



THÈSE

En vue de l'obtention du

DOCTORAT DE L'UNIVERSITÉ DE TOULOUSE

Délivré par :

Institut Supérieur de l'Aéronautique et de l'Espace

Présentée et soutenue par :

Sylvain CLUZEL

le jeudi 7 mars 2019

Titre :

Système M2M/IoT par satellite pour l'hybridation d'un réseau NB-IoT
via une constellation LEO

École doctorale et discipline ou spécialité :

ED MITT : Informatique et Télécommunications

Unité de recherche :

Équipe d'accueil ISAE-ONERA SCANR

Directeur(s) de Thèse :

Mme Daniela DRAGOMIRESCU (directrice de thèse)

M. José RADZIK (co-directeur de thèse)

Jury :

Mme Nathalie ROLLAND-HAESE Professeure Université de Lille - Président

Mme Daniela DRAGOMIRESCU Professeure INSA Toulouse - Directrice de thèse

M. Laurent ROS Maître de Conférences Grenoble INP - Rapporteur

M. Christian PERSON Professeur IMT Atlantique - Rapporteur

M. José RADZIK Professeur associé ISAE-SUPAERO - Co-directeur de thèse

Remerciements

Avant tout, ces remerciements s'adressent à tout ceux qui se sont intéressés au travail réalisé au cours de cette thèse. Certains ont posé la question fatidique, sans en imaginer les conséquences : « Alors, c'est quoi ton sujet ? », quand d'autres, déjà au courant des principales composantes du travail m'ont demandé : « Alors, ça avance, cette thèse ? ». C'est la curiosité, un intérêt véritable, ou parfois simplement la politesse qui ont amené mes interlocuteurs à vouloir en savoir plus ; cela m'a permis très souvent de me remettre en question sur le fondement de mes recherches, notamment sur le « comment », souvent le « pourquoi », et toujours sur l'utilité de mes recherches (!). En complément de ces contributeurs insoupçonnés, cette thèse a reçu un support plus ou moins direct de la part de nombreuses personnes. Si résumer 3 ans de travaux en 150 pages est déjà une tâche ardue, il est impensable d'être exhaustif sur les relations entretenues pendant ces années en seulement quelques pages. J'espère que vous ne me tiendrez pas rigueur de la ténuité de ces hommages.

Je tiens tout d'abord à remercier ma directrice Daniela Dragomirescu qui a permis à cette thèse d'aboutir en bonne et due forme en m'accompagnant pendant cette dernière année, ainsi que José Radzik, qui m'a suivi depuis le début de la thèse, et a su me motiver pour ne pas tout faire à la dernière minute... Cette thèse a été financé par le CNES, et par Thales Alenia Space, c'est donc en tout logique que je les remercie d'accorder de l'importance à la recherche et du soutien aux jeunes diplômés, en proposant un cadre de doctorat très sain. Je tiens donc à remercier Mathieu Dervin et Cédric Baudoin, de Thales Alenia Space, qui ont apporté un regard pertinent et réaliste sur la thèse dans son ensemble. Mathieu a su apporter son pragmatisme et son expertise vis-à-vis des solutions techniques discutées, et Cédric son recul et son intérêt sur le sujet dans sa globalité. Du côté du CNES, je tiens à remercier Sonia Cazalens pour ses nombreuses relectures, et Jean-Baptiste Dupé pour ses commentaires pendant la préparation de la soutenance. J'ai une pensée pour Caroline Bès, qui m'a suivi pendant le début de la thèse. Enfin, je tiens à remercier chaleureusement Laurent Franck, qui a lancé le projet de thèse et qui m'a permis de commencer cette aventure en m'accompagnant pendant les deux premières années en tant que directeur de thèse. Il a même réussi à me fixer un rendez-vous hebdomadaire à 9h, c'est peu dire !

Je tiens également à remercier Nathalie Rolland-Haese d'avoir présidé le jury de ma thèse, ainsi que Christian Person et Laurent Ros pour la qualité de leurs rapports.

Cette thèse n'aurait pas pu être menée à bien sans la présence de Corinne Mailhes, et de Raoul Prévost du laboratoire TéSA. Corinne m'a introduit avec bienveillance au monde de la recherche, et a su m'accompagner dans les moments moins faciles. Raoul, avec qui j'ai eu la chance de partager mon bureau, m'a apporté un cadre technique extraordinaire. Je ne vous remercierais jamais suffisamment ! Plus largement, le laboratoire TéSA m'a proposé un environnement unique, dans lequel je me sentais « comme à la maison » (un peu trop parfois ?), ce qui est selon moi indispensable à l'équilibre de tout un chacun. Je tiens également à remercier Tarik Benaddi, Damien Roque et Cécile Larue de Tournemine, qui m'ont accordé quelques heures de leur emploi du temps pour s'intéresser à mes travaux et m'aiguiller dans mes recherches.

Puis, même si certains en doutent encore, pendant ces dernières années, il s'avère que je n'ai pas fait que travailler. Ce paragraphe est ainsi dédié à tous ceux avec qui j'ai partagé cette tranche de vie, et qui m'ont permis de surmonter cette épreuve sans vraiment que j'en ressente trop la difficulté. Je remercie ceux qui ont partagé mon bureau, en discutant de tout et de rien, parfois pendant des heures, de sciences, de société, de typographie... et qui ont supporté la gêne visuelle que leur procurait mon bureau surchargé, en plus de celle causée par mes fringues de sport qui puent (désolé). Ceux qui ont partagé des pauses cafés ; je l'avoue, quand j'arrivais suffisamment tôt, celle du matin correspondait à mon petit-déjeuner. Je remercie également les adeptes du contrepè, et ceux qui ont commencé leur thèse en même temps que moi. Ceux qui partagent ma passion pour la musique, pas forcément que les trucs trop intellectuels, mais aussi les bars à concerts qui tachent. Ceux qui mangent au bout du couloir à côté de la machine à caf', qui f[...], qui comprennent en une syllabe, ceux à qui j'ai tellement manqué qu'ils ont décidé de faire une thèse dans le même labo que moi, et qui participent au fait d'être pépouze au travail. Ceux qui se sont reconnus dans la dernière phrase, et qui ont finalement eu l'opportunité de briser le cordon (<3). Je n'oublie pas les doctorants de Supaéro, que j'allais voir après le (fameux !) rendez-vous hebdomadaire pour prendre un café et tailler le bout de gras, ni les réseauteurs de TAS avec qui j'ai plus souvent discuté autour d'une bière que d'un café. J'ai d'ailleurs une pensée toute particulière pour toutes les personnes qui sont allées partager une bière ou deux à la sortie du labo, à ceux qui m'ont permis de me défouler au squash (surtout le mercredi midi), et qui m'ont motivé à commencer l'escalade. Je remercie mes potes thésards qui avaient quelques mois (ou années !) d'avance (ou de retard, suivant les personnes) et qui m'ont fait relativiser sur l'avancée de mon planning. Je n'oublie pas mes amis lointains (géographiquement parlant) que je souhaiterai voir plus souvent. Je remercie mes colocataires de Mange-Pommes, avec qui j'ai passé un peu plus de deux années formidables ; à ce propos, je tiens à remercier les gens qui m'ont permis de réparer mon vélo quand j'en ai eu besoin, et à ce bon vieux P.-P. Riquet, à l'origine d'un canal et éponyme de la rue, deux voies que j'ai particulièrement sillonnées pendant cette thèse. Bien entendu, je remercie tous les membres des Troux Balourds, de la Mécanique des Cuivres, et de Blues Next Door, qui m'ont permis de m'échapper grâce à la musique, et avec qui j'ai passé des moments inoubliables. Je tiens également

à remercier tout particulièrement les membres de Fanfarnaüm, charmante association qui m’a énormément apporté et qui je l’espère, continuera d’insuffler de nouveaux airs à la culture toulousaine pendant de nombreuses années. Je remercie également mes nouveaux collègues de Pole Star, qui ont dorénavant le plaisir de me voir avant 10h (pas tous les jours non plus, il faut pas pousser) et qui ont su m’accueillir à la sortie de la thèse dans un cadre particulièrement sympathique.

Puis, je suis extrêmement reconnaissant envers ma famille qui m’a éduqué, supporté, suivi et soutenu depuis le début. Ils m’ont transmis la fibre scientifique, et je les en remercie plus que chaleureusement !

Le mot de la fin sera pour Marine, qui, en plus de s’être reconnue dans la plupart des messages précédents, a eu le courage de me supporter, me distraire, me réconforter et me faire vibrer pendant ces dernières années. Ta présence me donne envie de me surpasser au quotidien, et partager ma vie avec toi est un vrai bonheur.

Merci à tous !

Résumé

L'Internet des objets (ou IoT, pour Internet of Things) regroupe un ensemble de systèmes variés, tant par leurs contraintes que par leurs utilisations. Dans le cadre de cette thèse, nous allons nous intéresser aux LPWAN (Low-Power Wide-Area Network), les réseaux sans fil à grande couverture à faible consommation énergétique, en se basant sur le standard NB-IoT. Ces réseaux ont pour but de connecter des objets ou terminaux qui partagent certaines caractéristiques précises. Leur autonomie est optimisée pour durer le plus longtemps possible, ils ont de faibles quantités de données à transmettre régulièrement, et il s'agit d'équipements bas coûts. L'objectif de cette thèse est de concevoir et d'étudier l'hybridation d'un système terrestre LPWAN avec une constellation de satellites en orbite basse, dite LEO (Low Earth Orbit) afin de proposer une extension de couverture. Dans un premier temps, le système satellite proposé est décrit. Il repose sur un lien unidirectionnel des terminaux vers le satellite. En l'absence de lien du satellite vers les terminaux, le schéma d'accès retenu est l'Aloha Temps Fréquence, ou aléatoire en temps et en fréquence. Ce schéma, propice à l'utilisation de terminaux à faible coût, impose cependant la mise en place d'une stratégie de réception dédiée. En effet, il est nécessaire de compenser l'absence d'information sur la localisation temporelle et fréquentielle des messages, qui sont reçus à un niveau de bruit élevé par le satellite. De plus, l'utilisation de satellites défilants impose une forte variation des paramètres fréquentiels des transmissions, ce qui complexifie la démodulation des messages. Une chaîne de réception est proposée et évaluée ; l'estimation des paramètres fréquentiels nécessite la mise en place de méthodes spécifiques. En outre, l'utilisation d'un schéma aléatoire rend possible la réception par le satellite de plusieurs messages au même instant. Le couplage d'un turbocodage, d'un codage à répétition et de telles collisions mène à l'apparition de phénomènes d'interférences particuliers. L'impact de ces collisions d'abord sur les symboles reçus (taux d'erreur binaire) puis sur la décodabilité du message entier (taux d'erreur paquet) est décrit. Dans la dernière partie de cette thèse, les performances globales du système sont évaluées. Les modèles des performances du récepteur sont agrégés dans un simulateur qui modélise le traitement des messages tels qu'ils sont reçus par le satellite. Une méthode d'annulation successive des interférences (SIC pour Successive Interference Cancellation) est utilisée.

Abstract

The Internet of Things relates to various systems, designed for diverse uses. In this thesis, the focus is made on Low-Power Wide-Area Networks (LPWAN), especially on NB-IoT. LPWA networks stand out from others by being designed to address low cost devices, or terminals, for low power and low bit rate communications. The aim of this thesis is to propose and study a hybrid system of a LPWA network by using a Low Earth Orbit (LEO) satellite constellation, in order to extend its coverage. First, the proposed satellite system is described. This system relies on a unidirectional link from the users to the satellite. By having the link from the satellite to the terminal removed, the selected transmission scheme is Time Frequency Aloha, or random in time and frequency. Whereas this scheme is convenient for low cost terminals, it complicates the transmission reception: no information on the timing nor the frequency of the transmissions are shared to the receiver. Additionally, using satellites implies strong distortions of the messages, and jeopardize their demodulation. A strategy to detect, estimate their parameters and demodulate the messages is proposed, and evaluated. The estimation of a message parameters required the creation of specific models. Moreover, using a random scheme implies the possibility of receiving overlapping messages. The impact of those collisions on the Bit Error Rate (BER) and on the Packet Error Rate (PER) has been studied, especially when using a turbocode and a repetition coding scheme. Finally, the whole system performance is estimated using simulations. The proposed abstraction methods of the transmission detection and demodulation are nested in a simulator. Transmissions are created as seen from the satellite, and are inputted in the modeled receiver. A Successive Interference Cancellation (SIC) method is implemented to improve the system performance.

Table des matières

Remerciements	iii
Résumé	vii
Abstract	ix
Table des matières	xiii
Table des figures	xvi
Liste des tableaux	xvii
Liste des acronymes	xxi
Introduction	xxiii
1 Contexte de la thèse	1
1.1 L'Internet des objets	2
1.2 Les réseaux LPWAN	3
1.2.1 Définition et caractéristiques	3
1.2.2 Acteurs principaux	5
1.2.3 Commentaires	9
1.3 IoT et satellite	9
1.3.1 Acteurs satellites existants	10
1.3.2 Extension de couverture par satellite	12
1.4 Le système proposé	14
1.4.1 Objectifs et choix	14
1.4.2 Description	15
1.5 Conclusion et problématique	16
2 Caractérisation du système utilisé	17
2.1 NB-IoT	18
2.1.1 Historique	18

2.1.2	Structure de trame et unité de ressource	18
2.1.3	Chaîne de transmission	23
2.2	Bilan de liaison, caractérisation du canal	26
2.2.1	Bilan de liaison	27
2.2.2	Délai, décalage et dérive Doppler	32
2.3	Interférences et charge du canal	36
2.3.1	Interférence intrasystème	36
2.3.2	Charge du canal	37
2.4	Dimensionnement du segment spatial	39
2.5	Architecture de réception du système	39
3	Faisabilité du système : performances sans interférents	45
3.1	Stratégie de réception	46
3.1.1	Introduction	46
3.1.2	État de l'art de l'estimation de la dérive fréquentielle	46
3.1.3	Stratégie de réception	48
3.2	Description et performances de chaque étape	48
3.2.1	Détection grossière	48
3.2.2	Estimation temps-fréquence fine	53
3.2.3	Synchronisation en phase et démodulation cohérente	63
3.3	Performances du récepteur sans interférent	65
4	Etude des interférences	69
4.1	Interférences intrasystèmes	70
4.1.1	Description des paramètres d'interférence	70
4.1.2	État de l'art	71
4.2	Impact sur une transmission non codée	72
4.2.1	Cas favorable, $\delta_t = 0,5$	73
4.2.2	Cas défavorable, $\delta_t = 0$	73
4.2.3	Cas général et résultats	76
4.3	Interférences intrasystèmes et répétitions	78
4.3.1	Sommation des interférences	78
4.3.2	Ajout d'un brouillage	80
5	Démodulation en présence d'interférences	87
5.1	Sommation et performances en démodulation	88
5.1.1	État de l'art	88
5.1.2	Méthodes de sommation et calcul des LLR	89
5.1.3	Résultats	90
5.2	Modélisation du taux d'erreur paquet	91
5.2.1	Contexte	91
5.2.2	Méthode d'abstraction proposée	93

5.2.3	Résultats	95
6	Performances théoriques du système	101
6.1	Introduction et objectifs	102
6.2	Présentation de l'outil de simulation	103
6.2.1	Fonctionnement	103
6.2.2	Validation	105
6.3	Modélisation du récepteur	105
6.3.1	Détection	106
6.3.2	Estimation des paramètres	107
6.3.3	Démodulation	109
6.3.4	SIC	109
6.4	Performances du système	109
6.4.1	Résultats	109
6.4.2	Commentaires et améliorations possibles	110
7	Conclusion et perspectives	117
	Liste des communications	123
A	Approximation linéaire du décalage Doppler en fonction du temps	125
B	Lien entre taux d'erreur binaire et rapport signal à bruit	129
	Bibliographie	140

