolet	400- 800 nm	5 - 1 keV	1.7- 1 fs	Laser, lampes

Tableau 3.3 – *Fréquences, les périodes et les longueurs d'onde correspondantes.*

3.9 Les paramètres d'une liaison optique atmosphérique

Avant de déployer des liaisons optiques atmosphériques, il est important de connaître leur disponibilité et leur fiabilité. La disponibilité détermine le pourcentage de temps de leur fonctionnement dans des conditions acceptables. La fiabilité assure un débit d'information par une qualité de service donnée.

La garantie d'un niveau minimum de qualité de service apparaît nettement parmi les préoccupations principales des opérateurs de télécommunications. Cette préoccupation est fondamentale quand il s'agit des technologies sans fil où la disponibilité et la fiabilité des liaisons de communications sont indispensables. En effet, quand le rayonnement est transmis à travers l'air comme c'est le cas des liaisons optiques atmosphériques, il faut tenir compte des effets de l'atmosphère.

A l'instar des équipements radios ou faisceaux hertziens, il est primordial de connaître le bilan de liaison et la marge brute de la liaison donnée. La connaissance de ces

3.9 Les paramètres d'une liaison optique atmosphérique

paramètres permet de connaître la capacité du lien laser à transmettre des données numériques malgré les variations des conditions climatiques. Les paramètres et les caractéristiques de l'équipement nécessaires à connaître dans cette situation sont les suivants : la puissance émise, la sensibilité du récepteur, la surface de détection optique du récepteur et la divergence du faisceau émis. A partir de ces données techniques, on pourra connaître la valeur de l'affaiblissement géométrique de la liaison et sa marge brute. Les simulations de ces paramètres ont été faites pour une distance allant jusqu'à 30 km. En effet, c'est dans les couches basses de l'atmosphère que l'on rencontre les phénomènes météorologiques qui influencent la liaison optique spatiale.

3.9.1 Intensité rayonnante

Le rayonnement optique de la plupart des émetteurs optiques peut être modélisé par un modèle Lambertien généralisé [23]. Un émetteur ayant un rayonnement de type Lambertien généralisé d'ordre " m " a un diagramme de rayonnement exprimé par la relation suivante :

$$R_0(\phi) = \frac{m+1}{2\pi} \cos^m(\phi). \quad (3.8)$$

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

$$I = P_T R_0(\phi). \quad (3.9)$$

3.9.2 Puissance optique reçue

Elle se calcule comme pour les faisceaux hertziens terrestres, mais avec des ordres de grandeurs très différents. La puissance optique reçue est donnée par la relation suivante [35] :

$$P_R = P_T G_T G_L G_R \tau_T \tau_L \tau_{atm}, \quad (3.10)$$

3.9 Les paramètres d'une liaison optique atmosphérique

où P_T est la puissance totale émise, $G_T = 16/\theta_T^2$ gain de l'antenne émettrice, θ_T^2 : angle de divergence du faisceau, $G_L = \left(\frac{\lambda}{4\pi L}\right)^2$: la perte due au trajet de distance L , $G_R = \left(\frac{\pi D}{\lambda}\right)^2$: gain du récepteur (où D est le diamètre du récepteur), τ_T : le rendement de l'émetteur optique, τ_L : est le rendement du récepteur, τ_{atm} : perte atmosphérique.

L'expression de la puissance du signal à la réception devient :

$$P_R = P_T G_T \left(\frac{\lambda}{4\pi L}\right)^2 \left(\frac{\pi D}{\lambda}\right)^2 \tau_T \tau_L \tau_{atm}. \quad (3.11)$$

3.9.3 La densité de puissance optique

La densité de puissance par unité de surface d'une antenne donnée, est le rapport de la puissance émise sur une surface de l'antenne. Pour une distance L séparant l'émetteur du récepteur, elle est donnée par la relation :

$$P_D = \frac{P_T}{4\pi L^2}. \quad (3.12)$$

L'ouverture effective au niveau de l'antenne est :

$$A_e = \frac{G_T \lambda^2}{4\pi}, \quad (3.13)$$

où G_T est le gain de l'antenne. L'équation (3.12) devient :

$$P_D = \frac{P_T \sigma}{(4\pi L^2)^2} A_e, \quad (3.14)$$

où σ est le rapport de puissance réfléchi sur la densité de la puissance.

3.9.4 Perte en espace libre : PEL

La perte due au trajet traduit la perte du signal lors de sa propagation de l'émetteur vers le récepteur. Il existe plusieurs modèles basés sur la fréquence et la distance. Le calcul se fait à l'aide l'équation suivante [37] :

$$PEL = 32.45 + 20 \log(d) + 20 \log(f), \quad (3.15)$$

où f désigne la fréquence et d la distance séparant l'émetteur du récepteur.

La Figure 3.11 montre la variation de la perte en espace libre pour trois longueurs d'ondes différentes en fonction de la distance. Bien que la perte augmente avec la distance, nous constatons sur la Figure 3.11 que la longueur d'onde 1550 nm sera mieux adaptée car, quelle que soit la distance de propagation, les pertes sont toujours inférieures de 5 dB par rapport à celles à 1300 et 850 nm.

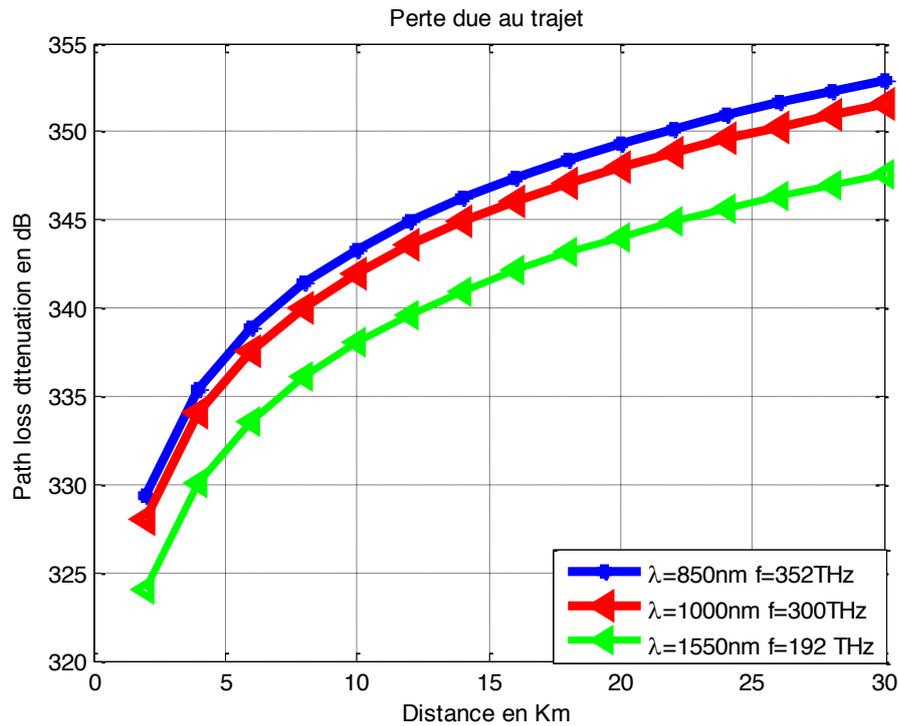


Figure 3.11 – Perte du trajet en fonction de la longueur d'onde.

3.9 Les paramètres d'une liaison optique atmosphérique

En communication satellitaire cette perte est calculée pour prédire la puissance du signal obtenue à la réception dans un environnement non turbulent. La puissance reçue à une distance L est :

$$P_R(L) = P_T G_T G_L G_R = \frac{P_T G_T G_R \lambda^2}{(4\pi)^2 L^2}. \quad (3.16)$$

La perte due au trajet en décibel est donnée par la relation suivante :

$$P(L) [dB] = 10 \log \left(\frac{P_T}{P_R} \right) = -10 \log \left(\frac{G_T G_R \lambda^2}{(4\pi)^2 L^2} \right). \quad (3.17)$$

La simulation de l'équation (3.17) montre la perte due au trajet illustrée sur la Figure 3.12. les pertes en fonction de la distance séparant deux antennes en se plaçant dans le contexte des 30 premiers kilomètres supposés les plus pénalisants. On observe, comme on pouvait s'y attendre, que plus les gains des antennes sont importants moindre seront les pertes.

3.9 Les paramètres d'une liaison optique atmosphérique

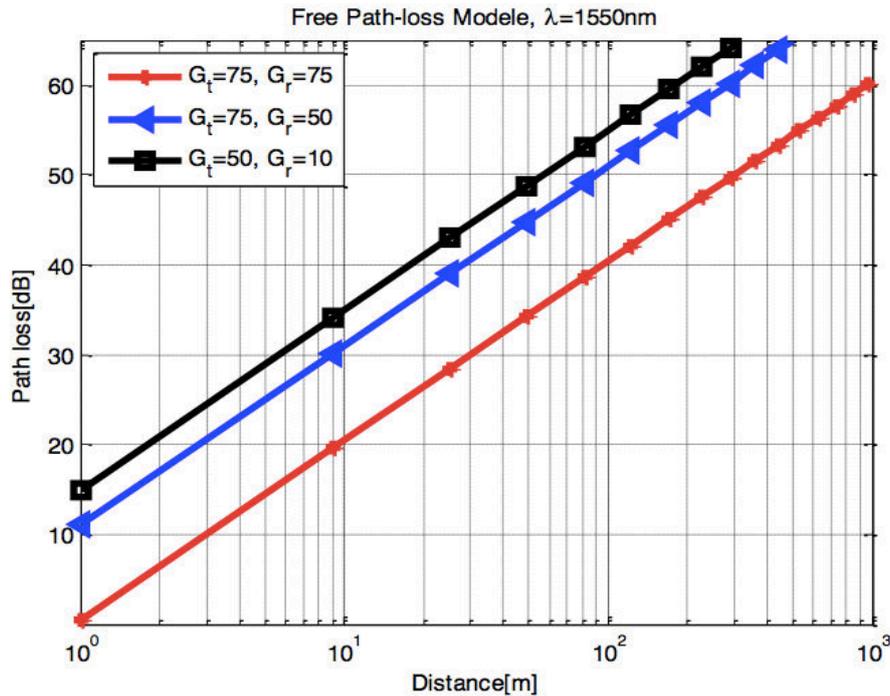


Figure 3.12 – Perte due au trajet du faisceau pour une liaison optique atmosphérique.

3.9.5 Perte géométrique

La taille du faisceau émis est beaucoup plus grande à l'entrée du récepteur que la surface de capture. Par conséquent une partie de la lumière est perdue au cours de la transmission. En fonction de la divergence du faisceau émis, la taille du faisceau émis peut être de plusieurs mètres alors que le diamètre du télescope en réception est de l'ordre de 8 à 20 cm. Ce phénomène est appelé perte de trajet géométrique. La perte est fonction de la divergence du faisceau, de la distance de la liaison et de la surface de capture du récepteur, quelle que soit la longueur d'onde et la puissance de l'émetteur. Ce type d'affaiblissement est dû à la divergence du front d'onde. Il est égal au rapport de la surface du front d'onde à la surface de capture au niveau du récepteur. Connaissant la contribution imposée par la géométrie des optiques d'émission et de

3.9 Les paramètres d'une liaison optique atmosphérique

réception, les pertes géométriques seront calculées de la façon suivante [40] :

$$Aff_{Geo} = \frac{S_L}{S_{capture}}, \quad (3.18)$$

où L est la distance entre l'émetteur et le récepteur, S_L la surface du spot lumineux à une distance L de l'émetteur, $S_{capture}$ la surface de capture de récepteur, θ est la divergence du faisceau.

Le faisceau laser est " collimaté " à l'émission pour réduire sa divergence qui est de l'ordre de quelques degrés. Dans le cas d'un laser à semi-conducteur, la taille du spot en réception est souvent beaucoup plus grande que celle de la pupille de réception. Par conséquent, toute l'énergie émise n'est pas captée par le récepteur ce qui provoque une atténuation du signal par diaphragmation. Le faisceau émis par l'émetteur étant divergeant même après collimation, en général cette divergence est de l'ordre de 1 à 3 mrad, selon les systèmes. La cellule réceptrice ne captera alors qu'une partie de l'énergie émise.

Dans le calcul, l'angle de divergence du faisceau est très petit, en général de l'ordre de quelques degrés, dans ce cas $\tan(\theta/2) \approx \theta/2$ et par la suite on a le rayon du spot reçu à une distance L qui vaut $L\theta/2$, ce qui fait que la surface du spot s'écrit :

$$S_L = \frac{\pi}{4} (L\theta)^2. \quad (3.19)$$

D'où la relation (3.18) devient :

$$Aff_{Geo} = \frac{\pi (L\theta)^2}{4S_{capture}}. \quad (3.20)$$

En dB, l'affaiblissement géométrique est donné par la relation suivante :

$$Aff_{Geo}(dB) = 10 \log (Aff_{Geo}). \quad (3.21)$$

3.9 Les paramètres d'une liaison optique atmosphérique

Une simulation de l'affaiblissement géométrique du faisceau laser est représentée par la Figure 3.13 montre la variation de l'atténuation géométrique d'un faisceau optique en fonction de la distance pour trois angles de divergence.

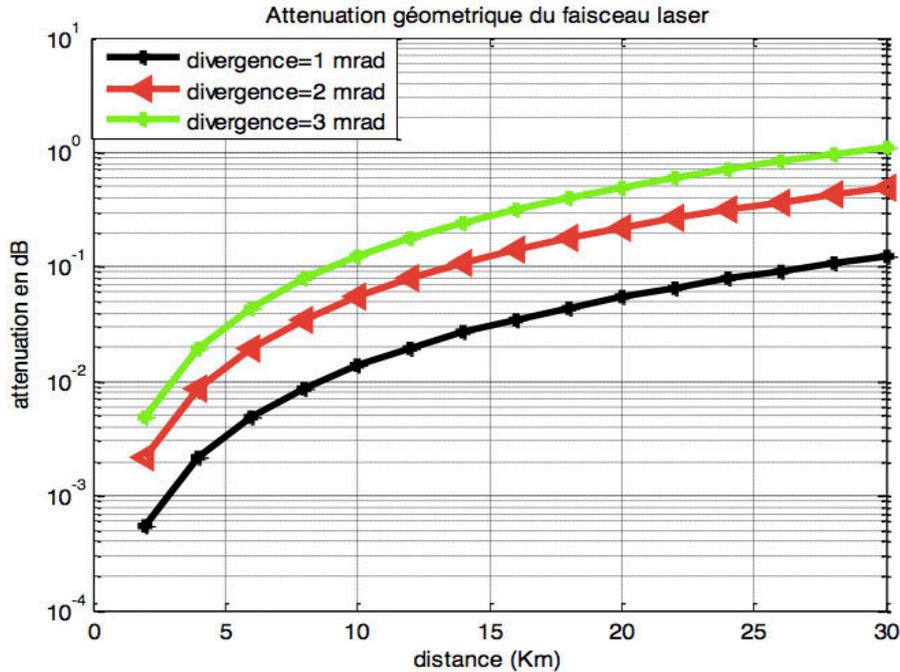


Figure 3.13 – Atténuation du faisceau en fonction de la divergence pour une liaison optique atmosphérique.

Comme attendu, une augmentation de la divergence entraîne l'accroissement de l'atténuation du signal. Une divergence du faisceau a pour conséquence une perte du signal à la réception donc un signal moins puissant à la réception.

3.9.6 Taux de transfert de données

Le taux de transfert de données est déterminé à partir de la puissance d'émission de l'émetteur, de la divergence θ du faisceau émis, de la surface de capture du récepteur A et du taux d'efficacité optique τ_{opt} . L'expression du taux est donnée par

3.9 Les paramètres d'une liaison optique atmosphérique

[35] :

$$R = \frac{P_T \tau_{opt} \tau_{atm} A}{\pi \left(\frac{\theta}{2}\right)^2 L^2 E_p N_b}, \quad (3.22)$$

avec $E_p = \frac{hc}{\lambda}$, l'énergie du photon et N_b est la sensibilité du récepteur.

3.9.7 Marge d'une liaison optique atmosphérique

Une marge de liaison d'un système FSO est une grandeur qui permet de caractériser et de décrire le signal transmis entre l'émetteur et le récepteur. Elle permet aussi de donner toutes les contributions pertinentes en termes de pertes sur le signal et ainsi que sur la disponibilité de la liaison. La marge de la liaison optique atmosphérique peut être définie comme étant la puissance disponible au-dessus de la sensibilité du récepteur.

A partir de la valeur de l'affaiblissement géométrique, il est possible de calculer cette marge brute exprimée en (dB). Les données fournies par les constructeurs telles que la puissance à l'émission P_T , la sensibilité en réception S_r et les pertes systèmes P_{tot} , si elles sont mentionnées, permettent de déduire la marge brute par la formule suivante [39] :

$$M_{Liaison}(dB) = P_T + |S_r| - Aff_{Geo}(dB) - P_{tot}(dB), \quad (3.23)$$

où P_T est la puissance émise par l'émetteur (dBm), S_r la sensibilité du récepteur (dBm), Aff_{Geo} l'atténuation géométrique de la liaison (dB), Aff_{Atm} l'atténuation moléculaire correspondant à la longueur d'onde utilisée dans la liaison (dB) et P_{tot} l'ensemble de toutes les autres pertes relatives au système (dB).

La liaison sera donc disponible si les affaiblissements supplémentaires dus aux conditions météorologiques ou climatiques (pluie, neige, brouillard etc.), à la lumière ambiante (rayonnement solaire) et aux scintillations sont inférieurs à la marge de la liaison.

3.9 Les paramètres d'une liaison optique atmosphérique

3.9.8 Bilan de liaison

Le bilan de liaison permet de calculer le rapport signal utile sur bruit en sortie du récepteur en fonction de tous les paramètres qui influent sur la puissance de l'onde émise. Considérons N la puissance de bruit des récepteurs, il est possible de définir le rapport signal sur bruit par [40] :

$$\frac{P_R}{N} = \frac{P_T G_T G_L G_R \tau_T \tau_L \tau_{atm}}{N}. \quad (3.24)$$

La puissance de bruit dans une bande de fréquence donnée, se définit par :

$$N = KTB, \quad (3.25)$$

où K est la constante de Boltzmann, T la température système en Kelvin et B la bande de fréquence.

Le bilan de liaison sera alors :

$$\frac{P_R}{N} = \frac{P_T G_T G_L G_R \tau_T \tau_L \tau_{atm}}{KTB}. \quad (3.26)$$

En tenant compte du facteur du bruit qui est le quotient des rapports signal sur bruit en sortie et en entrée défini par :

$$F = \frac{(SNR)_i}{(SNR)_0} = \frac{S_i/N_i}{S_0/N_0}, \quad (3.27)$$

où $(SNR)_i$ est le bruit à l'entrée du récepteur, $(SNR)_0$ est le bruit à la sortie du récepteur, S_i le signal à l'entrée du récepteur, N_i le bruit à l'entrée du récepteur, S_0 : est le signal à la sortie du récepteur et N_0 le bruit à la sortie du récepteur.

Les équations (3.25) et (3.27) permettent d'écrire :

$$S_i = KTB F (SNR)_0, \quad (3.28)$$

3.9 Les paramètres d'une liaison optique atmosphérique

et le signal minimal détectable sera :

$$S_{min} = KTB F(SNR)_{0min}. \quad (3.29)$$

Le seuil de détection minimal détectable est égal au SNR minimal $(SNR)_{0min}$ niveau du récepteur. La portée maximale du signal est donnée par la relation :

$$L_{max} = \left(\frac{16P_R}{\tau_R \tau_{atm} \tau_T P_T G_T D^2 KTB F(SNR)_{0min}} \right)^{\frac{1}{2}}. \quad (3.30)$$

Le SNR_0 à la sortie sera :

$$(SNR)_0 = \frac{P_T G_T G_L G_R \tau_T \tau_L \tau_{atm}}{KTBL}. \quad (3.31)$$

La Figure 3.14 montre la relation qui existe entre le SNR et la distance. On constate que cette relation dépend aussi de la longueur d'onde utilisée. Plus la longueur d'onde est grande, moins grand est le SNR pour atteindre une distance donnée.