Table des figures

1.1	Lien entre technologies terrestres, couverture, et débit maximal.	4
1.2	Principe de fonctionnement du système.	15
2.1	Représentation temporelle d'une trame LTE traditionnelle.	20
2.2	Représentation des unités de ressource disponibles en SC-FDMA.	21
2.3	Représentation des unités de ressource disponibles en PSK.	21
2.4	Représentation des symboles d'une porteuse de 3,75 kHz.	23
2.5	Représentation de la chaîne de transmission.	23
2.6	Étapes de codage.	24
2.7	$\pi/4$ -QPSK.	26
2.8	Représentation des paramètres utilisés pour le bilan de liaison.	27
2.9	Calotte sphérique.	29
2.10	Densité de probabilité du rapport signal à bruit.	32
2.11	Géométrie entre le terminal et le satellite.	33
2.12	Décalage Doppler.	35
2.13	Dérive Doppler.	36
2.14	Interférences intrasystèmes.	38
2.15	Schéma bloc du récepteur.	41
3.1	Schéma bloc du récepteur, cas simplifié sans interférent.	48
3.2	Détection grossière.	49
3.3	Moyenne de la valeur absolue de l'erreur d'estimation de fréquence centrale en fonction de la taille de fenêtrage.	53
3.4	Erreur d'estimation en temps en fonction de la taille de fenêtrage.	54
3.5	Schéma bloc d'un banc de filtres de l'étape de détection fine.	55
3.6	Fonction d'ambiguïté décalage fréquentiel/dérive fréquentielle.	57
3.7	Largeur du lobe en décalage fréquentiel.	58
3.8	Largeur du lobe en dérive fréquentielle.	59
3.9	Estimation de la fréquence initiale d'un message.	60
3.10	Performance de l'estimation de fréquence : erreur moyenne.	61
3.11	Performance de l'estimation de fréquence : 95 ^e centile.	62
3.12	Schéma bloc de la stratégie d'estimation, bancs de filtres modifiés.	63

3.13	Performance en estimation : nombre de symboles pilotes et de BFM. . .	64
3.14	Performance en estimation : nombre de répétitions.	66
4.1	Paquet d'intérêt et paquet interférent.	70
4.2	Interférence produite en fonction de τ_f	74
4.3	Variance du module de l'interférence en fonction de τ_f	75
4.4	Paramètre d'interférence pour $\delta_t = 0$	76
4.5	Abstraction du taux d'erreur binaire en fonction de τ_f	77
4.6	Deux transmissions en interférence.	79
4.7	Erreur de phase de l'interférence et sommation en cohérence.	80
4.8	Brouillage et interférences intrasystèmes ($\Delta_D = 0$).	82
4.9	Brouillage et interférences intrasystèmes ($\Delta_D \neq 0$).	83
5.1	Information mutuelle d'une constellation QPSK.	94
5.2	Représentation des différentes zones interférées d'un paquet d'intérêt. .	95
5.3	Performance de la méthode d'abstraction pour $N_{\text{rep}} = 4$	98
5.4	Performance de la méthode d'abstraction pour $N_{\text{rep}} = 8$	98
6.1	Schéma bloc illustrant le fonctionnement du simulateur.	104
6.2	Densité de probabilité du rapport signal à bruit simulée et théorique. .	106
6.3	Décalage Doppler simulé et théorique.	107
6.4	Dérive Doppler simulée et théorique.	108
6.5	Performances du système et nombre d'itérations SIC.	111
6.6	Performances du système et nombre de répétitions.	112
6.7	Performances du système et puissance d'émission.	113
7.1	Relation entre les différentes contributions de la thèse.	119
A.1	Décalage Doppler.	127
A.2	Dérive Doppler.	127
A.3	Variation de la dérive.	127
A.4	Décalage Doppler, zoom autour du maximum de la dérive seconde. . . .	128
A.5	Erreur entre le décalage Doppler et son approximation affine.	128

Liste des tableaux

1.1	Usages et contraintes de l'Internet des objets.	3
1.2	Principales caractéristiques de quatre technologies LPWAN.	7
2.1	Modcod et unité de ressources LTE.	22
2.2	Élément du bilan de liaison montant.	30
2.3	Variables en réception.	40
3.1	Paramètres du signal reçu.	47
3.2	Paramètres du bruit en sortie du corrélateur.	52
4.1	Exemple de graine du brouillage 3GPP d'une transmission.	81
5.1	Performance en démodulation des différentes méthodes de pondération.	91
6.1	Paramètres en entrée du simulateur système.	102

Liste des acronymes

2G Second-generation cellular technology.

3G Third-generation cellular technology.

3GPP 3rd Generation Partnership Project.

4G Fourth-generation cellular technology.

5G Fifth-generation cellular technology.

ACRDA Asynchronous Contention Resolution Diversity Aloha.

AWGN Additive White Gaussian Noise.

BFM Banc de Filtres Modifiés.

BLE Bluetooth Low Energy.

BPSK Binary Phase Shift Keying.

CDMA Code Division Multiple Access.

CNB Convertisseur Numérique en Bande de base.

CRC Contrôle de Redondance Cyclique, ou Cyclic Redundancy Check.

CRDSA Contention Resolution Diversity Slotted Aloha.

CSS Chirp Spread Spectrum.

DFT Discret Fourier Transform.

DL Downlink.

DVB-SH Digital Video Broadcasting - Satellite Handheld.

E-SSA Enhanced-Spread Spectrum Aloha.

eNB Evolved Node B, ou E-UTRAN Node B.

FDD Time Division Duplex.

FEC Forward Error Control.

FSK Frequency-Shift Keying.

GPS Global Positioning System.

IEEE Institute of Electrical and Electronics Engineers.

IoT Internet des Objets (*Internet of Things*).

ISM Industrielle Scientifique et Médicale.

ITU International Telecommunication Union.

LECIM Low Energy Critical Infrastructure Monitoring.

LEO Low Earth Orbit.

LLR Log-Likelihood Ratio.

LoRa Long Range.

LoRaWAN Long Range Wide Area Network.

LPWAN Low Power Wide Area Network.

LTE Long Term Evolution.

M2M Machine to Machine.

MCL Maximum Coupling Loss.

MF-TDMA Multiple-Frequency Time-Division Multiple Access.

MIESM Mutual Information Effective SNR Mapping.

MRC Maximum Ratio Combining.

NB Bande étroite (*Narrow-Band*).

NB-IoT Narrow-Band Internet of Things.

NFC Near-Field Communication.

PAPR Peak-to-Average Power Ratio.

PCR Pondération Constante Relative.

PCT Pondération Constante Théorique.

PI Paquet d'intérêt.

PIRE Puissance Isotrope Rayonnée Équivalente.

PRB Physical Resource Block.

QPSK Quadrature Phase Shift Keying.

RCS Racine de Cosinus Surélevé.

RFID Radio-Frequency Identification.

RPMA Random Phase Multiple Access.

RSB Rapport Signal à Bruit.
RSBI Rapport Signal à Bruit plus Interférence.
RU Unité de ressource (Resource Unit).

S-MIM S-band Mobile Interactive Multimedia.
SC-FDMA Single-carrier FDMA.
SF Spreading Factor.
SIC Successive Interference Cancellation.
STFT Short Time Fourier Transform.

TDD Frequency Division Duplex.
TEB Taux d'Erreur Binaire.
TEP Taux d'Erreur Paquet.
TFA Time-Frequency Aloha.
TFAA Time-Frequency Aloha Asynchrone.

UL Uplink.
UNB Ultra-Narrow Band.

Introduction

L’Internet des objets (IoT) regroupe un ensemble de systèmes variés, tant par leurs contraintes que par leurs utilisations. L’une des problématiques actuelle de l’IoT est de fournir un service à un nombre d’objets « énorme » (de l’anglais *massive*), toujours plus grand. Nous allons nous intéresser aux LPWAN (Low-Power Wide-Area Network), les réseaux sans fil à grande couverture à faible consommation énergétique. Ces réseaux ont pour but de connecter des objets qui partagent certaines caractéristiques précises. Tout d’abord, ces objets sont optimisés afin que leur autonomie soit la plus grande possible. De plus, ils ont de faibles quantités de données à transmettre régulièrement ou de façon sporadique. Enfin, il s’agit de terminaux bas coûts. La couverture proposée par chaque station sol est idéalement la plus grande possible pour limiter le nombre de stations, cette couverture pouvant être de l’ordre de plusieurs dizaines de kilomètres.

Utiliser des satellites est l’une des solutions qui permet d’augmenter rapidement la couverture de ces réseaux terrestres, mais il faut alors s’assurer qu’une hybridation de ces deux systèmes basée sur des terminaux à bas coûts soit possible.

Cette thèse a pour objectif de concevoir un système proposant une extension de couverture d’un réseau LPWAN existant à l’aide d’une constellation de satellites, puis d’étudier les performances de celui-ci. Les objets, aussi appelés terminaux, ne sont pas spécifiques aux communications par satellites. Ainsi en utilisant une constellation, les terminaux sortent de leur cadre d’utilisation classique, leurs performances ne sont plus garanties. Une partie de l’étude se concentre sur les problèmes relatifs au traitement du signal et aux communications numériques, notamment pour gérer les collisions entre les messages de différents utilisateurs. Puis nous chercherons à modéliser le nombre de terminaux qu’un tel système peut contenir, en fonction des paramètres du système.

Organisation du manuscrit

Ce manuscrit est organisé en sept chapitres.

Chapitre 1 :

Ce chapitre explicite le contexte dans lequel se place la thèse. Il place les réseaux LPWAN dans le monde de l'Internet des objets, et évoque les technologies majeures de ces réseaux, tant terrestres que leurs équivalents par satellite. Le système proposé est brièvement décrit ; c'est sur celui-ci que nous baserons tous les travaux effectués pour cette thèse.

Chapitre 2 :

Ce chapitre décrit les caractéristiques du système étudié. Celui-ci est un système de collecte de données émises par des terminaux IoT bas coûts. Le choix s'est porté sur l'utilisation d'un standard d'opérateur terrestre : les terminaux utilisent la forme d'onde NB-IoT décrite dans la Release 13 du standard LTE, proposé par l'organisme de standardisation 3GPP. Ils envoient leurs données sans connaître au préalable la position des satellites : il n'y a pas de lien du satellite vers les terminaux. Les satellites numérisent en continu la bande de fréquence utilisée, et quand ils passent au-dessus d'une station sol, ils transmettent les données enregistrées. Les étapes de recherche et de démodulation des messages sont effectuées au sol, et peuvent donc avoir lieu plusieurs dizaines de minutes après leur émission. Les caractéristiques du canal correspondant (dérive Doppler, bilan de liaison) et les cas de charges sont développés dans ce chapitre. L'évaluation du débit du lien descendant (satellite vers station) et de la capacité mémoire nécessaire à bord du satellite démontre la faisabilité du système.

Chapitre 3 :

Ce chapitre décrit la chaîne de réception proposée. Quand le nombre d'utilisateurs est relativement faible, nous considérons que les interférences sont uniquement dues au bruit thermique. Comme décrit précédemment, il n'y a pas de synchronisation temporelle ou fréquentielle entre les terminaux et le satellite : les transmissions doivent donc être détectées et démodulées de manière aveugle. Ce chapitre explicite les stratégies de la chaîne de réception que nous avons mise en place. Les traitements se déclinent en 3 étapes successives :

- La détection grossière en temps et en fréquence utilise une méthode robuste de détection de puissance sur un spectrogramme.
- L'estimation fine en temps et en fréquence doit tenir compte des caractéristiques de dérive fréquentielle, spécifiques à notre système. Les méthodes exposées dans la littérature doivent être profondément modifiées à cet effet.
- L'étape de synchronisation en phase et de démodulation cohérente tire bénéfice de la détermination des paramètres estimés aux étapes précédentes, et peut être basée sur des techniques connues.

Chapitre 4 :

L'utilisation d'un schéma d'accès aléatoire peut induire des collisions à la fois dans les domaines fréquentiels et temporels. Quand le nombre d'utilisateurs est plus important, il apparaît des phénomènes d'interférence intrasystème. Ce chapitre a pour but de décrire ces phénomènes. Nous proposons une étude mesurant l'impact de ces interférences sur le taux d'erreur binaire d'une transmission non codée. La norme NB-IoT introduit l'utilisation de techniques de codage à répétition. Nous explicitons l'intrication qui peut apparaître entre les interférences intrasystèmes et les répétitions.

Chapitre 5 :

Dans un but de modélisation des performances du système, il est important de disposer d'un modèle d'estimation de la probabilité de démodulation de chaque paquet en fonction des interférences, sans avoir à simuler la chaîne de réception au niveau de la forme d'onde. Un nouveau modèle d'estimation est proposé dans ce chapitre ; il repose sur l'information mutuelle contenue dans les différentes parties du message interféré.

Chapitre 6 :

La modification de paramètres simples, comme la longueur d'un message ou l'altitude du satellite, influe grandement sur le cas de charge et sur les capacités du système. Ce chapitre combine les résultats énoncés dans les chapitres précédents pour estimer les performances théoriques du système. Le but du système étant de fournir un service à un maximum d'utilisateurs, en fixant un jeu de paramètres, on estime le nombre maximal de terminaux que peut contenir le réseau pour une qualité de service.

Chapitre 7 :

Ce chapitre conclut cette thèse, et ouvre sur quelques perspectives de travaux pouvant faire suite aux études menées pendant cette thèse.

Chapitre 1

Contexte de la thèse

Sommaire

1.1	L’Internet des objets	2
1.2	Les réseaux LPWAN	3
1.2.1	Définition et caractéristiques	3
1.2.2	Acteurs principaux	5
1.2.3	Commentaires	9
1.3	IoT et satellite	9
1.3.1	Acteurs satellites existants	10
1.3.2	Extension de couverture par satellite	12
1.4	Le système proposé	14
1.4.1	Objectifs et choix	14
1.4.2	Description	15
1.5	Conclusion et problématique	16

Ce chapitre a pour but de présenter un état de l’art des systèmes de télécommunication IoT par satellite. Après une brève introduction sur l’Internet des objets, nous décrirons les caractéristiques des réseaux LPWAN, dont les terminaux seront au cœur de notre étude. Ensuite, nous évoquerons les systèmes satellites qui se rapprochent le plus du nôtre, puis les projets de systèmes hybrides faisant coexister au sein d’un même réseau des segments terrestres et spatiaux. Enfin, nous décrirons le principe du système sur lequel notre étude va se baser.

1.1 L’Internet des objets

La technologie de la société est en constante évolution. Terme apparu dans les journaux au début des années 2000 [Dod03], l’Internet des objets (en anglais *IoT* pour *Internet of Things*) est un concept relatif aux nouvelles communications sur lequel se construit la société actuelle : les objets peuvent accéder à Internet sans nécessiter d’intervention humaine. On parle alors d’objets connectés. Ces objets ont une utilité propre : mesurer une température, ouvrir une fenêtre ou détecter un animal. Ils voient leur usage étendu par un accès à Internet. Cela permet aux utilisateurs de les contrôler à distance, de récupérer des données, ou de recevoir des alertes en cas de problème. De nombreux marchés, comme celui de la domotique, voient leur attrait grandir. Les usages et les usagers sont de plus en plus nombreux, ce qui induit une diminution des coûts et une augmentation des solutions proposées.

De nombreuses disciplines scientifiques sont touchées par l’Internet des objets. Pour citer quelques exemples, les problématiques de miniaturisations et de réductions des coûts, qui sont inhérentes à l’Internet des Objets se répercutent sur de nombreux domaines de l’ingénierie. L’augmentation du nombre de nœuds dans un réseau crée également des contraintes de saturation lors de la mise à l’échelle. Enfin, il y a de plus en plus de données et d’information à traiter, et à analyser, ce qui impose la mise en place d’algorithmes toujours plus performants.

L’IoT a été défini par l’*International Telecommunication Union*, ou ITU, comme une « infrastructure mondiale pour la société de l’information, qui permet de disposer de services évolués en interconnectant des objets (physiques ou virtuels) grâce aux technologies de l’information et de la communication interopérables existantes ou en évolution » [Itu]. On retrouve dans cette définition la notion de la mise en place d’une infrastructure qui a pour but d’augmenter l’utilité des objets grâce à des communications entre eux. Ainsi, quand on parle de l’Internet des objets, il faut penser aux objets, mais également à tout ce qui touche à leur interconnexion : les serveurs, les routeurs, et les plateformes de gestion de données.

Le terme « machine » est également utilisé dans le cadre des radiocommunications, désignant un objet ou un serveur. On parlera de communication machine à machine, ou M2M (de l’anglais *Machine-to-Machine*), simplement quand des objets communiqueront de manière autonome au travers d’un réseau filaire ou non. Les communications M2M s’inscrivent dans l’Internet des objets, en y jouant un rôle de lien de télécommunication sur un réseau homogène.

Il existe de nombreux usages de l’Internet des objets : la table 1.1 en présente certains, ainsi que les contraintes relatives aux télécommunications rattachées à ces usages. On classe les différents types d’Internet des objets suivant les contraintes liées aux usages, qui vont directement influencer sur les différents choix technologiques.

Pour les utilisations les plus courantes, en fonction des besoins de débit et de couverture, une dizaine de technologies peuvent être utilisées. La figure 1.1 associe des technologies sans fil en fonction de leur capacité en couverture et en débit.

TABLE 1.1 – Usages et contraintes de l’Internet des objets.

Application	Volume	Perte paquet	Signalisation	Délai	Mobilité	
Réseau électrique intelligent					non	Contrainte :  très faible  faible  moyenne  forte  très forte
Villes intelligentes					oui	
Capteur de santé					oui	
Paielement					oui	
Gestion des équipements					oui	
Gestion de flotte					oui	
Péage et parking urbain					oui	
Synchronisation					oui	
Caméra de surveillance					non	
Monitoring environnemental					non	
Suivi d’animaux					oui	

Cette thèse se concentre sur les liaisons sans fil de grande couverture à faible consommation énergétique, aussi appelées réseaux LPWAN (de l’anglais *Low Power Wide Area Networks*), décrite dans la section suivante.

1.2 Les réseaux LPWAN

1.2.1 Définition et caractéristiques

Pour des raisons d’habitude et de facilité de lecture, les réseaux sans fil de grande couverture à faible consommation énergétique seront dénommés selon leur acronyme anglais, LPWAN.

Ces réseaux cherchent à fournir un service relatif à un usage particulier de l’Internet des objets [RKS17; Cen+16] : les liens de communications à bas débit. Mais à la différence des réseaux à plus faible couverture à bas débit, couramment utilisés en domotique (Bluetooth Low Energy ou ZigBee par exemple), les LPWAN se caractérisent par leur échelle d’application. Comme présenté dans la figure 1.1, les terminaux des réseaux LPWAN peuvent bénéficier d’une grande couverture, allant jusqu’à plusieurs dizaines de kilomètres de rayon autour du point d’accès. De plus, ces réseaux sont optimisés pour limiter la consommation énergétique des terminaux.

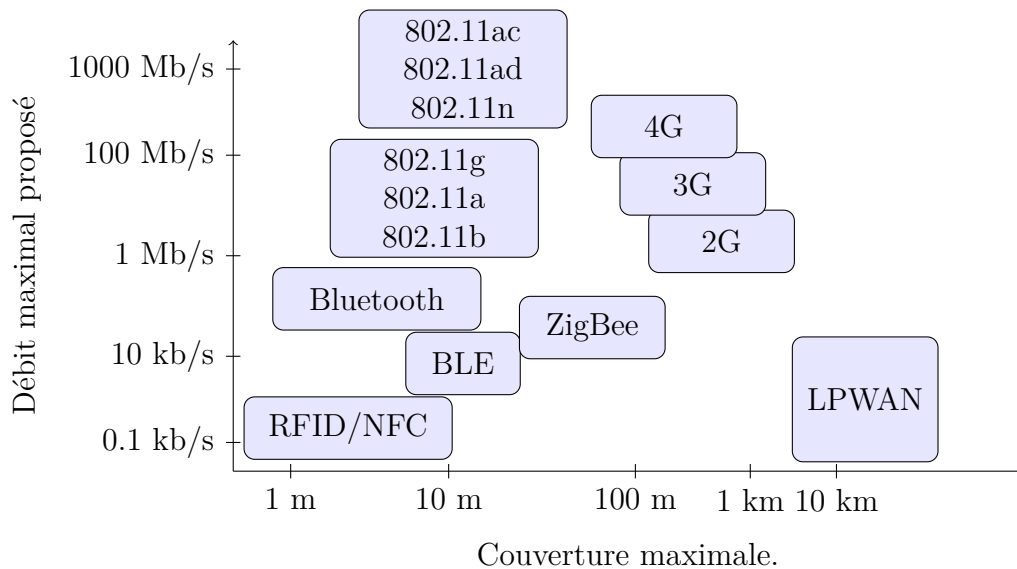


FIGURE 1.1 – Lien entre technologies terrestres, couverture, et débit maximal.

Les applications courantes sont :

- Les **villes intelligentes**, ou *smart cities* : les lampadaires, conteneurs, poubelles, capteurs de qualité de l'air et de l'eau, ou feux de circulations transmettent des informations régulièrement afin d'optimiser les services proposés aux citoyens. On a alors un très grand nombre de terminaux, qui communiquent très peu.
- L'**agriculture** : afin de mieux prévoir les aléas et estimer les productions, les grandes cultures peuvent profiter de la présence de capteurs. Il faut alors couvrir des exploitations de plusieurs kilomètres carrés, sans habitations, qui ne seront pas prioritairement couvertes par des réseaux plus classiques à plus forts débits (réseau 2G par exemple). De plus, sur ces parcelles, l'électricité n'est pas disponible : l'autonomie des capteurs est alors critique.
- Les **transports** : les routes terrestres et maritimes sont souvent en dehors de toute couverture des réseaux à plus fort débit. Un réseau LPWAN permettrait de recevoir des informations sans sortir des couvertures réseaux, et ainsi améliorer la traçabilité de produits sensibles (respect de la chaîne du froid, produits pharmaceutiques).
- Les **réseaux électriques intelligents** (*smart grid*) : afin de garantir des services fonctionnels sur un territoire entier, les installations énergétiques peuvent bénéficier de capteurs pour surveiller les infrastructures (intégrité des lignes à haute tension) ou pour optimiser la production et la consommation d'électricité.

Ces cas d'applications permettent de distinguer deux objectifs des réseaux LPWAN. D'un côté, on cherche à étendre un réseau existant dans le but de fournir un accès à Internet à un très grand nombre de terminaux sans gêner les autres services. De l'autre côté, on cherche à fournir un accès sur une très grande distance, afin de couvrir des zones

blanches pour les réseaux existants (zones difficiles d'accès, sous-sols, ou campagnes peu denses). En augmentant la distance maximale possible entre les terminaux et les stations sols, et il devient plus facile pour les opérateurs de couvrir un territoire, et donc d'augmenter le nombre de clients potentiels en réduisant le nombre de stations sol nécessaire. Enfin, dans les deux cas ces applications s'adressent à un très grand nombre de terminaux ; les solutions LPWAN mettent en avant la nécessité d'utiliser des composants à bas coûts.

Différentes technologies peuvent être utilisées, et sont présentées ci-après. [Rot18] propose un résumé des différentes performances de ces solutions, en comparant notamment l'efficacité spectrale de chaque technologie.

Comme énoncé précédemment, les solutions LPWAN ciblent les transmissions à faible débit. Pour réduire ce débit utilisateur, on peut choisir de réduire la bande fréquentielle. Les technologies basées sur cette technique sont dites à bande étroite (*Narrow Band*, ou NB), ou ultra étroite (*Ultra Narrow Band*, ou UNB). Cette réduction permet d'améliorer le bilan de liaison ; dans ce cas, on modifie le rapport entre la densité spectrale de puissance du signal et la densité spectrale de bruit. Une deuxième solution est de réduire l'efficacité spectrale des transmissions. Les technologies à étalement de spectre se basent sur l'utilisation de sous-porteuses plus larges, et utilisent des taux de codage élevés afin de contre-balancer le bilan de liaison défavorisé.

De plus, certaines technologies peuvent être utilisées dans les bandes fréquentielles dites libres, nommées bandes ISM (pour Industrielle, Scientifique et Médicale), qui sont libres d'accès sous certaines conditions de puissance et d'émission, alors que d'autres technologies se basent sur des bandes réglementées. Les bandes libres les plus utilisées pour l'Internet des objets sont situées autour de 868 MHz et de 2,4 GHz.

Enfin, certaines de ces technologies sont propriétaires, tandis que d'autres reposent sur des standards.

1.2.2 Acteurs principaux

En vue de la croissance des réseaux LPWAN depuis une dizaine d'années, le nombre d'acteurs du secteur augmente. Différentes technologies s'opposent. Dans cette partie, nous allons nous intéresser à quatre technologies différentes : Sigfox, LoRa, RPMA/Ingenu, et NB-IoT.

La table 1.2 résume les caractéristiques de ces technologies qui sont les plus intéressantes vis-à-vis de notre étude :

- le choix technologique (UNB ou étalement de spectre) ;
- le type de bande utilisée (libre ou réglementée) ;
- le type de modulation utilisée ;
- le schéma d'accès utilisé ;
- le bilan de liaison maximal théorique ;
- le débit proposé pour le lien du terminal vers le réseau ;
- la largeur de bande minimale utilisée.

Le lien de la station sol vers le terminal, ou lien descendant, n'est pas soumis par les mêmes contraintes (d'autonomie par exemple). C'est pourquoi les caractéristiques présentées dans ce tableau ne concernent que le lien montant ou UL (de l'anglais *Uplink*), du terminal vers la station sol. C'est ce lien qui sera étudié dans cette thèse.

1.2.2.1 Sigfox

Sigfox [Sig18] est une entreprise française, qui opère un réseau LPWAN, et joue un rôle de fournisseur d'accès. Les informations disponibles sont majoritairement issues de présentations commerciales venant de Sigfox. À ce jour, le réseau est particulièrement développé en Europe. La technologie utilisée par Sigfox repose sur de l'*Ultra Narrow-Band* (UNB), une solution propriétaire dans la bande libre de 868 MHz. La porteuse utilisée par les transmissions est de 100 Hz. L'utilisation d'une bande si fine limite le débit symbole à 100 Bauds, mais augmente fortement le bilan de liaison, si bien qu'une grande couverture est assurée sans utiliser de codage. Afin d'assurer la démodulation d'un message sans présence d'interférents, les messages sont répétés trois fois, sur trois fréquences centrales différentes considérées comme aléatoires. L'utilisation de la bande libre limite le nombre maximal de messages par terminal à 14 par jour [Fer+17]. Un lien descendant du nœud central aux terminaux est disponible.

Quelques informations complémentaires sont proposées dans la table 1.2.

1.2.2.2 LoRa

LoRa, acronyme de *Long Range*, est une technologie basée sur l'utilisation d'une modulation brevetée [BSS13] basée sur de l'étalement fréquentiel par *chirp* (CSS, de l'anglais *Chirp Spread Spectrum*). Les messages peuvent être transmis à différents facteurs d'étalement (noté SF, pour *Spreading Factor*), allant de 7 à 12, et sur différentes tailles de porteuses, allant de 125 à 500 kHz. Un symbole LoRa, dont la durée est inversement proportionnelle à la porteuse utilisée, est représenté par un signal à phase continue dont la fréquence varie linéairement dans la sous-porteuse considérée. Un bit d'information est porté par SF symboles LoRa ; ainsi plus la valeur de SF choisie est grande, plus l'efficacité spectrale sera faible. Ceci réduit le débit et rend les transmissions plus robustes aux interférences. De plus, la modulation utilise un codage dont le taux peut varier entre 1/2 et 4/5. Un lien du nœud central au terminal est possible : une fenêtre de réception est ouverte par le terminal après chaque transmission.

Cette modulation est couplée avec le protocole de communication LoRaWAN, open source, promu par la *LoRa Alliance*, un consortium ouvert qui cherche à uniformiser l'utilisation de la technologie [All18]. Chaque utilisateur peut administrer son propre réseau LoRa et le rendre compatible avec celui des autres utilisateurs, sous condition d'acheter des terminaux spécifiques, et de suivre le protocole.

[Fer+17] présente les débits maximaux accessibles et les taux d'erreur paquets correspondant que peut fournir une station sol en fonction du nombre de terminaux dans sa couverture. Plus de détails concernant cette technologie sont proposés dans la table 1.2.

TABLE 1.2 – Principales caractéristiques de quatre technologies LPWAN.

Acteur	LoRaWAN	SigFox	Ingenu	3GPP NB-IoT
Choix technologique	Étalement de spectre	Ultra Narrow-Band	Étalement de spectre	Narrow-Band
Bande	Libre — 868 MHz	Libre — 868 MHz	Libre — 2,4 GHz	Bande règlementée
Type de solution	Libre	Propriétaire	Propriétaire	Standardisée
Modulation (UL)	Chirp Spread Spectrum	DBPSK	Random Phase Multiple Access	BPSK ou QPSK en SC-FDMA
Accès (UL)	Unslotted Aloha	Unslotted Aloha	CDMA	MF-TDMA
Maximum Coupling Loss / Bilan de liaison max (UL)	154 dB	158 dB	172 dB	164 dB
Débit terminaux (UL)	0.3-40 kb/s	100 b/s	0.06-30 kb/s	0.1-250 kb/s
Largeur de bande	125 à 500 kHz	100 Hz	1 MHz	3,75 à 180 kHz

- Chirp Spread Spectrum : Étalement fréquentiel basé sur l'utilisation d'une fréquence centrale qui varie linéairement par morceau.
- Unslotted Aloha : Aussi dénommé Pure Aloha [Abr70]. Protocole d'accès aléatoire, où les terminaux transmettent les données sans allocation au préalable. Il s'agit du protocole aléatoire le plus simple.
- Bilan de liaison max, ou MCL (de l'anglais Maximum Coupling Loss) : Valeurs tirées de [Vej+17] et de [Ing15]. On considère que si les pertes diverses que subit le canal entre l'émetteur et le récepteur sont supérieures à cette valeur, alors le terminal est en dehors de la couverture.

1.2.2.3 RPMA et Ingenu, IEEE 802.15.4k

Ingenu est une entreprise qui, jusqu’au début de l’année 2018 opérait un réseau LPWAN.

Le lien montant de leur réseau utilise une modulation brevetée, notée RPMA (*Random Phase Multiple Access*). Cette modulation repose sur l’utilisation d’un schéma d’accès CDMA (de l’anglais *Code Division Multiple Access*), mais à la différence d’un schéma d’accès CDMA classique, plusieurs utilisateurs peuvent partager un même code CDMA. Ceci est rendu possible par l’insertion d’un décalage temporel aléatoire différent pour chaque terminal au début de chaque slot : les transmissions ne débutant plus au même instant, le démodulateur peut différencier les différents utilisateurs en collision. Plus d’informations sur le fonctionnement de cette modulation sont disponibles sur [Ing15].

Comme LoRa et Sigfox, cette technologie repose sur l’utilisation d’une bande libre. Cependant, à la différence des deux précédentes, c’est la bande centrée autour de 2,4 GHz qui est utilisée. Ce choix, bien qu’influant de manière négative sur le bilan de liaison, est motivé par un argument commercial de simplification de mise sur le marché, cette bande étant libre sur toute la planète.

Le lien descendant repose une utilisation classique de CDMA.

La technologie RMPA est compatible avec le standard IEEE 802.15.4k. Ce standard a été originellement créé pour des utilisations à bas débit et à basse consommation énergétique, mais en proposant des couvertures moins importantes que celles ciblées par les réseaux LPWAN. Cependant, il semble être compatible avec leurs spécifications. Quelques études s’intéressent à la dernière version de ce standard, notée IEEE 802.15.4 Low Energy Critical Infrastructure Monitoring (LECIM) dans le cadre de l’étude des réseaux LPWAN [WJJ18 ; Rot+16] .

Au début de l’année 2018, Il a été annoncé qu’Ingenu arrêta son rôle d’opérateur pour remplir celui de fournisseur de service [Gar18].