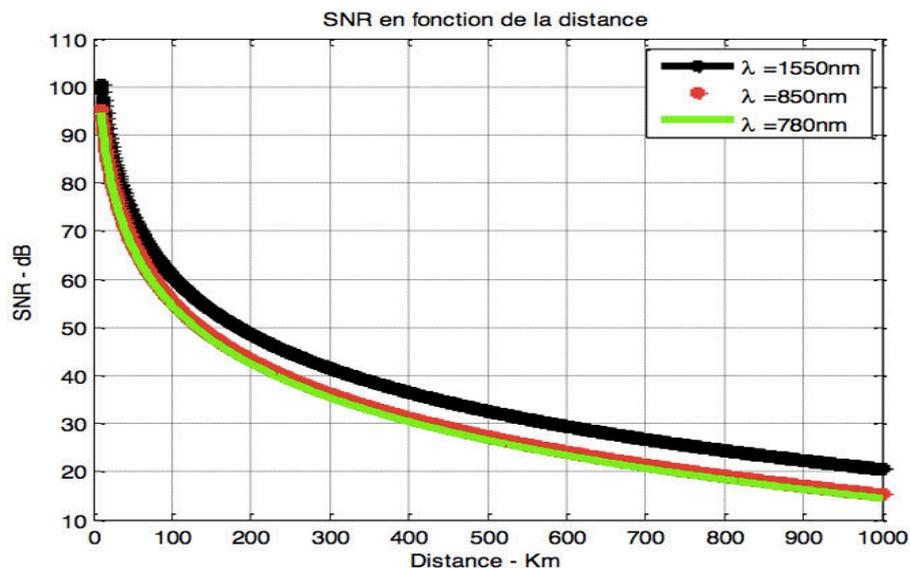


Figure 3.14 – SNR en fonction de la distance pour une liaison optique atmosphérique.

3.9 Les paramètres d'une liaison optique atmosphérique

3.9.9 Géométrie du Modèle

Le bilan de liaison est influencé par la position du satellite à un moment donné. En effet, la distance entre le satellite et la station terrienne est fonction de l'angle d'élévation. La figure 3.15 montre les éléments dont il faut tenir compte dans le calcul de la nouvelle distance.

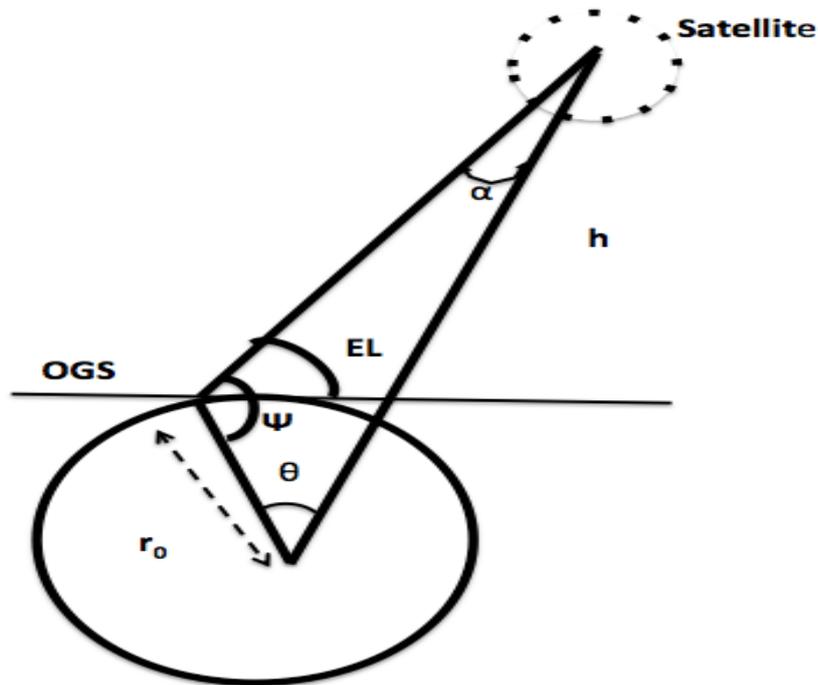


Figure 3.15 – *Modèle géométrique d'une transmission optique Satellite \Leftrightarrow Terre.*

où EL désigne l'angle d'élévation, h est la hauteur du satellite, L est la distance entre l'OGS et le satellite en tenant compte de l'angle $\theta = \frac{\pi}{2} - EL - \alpha$, l'angle $\psi = EL + \frac{\pi}{2}$, et $\alpha = \sin^{-1} \left(\frac{r_0}{r_0 + h} \cos(EL) \right)$.
D'après la loi de cosinus la distance L sera :

$$L = \sqrt{r_0^2 + (r_0 + h)^2 - 2(r_0 + h)r_0 \cos \theta}. \quad (3.32)$$

3.9 Les paramètres d'une liaison optique atmosphérique

L'équation (3.31) devient :

$$P_T = \frac{SNR_0(4\pi)^2 LKTBF}{G_T G_R \lambda^2}. \quad (3.33)$$

Le Tableau 7 montre les paramètres utilisés pour simuler la puissance d'émission de l'équation (3.33).

La Figure 3.16 montre l'effet de l'angle de l'élévation sur la puissance d'émission. Un angle d'élévation plus élevé nécessite aussi une puissance d'émission élevée.

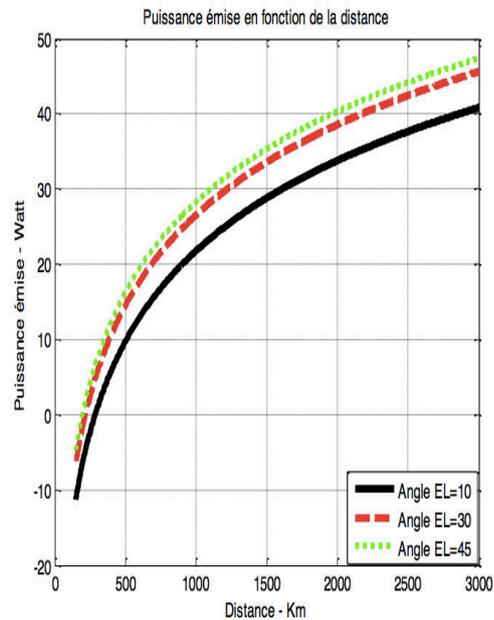


Figure 3.16 – Puissance émise en fonction de la distance.

3.9.10 Débit de transmission

Celui-ci se calcule à partir de rapport signal sur bruit et du rapport de l'énergie par bit. Le rapport correspond à l'énergie par bit sur la densité de bruit. Cette valeur dépend du type de modulation choisi et de la norme de communication. Afin

3.9 Les paramètres d'une liaison optique atmosphérique

d'anticiper tout phénomène pouvant dégrader la transmission du signal, une marge est prise par rapport à la valeur requise de E_b/N . Le rapport E_b/N en dB est donné par [41] :

$$\frac{E_b}{N} = \left(\frac{E_b}{N} \right)_{requis} + marge_{dB}, \quad (3.34)$$

Finalement, le débit de transmission est donné par la formule :

$$Débit = 10 \left(\frac{P_R/N - E_b/N}{10} \right). \quad (3.35)$$

3.9.11 Capacité du canal de transmission

La capacité d'un canal de transmission est la quantité maximale d'information que l'on peut transmettre de manière fiable, c'est-à-dire sans perte d'information. La capacité C d'un canal de transmission avec un bruit blanc gaussien additif (AWGN) est donnée par le théorème de Shannon-Hartley par :

$$C(t) = B \log_2 (1 + SNR(t)). \quad (3.36)$$

La capacité d'un canal est exprimée en bit/s, la bande passante B en Hertz, et SNR représente le rapport signal-à-bruit. Une communication sans erreur ne peut avoir lieu que lorsque le débit est inférieur à C . L'échelle de temps à laquelle varie le rapport signal-à-bruit et la capacité du canal est en général de quelques ordres de grandeurs plus faible que la vitesse de modulation du porteur du signal. Dans le cas des systèmes FSO, B est de l'ordre du GHz et les variations temporelles du SNR de l'ordre de la milliseconde. Le SNR varie au cours du temps à cause des variations de flux causées par la turbulence atmosphérique. La capacité du canal $C(t)$ liée au rapport signal-à-bruit va varier au cours de temps. Lorsque le débit de transmission des données sera supérieur à la capacité du canal, la liaison subira des pertes d'information.

3.10 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons décrit les différents schémas basiques principe d'un système FSO. Les paramètres intervenant dans la performance du système tels que : la modulation du faisceau laser, le choix de la longueur d'onde la mieux adaptée, la perte géométrique, perte due au trajet etc. ont été rappelés dans ce chapitre afin de donner au lecteur l'ensemble des éléments qui ont été pris en compte dans les simulations présentées dans les chapitres futurs. Les paramètres du canal FSO pour les liaisons satellites \iff terre ainsi que leur définition sont issus d'une étude bibliographique approfondie et n'ont pas été nécessairement totalement redémontrer pour ne pas alourdir le manuscrit. Ils ont été simulés pour définir leur rôle et impact au sein d'une liaison FSO au regard de la variation des paramètres qui les composent. Les principales conclusions ont été apportées au cours du chapitre. Ainsi, les rôles que jouent le bilan de liaison, l'affaiblissement géométrique et la marge brute d'une liaison optique ont pu être approchés par simulation. La continuité de l'approche que nous avons choisie est présentée dans le chapitre suivant consacré à la modélisation du canal de propagation, et de son impact sur ces paramètres.

Chapitre 4

Canal de propagation

4.1 Introduction

L'atmosphère terrestre est un milieu inhomogène, qui présente différents gradients de température, de pression, des variations de composition chimique, de vitesse et de direction du vent. L'ensemble de ces facteurs fait que l'indice de réfraction de l'atmosphère varie en fonction de la position et du temps. Ces variations d'indice modifient la trajectoire et la vitesse des rayons qui traversent l'atmosphère. Ainsi, la transmission du faisceau laser dans le milieu atmosphérique est affectée par les phénomènes tels que : la diffusion et l'absorption du rayonnement par les particules et les molécules composant le milieu [29]. Ces contraintes se traduisent par une extinction du signal optique au cours de sa propagation. Cette extinction est causée par un certain nombre de phénomènes sélectifs en longueurs d'onde [42].

Dans ce chapitre, il s'agit d'analyser et d'expliquer de quelle manière les effets de l'atmosphère agissent sur les performances des systèmes de transmission optique spatiale. Nous rappellerons d'abord quelques caractéristiques de l'atmosphère terrestre, ensuite les modèles mathématiques régissant le canal de propagation et enfin nous procéderons à des simulations de ces modèles pour valider le choix du modèle

à utiliser.

4.2 Structure générale de l'atmosphère

L'atmosphère terrestre est formée d'une série de couches gazeuses concentriques entourant la Terre. Elle s'étend sur environ 700 km au-dessus de la surface de la terre et se compose de plusieurs couches distinctes [54]. Il s'agit de l'homosphère entre 0 et 90 km d'altitude, au-delà nous avons l'hétérosphère. L'homosphère est constituée de trois couches (la troposphère, la stratosphère et la mésosphère) en fonction du gradient de température. La dimension de ces couches est variable : leurs limites sont fixées selon les discontinuités dans les variations de la température, en fonction de l'altitude.

La troposphère est la partie la plus basse de l'atmosphère. Parmi les constituants gazeux de la troposphère nous avons : les constituants à proportion volumique fixe (variation inférieure à 1), ils sont majoritaires et répartis uniformément jusqu'à une altitude de plus de 15 km selon la latitude. On peut citer par exemple : O_2 , N_2 , Ar , CO_2 , etc. Dans cette zone, la température décroît avec l'altitude. L'épaisseur de cette couche varie entre 13 et 16 km à l'équateur, mais entre 7 et 8 km aux pôles. Le mélange vertical de la troposphère est assuré par le réchauffement solaire. Ce réchauffement rend l'air moins dense, ce qui le fait remonter. Quand l'air monte, la pression au-dessus de lui décroît, par conséquent, il s'étend, s'opposant à la pression de l'air environnant. Or, pour s'étendre, de l'énergie est nécessaire, donc la température et la masse de l'air décroissent. Comme la température diminue, la vapeur d'eau dans la masse d'air peut se condenser ou se solidifier, relâchant la chaleur latente permettant une nouvelle élévation de la masse d'air. Ce processus détermine le gradient maximal de baisse de la température avec l'altitude, appelé gradient thermique adiabatique. Elle contient 80 à 90% de la masse totale de l'air, la quasi-totalité de

4.2 Structure générale de l'atmosphère

la vapeur d'eau est 50% de la masse de l'atmosphère. La troposphère est une couche où se produisent les phénomènes météorologiques (nuages, pluies, etc.) et les mouvements atmosphériques horizontaux et verticaux (convection thermique, vents). Dans le cas des télécommunications optiques atmosphériques entre satellites et terre, on s'intéresse plus particulièrement à la troposphère car c'est dans cette couche que se produit l'essentiel des phénomènes météorologiques perturbant la transmission des faisceaux lumineux émis.

La stratosphère s'étend de la tropopause, entre 7 et 17 km jusqu'à environ 50 km. À l'intérieur de cette couche, la température augmente au fur et à mesure qu'on s'y élève en altitude, car celle-ci est réchauffée par l'absorption des rayons ultraviolets provenant du soleil. Au point le plus haut de la stratosphère, la température tourne autour de 270 K (-3°C). Le réchauffement est causé par l'ozone, qui absorbe les radiations ultraviolettes du soleil. Cela a pour conséquence de chauffer les couches supérieures de la stratosphère. Le bas de la stratosphère est caractérisé par un équilibre entre la chaleur transmise de la couche d'ozone par conduction et la chaleur transmise de la troposphère par convection.

La mésosphère commence de 50 km d'altitude à 80 km d'altitude. La température décroît à nouveau avec l'altitude, atteignant -100°C dans la haute mésosphère. C'est aussi dans la couche mésosphère que la plupart des météorites brûlent en entrant dans l'atmosphère.

La thermosphère est la couche atmosphérique commençant à partir de 80 km et allant jusqu'à 640 km d'altitude, la température y augmente avec l'altitude. La station spatiale internationale orbite dans cette couche, entre 320 et 380 km d'altitude.

L'exosphère est la dernière couche de l'atmosphère terrestre qui se situe au-dessus

4.2 Structure générale de l'atmosphère

de la thermosphère, au-delà de 600 kilomètres. Cette couche se définit comme la région de l'atmosphère où les collisions entre particules sont rares, considérées comme négligeables. En effet, la densité de particules y est extrêmement faible. Celle-ci est de l'ordre de $10^6/m^3$. Un des grands intérêts de l'exosphère réside dans l'exceptionnelle capacité de durée de vie des satellites placés dans les couches les plus hautes : des centaines, voire des milliers d'années. Les satellites qui évoluent à une altitude moindre, de l'ordre de 300 kilomètres doivent subir un freinage permanent non négligeable.

Partant de cette analyse de la structure de l'atmosphère terrestre, nous réorganisons cette structure en deux grandes couches pour le besoin de l'étude telles que illustrées dans la Figure 4.1. Chaque zone sera régie ultérieurement par un modèle mathématique et n désigne l'indice de réfraction du milieu.

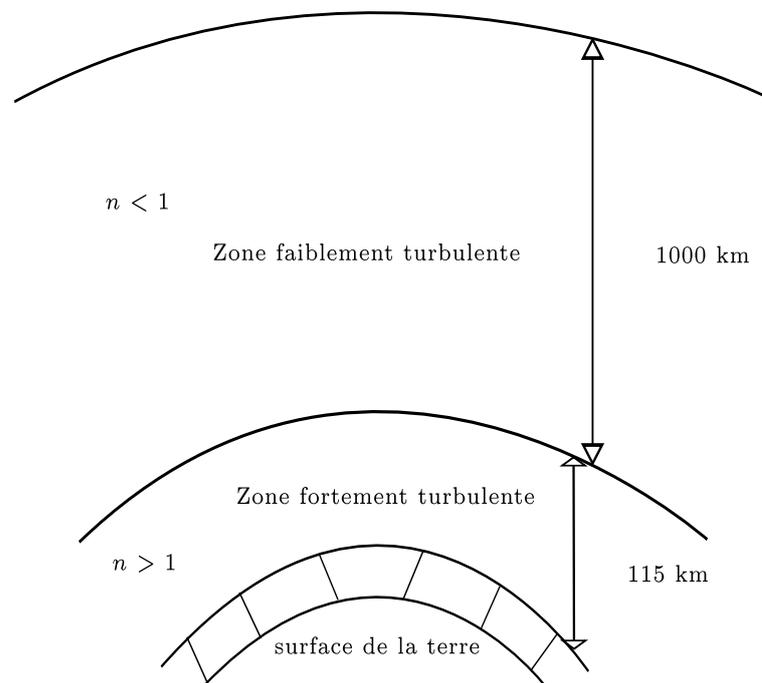


Figure 4.1 – *Nouvelle stratification de la structure de l'atmosphère pour le besoin de l'étude.*

4.3 L'impact atmosphérique sur la propagation d'un faisceau laser

La région juste au-dessous de l'horizon, à proximité de la surface de la terre, constitue une zone de diffraction de l'onde émise. Elle est située en dessous de la troposphère, la stratosphère et la mésosphère et qui s'étendent jusqu'à 115 km. Cette couche, sera nommée " zone fortement turbulente" dans le manuscrit. Dans cette zone, le faisceau lumineux est fortement perturbé par les phénomènes météorologiques (brouillard, nuage, neige, pluie, poussière etc...). Ces phénomènes entraînent une atténuation du signal émis. Cette atténuation est fonction de la pression atmosphérique, de la température de la vapeur d'eau en suspension dans l'air et des particules présentes dans l'atmosphère. Tous ces phénomènes impactent la qualité de la transmission du faisceau lumineux.

La couche allant de 115 Km à 1000 Km est appelée la couche ionosphère. Elle contient moins de gaz par rapport à la couche de la "zone fortement turbulente". La particularité de cette couche, c'est qu'elle contient une quantité importante d'électrons ionisants. Cette ionisation est due aux rayons ultraviolets et aux rayons X. Les électrons présents dans cette zone affectent le faisceau lumineux par les phénomènes : d'absorption, de réfraction, de bruit d'émission et de polarisation de l'onde. Le degré de perturbation dépend de la fréquence d'émission de l'onde émise. Les fréquences inférieures à 6 MHz sont complètement réfléchies dans la partie basse de l'ionosphère. Cette zone nous la nommons "zone faiblement turbulente".

4.3 L'impact atmosphérique sur la propagation d'un faisceau laser

Quand un faisceau laser se propage dans un milieu turbulent comme l'atmosphère, on observe plusieurs perturbations dues à des phénomènes tels que l'absorption, la diffusion, l'extinction, la divergence du faisceau et la distorsion de la phase de l'onde. Ces phénomènes entraînent une perte de la puissance du faisceau émis,

4.3 L'impact atmosphérique sur la propagation d'un faisceau laser

des fluctuations d'intensité au niveau du récepteur et peuvent conduire à une défaillance de la liaison. L'affaiblissement dû aux gaz atmosphériques est régi par la recommandation UIT-R P. 676 – 10 de l'UIT. La présente recommandation décrit des méthodes permettant d'évaluer l'affaiblissement dû aux gaz de l'atmosphère sur les trajets terrestres et les trajets obliques, en utilisant :

- une évaluation de l'affaiblissement dû aux gaz calculé par une sommation des contributions de chaque raie d'absorption dans la gamme de fréquences 1 – 1 000 GHz et,
- une méthode approximative simplifiée permettant d'évaluer l'affaiblissement dû aux gaz dans la gamme de fréquences 1-350 GHz.

4.3.1 Affaiblissement linéique

L'affaiblissement linéique du faisceau laser dû à la pluie est donné par la relation [44] :

$$\gamma_{pluie} = k \times R^\alpha \quad (4.1)$$

où R (mm/h) est l'intensité de la pluie tombée, k et α dépendent des caractéristiques pluviales. A titre d'exemple la recommandation de IUT-R-REC donne les valeurs suivantes pour le Japon et la France. $K = 1.58$ et $\alpha = 0.63$ pour le Japon et $k = 1.076$ et $\alpha = 0.67$ pour la France. La Figure 4.2 illustre l'impact de la pluie sur la propagation du faisceau laser. Nous constatons qu'une forte augmentation de l'intensité de la pluie dégrade la transmission du faisceau entraînant son affaiblissement.