1.2.2.4 NB-IoT

Arrivé sur le marché bien plus tard que les technologies précédemment décrites, NB-IoT a été proposé par l’organisme de standardisation 3GPP dans sa version 13 (*3rd Generation Partnership Project, Release 13*) comme une extension de LTE en juin 2016 [3GP16]. Il s’agit d’un standard qui sera utilisé par des opérateurs déjà existants (Orange, SFR, Bouygues, ou Free en France) sur des bandes de fréquences règlementées. À ce jour, le réseau est opérationnel dans plusieurs pays d’Europe, ainsi qu’au Brésil, en Chine et aux États-Unis [GSM18]. Ce standard est basé sur une forte réutilisation des technologies maîtrisées dans les précédentes versions du standard 4G, autant au niveau des terminaux que du réseau d’infrastructure des opérateurs. Plus de détails sur cette technologie et ses caractéristiques sont présentés dans la table 1.2, ainsi que dans les chapitres suivants.

1.2.3 Commentaires

Parmi les technologies décrites plus haut, les sources et les quantités d'informations disponibles sont assez variables. La technologie LoRa a fait office de nombreuses études de rétro-ingénierie, tandis que Sigfox et RPMA sont les seuls à fournir des informations sur leur propre technologie.

Cependant, plusieurs études comparent les données constructeurs aux performances sur le terrain. S'il existe des comparaisons indépendantes des capacités de Sigfox et de LoRa [Lau+17b; Li+17; NGK16; AS14], il n'existe pas, à notre connaissance, de telles publications relatives à Ingenu. Enfin, même si les réseaux NB-IoT n'étaient pas encore opérationnels, quelques études [Lau+17a; Vej+17] ont testé des terminaux NB-IoT en les reliant à un nœud central simulé grâce à des outils SDR (de l'anglais *Software Define Radio*). Ces études obtiennent des résultats préliminaires de couverture et des prévisions d'autonomie.

Enfin, [RKS17] liste d'autres technologies et standards LPWAN. La modulation Turbo-FSK, proposée par [Rot+15] a été récemment étudiée dans le cadre d'une utilisation par satellite [DB18].

1.3 IoT et satellite

Pour toucher le plus grand nombre possible de clients potentiels, les opérateurs LPWAN cherchent à couvrir le maximum de surface de la planète, tout en minimisant les coûts de mise en œuvre du service.

L'utilisation de satellites est un moyen permettant de couvrir à moindre coût une zone plus importante de la planète. La zone couverte par un satellite peut aller jusqu'à quasiment un tiers de la surface du globe dans le cas de l'utilisation d'un satellite en orbite géostationnaire. La charge du réseau devient alors une problématique à prendre en compte, car en agrandissant la couverture proposée par un nœud du réseau (ici, le satellite), le nombre de terminaux sous cette couverture va augmenter, ce qui augmente le risque de surcharge du réseau. Heureusement, les terminaux LPWAN ne sont jamais en grand nombre dans la même portion du globe. En effet, dans ce cas d'autres solutions déjà existantes peuvent être mises en place, comme la création d'un réseau local ou ad-hoc entre les terminaux au sol, puis l'utilisation d'un système de *backhauling* à l'aide d'une communication satellite plus classique, reliant la petite cellule du réseau à Internet. Si une solution LPWAN est envisagée, c'est qu'il n'y a pas de réseau existant couvrant les zones d'intérêts, donc que la densité de terminaux au sol est relativement faible.

Il existe depuis plusieurs années des services de télécommunications M2M qui utilisent des satellites pour proposer une couverture à l'échelle de la planète. Nous allons dans un premier temps évoquer quelques-uns de ces acteurs, puis nous aborderont l'extension de couverture des réseaux LPWAN par satellite.

1.3.1 Acteurs satellites existants

Ce paragraphe a pour but de présenter quelques constellations satellites proposant un service de communication bas débit. Nous avons choisi de présenter ces solutions malgré le fait que les terminaux utilisateurs ne soient pas conçus pour des communications à basse consommation. Pour information, le prix d'un terminal utilisé pour une transmission de données telles qu'offrirait un réseau LPWAN terrestre est proposé pour chaque réseau satellite.

Pour tous les opérateurs présentés ci-après, on peut trouver un abonnement permettant d'émettre des courtes transmissions (centaines d'octets) régulièrement (de plusieurs fois par jour à plusieurs fois par heure), pour environ une cinquantaine de dollars par mois [Uni17]. Dans la majorité des cas, la tarification du service ne dépendra pas du débit de transmission fourni, mais plutôt de la taille maximale d'un message (de l'ordre de quelques centaines d'octets pour toutes les offres).

1.3.1.1 Orbcomm

Le réseau d'Orbcomm est constitué de 38 satellites en activité en orbite basse, ou LEO (de l'anglais *Low Earth Orbit*), situés entre 740 et 875 km d'altitude ; la constellation actuelle est constituée de plusieurs générations de satellites. La constellation a été créée dans le but de fournir un service de messagerie pour des terminaux fixes ou mobile, au même moment que le début de l'Internet des Objets.

Lancée en 1996, la constellation a été renouvelée depuis 2014 ; elle ne couvre pas les pôles. Les satellites démodulent les messages des terminaux, les stockent, et les retransmettent quand ils passent au-dessus d'une station sol : le délai de transmission peut être de plusieurs minutes. Le service utilise une bande de fréquence pour le lien montant située autour de 150 MHz et propose un débit de 2,4 kb/s. Le lien montant est situé autour de 141 MHz, et propose un lien de 4,8 kb/s [Ilc11]. Le cout d'un terminal est d'environ 170 \$ [Sat18a].

1.3.1.2 Inmarsat

Le réseau d'Inmarsat est constitué de plusieurs satellites géostationnaires, qui font office de relais pour la transmission des messages. La constellation ne peut pas couvrir les pôles. Notons que Orbcomm et Inmarsat collaborent depuis 2013 pour fournir des services de M2M par satellite [Inm13]. Les terminaux récents peuvent dorénavant bénéficier des deux réseaux.

1.3.1.3 Globalstar

Globalstar est constitué d'une quarantaine de satellite LEO en activité ; la constellation a été renouvelée avec 24 satellites lancés entre 2010 et 2013. Dans ce réseau, les satellites ne démodulent pas le message, mais retransmettent les transmissions à une

station sol de façon transparente. Ainsi, pour que le message soit décodé, il faut d'une part avoir un satellite en vue, mais également que ce satellite soit à portée d'une station sol : la couverture n'est donc pas fixe dans le temps, et ne dépend pas que de la latitude à laquelle on se trouve. À titre d'exemple, le terminal unidirectionnel STX3 Simplex coûte 120 \$ [Cor18].

1.3.1.4 Iridium

Iridium est également une constellation LEO, conçue pour fonctionner avec 66 satellites. Iridium est la seule constellation évoquée à utiliser des liens intersatellites pour réduire le délai de transmission. De plus, les satellites Iridium suivent des orbites polaires. Ces choix techniques ont été réalisés pour fournir un service de téléphonie par satellite sur toute la planète : Iridium a été conçu pour transmettre 4,8 kb/s en mode bidirectionnel [Pra+99]. Les communications avec les terminaux se font en bande L c'est-à-dire autour de 1,6 GHz. Le prix d'un terminal destiné à faire des communications M2M est typiquement de 185 \$ [Sat18b]. Le déploiement de la nouvelle génération de la constellation nommée Iridium-NEXT a débuté début 2017. Celle-ci a pour but de fournir un meilleur débit aux terminaux.

1.3.1.5 Argos

Argos est un système qui a été mis en place pour faire du suivi environnemental, principalement d'animaux et de bouées maritimes. Cette constellation mesure la position des balises grâce au décalage Doppler induit par la vitesse des satellites. Une faible quantité de données peut être transmise en parallèle de la position. Au fur et à mesure des remplacements de la constellation par des satellites de nouvelle génération, le débit proposé pour chaque terminal a augmenté : il atteint, avec la dernière génération du système 0,4 kb/s pour des terminaux bas débit, et 4,8 kb/s pour des terminaux considérés comme « haut débit ». Des communications du satellite vers les terminaux sont également possibles [Ber13]. Cependant, le nombre de terminaux connectés au service Argos est relativement faible (22 000 balises sont actives par mois). L'abonnement est d'environ 50 \$ par mois par balise, et les plus petits terminaux (masse inférieure à 100 grammes pour les oiseaux, avec un tracker GPS et panneau solaire) coûtent environ 4 000 \$ [MT18]. La nouvelle génération de la constellation nommée Argos 3, dont le lancement a commencé en 2016, fournit des débits de données ascendant de 4,8 kb/s, et propose un lien retour à 200 b/s [Arg16].

1.3.1.6 Commentaires

On peut remarquer qu'hormis Orbcomm, les solutions présentées n'ont pas été mises en place dans le but de proposer des transmissions à bas coûts : Argos a été créé pour proposer un service de localisation, Iridium de téléphonie tandis que Globalstar et Inmarsat ont quant à eux été déployés pour proposer de la transmission de données, et de

la téléphonie. De plus, tous les systèmes, à l'exception d'Argos, fonctionnent en mode bidirectionnel avec synchronisation et allocation de ressources. Les terminaux doivent être reliés à une source de courant ou disposent d'une autonomie réduite, particulièrement si celle-ci est comparée aux autonomies prévues pour les terminaux LPWAN (d'une dizaine d'années environ).

À la différence des autres constellations décrites, les terminaux Argos ont conçus pour durer des mois, mais ne sont pas à bas coûts. De plus, le système Argos n'est pas capable de supporter un nombre de terminaux qui serait compatibles avec les besoins relatifs aux utilisations LPWAN.

Il n'y a donc pas de solution satellite existante qui proposerait une couverture pour des terminaux à bas coûts et disposant d'une autonomie importante.

Une idée, décrite dans la section suivante, est d'utiliser des satellites pour faire de l'extension de couverture LPWAN d'un réseau existant, sans en modifier les terminaux. On utilise alors des équipements bas coûts, mais qui ne sont pas conçus pour des communications par satellite. Notons que l'organisme 3GPP a lancé au début de l'année 2018 un groupe de travail qui étudie les possibilités d'intégration de liens non-terrestres dans le standard 5G. Ce groupe de travail a donné lieu à un rapport technique [38811], il statue sur les besoins nécessaires au standard 5G afin d'assurer la compatibilité avec ce genre de liens pour plusieurs cas d'utilisation, dont les scénarios relatifs aux communications LPWAN.

1.3.2 Extension de couverture par satellite

Comme évoqué précédemment, la rentabilité d'un réseau repose sur le nombre de terminaux connectés à celui-ci. À l'heure actuelle, les réseaux satellites ne sont pas capables de supporter autant de communications que les réseaux terrestres, surtout dans les zones denses; ceci est dû à la taille des faisceaux satellites, bien plus larges que la couverture d'une antenne terrestre. Les réseaux terrestres sont quant à eux trop chers pour être déployés dans les zones inhabitées. Ceci impose la mise en place de deux architectures disjointes, selon la densité d'habitants.

Une solution est d'utiliser un système hybride, qui repose à la fois sur une architecture satellite afin de profiter de la couverture, et sur une architecture terrestre, afin de profiter d'un lien peu énergivore et à bas coûts quand cela est possible. Plusieurs solutions d'hybridation sont envisageables.

1.3.2.1 Utilisation d'un terminal hybride

Certains constructeurs proposent des terminaux mobiles hybrides, capables de se connecter à un réseau terrestre quand cela est possible, ou à un réseau satellite dans le cas contraire. Cela impose l'utilisation de deux systèmes distincts au sein du même terminal, et donc la mise en place de deux chaînes de transmission distinctes, et la souscription de deux abonnements. Nous n'aborderons pas cette solution.

1.3.2.2 *Backhauling* par satellite

Une solution est de connecter un relai à Internet par un lien satellite; ce relai propose une couverture locale aux terminaux via un réseau sans fil. Cette solution, appelée *backhauling* est mise en place dans les zones reculées où le réseau cellulaire est inexistant mais qu'une population importante est présente. Ce genre de système a déjà été proposé dans les années 1990 pour les communications utilisant de la 2G [Pri93]. On peut par exemple citer l'entreprise Gilat [Gil18] qui installe des cellules LTE dans les milieux ruraux grâce à des liens satellites. L'utilisateur se connecte à la cellule sans avoir connaissance de l'existence de l'architecture satellite.

Cette solution nécessite la mise en place d'un réseau terrestre, même si celui-ci ne repose pas sur une connexion filaire. Ce genre de système continue d'être étudié, notamment pour la mise en place de moyens de communication d'urgence, dans les lieux sinistrés [Cas+15].

1.3.2.3 LTE par satellite

Dans le cadre des réseaux 4G, quelques études ont été publiées sur la possibilité de l'utilisation directe d'un satellite comme centre d'une cellule : le satellite remplit le rôle d'une station sol (eNB en dénomination 4G). Les terminaux LTE classiques communiquent avec le satellite sans intermédiaire. Ces études cherchent à déterminer les modifications nécessaires du standard afin de le rendre compatible à l'utilisation d'un lien satellite.

[Siy+13] considère un lien avec un satellite géostationnaire, [Bre+14] étudie un système qui utilise une constellation MEO (type O3B), et [Gui+17] s'intéresse à un lien basé sur une méga-constellation LEO.

1.3.2.4 LPWAN par satellite

Dans le contexte ciblé pour ce travail, les terminaux peuvent être mobiles, et leur densité peut être ponctuellement relativement faible. On cherche alors à ce que les terminaux puissent communiquer directement avec le satellite.

Depuis 2015, de nombreux acteurs ont décidé de se lancer dans la mise en place de ce genre de système [Ant+16] [Ant+15] [Che+16] [Qu+17].

Le projet Mustang (acronyme de Machine-to-machine Utilisant le Satellite et le Terrestre pour des Applications de Nouvelle Génération) [Des16], [Ang15], [Bén17] a été lancé par Airbus Defence and Space en 2013, et s'est donné pour but de compléter la couverture de Sigfox avec des satellites LEO. À notre connaissance, ce projet n'a pas été source de publication depuis cette période.

Quelques publications [Ant+15], [Ant+16] se basent plus génériquement sur l'UNB, pour étudier des extensions de réseaux LPWAN par satellite. Les auteurs proposent des études de probabilités de collision, et de taux d'erreur paquet sous différentes hypothèses de schéma d'accès.

Semtech, Inmarsat et Lacuna Space utilisent quant à eux la technologie LoRa à bord de satellites LEO [Tel18], [Inm16].

Dans cette thèse, nous proposons de mettre en place une constellation de satellites pour étendre la couverture terrestre du réseau NB-IoT.

1.4 Le système proposé

1.4.1 Objectifs et choix

Le système que nous proposons a plusieurs objectifs. D'une part, le système proposé doit fournir une extension de couverture à un système terrestre. D'autre part, les transmissions doivent être compatibles avec les contraintes inhérentes des terminaux LPWAN, à savoir une grande autonomie (10 ans d'autonomie avec une batterie faisant l'équivalent de deux piles AA), et l'utilisation d'équipement à bas coûts (cout total inférieur à 10 \$). Enfin, cette extension est réalisée à l'aide d'une constellation de satellites.

Nous avons choisi de ne pas proposer de nouvelle forme d'onde : les terminaux de notre système sont compatibles avec le standard 3GPP LTE NB-IoT. Une des motivations de ce choix est que cette technologie est pour l'instant la seule à se baser sur l'utilisation de bandes réglementées. L'utilisation d'une bande dédiée peut être un atout dans le cadre d'une utilisation par satellite. En effet, les bandes libres étant utilisées dans de nombreuses applications (bande ISM, WiFi, Bluetooth, four micro-onde), le bruit ambiant dans ces fréquences aux abords des grands pôles urbains est plus élevé ; c'est une problématique de recherche importante en vue de l'augmentation du nombre de terminaux [Eng+04 ; PMM18]. L'utilisation d'une bande allouée permet de garantir un niveau de bruit ambiant indépendant de l'activité humaine de la zone couverte par le satellite.

Ce choix limite la puissance des terminaux à 23 dBm. De plus, ces terminaux ont un gain de l'antenne assez faible. Cela rend le bilan de liaison du lien satellite très défavorable. Pour contrebalancer ce point, les satellites de la constellation sont en orbite basse. Le bilan de liaison sera proposé dans un chapitre suivant.

Les satellites suivent des orbites polaires, ou quasipolaire. D'une part, cela permet de bénéficier à chaque période d'un passage au-dessus des pôles afin d'y placer une station sol. D'autre part, ce genre d'orbite permet de couvrir tous les points de la planète.

Enfin, nous avons choisi de nous affranchir du lien descendant du satellite aux terminaux. Ce choix est motivé par la contrainte d'autonomie des terminaux. Les temps d'émission et de réception doivent être minimisés, car ils représentent les instants de consommation les plus importants. De plus, les satellites en orbite basse ont des vitesses élevées, de l'ordre de plusieurs kilomètres par seconde ; ces vitesses imposent aux transmissions un décalage fréquentiel important, particulièrement en utilisant une technologie à bande étroite (NB). Les terminaux NB-IoT ne sont pas fait pour compenser

les décalages fréquentiels créés par la vitesse du satellite.

Dans notre système, il n'est donc pas possible de synchroniser les terminaux entre eux, ou de procéder à une allocation. Cette contrainte nous impose un schéma d'accès aléatoire, à la fois en temps et en fréquence. Ce genre de schéma est vu comme prometteur pour les systèmes de nouvelle génération [DG+16], grâce à la simplicité de sa mise en œuvre au niveau des terminaux. La maîtrise des performances de schéma d'accès aléatoire permettrait de concevoir des réseaux dédiés aux communications à faible consommation énergétique.

1.4.2 Description

Le système considéré est système de collecte de données en extension de couverture d'un réseau NB-IoT. Les terminaux suivent le standard 3GPP LTE NB-IoT, et sont compatibles avec le réseau terrestre dédié. Il est illustré par la figure 1.2.

Le système repose une constellation de satellites LEO en orbite polaire, sans lien du satellite vers les terminaux qui couvre à tout instant l'intégralité de la planète. Quand un terminal souhaite transmettre un message alors qu'il est en dehors du réseau terrestre, il le transmet de manière aveugle à la constellation de satellites, en utilisant la forme d'onde décrite dans le standard.

Afin de détecter et démoduler des transmissions fortement bruitées et sans connaissances de leurs paramètres fréquentielles, des traitements lourds doivent être mis en place ; ces traitements ne peuvent pas être faits au niveau des satellites. Ceux-ci numérisent la bande de fréquence utilisée par les terminaux au sol. Puis en passant à proximité d'une station sol, les satellites transmettent les données qui ont été numérisées depuis le dernier survol. C'est dans la station sol que seront effectuées à posteriori les étapes d'analyse des données numérisées et de démodulation des messages.

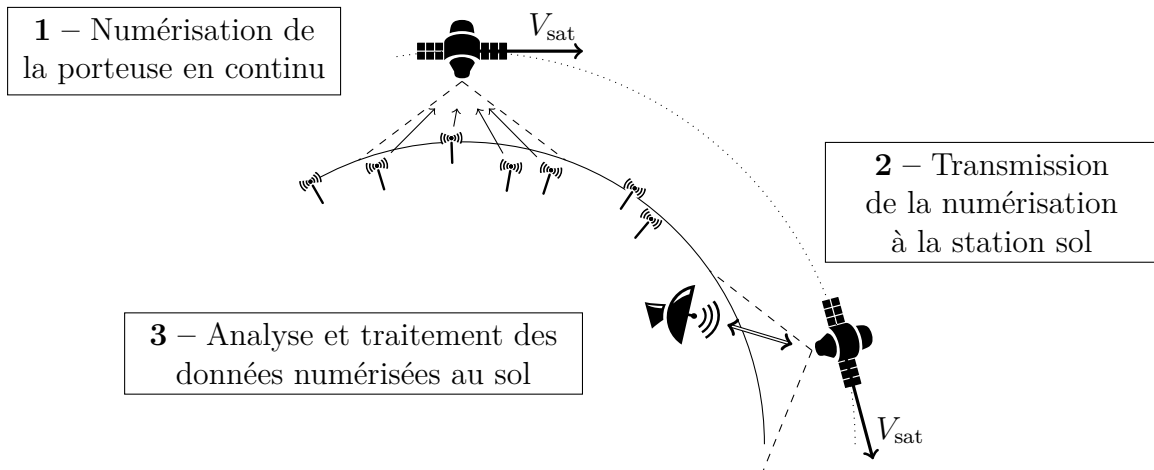


FIGURE 1.2 – Principe de fonctionnement du système.

Le chapitre 2 décrit les transmissions utilisées par les terminaux, ainsi que la stratégie employée par la station sol pour démoduler les messages. Le fait de réaliser la détection des transmissions et la démodulation des messages au sol nous permet d'utiliser des techniques plus complexes que si ces étapes avaient été effectuées à bord du satellite. À titre d'exemple, un algorithme d'annulation successive des interférences (SIC, de l'anglais *Signal Interference Cancellation*), trop couteux pour être réalisé au niveau du satellite, pourra être mis en place.

1.5 Conclusion et problématique

Dans ce chapitre, nous avons décrit le contexte actuel de l'Internet des objets, et abordé les enjeux des communications LPWAN, ainsi que l'intérêt de l'hybridation de ces réseaux par satellite. Nous avons proposé un nouveau système dédié à des communications satellites, utilisé par des terminaux dédiés aux réseaux terrestres.

Il est évident que le système proposé ne va pas offrir des débits comparables à ceux des réseaux terrestres. Plus le nombre de terminaux va augmenter, plus le nombre de collisions va être important, et moins les messages seront décodés. Pour arriver à une analyse quantitative du nombre de terminaux que ce nouveau système peut accueillir, et du débit proposé, nous avons besoin d'étudier notre système sous plusieurs angles.

C'est ce que nous allons faire dans les chapitres suivants.

Résumé du chapitre

L'Internet des Objets est défini pour des usages différents liés à des contraintes très variées. Après avoir listé quelques-unes de ces contraintes, nous décrivons celles des LPWAN, les réseaux sans fil de grande couverture à faible consommation énergétique. Ces réseaux se caractérisent d'une part par leur couverture étendue, mais également sur le débit très faible qu'ils proposent, et sur l'autonomie et le faible coût des équipements qu'ils connectent. Dans le cadre de cette thèse, nous nous intéressons à la possibilité de mettre en place une extension de couverture pour un réseau LPWAN. Après avoir listé quelques réseaux LPWAN existants, et quelques solutions satellites s'y rapprochant, nous décrivons le système sur lequel se base notre étude. Il s'agit d'un système d'extension de couverture du réseau NB-IoT grâce à des satellites en orbite basse. Le lien descendant du satellite vers les terminaux n'est pas utilisé.

Chapitre 2

Caractérisation du système utilisé

Sommaire

2.1	NB-IoT	18
2.1.1	Historique	18
2.1.2	Structure de trame et unité de ressource	18
2.1.3	Chaine de transmission	23
2.2	Bilan de liaison, caractérisation du canal	26
2.2.1	Bilan de liaison	27
2.2.2	Délai, décalage et dérive Doppler	32
2.3	Interférences et charge du canal	36
2.3.1	Interférence intrasystème	36
2.3.2	Charge du canal	37
2.4	Dimensionnement du segment spatial	39
2.5	Architecture de réception du système	39

Ce chapitre a pour but d'introduire les bases du système que nous avons proposé.

Dans un premier temps, nous décrirons quelques aspects de la forme d'onde utilisée, définie dans le standard LTE NB-IoT. Par la suite, nous établirons un bilan de liaison probabiliste correspondant à un jeu de paramètres représentatifs choisi pour notre système en fonction de la position des terminaux, et nous modéliserons le canal de transmission. Puis nous définirons une « charge », qui décrit le taux d'utilisation du système en fonction des paramètres des utilisateurs et des satellites. Enfin, nous décrirons l'architecture du récepteur que notre système emploie.

2.1 NB-IoT

Toutes les informations présentées dans cette section peuvent être retrouvées dans les documents [36101], [36211], [36212], et [36213]. Pour plus de clarté, [Rat+16b], [Rat+16a], [SA+18] explicitent certaines caractéristiques du standard NB-IoT.

2.1.1 Historique

Il y a quelques années, le consortium 3GPP s'est fixé comme objectif la création d'un standard dédié aux communications à bas débit et à grande couverture. Une première étude [36888], lancée en 2013, avait pour but de fournir un état des lieux des besoins des utilisateurs et des technologies disponibles que le consortium pouvait rapidement mettre en place à grande échelle. Cette étude a eu pour conséquence la mise à jour du standard afin de fournir un service relatif à l'Internet des objets. La série 36, relative aux communications LTE (aussi connue sous le nom de 4G) a ainsi été actualisée dans le but d'être compatible avec des terminaux de l'Internet des objets. Les différentes mises à jour de la version 13 du standard 3GPP introduisent au fur et à mesure des nouvelles catégories de terminaux, qui auront accès à certaines fonctionnalités ayant pour but d'optimiser les communications des réseaux LPWAN. La catégorie NB1, aussi nommée NB-IoT, est créée dans le but de fournir une couverture plus grande et d'augmenter l'autonomie des terminaux de manière drastique. C'est le standard relatif à cette catégorie que nous allons décrire dans cette section. Deux documents nous intéresseront particulièrement. La structure des trames, et les modulations et formes d'onde utilisées sont décrites dans [36211] ; puis, pour simuler la chaîne de transmission, les spécifications des codages sont décrites dans [36212].

Précisons que le standard a été conçu comme un système de communications synchrones entre une station de base et avec des terminaux fixes ou nomades. Ainsi, une fois les étapes de recherche et de connexion à une cellule effectuées, un terminal fait des demandes d'allocations en fonction de ses capacités et de ses besoins. Pour information, le document [36213] contient les éléments relatifs aux procédures de connexion et de synchronisation entre les terminaux et les stations de base (accès aléatoire, allocation de puissance et de ressources). Ce document ne sera utilisé que dans le but de caractériser les allocations de ressources, car nous avons choisi de ne pas synchroniser les terminaux et le satellite dans notre système.

Nous présenterons tout d'abord la structure de la trame, puis nous décrirons la chaîne de transmission.

2.1.2 Structure de trame et unité de ressource

Les communications NB-IoT s'inscrivent dans le cadre des communications LTE. Les allocations LTE sont définies en fonction d'unités de ressources, qui seront décrites dans cette section.

Décrivons dans un premier temps le découpage fréquentiel utilisé tel que standardisé pour les communications NB-IoT. Le schéma d'accès utilisé pour les transmissions LTE montantes, c'est-à-dire des terminaux aux stations sol est le schéma dit single-carrier FDMA, ou SC-FDMA (de l'anglais *Single-Carrier Frequency Division Multiple Access*) [MLG06]. Celui-ci repose sur l'utilisation de plusieurs sous-porteuses, qui seront utilisées conjointement pour la transmission des données. Ces sous-porteuses sont d'une largeur de 15 kHz. Les allocations accordées par la station sol sont décrites fréquemment par le nombre de sous-porteuses utilisées.

Dans le cadre des communications LTE pour les terminaux non NB-IoT, la bande LTE entière peut être d'une largeur allant jusqu'à 20 MHz. Les allocations fréquentielles sont des multiples de 180 kHz, soit 12 sous-porteuses de 15 kHz, ce qui correspond à la taille minimale d'un bloc de ressource physique (PRB, de l'anglais *Physical Resource Block*).

Cependant, dans le but d'améliorer le bilan de liaison pour fournir un service aux terminaux en bordure de couverture, les communications NB-IoT utilisent une structure fréquentielle différente, permettant d'utiliser sur le lien montant un nombre de sous-porteuses inférieur ou égal à 12. La bande fréquentielle allouée aux terminaux NB-IoT est d'une largeur de 180 kHz. Cette valeur est héritée du standard relatif aux terminaux LTE classiques, correspondant à la valeur d'un PRB.

Intéressons-nous maintenant au découpage temporel des communications NB-IoT. Celui-ci est hérité des communications LTE à fort débit, qui fonctionnent de manière synchrone : un tramage est mis en place afin de définir la durée des allocations. La trame LTE traditionnellement utilisée par les terminaux IoT est décrite dans la figure 2.1. Notons qu'il s'agit de la structure de trame relative au mode FDD (*Time Division Duplex*) : l'utilisation de la trame relative au mode TDD (*Frequency Division Duplex*) n'a pas d'intérêt pour nous, car nous mettons en place un système basé sur un lien unidirectionnel.

Quand la station de base LTE (aussi appelée eNB, pour *eNodeB*) reçoit des demandes d'allocation de ressource, elle peut gérer ces demandes afin de maximiser le service proposé à tous les utilisateurs. L'allocation est modulable en fonction de la charge du canal, de la qualité du lien du terminal et de la quantité d'information à transmettre. L'allocation se caractérise en partie par l'utilisation d'unités de ressources (ou RU, de l'anglais *Resource Unit*). L'unité de ressource est la plus petite allocation qu'un terminal peut recevoir. L'allocation accordée aux terminaux est alors décrite en fonction :

- du nombre d'unités de ressource, entre 1 et 10 ;
- de la modulation et du taux de codage, nombre de bits utiles entre 16 et 1000 ;
- du nombre de sous-porteuses utilisées, égal à 1, 3, 6 ou 12.

Le nombre d'unités de ressource et le couple modulation et taux de codage ne peuvent pas être choisis indépendamment. La table 2.1 représente toutes les allocations possibles pour les terminaux NB-IoT. Représentés en italique dans le tableau, les taux de codage approximatifs équivalents sont ajoutés ; ces valeurs correspondent au cas

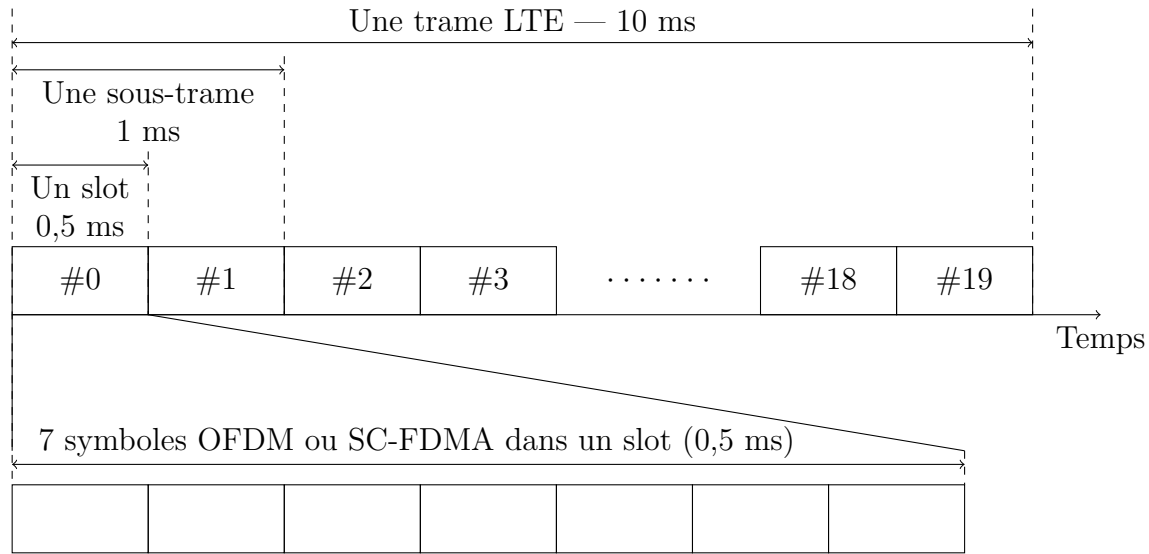


FIGURE 2.1 – Représentation temporelle d'une trame LTE traditionnelle.

d'utilisation avec une seule sous-porteuse, qui sera abordé juste après.

Nous allons maintenant nous intéresser au choix du nombre de sous-porteuses. Pour les terminaux ayant un bilan de liaison favorable, il est intéressant d'utiliser le lien le moins longtemps possible, pour libérer le canal pour les autres utilisateurs. La station de base aura alors tendance à utiliser peu d'unités de ressource et un taux de codage élevé, avec un nombre de sous-porteuses élevé. Dans le cas où les terminaux ont un bilan de liaison défavorable, ce qui est notre cas lors de l'utilisation de satellite, on a alors intérêt à utiliser un faible nombre de sous-porteuses.