4.3 L'impact atmosphérique sur la propagation d'un faisceau laser

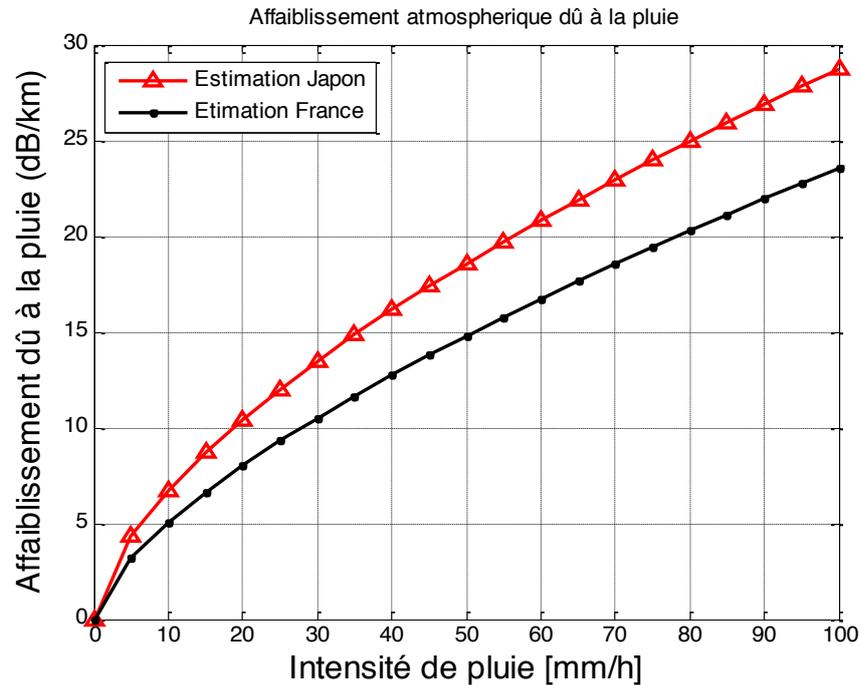


Figure 4.2 – *Affaiblissement atmosphérique dû à la pluie.*

4.3.2 Absorption atmosphérique

L'absorption se produit lorsque les molécules d'eau en suspension dans l'atmosphère terrestre, anéantissent les photons du faisceau émis, ce qui provoque une diminution de la densité de puissance du faisceau et affecte directement la disponibilité d'un système. L'interaction entre les photons du rayonnement incident et les atomes ou molécules du milieu traversé par le faisceau émis conduit à la disparition du photon incident, à l'élévation de la température de l'atome ou de la molécule et à une émission radiative. L'absorption due à la présence de l'eau est régie par l'équation de Van Vleck [45] et améliorée par Beam et Abbott :

4.3 L'impact atmosphérique sur la propagation d'un faisceau laser

$$\gamma_{eau} = 1.852 \times 3.165 \times 10^{-6} \frac{\rho P^2}{T^{\frac{3}{2}}} \left(\frac{2}{(1 - 0.742\lambda)^2 + 2.853 \times 10^{-6} \lambda^2 \times 10^{-6} T^{-1}} + \frac{3.43}{\lambda^2} \right) \quad (4.2)$$

où γ_{eau} s'exprime en dB/Km, T représente la température atmosphérique en Kelvin, P est la pression atmosphérique en millibars, ρ est la densité de la vapeur d'eau $/m^3$.

4.3.3 Diffusion atmosphérique

La diffusion atmosphérique résulte de l'interaction d'une partie du rayonnement incident avec les atomes et/ou les molécules dans le milieu de propagation, ce qui provoque une redistribution angulaire de cette partie du rayonnement avec ou sans modification de la longueur d'onde incidente.

L'absorption due à la présence de l'oxygène est aussi régie par l'équation donnée par [46] :

$$\gamma_0 = \left(0.4909 \frac{P^2}{T^{5/2}} \right) \left(\frac{1}{1 + 2.904 \times 10^{-4} \lambda^2 P^{-2} T^{-1} \nu_1^2} \right) \left(1 + \frac{0.5\nu_2}{\lambda^2 \nu_1} \right) \quad (4.3)$$

où γ_0 s'exprime en dB/km, T représente la température atmosphérique en Kelvin, P est la pression atmosphérique en millibars et ν_1 et ν_2 sont des constantes.

Si le milieu diffuse à la même longueur d'onde que le rayonnement incident, on parle de diffusion de Rayleigh et de diffusion de Mie (selon la taille de la particule), sinon on parle de diffusion Raman.

4.3.4 Extinction atmosphérique

Souvent le milieu de propagation est à la fois un milieu absorbant et diffusant, on parle d'extinction. L'extinction atmosphérique s'applique aussi bien aux consti-

4.3 L'impact atmosphérique sur la propagation d'un faisceau laser

tuants moléculaires qu'aux diverses particules en suspension dans l'air. L'atténuation globale est donnée par :

$$\gamma_{atm} = \gamma_0 + \gamma_{eau}. \quad (4.4)$$

En plus des phénomènes météorologiques, le faisceau émis est dévié de sa trajectoire d'un certain angle au cours de sa propagation. L'atténuation atmosphérique prenant en compte la déviation du faisceau lumineux d'un angle β , d'une distance L et une longueur d'onde λ est donnée par l'équation :

$$\gamma_{atmq}(L, \beta, \lambda) = 2 \int_0^L \gamma_{atm}(L, \beta, \lambda) dL. \quad (4.5)$$

La simulation de l'équation (4.4) représentée par la Figure 4.3 montre qu'au fur et à mesure que l'on gagne en altitude, le phénomène d'absorption atmosphérique diminue pour atteindre 10^{-5} dB/Km à 2500 Km d'altitude. Cette diminution s'explique par le fait qu'au-delà d'une certaine hauteur les phénomènes météorologiques tels que : la pluie, la neige ou le brouillard deviennent négligeables. Cette absorption atmosphérique sera prise en compte dans le modèle architectural qui sera proposé.

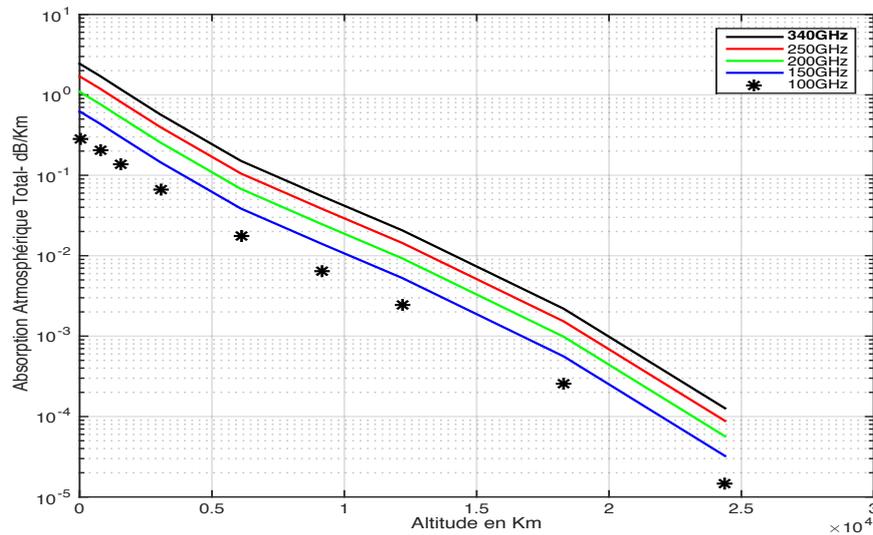


Figure 4.3 – Absorption atmosphérique en fonction de l'altitude.

4.3.5 La visibilité

La visibilité est définie comme étant la distance pour laquelle le contraste optique de l'image d'un objet diminue à 2% de ce qu'il devrait être s'il est proche de nous. La visibilité est mesurée à 550 nm, longueur d'onde qui correspond au maximum de l'intensité du spectre solaire. Elle est donnée par la loi de Koschmieder. En 1924, Koschmieder a introduit des seuils. La plupart des seuils utilisés sont 2% ou 5%. Le modèle de visibilité développé par Kruse prend en compte tous ces paramètres. Le modèle est donné par l'expression suivante [47] :

$$V (km) = \frac{10 \log T_{th}}{\beta_{\lambda}} \left(\frac{\lambda}{\lambda_0} \right)^{-\delta} \quad (4.6)$$

où λ_0 est le spectre maximum de l'énergie solaire, β_{λ} est le coefficient d'atténuation atmosphérique. Le coefficient δ a fait l'objet de nombreux travaux expérimentaux. Il a été établi empiriquement par Kruse et al. que :

$$\delta = \begin{cases} 1.6, & V > 50 \text{ km}; \\ 1.3, & 6 \text{ km} < V < 50 \text{ km}; \\ 0.58V^{1/3}, & 0 \text{ km} < V < 6 \text{ km}. \end{cases} \quad (4.7)$$

Pour vérifier la dépendance de l'atténuation atmosphérique dans le brouillard par rapport à la visibilité pour une longueur d'onde donnée. Nous considérons les longueurs d'onde les plus utilisées dans les systèmes de transmission FSO soit : 850, 1000 et 1550 nm dont le résultat est représenté par la Figure 4.4.

4.3 L'impact atmosphérique sur la propagation d'un faisceau laser

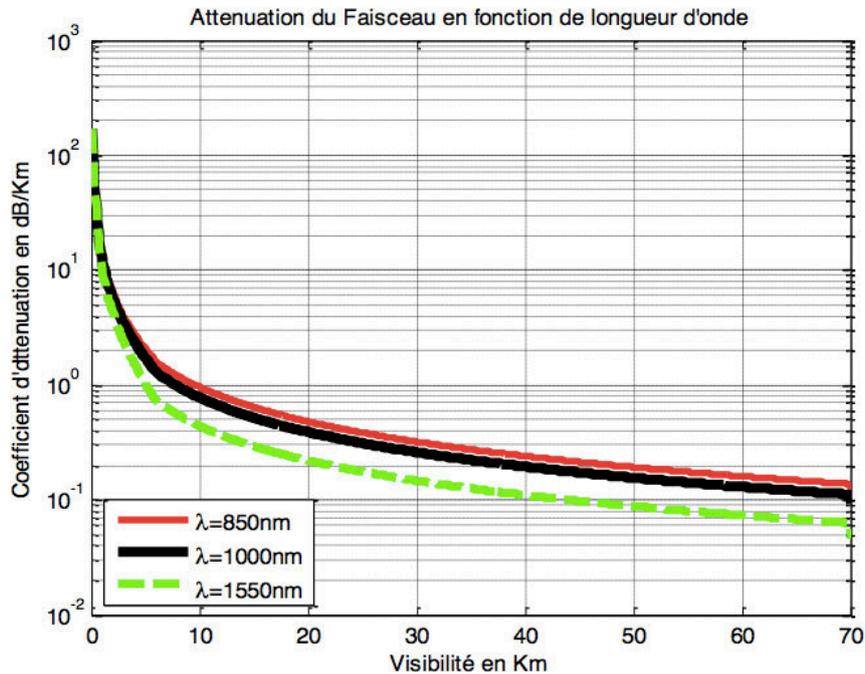


Figure 4.4 – Atténuation du faisceau en fonction de la visibilité.

Nous constatons que l'augmentation de la longueur d'onde entraîne une diminution du coefficient de l'atténuation. Ceci conforte l'idée de privilégier des lasers à 1550 nm pour les transmissions optiques en espace libre, les lasers utilisant des longueurs élevées seront privilégiés pour faire face aux effets de la turbulence atmosphérique.

4.3.6 Indice de réfraction

La déviation de l'onde émise de sa trajectoire est causée par la variation de l'indice de réfraction du milieu traversé. La valeur de cet indice est donnée par :

$$n = \frac{c}{v} \quad (4.8)$$

4.3 L'impact atmosphérique sur la propagation d'un faisceau laser

Où c désigne la vitesse de la lumière dans le vide et v la vitesse de la lumière dans ce milieu.

L'indice de réfraction est une grandeur qui est fonction de la vapeur d'eau, de la température et de la pression atmosphérique. Cette grandeur décrit le comportement de la lumière dans le milieu traversé. Pour une transmission optique en espace libre dans l'atmosphère, l'indice de réfraction est donné par la relation [46] :

$$\begin{aligned} n &= 83.4305 + \frac{24062.94}{130 - \lambda^{-2}} + \frac{159.99}{38.9 - \lambda^{-2}} \\ &\times \frac{P_d}{1.01325 \times 10^{-3}} \frac{288.15 (1 + (3.25 - 0.00972T)P_d \times 10^{-6})}{T^2} \\ &\times P_w \times (37.345 - 0.40\lambda^{-2}) \times 10^{-3}, \end{aligned} \quad (4.9)$$

où P_d est la pression de l'air, T est la température atmosphérique et P_w est la pression de la vapeur d'eau et λ désigne la longueur d'onde.

4.3.7 Modèle stratifié de l'indice de réfraction

Lors de la propagation de l'onde dans l'atmosphère, celle-ci traverse des couches dont les indices de réfraction ne sont pas les mêmes. La variation de l'indice de réfraction conduit à des erreurs de transmission pendant le parcours de l'onde. Pour quantifier la variation de l'indice de réfraction, on procède à une stratification de l'atmosphère. En effet, nous considérons que l'atmosphère est subdivisée en M couches ayant chacune une épaisseur $\{h_m, m = 1, \dots, M\}$ et un indice de réfraction $\{n_m, m = 1, \dots, M\}$ tels qu'illustrés par la Figure 4.5. Nous aurions pu également calculer les champs et donner les expressions de puissance modale, mais cela n'a pas été retenu pour ces travaux.

4.3 L'impact atmosphérique sur la propagation d'un faisceau laser

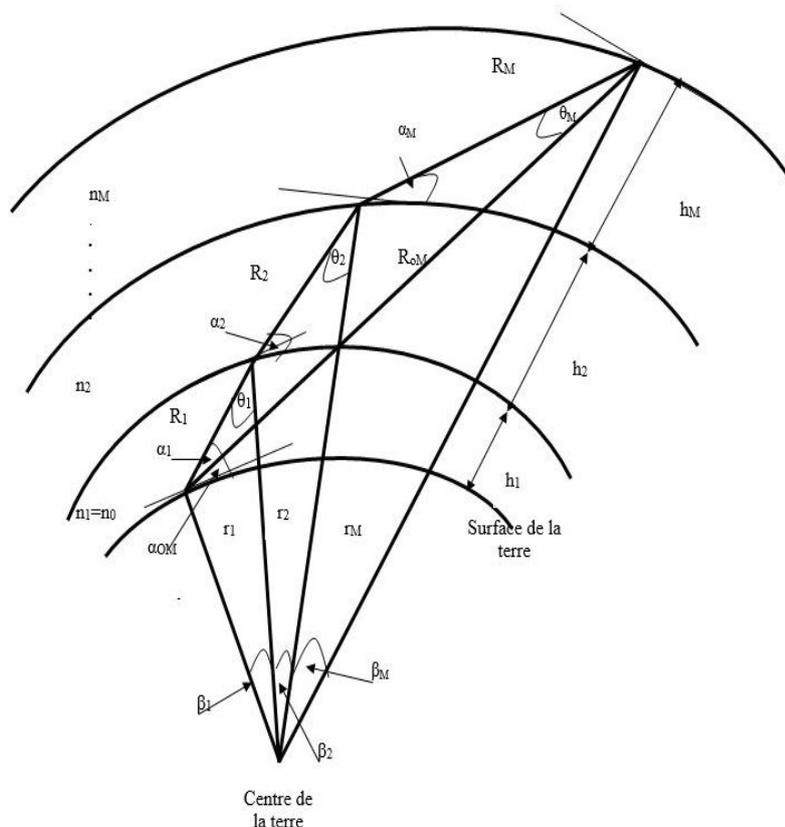


Figure 4.5 – *Modèle stratifié de la couche atmosphérique.*

α_1 représente l'angle apparent et α_{OM} est l'angle d'élévation réel. Le trajet de l'onde émise est noté R_{OM} , R_m est le parcours de l'onde réfractée à une hauteur h_m , et r_m représente la distance allant du centre de la terre au satellite pour une orbite m donnée. L'expression de r_m est donnée par :

$$r_m = r_0 + \sum_{i=1}^m h_i, m = 1, 2, \dots, M \quad (4.10)$$

où r_0 est le rayon de la terre.

En fonction de l'angle d'élévation, du rayon de courbure de l'onde, de l'orbite où se trouve le satellite et de la turbulence atmosphérique le faisceau est dévié de sa trajectoire. Le calcul du facteur correctif est obtenu sur la base de l'angle de

4.3 L'impact atmosphérique sur la propagation d'un faisceau laser

réfraction en utilisant la loi de *sinus*. La loi de Snell-Descartes pour une surface sphérique est :

$$n_m r_m \cos \alpha_m = n_{(m+1)} r_{(m+1)} \cos \alpha_{(m+1)}, m = 0, 1, \dots, M - 1. \quad (4.11)$$

$$\alpha_{(m+1)} = \arccos \left(\frac{n_m r_m}{n_{(m+1)} r_{m+1}} \cos \alpha_m \right), m = 0, 1, \dots, M - 1. \quad (4.12)$$

Or

$$r_m = r_{m+1} + h_m, m = 1, \dots, M. \quad (4.13)$$

L'équation (4.12) devient :

$$\alpha_{(m+1)} = \arccos \left(\frac{n_m (r_{m+1} + h_{m+1}) \cos \alpha_m}{n_{(m+1)} r_{(m+1)}} \right), m = 0, 1, \dots, M - 1. \quad (4.14)$$

En utilisant la loi de sinus, nous obtenus l'angle θ_m d'incidence :

$$\frac{r_m}{\sin \theta_{m+1}} = \frac{r_{m+1}}{\sin \left(\alpha_m + \frac{\pi}{2} \right)} = \frac{r_{m+1}}{\cos \alpha_m}, \quad (4.15)$$

ce qui donne :

$$\sin \theta_{m+1} = \frac{r_m \cos \alpha_m}{r_{m+1}}. \quad (4.16)$$

$$\theta_m = \sin^{-1} \left(\frac{r_{m-1}}{r_m} \cos \alpha_{m-1} \right). \quad (4.17)$$

Et l'angle d'élévation sera :

$$\frac{r_m}{\sin \left(\sum_{i=1}^M \beta_i \right)} \frac{r_m}{\alpha_{OM} + \frac{\pi}{2}} = \frac{r_m}{\cos \alpha_m}, \quad (4.18)$$

$$\alpha_{OM} = \cos^{-1} \left(\frac{r_m}{R_0} \sin \left(\sum_{i=1}^m \beta_i \right) \right). \quad (4.19)$$

4.3 L'impact atmosphérique sur la propagation d'un faisceau laser

En appliquant la loi de sinus au trajet R_{OM} , nous aurons :

$$R_{OM} = \sqrt{r_0^2 + r_m^2 - 2r_0r_m \cos \left(\sum_{i=1}^m \beta_i \right)}, m = 1, \dots, M \quad (4.20)$$

L'équation (4.19) devient :

$$\alpha_{OM} = \cos^{-1} \left(\frac{r_{m-1} + h_m}{\sqrt{r_0^2 + r_n^2 - 2r_0r_m \cos \left(\sum_{i=1}^M \beta_i \right)}} \sin \left(\sum_{i=1}^M \beta_i \right) \right) \quad (4.21)$$

or $\beta = \frac{\pi}{2} - \theta - \alpha$ ce que nous donne :

$$\begin{cases} \sin \beta = \sin (\beta + \theta), \\ \cos \beta = -\cos (\beta + \theta). \end{cases} \quad (4.22)$$

L'équation (4.21) devient :

$$\alpha_{OM} = \cos^{-1} \left(\frac{r_{m-1} + h_m}{\sqrt{r_0^2 + r_n^2 - 2r_0r_m \cos \left(\sum_{i=1}^M \beta_i \right)}} \sin \left(\sum_{i=1}^M \beta_i \right) \right), \quad (4.23)$$

Finalement l'erreur angulaire dû à la réfraction est la différence entre l'angle d'élévation et l'angle dû à la courbure de l'onde réfractée :

$$\Delta\alpha_m = \alpha_0 - \alpha_{OM}, \quad (4.24)$$

$$\begin{aligned} \Delta\alpha_m &= \cos^{-1} \left(\frac{n(r_0 + h)}{n_0r_0} \alpha_1 \right) \\ &- \cos^{-1} \left(\frac{r_{m-1} + h_m}{\sqrt{r_0^2 + r_n^2 - 2r_0r_m \cos \left(\sum_{i=1}^M \beta_i + \theta_i \right)}} \sin \left(\sum_{i=1}^M \beta_i + \theta_i \right) \right) \end{aligned} \quad (4.25)$$

4.4 Les paramètres du modèle de la Turbulence

L'atténuation du faisceau émis par les gaz présents dans l'atmosphère est donnée par la relation :

$$h_{atgaz} = \sum_{i=1}^M h_n \gamma_n, \quad (4.26)$$

où h_n désigne la hauteur de la couche atmosphérique et γ_n est l'atténuation due au gaz désigné par l'indice n .