Quand l'allocation est basée sur plus d'une sous-porteuse, la taille de l'allocation est de 45, 90 ou 180 kHz. Dans ce cas, les terminaux utilisent le schéma d'accès SC-FDMA. Le terminal occupe seulement les sous-porteuses que la station lui a attribuées, ce qui permet d'améliorer le bilan de liaison et non toute la bande de 180 kHz. La figure 2.2 représente ces différentes unités de ressources possibles (en rouge sur la figure). La figure ne représente pas l'agencement des différentes unités de ressources entre elles, qui est réalisé à la discrétion de l'opérateur. Il n'y a pas de lien entre la forme des unités et leur position dans la représentation proposée. Dans ce cas, une unité de ressource contient 168 éléments de ressources, répartis sur 14, 28, ou 56 symboles SC-FDMA, selon le nombre de sous-porteuses utilisés, respectivement 12, 6 ou 3.

Quand l'allocation est sur une seule sous-porteuse, la largeur de bande de l'allocation est encore plus réduite, ce qui améliore le bilan de liaison. Dans ce cas, deux tailles de sous-porteuse sont disponibles : 15 kHz et 3,75 kHz.

Étant donné qu'il n'y a qu'une seule sous-porteuse, il n'est pas possible de faire du SC-FDMA. Le standard décrit le *single-tone* SC-FDMA, qui est une variante de modulation par changement de phase plus classique (PSK, de l'anglais *Phase-Shift Keying*)

[36211, paragraphe 10.1.5] : la $\pi/2$ -BPSK ou la $\pi/4$ -QPSK. La figure 2.3 représente les unités de ressource disponibles en modulation PSK en vert.

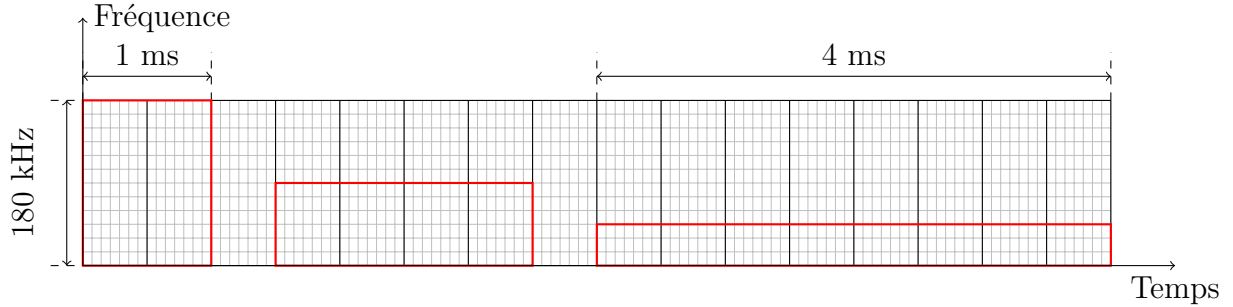


FIGURE 2.2 – Représentation des formes des unités de ressource disponibles en SC-FDMA (en rouge). La grille représente les unités de ressources.

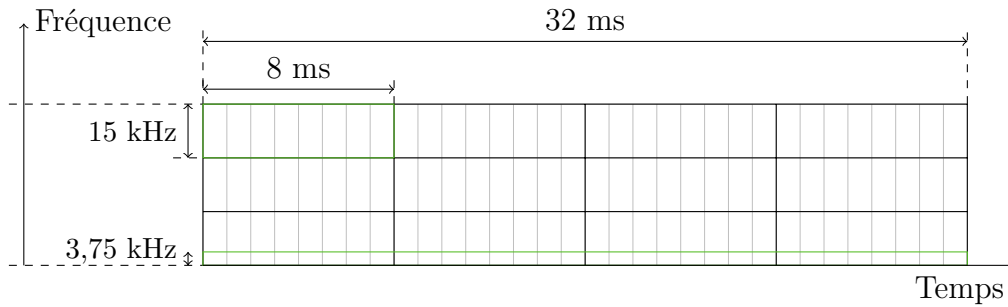


FIGURE 2.3 – Représentation des formes des unités de ressource disponibles en $\pi/2$ -BPSK et en $\pi/4$ -QPSK (en vert). La grille représente les sous-trames, soit 2 slots.

Dans le cas particulier de l'utilisation d'une sous-porteuse de 3,75 kHz, les slots, originellement de 0,5 ms, sont dilatés et durent 2 ms ; ils contiennent toujours 7 symboles. Une trame durant 10 ms, il y a alors 5 slots par trame, numérotés de 0 à 4 (au lieu de 20 slots numérotés de 0 à 19, comme dans la figure 2.1). La bande de 180 kHz contient 48 sous-porteuses de 3,75 kHz, et les unités de ressource sont constituées de 112 symboles répartis sur autant d'éléments de ressources.

Afin de maximiser le bilan de liaison, nous allons nous borner à l'utilisation des sous-porteuses de 3,75 kHz ; l'unité de ressource dure alors 32 ms. Dans ce cas, dans chaque slot, les 7 symboles sont de durée égale, puis on ajoute un intervalle de garde pendant lequel il n'y a pas de transmission. Ces durées sont représentées à l'échelle par la figure 2.4. Il y a un symbole pilote dans chaque slot. Par souci de simplification, nous ne précisons pas les durées exactes de ces symboles et de l'intervalle de garde, mais toutes ces valeurs sont explicitées dans [36211, paragraphe 10.1.5].

TABLE 2.1 – Tableau des différentes possibilités de nombre de bits utiles en fonction du choix de la modulation et du nombre d’unités de ressource accessibles pour les terminaux NB-IoT. Ce tableau a été basé sur les valeurs proposées par la version 14.3.0 du document [36213, Table 16.5.1.2-2] ; ces valeurs sont susceptibles de changer dans des versions ultérieures du document.. Pour information, dans le cas de l’utilisation d’une seule sous-posteuse, un taux de codage équivalent est proposé en italique.

Nombre de RU	1	2	3	4	5	6	8	10
$\pi/2$ -BPSK	16	32	56	88	120	152	208	256
	<i>0,42</i>	<i>0,29</i>	<i>0,28</i>	<i>0,29</i>	<i>0,31</i>	<i>0,31</i>	<i>0,30</i>	<i>0,29</i>
$\pi/4$ -QPSK	24	56	88	144	176	208	256	344
	<i>0,25</i>	<i>0,21</i>	<i>0,19</i>	<i>0,22</i>	<i>0,20</i>	<i>0,20</i>	<i>0,18</i>	<i>0,19</i>
$\pi/2$ -BPSK	32	72	144	176	208	256	328	424
	<i>0,58</i>	<i>0,50</i>	<i>0,58</i>	<i>0,52</i>	<i>0,49</i>	<i>0,49</i>	<i>0,46</i>	<i>0,47</i>
$\pi/4$ -QPSK	40	104	176	208	256	328	440	568
	<i>0,33</i>	<i>0,33</i>	<i>0,35</i>	<i>0,30</i>	<i>0,29</i>	<i>0,31</i>	<i>0,30</i>	<i>0,31</i>
$\pi/4$ -QPSK	56	120	208	256	328	408	552	680
	<i>0,42</i>	<i>0,38</i>	<i>0,40</i>	<i>0,36</i>	<i>0,37</i>	<i>0,38</i>	<i>0,38</i>	<i>0,37</i>
$\pi/4$ -QPSK	72	144	224	328	424	504	680	872
	<i>0,50</i>	<i>0,44</i>	<i>0,43</i>	<i>0,46</i>	<i>0,47</i>	<i>0,46</i>	<i>0,46</i>	<i>0,47</i>
$\pi/4$ -QPSK	88	176	256	392	504	600	808	1000
	<i>0,58</i>	<i>0,52</i>	<i>0,49</i>	<i>0,54</i>	<i>0,55</i>	<i>0,54</i>	<i>0,54</i>	<i>0,53</i>
$\pi/4$ -QPSK	104	224	328	472	584	712	1000	1224
	<i>0,67</i>	<i>0,64</i>	<i>0,61</i>	<i>0,65</i>	<i>0,63</i>	<i>0,64</i>	<i>0,67</i>	<i>0,65</i>
$\pi/4$ -QPSK	120	256	392	536	680	808	1096	1384
	<i>0,75</i>	<i>0,72</i>	<i>0,72</i>	<i>0,73</i>	<i>0,73</i>	<i>0,72</i>	<i>0,73</i>	<i>0,73</i>
$\pi/4$ -QPSK	136	296	456	616	776	936	1256	1544
	<i>0,83</i>	<i>0,83</i>	<i>0,83</i>	<i>0,83</i>	<i>0,83</i>	<i>0,83</i>	<i>0,83</i>	<i>0,82</i>
$\pi/4$ -QPSK	144	328	504	680	872	1000	1384	1736
	<i>0,88</i>	<i>0,92</i>	<i>0,92</i>	<i>0,92</i>	<i>0,93</i>	<i>0,89</i>	<i>0,92</i>	<i>0,92</i>
$\pi/4$ -QPSK	176	376	584	776	1000	1192	1608	2024
	<i>1,04</i>	<i>1,04</i>	<i>1,06</i>	<i>1,04</i>	<i>1,07</i>	<i>1,06</i>	<i>1,06</i>	<i>1,07</i>
$\pi/4$ -QPSK	208	440	680	1000	1128	1352	1800	2280
	<i>1,21</i>	<i>1,20</i>	<i>1,22</i>	<i>1,33</i>	<i>1,20</i>	<i>1,19</i>	<i>1,19</i>	<i>1,20</i>
$\pi/4$ -QPSK	224	488	744	1032	1256	1544	2024	2536
	<i>1,29</i>	<i>1,33</i>	<i>1,33</i>	<i>1,38</i>	<i>1,33</i>	<i>1,36</i>	<i>1,33</i>	<i>1,33</i>

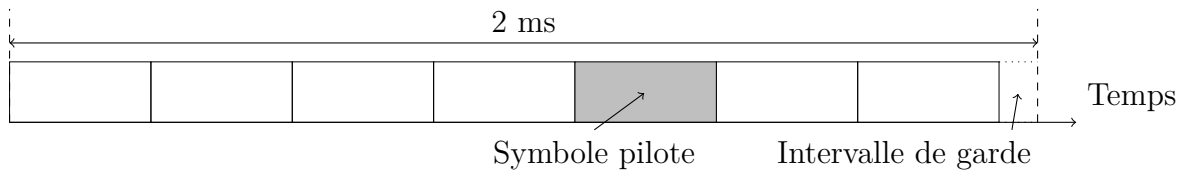


FIGURE 2.4 – Représentation des symboles d’une porteuse de 3,75 kHz.

2.1.3 Chaîne de transmission

Les terminaux NB-IoT transmettent leurs données en suivant le standard précédemment évoqué. En utilisant les sous-porteuses de 3,75 kHz, la chaîne de transmission est modélisée telle que présentée dans la figure 2.5.

Nous allons aborder dans les paragraphes suivants chaque étape de cette chaîne de transmission.

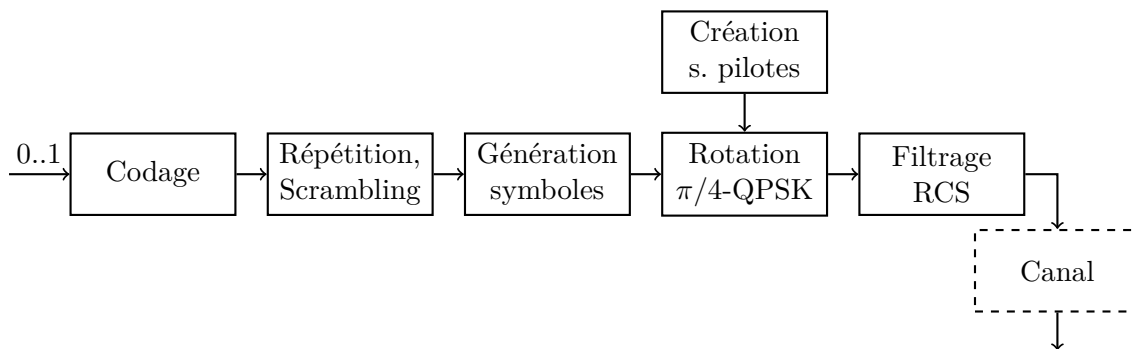


FIGURE 2.5 – Représentation de la chaîne de transmission.

2.1.3.1 Codage et mapping

Pour améliorer la robustesse des transmissions face aux interférences, il est courant d'utiliser des mécanismes de correction d'erreur (FEC, de l'anglais *Forward Error Control*). L'enchaînement des étapes de codage est illustré dans la figure 2.6, comme décrit dans [36212, paragraphe 6.3.2].

Dans un premier temps, on ajoute à la transmission un contrôle de redondance cyclique (de l'anglais *Cyclic Redundancy Check*), qui permet de vérifier si le message reçu est valide [36211, paragraphe 5.2.2.1].

Ensuite, un turbocode 1/3 est utilisé [36211, paragraphe 5.2.2.3], puis est complété par une étape d'adaptation du taux de codage (en anglais *Rate Matching*) [36211, paragraphe 5.2.2.4]. Cette dernière étape consiste à poinçonner, ou à répéter des bits

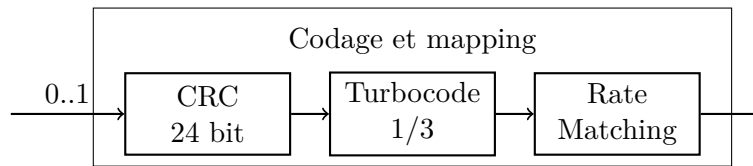


FIGURE 2.6 – Étapes de codage.

de la chaîne sortant du turbocodeur, dans le but d'arriver à un taux de codage variable, précédemment décrit dans la table 2.1. Ce taux de codage est calculé comme le rapport entre le nombre de bits utiles (imposé par le standard) et le nombre de bits envoyés.

Dans le cadre de notre étude, nous fixons la même valeur de nombre d'unités de ressource et de taux de codage pour tous les terminaux.

2.1.3.2 Brouillage et répétitions

Afin de compenser un bilan de liaison défavorable, le standard propose la possibilité d'utiliser des répétitions des transmissions. Pour les terminaux en bord de couverture, la station de base a la possibilité d'attribuer une allocation plus longue pour compenser des pertes plus importantes. Ainsi, les terminaux peuvent transmettre un message 2^n fois, avec n compris entre 0 et 7 (jusqu'à 128 répétitions) [36213, paragraphe 16.5.1.1]. Ces répétitions sont contigües dans le temps, et les transmissions ne s'arrêtent pas à la fin d'une répétition (hormis au cours de l'intervalle de garde de chaque slot). Dans toute la suite du document, on appellera une « répétition » une portion du signal émis par un terminal. Cette répétition comporte toute l'information nécessaire à démoduler le message, mais n'est qu'une partie de la transmission totale.

Afin de rendre les communications plus robustes aux interférences, particulièrement des autres cellules, un brouillage, ou *scrambling*, est ajouté. Il s'agit de multiplier la séquence de bit d'une répétition par une séquence pseudoaléatoire, générée dans le cas des communications NB-IoT par un code de Gold.

La génération de ce code est décrite dans [36211, paragraphe 7.2], et ses paramètres d'initialisation sont décrits dans le paragraphe [36211, paragraphe 10.1.3.1]. Pour chaque répétition du message, une des graines du générateur est définie par :

- le numéro du premier slot sur lequel est transmise la répétition ;
- le numéro de la première trame sur laquelle est transmise la répétition ;
- le numéro de la cellule ;
- un numéro d'identification temporaire, fourni par la station sol.

Étant donné que notre système fonctionne sans synchronisation entre les terminaux, il est complexe de rendre ce scrambling aléatoire. Deux séquences de Gold générées à partir de graines différentes sont à intercorrélations nulles, et une séquence de Gold est à autocorrélation nulle sauf en 0. Donc si chaque terminal utilise une graine auto-attribuée, le receveur ne pourra pas décoder les transmissions à moins de tester toutes les

graines possibles. Nous allons donc, dans le cadre de notre système, fixer les paramètres de ce scrambling à des valeurs identiques pour tous les terminaux.

2.1.3.3 Génération des symboles

L'étape de génération des symboles QPSK, ou BPSK est décrite dans [36211, paragraphe 10.1.3.2, puis 5.3.2, puis 7.1.1 et 7.1.2]. Rappelons que dans le système proposé, les sous-porteuses de 3.75 kHz sont utilisées : les symboles ne sont pas des symboles multiporteuses SC-FDMA.