Le rayonnement optique de la plupart des émetteurs optiques peut être décrit par la loi de Beer exprimée par la relation suivante [49] :

$$h_l = \frac{A_{Tx} A_{Rx}}{(\lambda R)} e^{-\sigma R}, \quad (4.27)$$

ou A_{TX} et A_{RX} sont l'ouverture du diamètre d'émetteur et de récepteur, λ est la longueur d'onde, R représente la distance de propagation et désigne le coefficient d'atténuation. Celui-ci est déterminé à partir de données de la visibilité à travers le modèle modifié de Kruse-Kim [50] :

$$\sigma = \frac{17}{v} \left(\frac{0.55}{\lambda} \right)^{-q}. \quad (4.28)$$

Sous l'influence de la turbulence thermique dans le milieu de propagation, on assiste à la formation aléatoire de cellules de taille variable et de différentes températures. Ces diverses cellules possèdent des indices de réfraction différents et induisent diffusion, chemins multiples et variations d'angle d'arrivée. De telles fluctuations du signal sont appelées scintillations. La grandeur physique permettant de mesurer l'ampleur de scintillation est l'indice de scintillation. L'indice de fluctuation est lié à la variance de log-amplitude. Cet indice est défini par [51] :

$$\sigma_{ins}^2 = \frac{\langle i^2(\rho, z) \rangle}{\langle I(\rho, z) \rangle^2} - 1 = \exp(4\sigma_x^2) - 1, \quad (4.29)$$

4.4 Les paramètres du modèle de la Turbulence

où $I(\rho, z)$ est l'intensité reçue à l'ouverture du récepteur après propagation d'une distance z , σ_x^2 représente la variance de la variable log-amplitude et la variance de Rytov est pour une distance z donné par :

$$\sigma_1^2 = 2.6056C_n^2 \times 0.188 \left(\frac{L}{k} \right)^{\frac{5}{6}}, \quad (4.30)$$

où C_n^2 est la force de turbulence, $k = \frac{2\pi}{\lambda}$ est le nombre d'onde optique et z est la distance entre l'émetteur et le récepteur.

Suivant la propagation de l'onde dans l'atmosphère, trois types d'ondes peuvent être générés : l'onde plane, l'onde sphérique et le faisceau d'onde. Pour une liaison descendante satellite-terre, l'onde est déformée lors de son entrée dans la basse atmosphère. Pour une liaison montante terre-satellite, où la turbulence commence juste à l'extérieur de l'ouverture de transmission, on peut supposer que l'onde est sphérique. Pour la liaison horizontale, où C_n^2 est supposé constant, l'onde est assimilée à un faisceau gaussien.

En tenant en compte de l'effet du diamètre de l'ouverture du récepteur, nous pouvons écrire les expressions de l'indice de scintillation pour les trois types d'ondes [54].

Dans le cas d'une onde plane, l'indice de scintillation est :

$$\sigma_{lns}^2(D) = \exp \left(\frac{0.49\sigma_1^2}{\left(1 + 0.65d^2 + 1.11\sigma_1^{\frac{12}{5}}\right)^{\frac{7}{6}}} + \frac{0.51\sigma_1^2 \left(1 + 0.69\sigma_1^{\frac{12}{5}}\right)^{\frac{-5}{6}}}{1 + 0.90d^2 + 0.62d^2\sigma_1^{\frac{12}{5}}} \right) - 1, \quad (4.31)$$

où σ_1^2 est la variance de Rytov pour une onde plane et le paramètre d est défini comme suit :

$$d = \sqrt{\frac{kD^2}{4L}}, \quad (4.32)$$

où D le diamètre d'ouverture du récepteur, L est distance séparant l'émetteur du récepteur.

4.4 Les paramètres du modèle de la Turbulence

Pour une onde sphérique, l'équation est similaire à la précédente :

$$\sigma_{lns}^2(D) = \exp \left(\frac{0.49\sigma_2^2}{\left(1 + 0.18d^2 + 0.56\sigma_2^{\frac{12}{5}}\right)^{\frac{7}{6}}} + \frac{0.51\sigma_2^2 \left(1 + 0.69\sigma_2^{\frac{12}{5}}\right)^{\frac{-5}{6}}}{1 + 0.90d^2 + 0.62d^2\sigma_2^{\frac{12}{5}}} \right) - 1, \quad (4.33)$$

avec $\sigma_2^2 = 0.4\sigma_1^2$.

Dans le cas où l'onde est assimilée à un faisceau gaussien, la taille du rayon du faisceau au niveau du récepteur est :

$$w(L) = w_0 \left(\hat{r} + \varsigma \hat{z}^2 \right)^{\frac{1}{2}}, \quad (4.34)$$

où w_0 est le rayon du faisceau émis.

$$\hat{r}(L) = \left(\frac{R_0 - L}{R_0} \right), \quad (4.35)$$

où \hat{r} est un paramètre de normalisation de l'émetteur et R_0 est le rayon du front de phase de courbure au niveau de l'émetteur, $\hat{z} = \frac{L}{z}$ est la distance normalisée, $\hat{z}_d = \frac{kw_0^2}{2}$ est la distance de diffraction.

Le paramètre de cohérence global est :

$$\varsigma = \varsigma s + \frac{2w_0^2}{\rho_0^2}, \quad (4.36)$$

où ςs est la cohérence du faisceau émis.

La variance de l'indice I de scintillation d'un faisceau considéré comme gaussien sera :

$$\begin{aligned} \sigma_I^2 = & 3.86\sigma_1^2 \left(0.4 \left((1 + 2\hat{r}_{rec})^2 + 4\hat{Z}_{rec} \right)^{\frac{5}{7}} \times \cos \left(\frac{5}{6} \tan^{-1} \left(\frac{1 + \hat{r}_{rec}}{2\hat{Z}_{rec}} \right) - \frac{11}{6} \hat{Z}_{rec}^{\frac{5}{6}} \right) \right) \\ & + 4.42\sigma_1^2 \hat{Z}_{rec}^{\frac{5}{6}} \frac{\rho^2}{w^2(L)}. \end{aligned} \quad (4.37)$$

4.5 Modèle de profil de turbulence : Hufnagel-Valley Boundary

où r est le paramètre de réception du faisceau et donné par :

$$\hat{r}_{rec}(L) = \frac{R(L) + L}{R(L)}, \quad (4.38)$$

avec :

$$R(L) = \frac{L(\hat{r}_{rec}^2 + \varsigma \hat{z}_{rec}^2)}{\phi \hat{z} - \varsigma \hat{z}^2 - \hat{r}^2}. \quad (4.39)$$

Avec :

$$\phi = \frac{\hat{r}_{rec}}{\hat{z}_{rec}} - \hat{z}_{rec} \frac{w_0^2}{\rho_0^2}. \quad (4.40)$$

4.5 Modèle de profil de turbulence : Hufnagel-Valley Boundary

Pour décrire la force de la turbulence atmosphérique en fonction de la hauteur, plusieurs modèles sont proposés C_n^2 [54]. Le modèle communément utilisé dans une liaison terre-satellite est le modèle nommé Hufnagel-Valley Boundary (HVB). Ce modèle est défini comme suit :

$$\begin{aligned} C_n^2(h) = & 0.00594 \left(\frac{w}{27}\right)^2 (h \times 10^{-5})^{10} \exp\left(-\frac{h}{1000}\right) \\ & + 2.7 \times 10^{-16} \exp\left(-\frac{h}{1500}\right) + A \exp\left(-\frac{h}{1000}\right), \end{aligned} \quad (4.41)$$

où h est l'altitude en kilomètre, $w = 10$ m / s quand les conditions météorologiques sont favorables et $w = 30$ m/s pour les conditions défavorables et $A = 1.7 \times 10^{-14}$. Pour un trajet horizontal de quelques kilomètres, la valeur prise par est une constante. Tandis que, pour une liaison descendante (espace-terre) ou une liaison montante (terre-espace), le modèle de profil est fonction de l'altitude h . L'effet de l'amplitude de la scintillation est mesuré par la variance σ_1^2 de Rytov. A cet effet, nous avons calculé ces valeurs dans le cas d'une liaison montante. Le calcul

4.6 Modèle de fonction de densité de probabilité

est basé sur la force de la turbulence atmosphérique $C_n^2(h)$. Le choix de l'altitude traduit le niveau de la turbulence atmosphérique. En effet, c'est dans les couches basses de l'atmosphère, allant de la troposphère au stratosphère, que se produisent la plupart des phénomènes météorologiques. Les valeurs obtenues après calcul sont regroupées dans Tableau 4.1.

Altitude	19 km	20 km	45 km
Turbulence			
La force de la turbulence	1.23×10^{-18}	7.58×10^{-19}	1.6×10^{-26}
La variance de rytov	1.19	0.25	0.0021

Tableau 4.1 – Calcul des différentes valeurs de la variance de Rytov.

4.6 Modèle de fonction de densité de probabilité

L'établissement d'une liaison atmosphérique fiable exige la connaissance du modèle statistique associé à la turbulence atmosphérique. A cet effet, plusieurs modèles sont proposés pour décrire la turbulence. Ces modèles sont basés sur la fonction de densité de la probabilité (pdf) de la fluctuation de l'intensité lumineuse ou de l'irradiance.

La fonction de densité de probabilité log-normale est la plus répandue. Elle est utilisée dans le cas du régime de turbulence faible. La fonction de distribution d'une variable X en milieu faiblement turbulent est donnée par [35] :

$$f_X(X) = \frac{1}{(2\pi\sigma_x^2)^{\frac{1}{2}}} \exp\left(-\frac{(X - E[X])^2}{2\sigma_x^2}\right) \quad (4.42)$$

où l'intensité lumineuse I pour une amplitude logarithmique X est donnée par :

$$I = I_0 \exp(2X - 2E[X]), \quad (4.43)$$

4.6 Modèle de fonction de densité de probabilité

où I_0 est l'intensité du signal sans turbulence. X est une variable aléatoire normale identiquement et indépendamment distribuée de moyenne μ_x et de variance σ_x^2 . $E[X]$ est l'ensemble des moyennes de log-amplitude de X . L'intensité I est liée à $E[I]$ par la relation :

$$E[I] = E[I_0 \exp(2X - 2E[X])] = I_0 \exp(2\sigma_x^2), \quad (4.44)$$

Pour s'assurer aussi que l'évanouissement ou l'amplification du signal n'affecte pas la puissance moyenne du signal, nous normalisons le coefficient de l'évanouissement tel que :

$$E\left[\frac{I}{I_0}\right] = 1, \quad (4.45)$$

Ce qui exige que $\mu_x = \sigma_x^2$ et supposé dans un milieu faiblement turbulent, la variance d'une fluctuation log amplitude pour une onde plane ou sphérique est donnée par :

$$\sigma_1^2|plane = 0.307C_n^2 L^{\frac{11}{6}} \left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)^{\frac{7}{6}}. \quad (4.46)$$

$$\sigma_1^2|spherique = 0.124C_n^2 L^{\frac{11}{6}} \left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)^{\frac{7}{6}}. \quad (4.47)$$

Un milieu à faible turbulence est caractérisé par une variance $\sigma_x^2 < 1$, la forte turbulence par $\sigma_x^2 > 1$ et une zone de turbulence modérée par $\sigma_x^2 \approx 1$. Une simulation du modèle permet de montrer l'impact de la scintillation sur la performance de la liaison FSO en calculant le taux d'erreur binaire dans le chapitre suivant.

La fonction de densité de probabilité d'une variable I qui suit une distribution log-normale est donnée par :

$$f_I(I) = \frac{1}{4\pi\sigma_x^2} \exp\left(-\frac{\ln(I/I_0) - 2\sigma_x^2}{8\sigma_x^2}\right), \quad I > 0 \quad (4.48)$$

4.6 Modèle de fonction de densité de probabilité

où σ_x^2 désigne la variance de Rytov.

Bien que la distribution log-normale soit le modèle le plus largement utilisé pour la fonction de densité de probabilité de l'irradiance en raison de sa simplicité, ce modèle de pdf est seulement applicable aux conditions de turbulence faibles [55]. L'augmentation de la turbulence entraîne une dispersion du faisceau. Les multiples effets de dispersion doivent être pris en compte et la fonction de densité de la probabilité log-normale ne permet pas de gérer cette forte dispersion. En effet, elle présente de grandes déviations par rapport aux données expérimentales. Un des modèles communément admis sous le régime de forte turbulence est la fonction de densité de probabilité k-distribution [56]. Il a été montré que ce modèle de canal assure une bonne conformité avec les données expérimentales impliquant la dispersion du rayonnement laser diffusé dans un environnement fortement turbulent. Il convient également de noter que k-distribution a été proposée comme une bonne approximation du canal de Rayleigh en radio fréquence sans fil (RF). Elle est utilisée dans l'analyse de la performance du taux d'erreur. La fonction de densité de probabilité d'une k-distribution est :

$$f_I(I) = \frac{2(\alpha)^{\frac{\alpha+1}{2}}}{\Gamma(\alpha)} I^{\frac{\alpha-1}{2}} K_{\alpha-1} \left(2\sqrt{\alpha\beta I} \right), I > 0 \quad (4.49)$$

$\Gamma(*)$ représente la fonction gamma, $K(*)$ est la fonction modifiée de Bessel du second ordre et d'ordre α . α décrit la scintillation de la propagation de l'onde.

Bien que la fonction de densité de probabilité k-distribution gère la forte turbulence et la fonction log-normale gère la faible turbulence, ces deux fonctions n'ont pas l'avantage de gérer simultanément les deux régimes de turbulences. C'est pourquoi l'utilisation de la fonction de densité de probabilité gamma-gamma nous offre l'avantage de gérer tous les régimes de turbulence. Cette fonction de densité de probabilité

4.6 Modèle de fonction de densité de probabilité

est donnée par [57] :

$$f_I(I) = \frac{2(\alpha\beta)^{\frac{\alpha+1}{2}}}{\Gamma(\alpha)\Gamma(\beta)} I^{\frac{\alpha-1}{2}} K_{\alpha-\beta}(2\sqrt{\alpha I}), I > 0 \quad (4.50)$$

où I est l'intensité du signal, $\Gamma(*)$ est la fonction gamma, $K_{\alpha-\beta}(*)$ est la fonction de Bessel de second ordre et d'ordre $\alpha - \beta$. α et β sont les paramètres de la fonction de densité de probabilité décrivant la scintillation de la propagation de l'onde.

Dans le cas où l'on considère l'onde émise comme plane, les valeurs des paramètres α et β sont données par les relations :

$$\alpha = \left(\exp \left(\frac{0.49\sigma_1^2}{\left(1 + 0.65d^2 + 1.11\sigma_5^{\frac{12}{5}}\right)^{\frac{7}{6}}} \right) - 1 \right)^{-1}. \quad (4.51)$$

Et

$$\beta = \left(\exp \left(\frac{0.51\sigma_1^2(1 + 0.69\sigma_5^{\frac{12}{5}})^{-5}}{\left(1 + 0.90d^2 + 0.62d^2\sigma_1^{\frac{12}{5}}\right)^{\frac{7}{6}}} \right) - 1 \right)^{-1}. \quad (4.52)$$

Pour une onde sphérique, les valeurs des paramètres α et β deviennent :

$$\alpha = \left(\exp \left(\frac{0.51\sigma_2^2}{\left(1 + 0.90d^2 + 0.62\sigma_1^{\frac{12}{5}}\right)^{\frac{7}{6}}} \right) - 1 \right)^{-1}. \quad (4.53)$$

$$\beta = \left(\exp \left(\frac{0.51\sigma_2^2}{\left(1 + 0.90d^2 + 0.62d^2\sigma_1^{\frac{12}{5}}\right)^{\frac{7}{6}}} \right) - 1 \right)^{-1}. \quad (4.54)$$

où $\sigma_2^2 = 0.4\sigma_1^2$.

Pour procéder à une simulation du modèle, nous avons calculé les coefficients des paramètres α et β décrits dans les équations (4.51) et (4.52) dans le sens montant

4.6 Modèle de fonction de densité de probabilité

du faisceau.

La variance de Rytov	1.19	0.25	0.0021
Regime de turbulence	Fort	Modéré	Faible
Alpha	4.21	6.67	58.16
Beta	4.01	6.39	56.99

Tableau 4.2 – Paramètres de turbulence allant de la faible au forte turbulence.

Une simulation de l'équation (4.50) permet d'avoir la Figure 4.6 avec les trois types de regime de turbulence à partir des paramètres α et β . Les paramètres α et β sont liés à l'indice de scintillation. La Figure 4.6 montre que la turbulence est présente aussi bien en milieu turbulent qu'en milieu faiblement turbulent. Une augmentation de l'irradiance entraine un étalement du faisceau, ceci s'explique par l'hétérogénéité du milieu traversé par le faisceau lumineux.

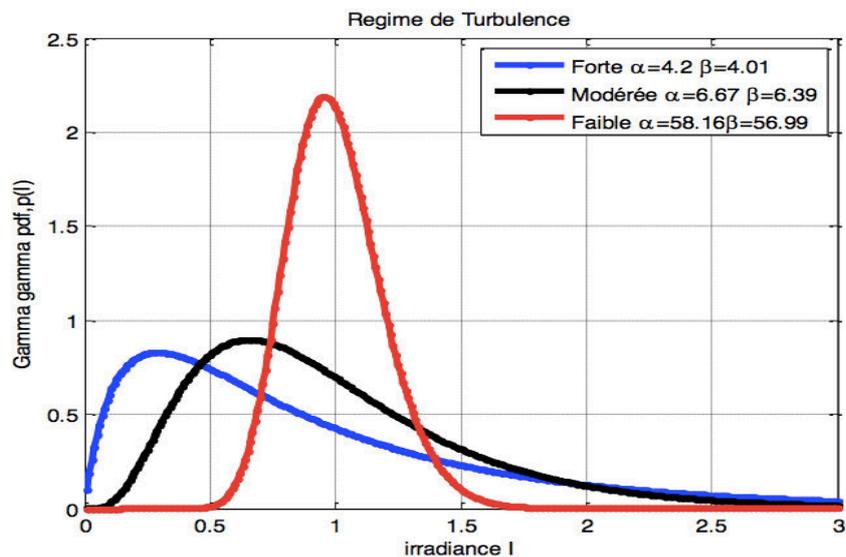


Figure 4.6 – Variation de la densité de probabilité gamma gamma en fonction de α et β .

4.7 Conclusion

Au niveau de Figure 4.7, nous comparons les différents modèles de turbulence en vue de l'harmonisation du choix du futur modèle de turbulence. Nous constatons sur la Figure 4.7 que les différentes fonctions de densités de probabilités se superposent. Ce qui nous amène à choisir le modèle gamma gamma pour décrire le modèle de propagation du canal et simuler ce modèle pour montrer la performance des liaisons optiques en espace libre.

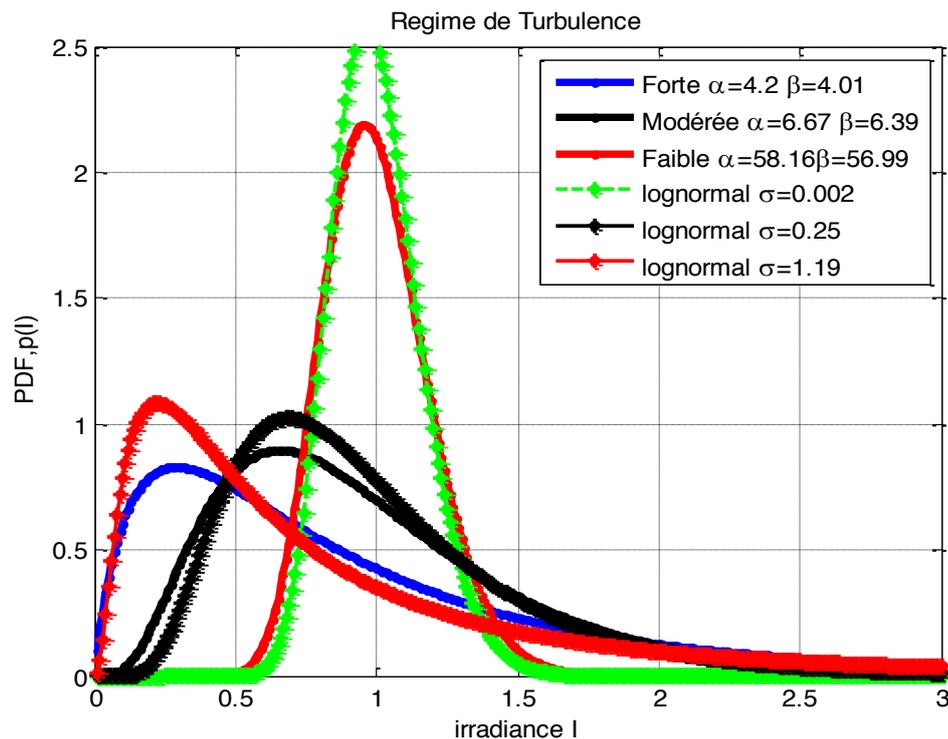


Figure 4.7 – Comparaison des différents modèles de PDF en fonction des trois régimes de turbulence.

4.7 Conclusion

A travers ce chapitre nous avons décrit d'abord les éléments constituant l'atmosphère et montré leur impact sur la transmission optique en espace libre. Ensuite les éléments mathématiques permettant de décrire le modèle de densité de probabi-

4.7 Conclusion

lité utilisée pour décrire le canal optique en espace libre ont été décrits. Enfin nous avons procédé à des simulations de ces modèles théoriques pour valider l'utilisation de la densité de probabilité gamma-gamma pour gérer les différents régimes de turbulence. Le prochain chapitre abordera la question d'établir une liaison optique et montrera les paramètres de performance de cette liaison.

Chapitre 5

Performance d'une liaison optique sans fil sous l'influence de la turbulence atmosphérique

5.1 Introduction

Le faisceau émis par l'émetteur en se propageant dans l'atmosphère est influencé par les constituants physico-chimiques de l'atmosphère. Ceux-ci perturbent le faisceau en provoquant un retard ou une atténuation du signal. Pour évaluer la qualité de la liaison, nous nous intéressons aux calculs de taux d'erreur binaire (TEB) et du rapport signal à bruit. Le présent chapitre traite de l'analyse de la performance et propose un modèle architectural basé sur un relais Amplify and Forward (AF).

5.2 Analyse de la performance de la liaison

L'analyse de la performance de la liaison des systèmes FSO est basée sur le calcul du taux d'erreur binaire (TEB). Le calcul du TEB dépend entre autre du format de la modulation et du SNR. Le SNR à son tour dépend de l'influence des différentes

5.2 Analyse de la performance de la liaison

sources de bruit précédemment citées. Pour une distribution gaussienne, le SNR à la sortie du photodétecteur et en absence de turbulences atmosphériques est donné par [58] :

$$SNR_0 = \frac{P_T}{\sqrt{\left(\frac{2hB}{\eta}\right)(P_T + P_B) + \left(\frac{hv}{\eta e}\right)^2 \left(\frac{4KT}{R_d}\right)}}, \quad (5.1)$$

où P_T est la puissance du signal à l'émission et P_B est le bruit dit d'obscurité, η est l'efficacité du détecteur optique, e est la charge de l'électron, h est la constante de Planck, v est la fréquence optique en hertz, K est la constante de Boltzmann, B est la bande passante du filtre, T est la température et R_d est la résistance du détecteur optique.

Lorsqu'il n'y a pas de turbulence atmosphérique, on peut calculer simplement la probabilité d'occurrence d'une erreur P_e , dans le cas d'une modulation OOK où chaque bit est codé par une pulsion de la lumière respectivement allumé ou éteint pendant la durée de temps bit. La présence de ce bruit va créer des erreurs de types :

- Détection d'un bit '1' en absence de la lumière et,
- Détection d'un bit '0' lorsqu'il y a la lumière.

La probabilité de telles erreurs est notée $P(1|0)$ pour une fausse alarme et $P(0|1)$ est la probabilité de détection manquée. En notant i_T le niveau de seuil, I le signal sans le bruit et σ_N^2 la variance du bruit, on a [59] :

$$P(1|0) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_N}} \int_{i_T}^{+\infty} e^{\frac{-I^2}{2\sigma_N^2}} dI = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{i_T}{\sqrt{2\sigma_N}} \right) \quad (5.2)$$

$$P(0|1) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_N}} \int_{-\infty}^{i_T} e^{\frac{-I-i_s}{2\sigma_N^2}} dI = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{I - i_T}{\sqrt{2\sigma_N}} \right) \quad (5.3)$$

En fixant le seuil à la moitié du seuil $i_T = \frac{I}{2}$, on a $P_e P(1|0) = P_e P(1|0)$. En supposant que la probabilité d'occurrence que le signal émis est égal à 1, P_1 , soit égale à celle que le signal émis soit égal à 0, P_0 . Avec $P_1 = P_0 = \frac{1}{2}$, la probabilité totale d'erreur

5.2 Analyse de la performance de la liaison

sans turbulence est donnée par :

$$\begin{aligned} P_e &= \frac{1}{2}P(1|0) + \frac{1}{2}P(0|1) \\ &= \frac{1}{2} \left(\frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{i_T}{\sqrt{2\sigma_N}} \right) \right) + \frac{1}{2} \left(\frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{I - i_T}{\sqrt{2\sigma_N}} \right) \right) \\ &= \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{SNR_0}{2\sqrt{2}} \right) \end{aligned} \quad (5.4)$$

où $SNR_0 = \frac{I}{\sigma_N}$ représente le rapport signal-à-bruit à la détection.

En présence de la turbulence atmosphérique, le SNR est fluctuant et la valeur du SNR est considérée comme une valeur moyenne. Cette valeur moyenne peut être exprimée de la manière suivante [58] :

$$\langle SNR \rangle = \frac{SNR_0}{\sqrt{\frac{P}{\langle P_T \rangle} + \sigma_N^2 SNR_0^2}}, \quad (5.5)$$

où SNR_0 est le rapport signal-à-bruit en absence de toute turbulence atmosphérique, P est la puissance du signal en absence de la turbulence.

La probabilité d'erreur inconditionnelle en absence de la turbulence est donnée par [60] :

$$P_e = Q(\sqrt{SNR}), \quad (5.6)$$

où $Q(\cdot)$ est la fonction gaussienne définie par :

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{+\infty} e^{-\frac{y^2}{2}} dy. \quad (5.7)$$

En présence de la turbulence atmosphérique, la moyenne de l'intensité I de la scin-

5.2 Analyse de la performance de la liaison

tillation est reportée sur le TEB. L'équation (5.6) devient :

$$P_e = Q\left(\sqrt{SNR(I)}\right). \quad (5.8)$$

La probabilité inconditionnelle dans le cas d'une faible turbulence est obtenue en moyennant l'équation (4.48) avec la fonction de densité de probabilité log-normale :

$$P_e = \int_0^{+\infty} Q\left(\sqrt{SNR(I)}\right) f_I(I) dI. \quad (5.9)$$

La solution de l'équation (5.9) n'admet pas une solution sous forme close c'est à dire de solution qui puisse être notée par une formule finie ne faisant figurer que les fonctions bien connues (polynômes, sinus, exponentiel, etc.). En combinant l'équation (5.7) avec l'approximation de Gauss-Hermit [61] donnée par l'équation (5.10) la difficulté de la résolution de l'équation (5.9) peut être contournée. L'approximation de Gauss-Hermit est donnée par :

$$\int_{-\infty}^{+\infty} f(x) \exp(-x^2) dx \cong \sum_{i=1}^n w_i f(x_i), \quad (5.10)$$

où $[w_i]_{i=1}^n$ et $[x_i]_{i=1}^n$ représente respectivement le poids de pondération et le zéros de la nième de polynôme de Hermite. En utilisant le changement de variable $y = \frac{\ln(\frac{I}{I_0}) + \frac{\sigma_x^2}{2}}{\sqrt{2}\sigma_x}$ dans l'équation (5.9) et en combinant l'équation (5.7) avec l'équation (5.10) nous obtenons :

$$P_e \cong \frac{1}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} \frac{1}{\pi} \sum_{i=1}^n w_i \exp\left(-\frac{k_0 \exp(2k_1[\sqrt{2}\sigma_x x_i - \frac{\sigma_x^2}{2}])}{2 \sin^2(x)}\right) dx, \quad (5.11)$$

5.2 Analyse de la performance de la liaison

$$P_e \cong \frac{1}{\pi} \sum_{i=1}^n w_i Q \left(\sqrt{K_0} \exp \left(\sqrt{k_0} \exp \left(k_1 \left[\sqrt{2} \sigma_x - \frac{\sigma_x}{2} \right] \right) \right) \right), \quad (5.12)$$

où les valeurs de k_0 et k_1 pour différentes valeurs de bruit sont données dans le Tableau 5.1 ci-dessous [62] :

Conditions				
	Limite quantum	Bruit thermal	Bruit de fond	Bruit thermal et de fond
k_0	$\frac{\xi^2 \Re I_0 P}{2q R_b}$	$\frac{(\xi \Re I_0)^2 P R_L}{4 K T_e R_b}$	$\frac{(\xi I_0)^2 \Re P R_L}{4 K T_e R_b (I_{sky} + I_{sum})}$	$\frac{(\xi \Re I_0)^2 P}{(\sigma_{Bq}^2 + \sigma_{Th}^2)}$
k_1	0.5	1	1	1

Tableau 5.1 – Expression des différentes valeurs de k_0 et k_1 .

Le résultat de la simulation de la Figure 5.1 montre l'impact de la turbulence sur la performance de la liaison FSO en fonction de la valeur de la variance de Rytov. On constate que plus la variance est grande moindre est la performance.

5.2 Analyse de la performance de la liaison

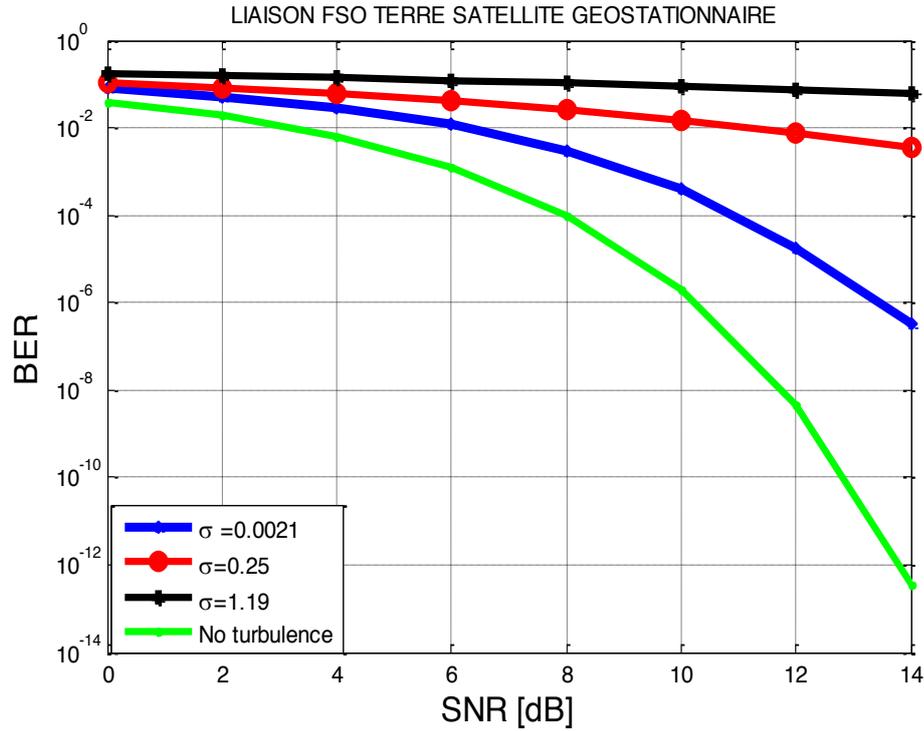


Figure 5.1 – Performance de la liaison optique en fonction de la variance de Rytov.

Si nous considérons cette fois ci que le faisceau se propage dans un environnement fortement turbulent. Le modèle de turbulence considéré est le modèle utilisant la densité de probabilité gamma-gamma décrit dans l'équation (4.50). L'équation (5.9) devient :

$$P_e = \int_0^{+\infty} Q\left(\sqrt{SNR(I)}\right) \frac{2(\alpha\beta)^{\frac{(\alpha+\beta)}{2}}}{\Gamma(\alpha)\Gamma(\beta)} I^{\frac{\alpha+\beta}{2}} K_{\alpha-\beta}\left(2\sqrt{\alpha\beta}I\right) dI. \quad (5.13)$$

L'équation(5.13) est évaluée numériquement par simulation. Pour effectuer la simulation, nous avons calculé la variance de Rytov à partir de conditions représentées au niveau du Tableau 5.2.

5.2 Analyse de la performance de la liaison

Paramètres	Symbole	Valeurs
Longueur d'onde	λ	1.55 μm
Vitesse du vent	v	21 m/s
altitude du satellite à l'orbite GEO	H_{satGEO}	36 000 km
altitude du satellite à l'orbite LEO	H_{satLEO}	1 000 km
hauteur de la force de la turbulence h	h	45 km
La valeur de C_n^2	A	$1.7 \times 10^{-14} m^{-\frac{2}{3}}$

Tableau 5.2 – Calcul des valeurs de α et β .

Les valeurs de paramètres α et β pour décrire la force de la turbulence atmosphérique sont calculées à partir des équations(4.51) et (4.52). Les valeurs des angles sont retenues en fonction de la valeur de la variance de Rytov. En effet, une valeur de Rytov inférieure à 1 décrit une faible turbulence par contre une forte turbulence est décrite par une valeur de Rytov supérieure à 1.

Zénith angle	variance de Rytov	α	β
0°	0.087	58.16	56.99
45°	0.28	17.58	17.21
76.71°	1.05	4.74	54.59

Tableau 5.3 – Calcul des valeurs de α et β .

Nous procédons à la simulation numérique de l'équation(5.13) en utilisant les élément du Tableau 5.3 et l'équation (5.6) qui sert de courbe de référence. La Figure 5.2 montre la variation du TEB en fonction du SNR d'une liaison optique en espace libre entre une station terrienne et un satellite situé à l'orbite géostationnaire pour un zenith angle de 0° et une fonction de densité de probabilité gamma-gamma. La figure 5.2 montre clairement l'effet de la turbulence atmosphérique sur la transmission optique. Par exemple pour atteindre un TEB de 10^{-7} , il faut 3 dB de plus au

5.2 Analyse de la performance de la liaison

modèle utilisant la PDF gamma-gamma par rapport au modèle théorique qui ne tient pas compte de la turbulence atmosphérique.

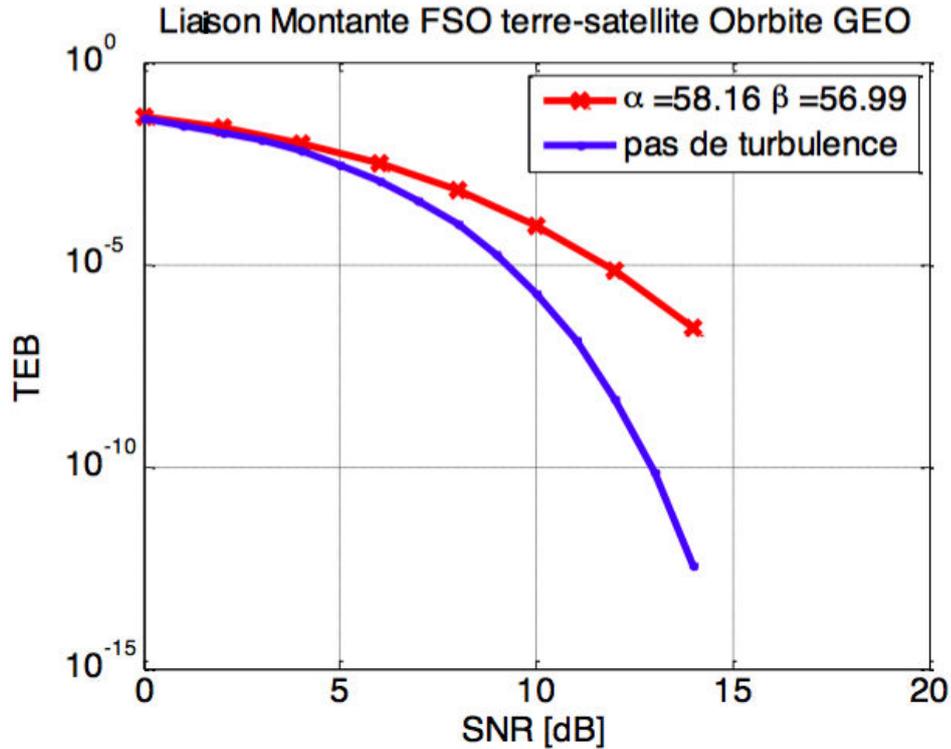


Figure 5.2 – *Liaison montante entre un satellite géostationnaire et un OGS.*

La turbulence atmosphérique pour une PDF gamma-gamma est fonction des paramètres α et β . Les trois différentes valeurs de α et β sont obtenues après calcul dans le Tableau 5.3. Le résultat montre clairement à l'aide des grandeurs α et β l'impact de la turbulence sur la transmission optique atmosphérique. Nous constatons que plus les valeurs de α et β sont petites, mauvaise est la performance de la liaison. Si nous prenons par exemple pour $\alpha = 58.16$ et $\beta = 56.99$, nous avons un TEB de 10^{-3} pour un SNR de 10 dB alors pour ce même TEB, il nous faut les valeurs de $\alpha = 6.67$ et $\beta = 6.39$ pour 16 dB.

5.3 Modèle de communication

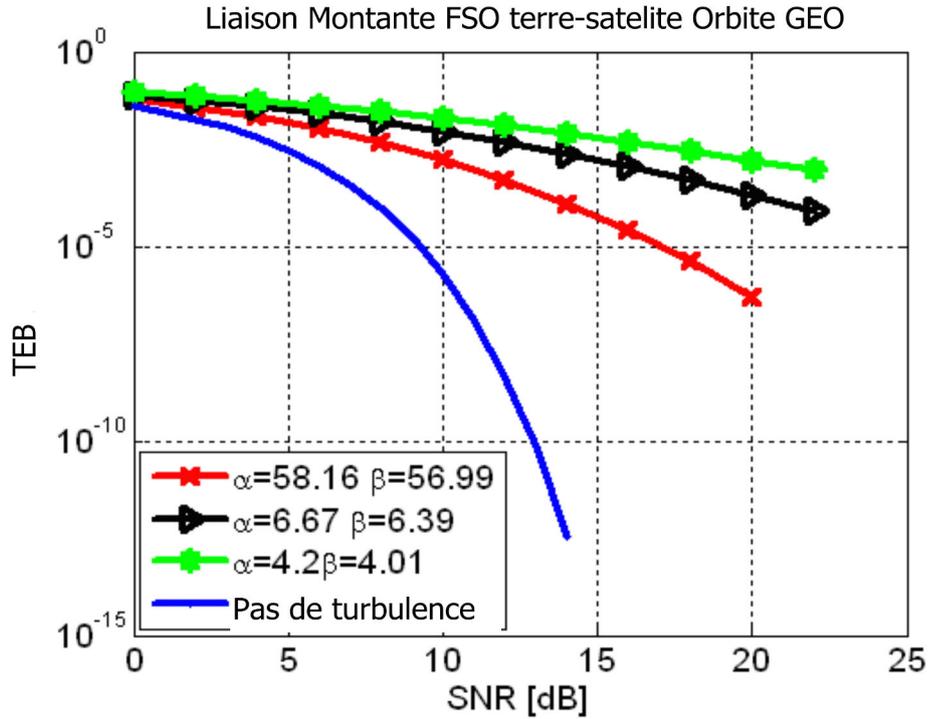


Figure 5.3 – Impact de la turbulence atmosphérique sur la liaison optique.