2.1.3.4 Création des symboles pilotes

Dans le cas de l'utilisation d'une seule sous-porteuse, les symboles pilotes qui forment le « signal de référence » selon la terminologie LTE (en anglais *Reference Signal*) sont une suite de symboles BPSK générés de manière pseudoaléatoire, qui sont utilisés pour estimer les paramètres du canal (la puissance en réception par exemple) et pour effectuer la synchronisation à la réception de la transmission. Ils sont créés à partir d'un code de Gold [36211, paragraphe 7.2]. Dans les cas des communications NB-IoT sur une seule sous-porteuse, il existe 16 graines possibles pour l'initialisation [36211, paragraphe 10.1.4.1.1]. On notera que le nom de « symbole pilote » n'est rigoureusement valable que dans le cas de l'utilisation d'une seule sous-porteuse ; dans le cas contraire, le signal de référence est porté par des éléments de ressources, et non des symboles SC-FDMA.

Un symbole du signal de référence est inséré par slot de 7 symboles : celui-ci est placé au 5^e symbole, comme représenté dans la figure 2.4. Ainsi, dans un slot de 7 symboles, il y a 6 symboles contenant de l'information et un symbole pilote. Notons que si la sous-porteuse utilisée est de taille 15 kHz, alors c'est le 4^e symbole qui est dédié au symbole pilote.

2.1.3.5 Rotation $\pi/4$ -QPSK

La modulation définie dans le standard LTE dans le cadre des communications NB-IoT sur une seule porteuse est une $\pi/2$ -BPSK ou une $\pi/4$ -QPSK. Dans le cas de la modulation $\pi/4$ -QPSK, la constellation subit une rotation à chaque symbole de $\pi/4$, dans un sens ou dans l'autre, afin de limiter le facteur de crête en émission. La rotation effectuée est illustrée dans la figure 2.7. Dans cette figure, on représente les deux constellations $\pi/4$ -QPSK utilisées pour les symboles impairs et pairs. Les transitions possibles entre chaque symbole sont représentées en figure 2.7c par des traits noirs. Ces transitions illustrent les chemins que peut prendre le signal émis, allant d'un symbole de la constellation paire à un symbole de la constellation impaire (et inversement). Le facteur de crête, lié au PAPR (de l'anglais *Peak-to-Average Power Ratio*) est le rapport entre l'amplitude maximale du signal et sa valeur efficace. Dans le cadre des télécommunications à puissance limitée, il est important d'avoir un facteur de crête

proche de 1. On notera que si la valeur efficace du signal est égale à sa valeur moyenne, on se place dans une modulation à enveloppe constante.

Si la rotation de phase n'était pas effectuée, seule une des deux constellations représentée serait utilisée. À chaque nouveau symbole, une transition passant par l'origine est possible, ce qui réduit la valeur efficace du signal. Tandis qu'en réalisant une rotation de $\pi/4$ -QPSK à chaque symbole, il n'y a pas de transition passant par l'origine, ce qui augmente la valeur efficace du signal. Ceci illustre la réduction du facteur de crête réalisée par la modulation $\pi/4$ -QPSK.

Dans le cas d'une modulation $\pi/2$ -BPSK, la rotation est d'une valeur de $\pi/2$.

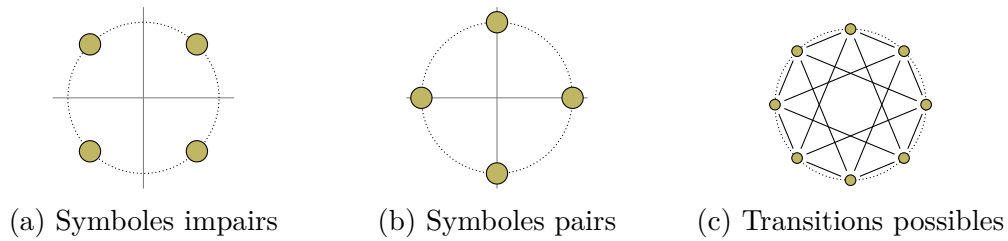


FIGURE 2.7 – Principe de la modulation $\pi/4$ -QPSK.

2.1.3.6 Filtrage RCS

Un filtre de mise en forme en racine de cosinus surélevé est ajouté à la fin de la chaîne de transmission afin de respecter le gabarit imposé par 3GPP [36101, paragraphe 6.6.2F.1]. La présence d'un intervalle de garde va créer un phénomène d'interférence intersymbole, intrinsèque au système. Les pertes dues à ce phénomène seront abordées brièvement au chapitre 4.

Maintenant que les transmissions telles que proposées par le standard sont clairement définies, nous pouvons alors aborder le bilan de liaison, et les caractéristiques du lien relatif à notre système.

2.2 Bilan de liaison, caractérisation du canal

Dans cette section, nous allons dans un premier temps fournir un bilan de liaison, puis nous décrirons l'effet Doppler que subissent les transmissions au travers du canal satellite choisi, en fonction des paramètres du système. L'effet du canal ne sera pas le même suivant la position des terminaux par rapport au satellite en vue au moment de la transmission. Nous présenterons donc des analyses probabilistes des effets du canal.

Nous nous plaçons du point de vue d'un satellite, qui reçoit les données transmises par les terminaux. Le lien descendant du satellite vers les stations sol est considéré

comme non dimensionnant, le bilan de liaison étant très favorable ; ainsi, nous nous intéressons seulement au bilan de liaison relatif au lien allant des terminaux vers le satellite.

2.2.1 Bilan de liaison

Dans un premier temps, nous cherchons à établir un bilan de liaison en fonction de la position des utilisateurs sous le satellite. Nous allons chercher à obtenir la densité de probabilité des pertes en espace libre dans la couverture d'un satellite.

2.2.1.1 Bilan de liaison pour un terminal

Soit un terminal T_{term} , dans la couverture d'un satellite S_{sat} . L'antenne du satellite pointe à la verticale, dans la direction de son nadir.

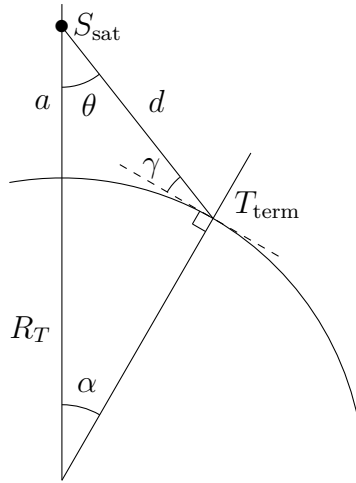


FIGURE 2.8 – Représentation des paramètres utilisés pour le bilan de liaison.

La figure 2.8 illustre les paramètres utilisés pour décrire la géométrie du lien. Le satellite est représenté par le point S_{sat} , qui orbite à une altitude a . Le terminal T voit le satellite à une distance d et à une élévation γ par rapport à l'horizon. L'angle α représente l'angle formé par le terminal, le centre de la Terre et le satellite, et R_T représente le rayon de la Terre. L'angle θ représente l'angle de dépointage de l'antenne. On fixe une valeur minimale de γ_{min} , qui définit le bord de la couverture du satellite. On peut relier cette élévation minimale de fonctionnement du système à la largeur du faisceau de l'antenne satellite. Cette relation entre γ , θ et α s'exprime en utilisant la loi des sinus :

$$\frac{\sin(\theta)}{R_T} = \frac{\cos(\gamma)}{R_T + a} = \frac{\sin(\alpha)}{d} \quad (2.1)$$

Pour établir un bilan de liaison, nous avons besoin de connaître la distance de propagation d . Cette distance est couramment calculée en fonction de l'élévation γ . Nous choisissons cependant d'établir la distance en fonction de l'angle α , afin de pouvoir plus facilement exprimer la distribution des utilisateurs selon cet angle.

En utilisant les relations d'Al Kashi nous pouvons établir la relation suivante :

$$d(\alpha) = \sqrt{R_T^2 + (R_T + a)^2 - 2R_T(R_T + a) \cos(\alpha)} \quad (2.2)$$

Nous pouvons effectuer un bilan de liaison [MBS09], et donner le rapport signal à bruit en fonction de la distance. Nous définissons le rapport E_s/N_0 comme le rapport entre l'énergie reçue d'un symbole et la densité spectrale du bruit.

En utilisant les éléments classiques d'un bilan de liaison, la relation liant les pertes en espace libre L_{pel} à la distance parcourue par le signal d est :

$$L_{\text{pel}} = \left(\frac{4\pi d}{\lambda} \right)^2, \quad (2.3)$$

où λ est la longueur d'onde.

Les pertes totales L_{tot} sont considérées comme étant :

$$L_{\text{tot}} = L_{\text{pel}} \cdot L_{\text{ant,sat}} \cdot L_{\text{autres}}, \quad (2.4)$$

en notant $L_{\text{ant,sat}}$ les pertes dues au dépointage de l'antenne, et L_{autres} les autres pertes que peut subir le système.

On modélise des pertes liées au dépointage en réalisant une approximation parabolique du diagramme de rayonnement de l'antenne du satellite [MBS09]. $L_{\text{ant,sat}}$ s'écrit en fonction de θ de la manière suivante :

$$L_{\text{ant,sat}} = 12 \left(\frac{\theta}{\theta_{3\text{dB}}} \right)^2 \quad (2.5)$$

$$= 12 \left(\frac{\arcsin\left(\frac{R_T \sin \alpha}{d}\right)}{\theta_{3\text{dB}}} \right)^2 \quad (2.6)$$

Quand un terminal est en bord de couverture, l'élévation est minimale, et l'angle θ est égal à $\theta_{3\text{dB}}/2$.

Nous utiliserons également les notations suivantes : k_B la constante de Boltzmann, R_c le débit symbole, et G/T un facteur de mérite relatif à l'antenne en réception du satellite. La PIRE (Puissance Isotrope Rayonnée Équivalente) du terminal est définie comme le produit de la puissance émise par le gain de l'antenne d'émission. Alors on peut écrire :

$$\frac{E_s}{N_0} = \frac{\text{PIRE} \cdot (G/T)}{k_B \cdot R_c \cdot L_{\text{tot}}} \quad (2.7)$$

En utilisant les équations (2.3) et (2.4), on peut alors décrire le rapport entre E_s/N_0 et la distance entre le terminal et le satellite, donc en fonction de l'angle α décrit précédemment :

$$\frac{E_s}{N_0}(\alpha) = \frac{\text{PIRE} \cdot (G/T)}{k_B \cdot R_c \cdot \left(\frac{4\pi}{\lambda}\right)^2 \cdot L_{\text{autres}} L_{\text{ant,sat}}(\alpha) \cdot d(\alpha)^2} \quad (2.8)$$

Le tableau 2.2 présente les valeurs des paramètres relatifs au bilan de liaison pour illustrer les prochains résultats.

2.2.1.2 Probabilité du bilan de liaison

On définit une variable aléatoire A , correspondant à la valeur de l'angle α pour un terminal choisi aléatoirement dans la couverture du satellite.

Nous allons commencer par décrire la densité d'utilisateur f_A en fonction de α . Nous prenons pour hypothèse que la densité d'utilisateur au sol est uniforme. Nous notons $\mathcal{A}(\alpha)$ l'aire de la calotte sphérique définie par l'angle α , comme décrit par la figure 2.9. Alors le nombre d'utilisateurs sur la calotte $\mathcal{A}(\alpha)$ en fonction de α est proportionnel à la surface de la calotte $\mathcal{A}(\alpha)$, définie pour tout α de $[0, \alpha_{\text{max}}]$ par :

$$\mathcal{A}(\alpha) = 2\pi R_T^2 (1 - \cos(\alpha)) \quad (2.9)$$

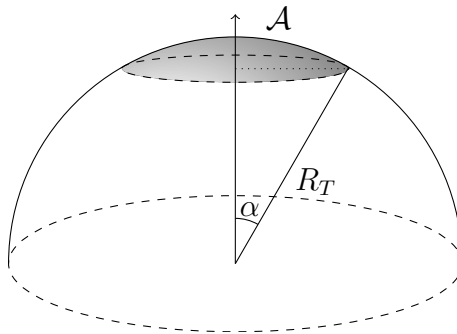


FIGURE 2.9 – Représentation de la calotte d'angle α et d'aire $\mathcal{A}$, visible par le satellite pour une élévation minimale donnée.

Les utilisateurs étant répartis uniformément sur la surface de la planète, la fonction de répartition de A s'exprime simplement comme un rapport entre l'aire de la calotte et l'aire maximale, pour tout α de $[0, \alpha_{\text{max}}]$:

TABLE 2.2 – Élément du bilan de liaison [MBS09] pour le lien montant du terminal vers le satellite. Notes : ¹- Loi des sinus ; ²- Al-Kashi.

Constantes		
Vitesse de la lumière, c	$3 \cdot 10^8$	m/s
Rayon de la Terre	6371	km
Constante de Boltzman k_B	-228,5991678	dBK/dBK
Constante gravitationnelle μ	398600,442	km ³ /s ²
Au niveau du terminal		
Fréquence centrale f_0	0,950	GHz
Longueur d'onde λ	0,3158	m
Puissance d'émission	23	dBm
Gain de l'antenne (émission)	-2,2	dBi
PIRE	-10,2	dBW
Pertes diverses	2	dB
Débit symbole R_c	3,5	kBaud
Au niveau du satellite		
Efficacité de l'antenne	0,6	
Température équivalente du système satellite	500	K
Altitude	800	km
Élévation min du satellite vu par un terminal ¹	12,90	°
Distance terminaux/satellite (élev. max)	800	km
Distance terminaux/satellite (élev. min) ²	2163	km
θ_{3dB} d'un élément rayonnant	120	°
Diamètre équivalent (parabole)	0,18	m
G/T du satellite	-23,9	dBm
Pertes en espace libre (élev. max)	150	dB
Pertes en espace libre (élev. min)	158.7	dB
Pertes totales (élev. max)	152	dB
Pertes totales (élev. min)	163.7	dB
C/N_0 (élev. max)	42,4	dB
C/N_0 (élev. min)	30,7	dB
E_s/N_0 du lien (élev. max)	6.9	dB
E_s/N_0 du lien (élev. min)	-4,7	dB

$$F_A(\alpha) = \frac{\mathcal{A}(\alpha)}{\mathcal{A}(\alpha_{\max})} \quad (2.10)$$

$$= \frac{1 - \cos(\alpha)}{1 - \cos(\alpha_{\max})} \quad (2.11)$$

On obtient alors simplement la densité de probabilité en dérivant l'équation précédente, pour tout α de $[0, \alpha_{\max}]$:

$$f_A(\alpha) = \frac{\sin(\alpha)}{1 - \cos(\alpha_{\max})} \quad (2.12)$$

Nous définissons maintenant une variable aléatoire S , correspondant à la valeur de $-E_s/N_0$ pour un terminal aléatoirement choisi dans la couverture du satellite. Nous allons procéder à un changement de variable, afin de décrire la probabilité d'obtenir un rapport signal à bruit inférieur à une valeur σ . On définit la fonction ϕ telle que pour tout α compris entre 0 et $\alpha_{\max}$,

$$\phi(\alpha) = -\frac{E_s}{N_0}(\alpha) \quad (2.13)$$

On peut remarquer que ϕ lie les variables aléatoires précédemment définies : $S = \phi(A)$. Étant donné que E_s/N_0 est une fonction de α continue et strictement décroissante, ϕ est une fonction continue et strictement croissante. En notant $P(E)$ la probabilité d'un événement E , on a alors, pour tout σ :

$$P(S \leq \sigma) = P(\phi(A) \leq \sigma) \quad (2.14)$$

$$= P(A \leq \phi^{-1}(\sigma)) \quad (2.15)$$

$$= F_A(\phi^{-1}(\sigma)) \quad (2.16)$$

En réalisant un changement de variable, on a alors, pour tout σ ,

$$f_S(\sigma) = \frac{1}{\phi'(\phi^{-1}(\sigma))} f_A(\phi^{-1}(\sigma)) \quad (2.17)$$

En remplaçant (2.17) dans (2.12), puis en utilisant (2.13), on obtient alors la densité de probabilité du rapport signal à bruit.