Pour garantir une transmission satellitaire, il faut que le taux d’erreur binaire se situe entre 10^{-5} et 10^{-15} [63] pour atteindre ces performances, nous abordons la technique de diversité coopérative pour améliorer la performance du système.

5.3 Modèle de communication

Le signal reçu à la réception est donné par [64] :

$$y = s\eta H + Z_n, \quad (5.14)$$

où $s \in \{0, 1\}$ qui représente les données binaires, η est le coefficient de conversion en optique électrique, Z_n est le bruit gaussien de moyenne zéro et de variance $\sigma_z^2 = \frac{N_0}{2}$

5.4 La diversité coopérative

et H représente l'état d'atténuation aléatoire du canal. Cet état est formulé comme suit :

$$H = h_{mn}h_l h_{at_{gaz}}, \quad (5.15)$$

où $h_{at_{gaz}}$ et h_l sont définis aux équations (4.26) et (4.27) et h_{mn} représente l'intensité lumineuse émise entre l'émetteur et le récepteur. Le modèle suppose que les fluctuations d'intensité sont modulées multiplicativement par les fluctuations d'intensité de petites tailles (phénomène diffractif) par les fluctuations d'intensité de grande taille (phénomène réfractif). Pour illustrer l'intensité reçue après propagation, posons :

$$h_{min} = I_x I_y, \quad (5.16)$$

où I_x et I_y sont statistiquement indépendantes et sont décrites par une loi de distribution de type gamma et représentent respectivement les fluctuations d'intensité de petite et grande taille.

5.4 La diversité coopérative

Les techniques de diversité peuvent être utilisées comme une des solutions efficaces dans les réseaux haut débit pour contrer les effets de trajet multiple. Au nombre de ces techniques, nous pouvons citer : la technique MIMO (Multiple Input Multiple Output), l'utilisation de plusieurs antennes, aussi bien en émission qu'en réception, les stratégies des coopérations etc. Parmi ces techniques, nous nous intéressons à la diversité coopérative dans le cadre cette thèse.

5.4.1 Stratégie de coopération

La diversité coopérative permet aux différents terminaux le partage de ressources pour créer un système multi-antenne virtuel afin de profiter de la diversité spatiale. Cette stratégie permet de lutter contre les effets dégradants de la turbulence atmo-

5.4 La diversité coopérative

sphérique dans les réseaux de transmission optique en espace libre.

La diversité coopérative s'applique aux systèmes distribués d'antenne relais. Ce sont des systèmes repartis dans l'espace où un nœud, qui désire transmettre des informations à un autre nœud, passe par des nœuds sélectionnés. Le nœud qui désire envoyer est appelé source. Le nœud auquel est adressé le message est appelé destinataire. Les autres intermédiaires jouent le rôle de relais. Ce qui rend tout à fait possible cette forme de diversité spatiale c'est la propriété de diffusion [13] de l'onde lors de sa propagation sur le canal. L'inconvénient est que le signal émis par un nœud peut être reçu et traité par n'importe quel autre terminal dans le voisinage. La transmission indépendante des copies du même signal par les relais crée de la redondance au niveau du récepteur. Ceci constitue un gain de décodage.

La mise en œuvre de la diversité coopérative doit passer par des stratégies de coopération basées sur des relais. Le protocole de communication en diversité coopérative doit pouvoir tenir compte des questions d'allocation des ressources, d'identification du canal et des phases de transmission qui tiennent compte de la stratégie de transmission. L'appellation de ces stratégies diffère d'un auteur à un autre. Les stratégies de coopération les plus citées à introduire dans ce protocole sont regroupées en trois classes que sont l'amplification et la transmission en aval connue sous la terminologie de Amplify and Forward (AF), le décodage et la transmission en aval connue sous le nom de Decode and Forward (DF) et une technique récente consiste à utiliser des relais réalisant la fonction XOR. Nous nous limitons dans le cadre de cette thèse à l'utilisation de relais AF qui sont simple à mettre en œuvre. Les relais peuvent être disposés, en parallèle, en série ou de façon mixte tels que illustrés par les figures 5.4, 5.5 et 5.6.

5.4 La diversité coopérative

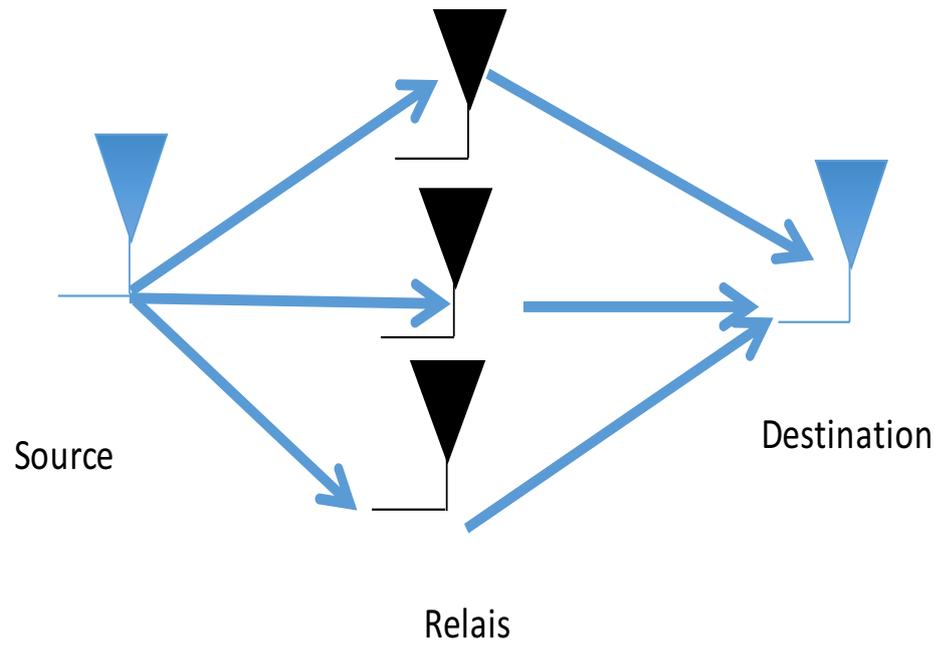


Figure 5.4 – *Relais en parallèle.*

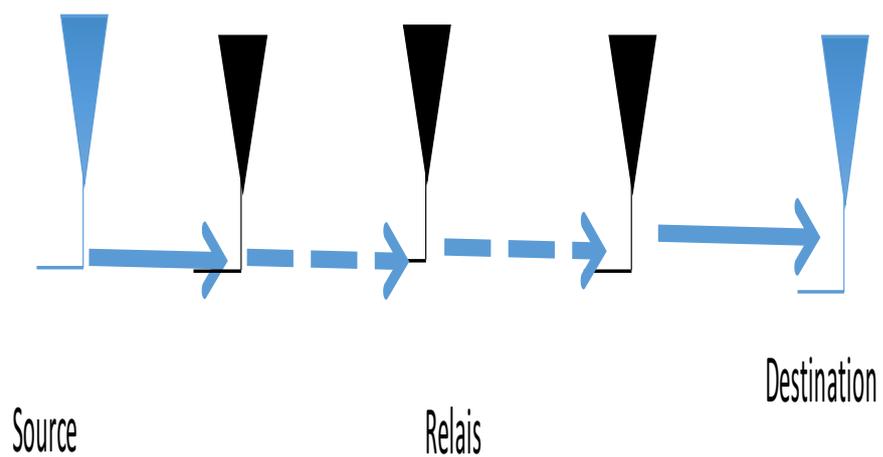


Figure 5.5 – *Relais en série.*

5.4 La diversité coopérative

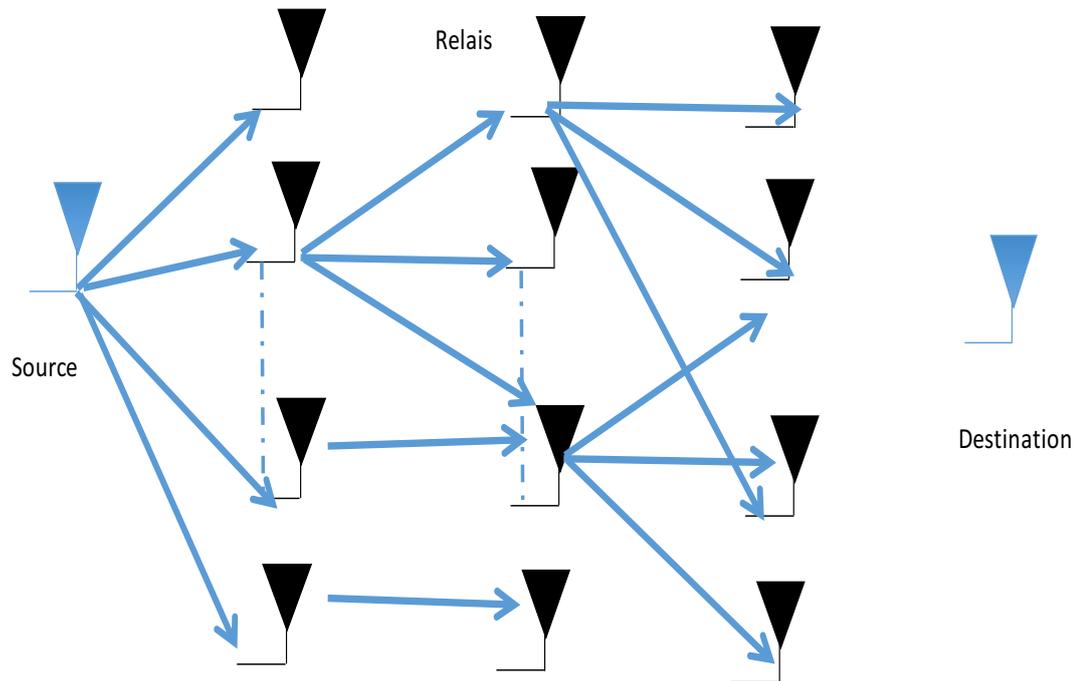


Figure 5.6 – *Relais mixtes.*

La transmission de l'information en diversité coopérative nécessite des préalables que sont l'allocation des ressources (média, puissance) et l'identification des potentiels relais dans l'environnement immédiat de la source. Dans un réseau, l'allocation de ces ressources peut être libre ou ordonnée. Pour limiter les collisions, une allocation de manière orthogonale des ressources du canal (temps, fréquence ou codes) conviendrait entre les différents sous ensembles disjoints de sources et relais du réseau. Cela implique qu'un nœud ne peut être un relais pour deux sources à la fois et en même temps. Une bonne allocation de ressources facilite l'identification des nœuds pouvant jouer le rôle de relais pour une source qui désire émettre. Chaque source peut être identifiée au niveau des relais par les ressources du canal qui lui sont attribuées de manière unique. S'il s'agit des codes orthogonaux par exemple, l'application de la clé par le relais permet de séparer les messages émanant des différentes sources. Le relais évalue le rapport signal sur bruit plus interférence de chaque

5.5 Proposition de modèles architecturaux

source pour sélectionner le meilleur auquel il envoie un accusé de réception et de disponibilité à servir de relais.

La transmission proprement dite de l'information de la source à la destination se fait en deux phases :

- La première phase correspond à l'émission de l'information de la source vers les relais avec ou sans la destination.
- La deuxième phase correspond à celle de la réception par le destinataire des signaux émis par les relais avec ou sans la source. Cette réception peut être simultanée ou non pour l'ensemble des relais.

5.4.2 Relais transparents ou Amplify and Forward (AF)

Les relais transparents permettent l'amplification et la transmission du signal reçu de la source. La stratégie de coopération AF peut être implémentée facilement par ce qu'elle nécessite seulement une antenne et un amplificateur de puissance. La stratégie de diversité coopérative a été proposée par Laneman et al. [68] Dans La diversité coopérative AF, la source diffuse dans un premier temps son information, le relais et la destination reçoivent le signal de la source, le relais l'amplifie puis le transmet en aval dans une deuxième phase. Cette stratégie peut être assimilée par la destination à un codage répété de deux émetteurs à la différence que le relais amplifie son propre bruit. Cette amplification du bruit issu du relais est l'inconvénient majeur du schéma de transmission AF. Toutefois cette stratégie procure un gain de performance en comparaison d'une architecture sans relais.

5.5 Proposition de modèles architecturaux

Les architectures du système des deux modèles proposés sont des relais Amplify-and-forward (AF). Pour des raisons de simplicité, le système sera réduit à un relais. Le relais AF est placé au bord de l'exosphère, environ 1000 km de la terre à l'orbite

5.5 Proposition de modèles architecturaux

LEO. Le relais se trouve dans la ligne de mire du satellite et de la station terrienne. La méthode d'accès au canal peut être : TDMA, FDMA, ou CDMA pour transmettre des signaux des utilisateurs sur le canal [69]. Nous supposons que la source et le relais transmettent sur des canaux orthogonaux pour éviter toutes interférences. Ainsi, le signal émis peut être facilement séparé [67]. Les différentes couches de l'atmosphère allant de la troposphère à exosphère sont subdivisées en deux principales zones de turbulences comme décrit dans le chapitre précédent. Nous considérons dans les deux types de modèles que la zone de transmission de la source au relais constitue une zone de forte turbulence et du relais au satellite une zone de faible turbulence. Le canal de transmission devient le produit des deux régimes de turbulence. La forte turbulence est gérée par le modèle gamma-gamma et la faible turbulence par le modèle log-normal.

5.5.1 Architecture dans le sens montant

Dans le sens montant d'une transmission optique, en plus de la turbulence atmosphérique liée aux phénomènes météorologiques, l'atténuation du signal dépend aussi de l'angle zénithal de la transmission. L'angle zénithal est l'angle formé entre le zénith et la ligne de mire tel que représenté par la Figure 5.10. Notre approche a consisté à intégrer cette erreur provoquée par l'angle zénithal dans le modèle du signal. A cet effet, nous avons calculé la variance de Rytov. Les valeurs des angles sont retenues en fonction des grandeurs des valeurs de la variance de Rytov obtenues. En effet, le degré de la turbulence atmosphérique est fonction de la variance de Rytov. Ainsi, une turbulence faible a une variance de Rytov < 1 , une turbulence moyenne a une variance ≈ 1 et une turbulence forte à une variance > 1 . C'est pourquoi nous avons retenu les angles $(0^\circ, 45^\circ, 76.75^\circ)$. Le calcul de ces différentes valeurs est regroupé dans le Tableau 5.3. La variance de Rytov tenant compte de l'angle zénithal

5.5 Proposition de modèles architecturaux

est donnée par l'expression [53] :

$$\sigma_1^2 = 2.6056 C_n^2 \times 0.188 \left(\frac{L}{k} \right)^{\frac{5}{6}}, \quad (5.17)$$

où C_n^2 est la force de turbulence, $k = \frac{2\pi}{\lambda}$ est le nombre d'onde optique, H_{at} est l'altitude entre le satellite et la station terrienne, $L = (H_{at} - h_0) \sec(\theta)$ est la distance entre l'émetteur et le récepteur et h_0 est la hauteur de la station à surface de la terre et θ est l'angle zénithal.

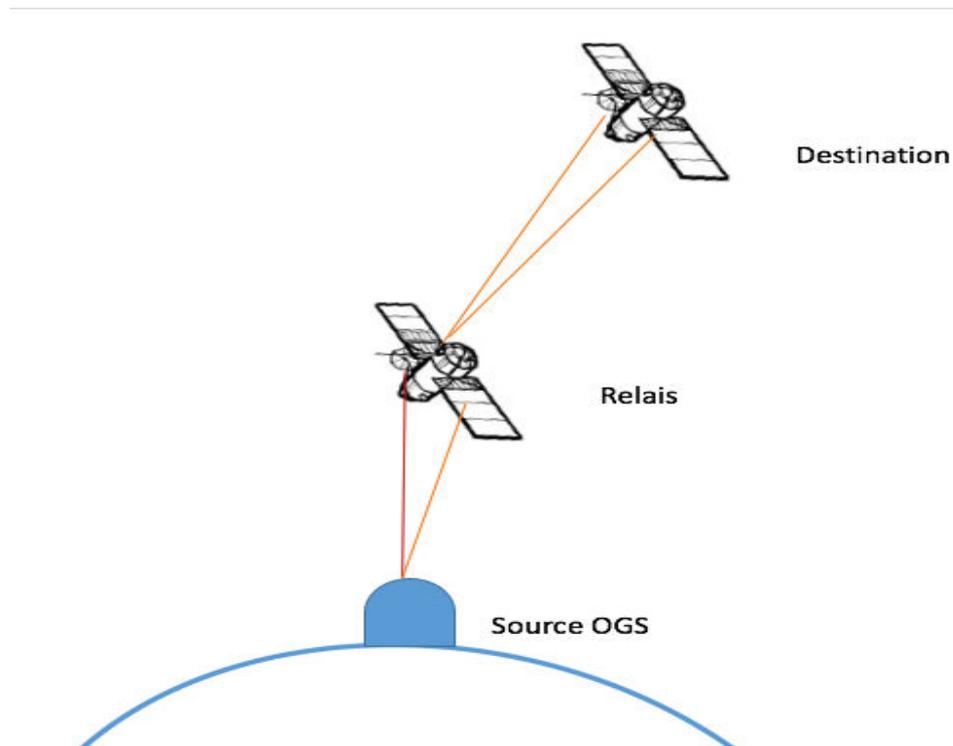


Figure 5.7 – *Transmission optique en sens montant utilisant un relais.*

5.5 Proposition de modèles architecturaux

5.5.2 Architecture dans le sens descendant

L'architecture dans le sens descendant permet d'appliquer la diversité spatiale à la réception. la communication entre la source et les stations destinataires se fait à travers les relais avant de parvenir à des multiples antennes à la réception donnant ainsi une architecture avec une entrée et de sorties multiples (SIMO).

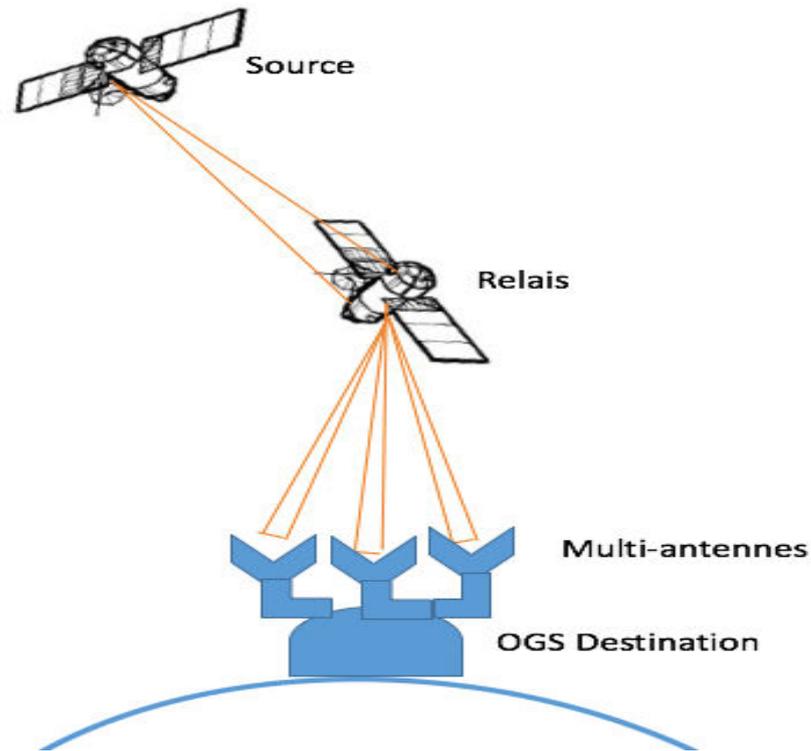


Figure 5.8 – Architecture d'une liaison descendante avec relais.

5.5.3 Proposition du modèle du Signal

Pour le modèle du signal, l'indice " s " est utilisé pour désigner la source, l'indice " d " est réservé à la destination et les relais sont indexés par " r ". La puissance totale d'émission du système est désignée par P . P_s représente la puissance d'émission de la source et P_r est la puissance d'émission de relais. On considère une répartition de la puissance au niveau des relais. Pour cela, on utilisera l'indice " i " pour préciser la

5.5 Proposition de modèles architecturaux

puissance d'émission de chaque relais. La puissance totale peut être exprimée par :

$$P = P_s + P_r. \quad (5.18)$$

Nous supposons que nous avons m relais. La puissance de chaque relais est donnée par :

$$P_{ri} = \alpha_{ri}P, \quad (5.19)$$

avec $P_s = \alpha_s P$ est la puissance d'émission de la source, $P_{ri} = \alpha_{ri}P$ est la puissance d'émission du i ème relais et $\sum_{i=1}^M \alpha_{ri} + \alpha_s$.

Pour un canal à évanouissement de coefficient h_{ij} généré de manière aléatoire, la variance est obtenue par :

$$\sigma_{ij} = \left(\frac{d_{sd}}{d_{ij}} \right)^\eta, \quad (5.20)$$

où d_{sd} correspond à la distance entre la source et la destination, η compris entre 2 et 5 est l'exposant de propagation et d_{ij} est la distance entre deux nœuds considérés i et j .

Le signal reçu par un groupe de relais en parallèle peut s'exprimer sous la forme matricielle par :

$$y_r = \sqrt{P_s} H_{sr} x_s + Z_{sr}, \quad (5.21)$$

où x_s désigne le signal émis par la source, y_r celui reçu par les relais, H_{sr} est donné par l'équation (5.15) et représente les paramètres du canal entre la source et les relais et Z_{sr} est le bruit blanc gaussien. Si on considère un groupe de relais en parallèle entre la source et la destination, le signal transmis par ces relais et reçu par la

5.5 Proposition de modèles architecturaux

destination est donnée par la forme matricielle suivante :

$$y_{rd} = \sqrt{\bar{P}_{ri}} h_{rd} y_r + n_{rd}, \quad (5.22)$$

où h_{rd} désigne les paramètres du canal entre les relais et la destination, n_{rd} est le bruit blanc gaussien additif et \bar{P}_{ri} est un terme de normalisation d'expression :

$$\bar{P}_{ri} = \frac{P_{ri}}{|h_{sr}|^2 P_{sr} + \sigma_N^2}, \quad (5.23)$$

où σ_N^2 désigne la variance du bruit gaussien.

Si on suppose que le signal reçu de la source et amplifié par un relais i est noté :

$$s_{ri} = \mu_i y_{ri}. \quad (5.24)$$

La puissance de ce signal est telle que :

$$\begin{aligned} E(|S_{ri}|^2) &= \mu_i^2 E(|y_{ri}|^2) \\ &= \mu_i^2 E(|H_{sri}|^2 \alpha_s P + \sigma_N^2) \\ &\leq \alpha_{ri} P \end{aligned} \quad (5.25)$$

On en déduit le facteur d'amplification par :

$$\mu_i \leq \sqrt{\frac{\alpha_{ri} P}{|H_{sri}|^2 \alpha_s P + \sigma_N^2}}. \quad (5.26)$$

L'équation (5.21) peut être simplifiée en considérant l'expression (5.20) comme suit :

$$y_{rd} = \sqrt{\bar{P}_{ri}} h_{rd} \left(\sqrt{P_s} H_{sr} x_s + Z_{sr} \right) + n_{rd}, \quad (5.27)$$

5.5 Proposition de modèles architecturaux

$$y_{rd} = \sqrt{\bar{P}_{ri}P_s}h_{rd}H_{sr}x_s + \underbrace{\left(\sqrt{\bar{P}_{ri}h_{rd}}Z_{sr} + n_{rd} \right)}_{n_{sd}}, \quad (5.28)$$

$$y_{rd} = \sqrt{\bar{P}_{ri}P_s}h_{rd}H_{sr}x_s + n_{sd}. \quad (5.29)$$

Au cas où le signal émis par la source est reçu par la destination, l'équation matricielle est :

$$y_{sd} = \sqrt{\bar{P}_s}H_{sd}x_s + n_{sd}. \quad (5.30)$$

L'expression du SNR à la destination est calculée comme dans [70] par :

$$SNR = \frac{\alpha_s P |H_{sd}a_s + \sum_{i=1}^m \mu_i h_{rd} H_{sd} a_r|^2}{\sigma_N^2 (|a_s|^2 + \sum_{i=1}^m |a_r|^2 (|\mu_i h_{rd}|^2 + 1))} \quad (5.31)$$

La maximisation du SNR peut se faire par dérivation partielle par rapport à a_s et a_{ri} de manière à obtenir les valeurs optimales en (5.29) [71].

$$\left\{ \begin{array}{l} a_s = \frac{\sqrt{\alpha_s \bar{P}} H_{sd}}{\sigma_N^2}, \\ a_r = \frac{\mu_i \sqrt{\alpha_s \bar{P}} h_{rd} H_{sd}}{\sigma_N^2 (\mu_i^2 |h_{rd}| + 1)}, \quad 1 \leq i \leq m. \end{array} \right. \quad (5.32)$$

Notre approche pour améliorer la performance de la liaison a consisté à introduire un nouveau paramètre qui sera introduit dans le modèle du canal. Le paramètre est construit à partir de valeurs : "p " et " 1-p ". Le paramètre " p " correspond au ratio de la distance entre la station terrienne et le relais sur la distance de 36 000 Km correspondant à l'orbite GEO. Dans notre cas, le relais est placé a 1000 Km a l'exosphère, le paramètre sera : $p = \frac{1}{36}$ et $(1 - p) = \frac{35}{36}$. L'expression (5.28) est

5.6 Résultats et Simulations numériques

modifiée en tenant compte de la stratification de l'atmosphère et du paramètre " p " pour donner :

$$y_{rd} = \sqrt{\bar{P}_{ri}P_s} \left[(I_x \times I_y)^{\frac{1}{36}} (I)^{\frac{35}{36}} \right] h_l h_{at_{gaz}} x_s + n_{sd}. \quad (5.33)$$

5.6 Résultats et Simulations numériques

Dans cette partie, nous présentons les résultats de simulations montrant les performances de système en diversité coopérative à partir du modèle de l'équation ((5.28)).

5.6.1 Performance dans le sens montant du système proposé

L'évaluation de la performance de l'architecture proposée dans le sens de la liaison montante est représentée par la Figure 5.9. Cette figure montre les trois cas de régime de turbulences rencontrés par le faisceau au cours de la transmission dans le sens de liaison montante. La réalité de la performance de la liaison montante correspond à la courbe mixte.

5.6 Résultats et Simulations numériques

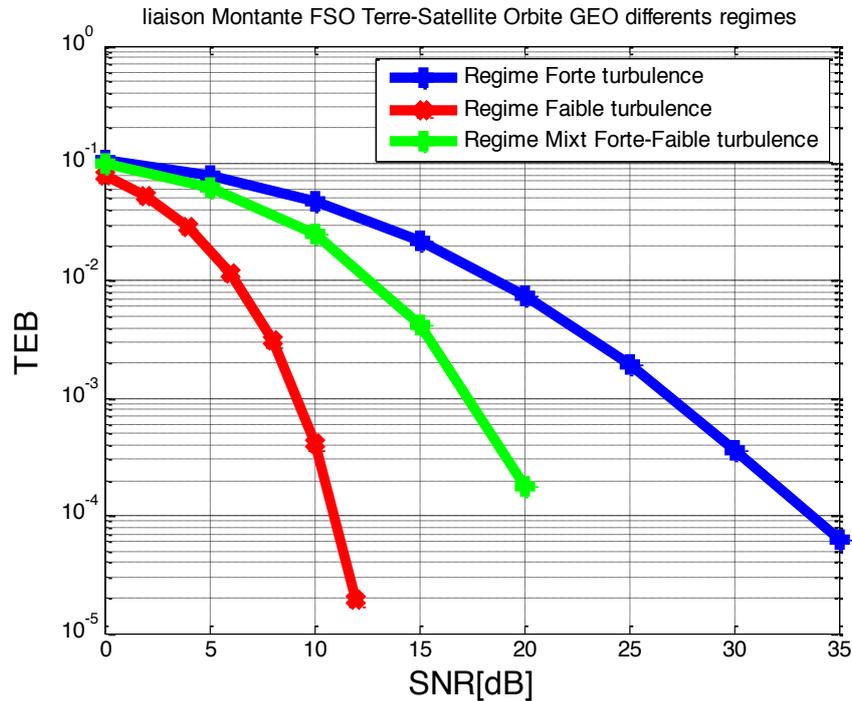


Figure 5.9 – *Différents régimes de turbulence.*

Une évaluation numérique de l'équation (5.29) permet de prendre en compte le paramètre " p " traduisant le ratio de la distance et l'analyse faite dans le chapitre 3. L'analyse qui consistait à modéliser l'atmosphère en deux grandes zones de turbulence : zone fortement turbulente et faiblement turbulente. La simulation de l'équation (5.29) donne la Figure 5.9 montrant la performance de l'architecture de la liaison montante en utilisant un relais Amplify and Forward (AF) amplificateur de signal. Nous pouvons constater que, l'utilisation du relais, permet d'atténuer les effets de la turbulence atmosphérique et d'améliorer la performance de la liaison avec gain d'environ 25 dB par rapport au régime de forte turbulence. Cette performance est presque semblable au cas où il n'y a aucune turbulence atmosphérique.

5.6 Résultats et Simulations numériques

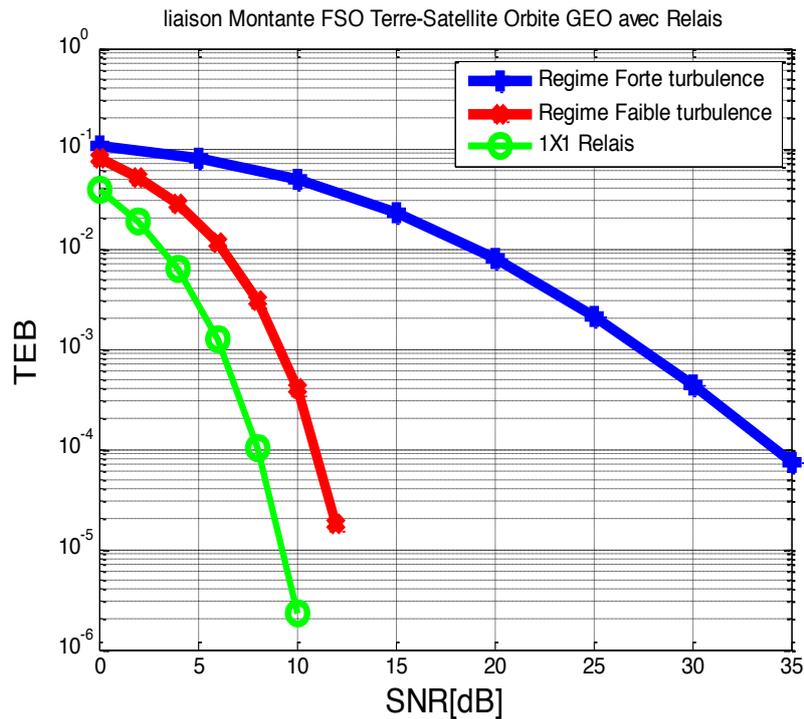


Figure 5.10 – Liaison FSO montante avec et sans relais.

5.6.2 Performance dans le sens descendant du système proposé

Dans le sens descendant, la Figure 5.11 montre les performances d'une liaison optique dans le sens descendant en utilisant l'équation (5.32). La particularité de l'étude de la performance de la liaison dans le sens descendant, est que nous pouvons utiliser plusieurs antennes en réception. Ici au niveau de la Figure 5.11 nous comparons la performance de la transmission dans le sens descendant. Nous avons un système utilisant une seule antenne en réception sans que le signal soit amplifié par un relais avec une transmission descendante où le système utilise un relais. Nous constatons que l'architecture proposée apporte aussi un gain de plus 25 dB à un TEB de 10^{-7} par rapport à une architecture n'utilisant pas un relais.

5.6 Résultats et Simulations numériques

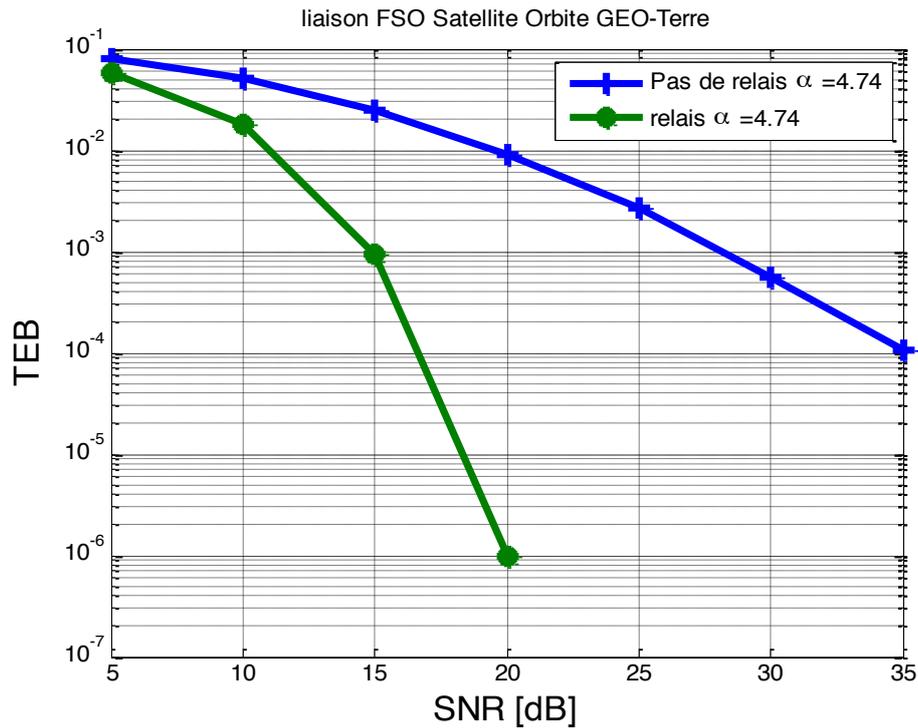


Figure 5.11 – *Liaison sens descendant entre un satellite GEO et un OGS.*

Au niveau de la Figure 5.12 nous avons considéré un système de réception FSO équipé de deux antennes avec des gains égaux appliqués. Nous constatons que par rapport à la Figure 5.11, l'utilisation d'une antenne de plus en réception permet d'améliorer la performance du système de 3 dB de plus par rapport modèle SISO de la Figure 5.10. On utilisera la notation $A \times B$ avec A qui représente le nombre de relais et B le nombre des antennes réceptrices sur la terre.

5.6 Résultats et Simulations numériques

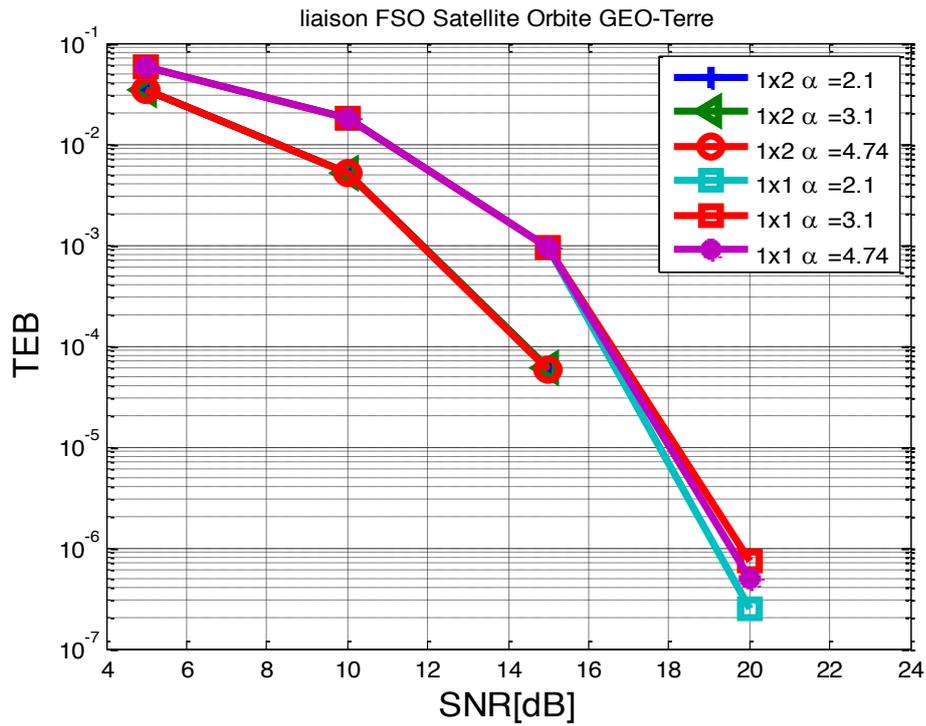


Figure 5.12 – *liaison entre un satellite GEO et un OGS avec 2 antennes en réception.*

A la Figure 5.13 nous avons augmenté le nombre des antennes à 3, cette augmentation confirme qu'en augmentant le nombre d'antennes nous obtenons une meilleure performance. Nous constatons un gain de diversité supplémentaire d'environ 1.5 dB par rapport à 1 x 2 antennes entre le relais et la station terrienne au TEB de 7.10^{-2} .

5.7 Conclusion

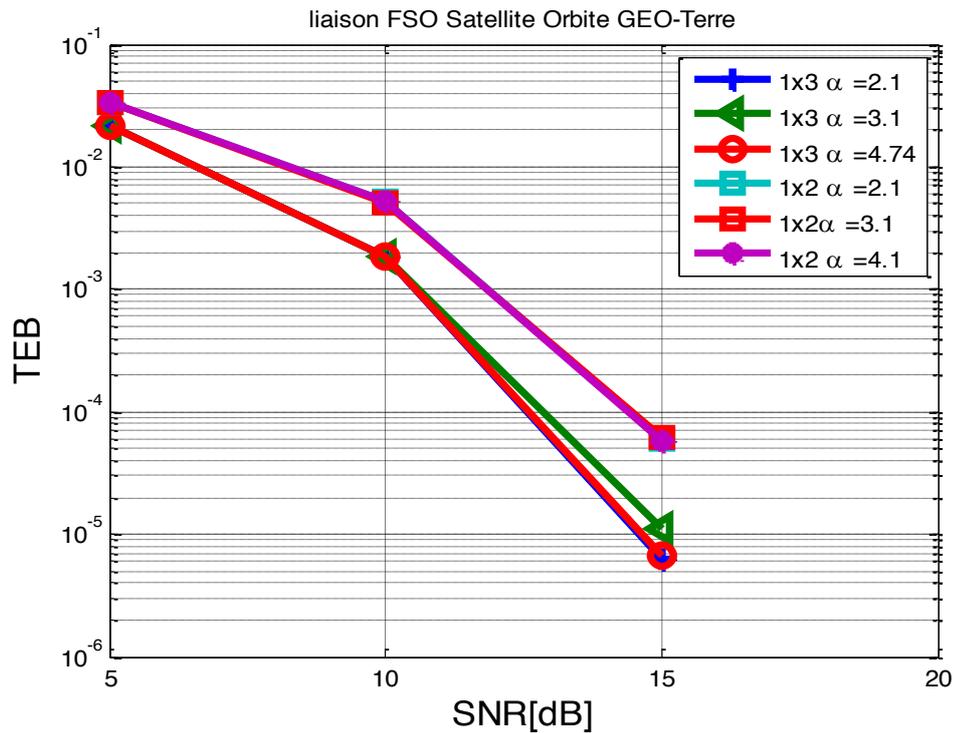


Figure 5.13 – *liaison entre un satellite GEO et un OGS avec 3 antennes en réception.*

5.7 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons procédé à l'évaluation de la performance des système FSO à partir du modèle élaboré. Le modèle proposé prend en compte la stratification de l'atmosphère et l'introduction d'un nouveau paramètre dans le modèle du canal. Il ressort de cette étude que le système de transmission optique en espace libre, constitue une solution potentielle pour le système de communication sans fil haut débit en dépit de la complexité de l'atmosphère qui constitue un facteur limitant. C'est pourquoi pour améliorer la performance de la liaison entre une station terrienne et un satellite géostationnaire nous avons proposé une architecture basée sur deux approches : l'augmentation d'antennes en réception et l'utilisation d'un relais : Amplify and Forward (AF). Les résultats de simulation du modèle proposé ont

5.7 Conclusion

montré que l'augmentation des antennes en réception permet d'améliorer la qualité de la liaison aussi bien que l'apport du relais. L'architecture proposée apporte un gain de plus 25 dB à un TEB de 10^{-7} par rapport à une architecture n'utilisant pas de relais.

Conclusion et perspectives

A l'heure où le marché des télécommunications haut débit est en pleine expansion, les liaisons optiques en espace libre s'installent dans les réseaux de télécommunications et s'affirment comme une technologie d'accès ayant la capacité de la fibre optique en terme de débit associée à une efficacité économique plus importante. Le travail réalisé au cours de cette thèse s'inscrit dans la volonté de développer de nouvelles architectures de transmission optique en espace libre dans le contexte d'une liaison terre-satellite ou satellite-terre. L'objectif poursuivi tout au long de cette étude a été la modélisation du canal de transmission optique basée une architecture utilisant un relais AF en espace libre à haut débit satisfaisant aux spécifications imposées pour un environnement atmosphérique turbulent.

Le premier chapitre est une introduction générale au système de transmission optique en espace libre. Il traite d'abord de l'opportunité qu'offre la technologie FSO à l'ère du multimédia, ensuite de l'avancée technologique dans ce domaine et, enfin il annonce les contraintes atmosphériques pénalisant la transmission optique en espace libre et les solutions techniques pour y remédier.

Le deuxième chapitre nous a permis de montrer l'importance et l'avenir des liaisons à large bande par satellite. La mise en réseau des satellites géostationnaires seront nécessaires aussi bien pour la communication avec des plates-formes en orbite moins élevée et les stations terriennes, si l'on veut répondre au besoin grandissant

5.7 Conclusion

en capacité de transfert de données dans les domaines des télécommunications, de la navigation, de l'observation de la Terre, de la météorologie et des vols habités. Ceci montre l'importance de continuer à développer et à utiliser les possibilités techniques de la communication optique en espace libre adaptée aux satellites.

Dans le troisième chapitre, nous avons essayé de décrire le principe de base de la technique de transmission optique en espace libre, les différents composants d'un système FSO. Les paramètres intervenant dans la performance du système tels que : la modulation du faisceau laser, le choix de la longueur d'onde la mieux adaptée, la perte géométrique, perte due au trajet etc. Certains de ces paramètres de transmissions de types FSO ont pu être décrits et simulés. Le résultat des simulation ont montré ainsi l'intérêts et l'implications de ces paramètres dans la performance de la liaison optique en espace libre.

Dans le chapitre quatre, nous avons d'abord analysé et expliqué de quelle manière les effets de l'atmosphère agissent sur les performances des systèmes laser utilisant la propagation du rayonnement en espace libre. Ensuite, nous avons décrit les modèles mathématiques régissant le canal de propagation et enfin nous avons procédé à des simulations de ces modèles pour valider le modèle de l'utilisation de la densité de probabilité gamma-gamma pour gérer les différents régimes de turbulence.

Les quatre premiers chapitres sont consacrés à l'état de l'art en matière de la performance de systèmes de transmission optique en espace libre. Ainsi, la mise en œuvre du système FSO passe par la maîtrise de certaines contraintes atmosphériques. Nous avons validé dans le chapitre 4 le modèle gamma-gamma qui permet de mieux gérer les différents régimes de turbulence.

Le cinquième chapitre traite de l'analyse de la performance du système FSO et

5.7 Conclusion

de la validation du modèle architectural proposé. Le modèle proposé utilise un relais Amplify and Forward (AF). Les résultats de simulations obtenus nous ont permis de confirmer et valider l'architecture système proposée. Cette validation du modèle proposé a fait l'objet de deux publications : l'une dans le journal MEJEC et l'autre dans une conférence ICAST-IEEE.

Au vu des résultats obtenus, nous pouvons affirmer que beaucoup de progrès ont été réalisés dans l'étude des performances de système de transmission FSO. Mais il reste encore beaucoup de travaux pour une généralisation du modèle en utilisant les autres types de relais à savoir : DF (Decode-and- Forward) et une technique récente consiste à utiliser des relais réalisant la fonction XOR. Ces relais permettent de générer de la redondance qui sera utile pour corriger les informations erronées et donc réduire le taux d'erreurs binaire, c'est le principe du codage réseau.

Annexes

Annexes

Productions Scientifiques

1. R. Octave, JP. Cances, C. Aupetit-Berthelemot, Ahmed D. Kora, B. Mampassi " Mitigating zenith angle limitations on spatial free space optical transmission link " 978-1-4799-4998-4/14/\$31.00 ©2014 IEEE.
2. R. Octave, Ahmed D. Kora, C. Aupetit-Berthelemot, J-P. Cances " Investigation on free space optics network system architecture from geostationary Orbit to earth ", The Mediterranean Journal of Electronics and Communications, Vol. 8, No.4, 2012.
3. R. Octave, Ahmed D. Kora, C.Aupetit-Berthelemot, J-P. Cances " Performances of 2-D OOC with large spectrum Optical sources ", The Mediterranean journal of electronics and communications, paper reference 201112-213, 2012.
4. Mamadou Diallo Diouf, Ahmed D. Kora, R. Octave C.Aupetit-Berthelemot, " Evaluation to 200G Passive Optical Network ", Computer Technology and Application, Dvid Publishing, Vol 3, N°11, 2012, PP 723-728.

Références bibliographiques

- [1] J. Wang, J.-Y. Yang and al " Terabit free-space data transmission employing orbital angular momentum multiplexing ", Nat. Photon. 6, pp. 488-496, 2012.
- [2] L. Pavesti and G. Guillot, " Optical interconnects : the silicon approach : Birhäuser", spinger series in optical series, 2006.
- [3] R. Mehdi, " Etude et Modélisation d'une Liaison Optique Sans Fil ", Thèse de l'université de Abou Bekr Belkaid, Algerie, 2013.
- [4] E. Leitgeb, M. Gebhart, and U. Bimbacher, " Optical networks, last mile access and applications ", Science-Business Media Inc Springer, 2005.
- [5] S. Seel, H. kampfner and al. " Space to Ground Bidirectional Optical Communication Link at 5.6 Gbps and EDRS Connectivity Outlook ", IEEE Aerospace Conference, 5–12 March 2011, pp.1–7, DOI : 10.1109/AERO.2011.5747331.
- [6] V. Kuzkov, D. Volovyk, S. Kuzkov and al., " Laser Ground System for Communication Experiments with ARTEMIS", Proc. ICSOS 2012, 3-2, Ajaccio, Corsica, France, 2012.
- [7] [http ://www.ruag.com/space/products/satellite-communication-equipment/optical-communication/laser-terminals/](http://www.ruag.com/space/products/satellite-communication-equipment/optical-communication/laser-terminals/), consulté le 03 décembre 2014.
- [8] R. Lange, " Optical inter-satellite links based on homodyne BPSK modulation : Heritage, status and outlook", SPIE Free-Space Laser Communication Technologies XVII 5712, 2005.

RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [9] <http://www.spacemart.com/reports/TerraSARXandNIFIREFireUpthePipeWithlaserDataTransfer999.html>, consulté en juin 2014.
- [10] M. Al Naboulsi, " Contribution à l'étude des liaisons optiques atmosphériques : propagation, disponibilité et fiabilité", Thèse de l'université de Bourgogne, France, 2005.
- [11] N. Schwartz, " Précompensation des effets de la turbulence par optique adaptative : application aux liaisons optiques en espace libre", Thèse de de l'université de Nice-Sophia Antipolis,France, 2009.
- [12] Hemeni Kaushal, V. K. Jain, Subrat Kar, " Improvement of ground to satellite FSO link performance using transmit diversity in weak atmospheric turbulence",International conference on Intelligent and Advanced Systems (ICIAS), June 2010, pp. 1–6.
- [13] A. D. Kora, "Estimation du canal et décodage pour systèmes multi-antennes ", Thèse de l'université de Limoges, France, 2007.
- [14] <http://spot4.cnes.fr> consulté le 26 novembre 2015.
- [15] E. Dubois, " Convergence dans les réseaux satellite", Thèse de l'université de Toulouse, France, 2008.
- [16] Y. Li, B. Vucetire, Z. Zhou, and M. Dohler, " Distributed adaptive power allocation for wireless relays networks", IEEE trans on wireless communication, vol. 6. no 3 Mar. 2007.
- [17] Esa rapport annuel 2005.
- [18] R. Erne, " Les télécommunications spatiales et les ressources de l'espace extra-atmosphérique l'évolution de leur réglementation", Thèse de l'université de Genève, Suisse, 2007.
- [19] G. Maral, M. Bousquet ", Satellite Communications Systems," Wiley, fifth edition 2009.

RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [20] F. Fidler, et al., " Optical Communications from High-Altitude Platform", IEEE Journal of selected topics in quantum electronics, VOL. 16, NO. 5, september/october 2010, pp. 1058-1070.
- [21] A. K. Majumdar, J. C. Ricklin Free Space Laser Communication. Springer ed., 2008.
- [22] H. Brahimi " Etude en bruit de systèmes optiques hyperfréquences Modélisation, caractérisation et application à la métrologie en bruit de phase et à la génération de fréquence", Thèse de l'université de l'université Paul Sabatier-Toulouse III, France, 2010.
- [23] S. S. Torkestani, " Contribution à l'étude d'un réseau de communications optiques sans fils indoor-application à la télésurveillance en milieu hospitalier", Thèse de l'université de Limoges, France, 2012.
- [24] D. K. Borah and al., " A review of communication-oriented optical wireless systems", EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking, vol. 2012, no. 1, pp. 91, Mar. 2012.
- [25] S. Wilson, M. Brandt-Pearce, Q. Cao, and M. Baedke, " Optical repetition mimo transmission with multipulse ppm, IEEE Journal Selected Areas in Communications ", Vol. 23, Issue 9 : pp. 1901-1910, Sept. 2005.
- [26] H. Willebrand, and All " Free-Space Optics : Enabling Optical Connectivity in Today's Networks", Sams Indianapolis, IN, USA Publisher, ©2001, ISBN 067232248X.
- [27] A. Laurain, " Source laser à semi-conducteur à émission verticale de haute cohérence et de forte puissance dans le proche et le moyen infrarouge", Thèse de l'université de Montpellier II, France, 2010.
- [28] J. Boucart, C. Starck, F. Gaborit, and al " Metamorphic DBR and Tunnel-Junction Injection : a CW RT Monolithic Long-wavelength VCSEL", IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics, 5(5) : pp. 520-529, May-June 1999.

RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [29] Y. Cojan et J. C. Fontanella, " Propagation du rayonnement dans l'atmosphère", Techniques de l'ingénieur, Traité Electronique, Paris, Dec., 1995.
- [30] R. Ramirez-Iniguez and R. J. Green, " Indoor optical wireless communications", IEEE Colloquium on Optical Wireless Communications IET, 1999.
- [31] K. Tsukamoto, T. Higashino and al., " A new loss model and system design method for radio on free space optical link", International Topical Meeting on Microwave Photonics, pp. 1-4, Oct. 2009.
- [32] A. Boucouvalas, " Indoor ambient light noise and its effect on wireless optical links", IEE Proceedings on Optoelectronics, vol. 143, no. 6, pp. 334 -338, Dec. 1996..
- [33] Bouchet. O and AL, " Free-Space Optics Propagation and Communication", Optique sans fil, Collection Technique et Scientifique des Télécommunications, Lavoisier, Paris, 2004.
- [34] J. M. Kahn and J. R. Barry, " Wireless infrared communications", Proceedings of the IEEE, vol. 85, no. 2, pp. 265-298, Feb. 1997.
- [35] A. K. Majumdar, "Free-space laser communication performance in the atmospheric channel", Science Business Media LLC, pp. 61, Springer, 2008.
- [36] S. V. Kartalopoulos, " Free space optical networks for ultra-broad band services ", Institute of Electrical and Electronics Engineers, IEEE Press, Wiley edition, 2011.
- [37] Md. D. A and al., " Comparative Study of Path Loss Models of WiMAX at 2.5 GHz Frequency Band ", International Journal of Future Generation Communication and Networking Vol. 6, No. 2, Apr. 2013.
- [38] Kim I. I and al., " Measurement of scintillation and link margin for the Terra Link laser communication system ", Proceeding of SPIE vol. 3266, pp. 100-118,1998.

RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [39] H. Henniger, O. Wilfert, " An Introduction to Free-space Optical Communications", Radioengineering, Vol. 19, no. 2, Jun., 2010.
- [40] B. R. Mahafza " Radar Systems Analysis and Design Using MATLAB", Chapman and Hall-CRC, 2000.
- [41] T. Lambard, " Contribution à l'étude et la conception d'une antenne réseau à balayage électronique pour liaisons de données haut-débit entre un drone et un satellite en bande Ka", Thèse de l'université de Toulouse, France, 2010.
- [42] K. D. Killinger, J. H. Churnside and L. S. Rothman, " Atmospheric optics", OSA Handbook of optics, New York, 1995.
- [43] L. C. Andrews and R. L. Phillips, " Laser Beam Propagation through Random Media", SPIE - The International Society for Optical Engineering, 2nd ed., 2005
- [44] UIT-R, " Applications du service fixe utilisant des liaisons optiques en espace libre ", UIT-R F.2106
- [45] J.H. V. Vleck, " The Absorption of Microwaves by Oxygen ", Physical Review, Vol. 71 :413, 1947.
- [46] B. R. Beam, and R. Abbott, " Oxygen and Water-vapor Absorption of Radio Waves in the atmospheric ", J. App, Phys. 30 : 1427, 1959.
- [47] P. W. Kruse, L. D. Mc Glauchlin, and R. B. McQuistan, " Element of infrared technology : Generation, transmission and detection ", J. Wiley and sons, New York, 1962.
- [48] Birch, K. P. & Downs M. J. " Metrologia ", 1993.
- [49] I. E. Lee, Z. Ghassemlooy, and S. Rajbhandari, " Fundamental Analysis of Hybrid Free Space Optical and Radio Frequency Communication Systems", ISBN : 978-1-902560-25-0, 2011.
- [50] I. I. Kim, B. McArthur, and E. Korevaar, "Comparison of laser beam propagation at 785 nm and 1550 nm in fog and haze for optical wireless communications", Proc. SPIE, vol. 4214, pp. 26- 37, Feb. 2001.

RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [51] Jennifer C. Ricklin, Stephen M. and All " Atmospheric channel effects on free-space laser communication ", Journal. Opt. Fiber. Commun., 2006.
- [52] L.E. Andrews, R.L. Phillips, and C. Y. Hopen, " Laser Beam Scintillation with Applications", SPIE Press, Bellingham, Washington, 2001.
- [53] A. Ando, G. Messineo and Al, " Rateless Codes performance analysis in correlated channel model for GEO Free Space Optics downlinks", ICSOS 2012.
- [54] Andrews, L.C and Phillips, R.C., " Laser Beam Propagation through Random Media- Second Edition", SPIE Press, Bellingham, pp. 480-481, 2005.
- [55] L. C. Adrews, R. L . Phillips, and C. Y. Hoppen, " Laser Beam Scintillation with application", SPIE, Bellingham, 2001.
- [56] T. A. Tsiftis and al., " Optical wireless link with spatial diversity over strong atmospheric turbulence channels", IEEE Trans. on Wireless Com., Vol. 8, no. 2, Feb. 2009.
- [57] L. Andrew, M. A. Al-Habash and R. Philips, " Mathematical model for irradiance probability density function of a laser beam propagating through turbulent media", Opt. Eng. no. 40, pp. 1554-1562, Aug. 2001.
- [58] L. Andrews and al., "Laser Beam Scintillation With Applications", SPIE Press, Bellington Washington 2001.
- [59] H. Yuksel, "Studies of the effects of atmospheric turbulence on free space optical communications", Thesis university of Maryland, 2005.
- [60] H. Kaushal, V.K. Jain, S. Kar, " Improvement of Ground to Satellite FSO Link Performance Using Transmit Diversity in Weak Atmospheric Turbulence", IEEE ISBN :978-1-4244-6623-8.
- [61] M.K. Simon and M.S. Alouini, " Digital Communication over Fading Channels", John Wiley & Sons Inc., 2nd ed., 2004.
- [62] Z. Ghassemlooy, W. Popoola, S. Rajbhandari, " Optical Wireless Communications system and Chanel Modeling with Matlab", CRC Press, pp.115, 2012.

RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [63] Y. Zouine, " contribution par la simulation système a l'étude des contraintes des composants optoélectroniques sur la transmission optique utilisant la technique cdma", Thèse de l'université de Limoges, France, 2005.
- [64] A. Theodor and Al, " Optical Wireless Links With Spatial diversity over Strong Atmospheric Turbulence Channels", IEEE, vol 8, no. 2, Feb. 2009.
- [65] J. N. Laneman, G. Wornell, and D. N. C. Tse, " An efficient protocol for realizing cooperative diversity in wireless networks", Proc, IEEE ISIT, Washington, D.C, Jun. 2001.
- [66] T. Miyano, H. Murata and K. Araki, "Cooperative relaying scheme with Space Time Code for Multihop Communications among Single Antenna Terminals", IEEE Communications Society, Globecom, 2004.
- [67] R. Octave, Ahmed D. Kora, C.Aupetit-Berthelemot, J-P. Cances " Investigation on free space optics network system architecture from geostationary Orbit to earth", The Mediterranean Journal of Electronics and Communications, Vol. 8, No. 4, 2012.
- [68] J. N. Laneman and G. W. Wornell, " Energy-efficient antenna sharining and relay for wireless networks ", IEEE WCNC, pp. 7-12, 2000.
- [69] T. Miyano, H. Murata and K. Araki, "Cooperative relaying scheme with Space Time Code for Multihop Communications among Single Antenna Terminals", IEEE Communications Society, Globecom 2004.
- [70] Y. Li, B. and al., "Distributed Adaptive Power Allocation for Wireless Relays Networks", IEEE Trans. On Wireless Communications, Vol. 6, No 3, March 2007.
- [71] J. N. Laneman and G. W. Wornell, " Energy-efficient antenna sharining and relay for wireless networks ", IEEE WCNC, pp. 7-12, 2000.

Résumé de la thèse : Les systèmes de communication FSO sont des candidats potentiels pour de solutions de transmission spatiale à large bande. C'est pourquoi la présente thèse s'inscrit dans une contribution d'une nouvelle architecture de réseau FSO dans le cas d'une liaison de communication entre un satellite géostationnaire et une station terrienne. Elle traite aussi de l'influence de l'angle zénithal sur la qualité de la liaison optique en raison de la variation de la scintillation due à la complexité de l'atmosphère. Nous avons établi un nouveau canal de communication tenant compte de la subdivision de l'atmosphère en deux grandes zones de turbulence. Pour améliorer la performance de la liaison, nous avons d'abord placé un relais AF optiques ente le satellite et la station terrienne, ensuite nous avons introduit un paramètre construit à partir de valeurs : p et $1-p$. Le paramètre p correspond au ratio de la distance entre la station terrienne et le relais sur la distance de 36 000 Km correspondant à l'orbite GEO. Dans notre cas, le relais est placé a 1000 Km a l'exosphère, le paramètre $p = 1/36$ et enfin la technique de diversité spatiale est appliquée en réception. Les résultats de simulation ont confirmé que les architectures des systèmes proposés sont meilleures que les performances de liaisons optiques directes.

Mots-Clés : FSO, satellite, réseau, système, scintillation, angle zénithal, relais, Amplify and Forward (AF)

Using advanced techniques Emission/reception multi-antennas for broadband optical transmission.

Abstract of thesis : Free space optical systems are potential candidates of large band spatial transmission solutions. In this thesis, FSO network architecture in the case of geostationary satellite to earth communication link is investigated and the influence of zenith angle on the quality of the link has been evaluated. Because of the variation of scintillation due to the complexity of the atmosphere, the optical space to earth communication link channel model has been developed. In order to overcome the main limitations of the propagation, optical relays with low earth orbit satellites and spatial diversity on earth could improve the link performance. To improve the link performance, an aggregated simulation model turbulence has been built based on parameters " p " and " $1 - p$ " introduced in the combined model affecting the considered channels. The parameter " p " corresponds to the ratio of the distance from the earth to the relay over the total distance of 36 000Km. In the case of 1000 Km for a relay in the exosphere, $p = 1/36$. Simulation results show that the proposed network system architecture has outperformed the direct link performance.

Keywords: FSO, satellite to earth optical network system, scintillation, zenith angle, relays, amplify forward (AF).