Cette courbe est présentée en figure 2.10, en prenant pour paramètres les données du tableau 2.2. On remarque que dans cette configuration, le lien des terminaux a toujours une valeur de E_s/N_0 supérieure à -5 dB, comme calculé précédemment. La plupart des terminaux voient leur lien connaître un rapport signal à bruit relativement faible, car il y a statistiquement plus de terminaux en bord de couverture.

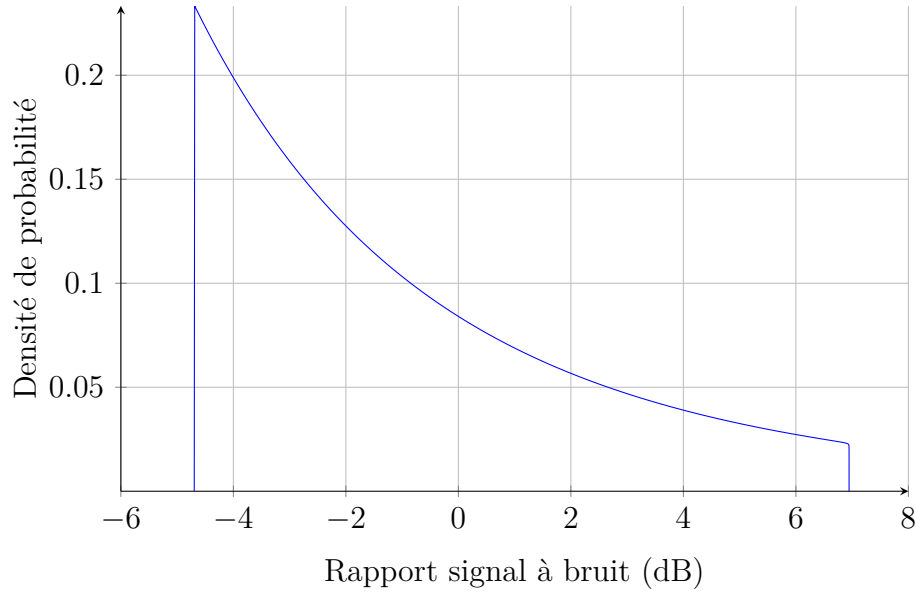


FIGURE 2.10 – Densité de probabilité du rapport signal à bruit.

2.2.2 Délai, décalage et dérive Doppler

La constellation choisie pour notre système repose sur des satellites gravitant en orbite basse à environ 800 km d'altitude, et donc sur des satellites défilant à des vitesses avoisinant les 8 km/s. Ces grandes vitesses impliquent un effet Doppler, qui se traduit par une variation de certaines propriétés des signaux entre leur émission et leur réception.

La fréquence d'une transmission va être modifiée, relativement au parcours de l'onde électromagnétique. Le satellite se déplace rapidement, donc la distance parcourue par le signal varie en fonction du temps, et la fréquence reçue par le satellite n'est pas stable.

Nous allons ici quantifier ces variations à partir des équations présentées dans [MBS09]. La figure 2.11 représente les paramètres qui modélisent la géométrie entre la Terre, le satellite S_{sat} et un terminal T_{term} . On utilisera les coordonnées géographiques, centrée en O , de la Terre. On supposera, par invariance du problème par rotation, que la position du satellite est alors $(a + R_t, 0, \varphi)$, c'est-à-dire que le satellite est situé sur le méridien de longitude nulle et qu'il se dirige exactement vers le nord. On définit V_{sat} comme la vitesse angulaire du satellite, et on pose l'origine des temps comme l'instant où le satellite passe au-dessus de l'équateur. Alors $\varphi = V_{\text{sat}}t$. On notera ℓ la latitude et L la longitude du terminal.

En utilisant des relations de trigonométrie en géométrie sphérique, on peut écrire [MBS09, paragraphe 2.1.6, *Satellite distance*] :

$$\cos \alpha = \cos L \cos \varphi \cos \ell + \sin \varphi \sin \ell \quad (2.18)$$

$$\frac{dd(t)}{dt} = \frac{c_2 V \sin(Vt - c_3)}{2 d(t)} \quad (2.24)$$

$$\frac{d^2 d(t)}{dt^2} = \frac{c_2 V^2}{2} \left(\frac{\cos(Vt - c_3)}{d(t)} - \frac{c_2 \sin(Vt - c_3)^2}{2 d(t)^3} \right) \quad (2.25)$$

Le délai de transmission dû à la propagation est obtenu en divisant la distance entre le terminal et le satellite par la vitesse de la lumière c . Il suffit de multiplier par le rapport entre la fréquence centrale f_0 et la vitesse de la lumière pour obtenir le décalage Doppler Δ_f et la dérive Doppler Δ_D :

$$\Delta_f(t) = \frac{f_0}{c} \cdot \frac{dd(t)}{dt} \quad (2.26)$$

$$\Delta_D(t) = \frac{f_0}{c} \cdot \frac{d^2 d(t)}{dt^2} \quad (2.27)$$

Ainsi, on obtient, pour chaque terminal, la valeur du décalage et de la dérive Doppler.

Dans le cadre de notre étude, les unités de ressources durent 32 ms. Une transmission composée de 2 unités de ressources et de 16 répétitions, comme étudiée dans les chapitres suivants sera d'une durée d'environ une seconde. On considère que la dérive Doppler est constante pendant toute la durée d'un message ; cette approximation repose sur une hypothèse de linéarisation de la variation de la fréquence pendant la réception du message. Les détails de cette approximation sont proposés en annexe.

Pour un terminal T_{term} , sous la couverture du satellite à un instant t , de la latitude ℓ et la longitude L , la fonction de répartition du décalage Doppler, notée F_{Δ_f} s'écrit :

$$F_{\Delta_f}(x) = P(\Delta_f(t, \ell, L) < x) \quad (2.28)$$

De manière équivalente, la fonction de répartition de la dérive Doppler, notée F_{Δ_D} , s'écrit :

$$F_{\Delta_D}(x) = P(\Delta_D(t, \ell, L) < x) \quad (2.29)$$

Néanmoins, il n'est pas possible d'obtenir la probabilité du décalage Doppler et de la dérive Doppler de manière formelle de la même manière que pour le rapport signal à bruit. Dans la section précédente, nous utilisions une fonction ϕ qui était une bijection entre l'angle α et le rapport signal à bruit. Ici, ce genre de changement de variable n'existe pas, car la fonction liant la position du terminal à son décalage et à sa dérive Doppler ne dépend pas que de l'angle α , mais aussi de la distance à la trace.

Une simulation nous permet de tracer la densité de probabilité du décalage et de la dérive Doppler sous la couverture d'un satellite. Le résultat est invariant en fonction du temps, donc on peut poser $t = 0$ dans la simulation. On génère des terminaux de manière

uniforme dans la couverture du satellite, puis on calcule pour chaque terminal les valeurs du décalage et de la dérive Doppler, grâce aux fonctions établies précédemment. Les paramètres présentés dans le tableau 2.2 sont utilisés pour la simulation. Les densités de probabilité obtenues sont présentées en figure 2.12 et 2.13.

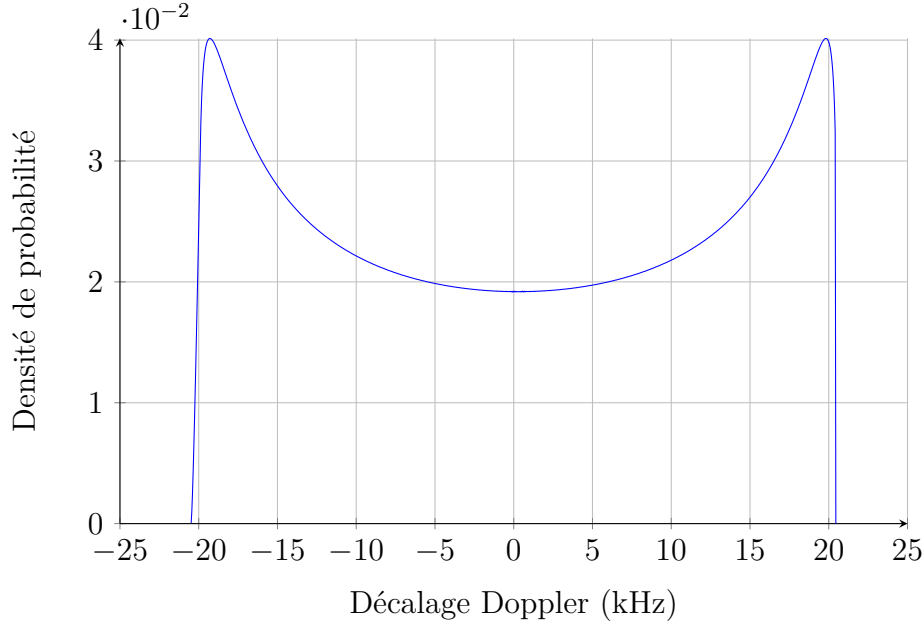


FIGURE 2.12 – Décalage Doppler.

On remarque que le décalage Doppler maximal est supérieur à 20 kHz, alors que la bande utilisée par une transmission, notée $BP_{s,p}$, est de 3,75 kHz. Sans compensation de ce décalage Doppler, l'organisation en sous-porteuses à l'émission n'est plus valable à la réception. Néanmoins, la bande va se voir dilatée par le décalage Doppler. Les terminaux se trouvant en bordure de couverture, et sélectionnant une sous-porteuse sur les bords de la porteuse vont être reçus sur une fréquence centrale en dehors de la bande de fréquence disponible au sol. Dans toute la suite du document, la bande de fréquence disponible en réception du satellite sera dénommée bande dilatée, et notée BP_{sat} . La largeur de cette bande est égale à la bande utilisable au sol, plus deux fois le décalage Doppler maximal, soit approximativement égale à 220 kHz.

On remarque également que la dérive Doppler est toujours négative ; la variation de la vitesse radiale des satellites suivant une orbite circulaire est monotone pendant leur durée de visibilité.

Enfin, les variables aléatoires relatives au rapport signal à bruit, au décalage, et à la dérive Doppler ne sont pas indépendantes : elles dépendent de la position du terminal par rapport au satellite pendant son émission. Il est ainsi impossible d'avoir un signal en bordure de couverture avec une dérive Doppler très importante, ou d'avoir pour une même transmission, un signal relativement puissant en réception qui subit un fort

décalage Doppler ou une dérive Doppler faible. Les études proposées dans le cadre de cette thèse n'utilisent pas cette information.

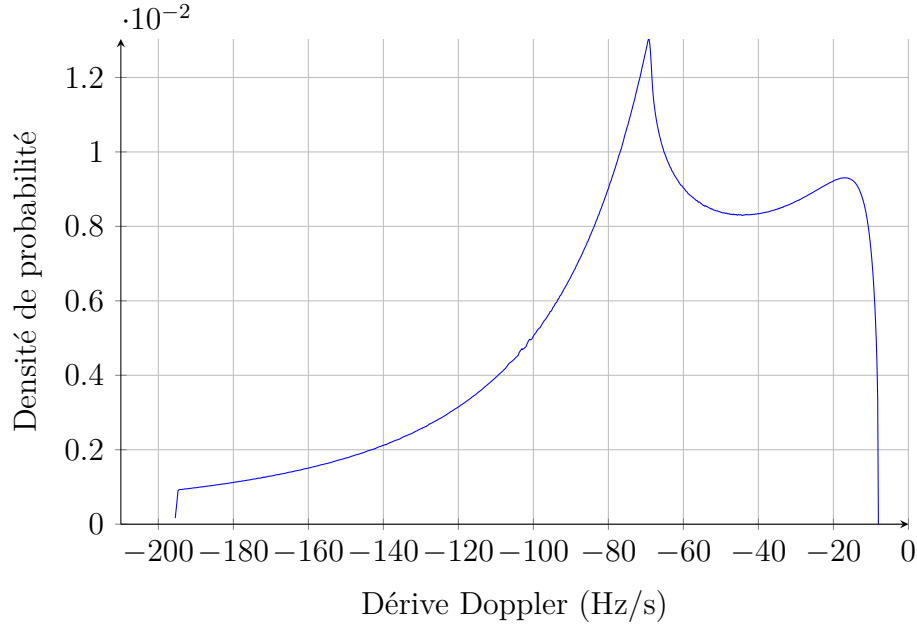


FIGURE 2.13 – Dérive Doppler.

2.3 Interférences et charge du canal

2.3.1 Interférence intrasystème

Comme énoncé précédemment, le système considéré ne dispose pas de mécanisme de synchronisation entre les terminaux et les satellites. Ainsi, toutes les communications des terminaux sont réalisées à l'aveugle, sans connaissance au préalable de la position du satellite. Cela rend impossible la mise en place d'un schéma de transmission basé sur des créneaux (ou *slot* en anglais) temporels. De plus, la présence du décalage Doppler décrit à la section 2.2.2 empêche l'existence de créneaux fréquentiels.

Ainsi, les messages sont reçus au niveau du satellite sur une fréquence centrale inconnue, et à des instants aléatoires, qui peuvent être modélisés de manière uniforme.

On parlera alors de schéma d'accès Temps-Fréquence Aloha (TFA), ou Temps-Fréquence Aloha Asynchrone (TFAA) [GM16 ; AF17b].

Les interférences causées par la présence de transmissions issues du même système sont nommées interférences intrasystèmes. La figure 2.14 représente sur un plan temps fréquence une transmission reçue (en orange) qui subit des collisions. Cela signifie que

d'autres transmissions (en pointillés bleus), issues d'autres terminaux du système sont reçues par le satellite en même temps, et sur la même bande de fréquence.

Afin d'améliorer les performances du système face à ces interférences dues à l'utilisation d'un accès aléatoire, nous avons choisi d'utiliser le concept de l'annulation successive d'interférence, ou SIC (de l'anglais *Successive Interference Cancellation*). Le principe de la SIC réside sur l'itération d'algorithmes de démodulation sur une partie temporelle du signal ; à chaque fois qu'un message est décodé, il est généré à nouveau, et soustrait du signal reçu. Ainsi, à l'itération suivante, des transmissions qui étaient potentiellement en collision ne le sont plus.

Des méthodes d'accès réseaux reposent sur l'utilisation de la SIC, en particulier quand il s'agit de méthodes d'accès aléatoire. Dans le cadre de communications synchrones en temps et en fréquence, CRDSA (*Contention Resolution Diversity Slotted Aloha*) [CRD07] repose sur la répétition de messages dans plusieurs créneaux d'une trame ; le décodage de la transmission à partir de l'information contenue dans un créneau permet de supprimer la transmission dans les autres créneaux, ce qui décongestionne la trame. Une adaptation de CRDSA aux systèmes asynchrones en temps, nommée ACRDA (*Asynchronous Contention Resolution Diversity Aloha*) [DG+14], a été proposée, en utilisant une notion de tramage local pour chaque transmission. Ces deux schémas d'accès diffèrent de notre cas d'étude, car l'utilisation de la SIC est principalement utilisée pour décongestionner le canal à des instants différents de celui qui a servi à la démodulation de la transmission. Néanmoins, le schéma d'accès E-SSA (*Enhanced Spread Spectrum Aloha*) [RHDG12] se rapproche de notre système, par l'utilisation de la SIC sur une fenêtre glissante afin d'aider la démodulation des transmissions dans un scénario d'interférences intrasystèmes.

L'article [DG+16] propose une bonne vue d'ensemble de ces méthodes d'accès aléatoire.

Le fonctionnement de notre décodeur est explicité au paragraphe 2.5. Dans le chapitre 4, nous serons amenés à étudier l'impact de ces interférences intrasystèmes sur la démodulation des transmissions.

2.3.2 Charge du canal

Dans ce paragraphe, nous cherchons à définir une charge pour le système. Cette charge dépend de la densité d'utilisateur, du profil de trafic considéré, et des paramètres orbitaux du satellite. La charge représente le taux d'occupation de la bande, telle que reçue par le satellite. À titre d'exemple, si la charge est égale à 1, alors en moyenne, l'intégralité de la bande disponible est occupée par exactement une transmission à tout instant.

Nous commençons par définir une charge ρ en fonction du nombre d'utilisateurs moyen λ_u , et du nombre de canaux disjoints N_c :

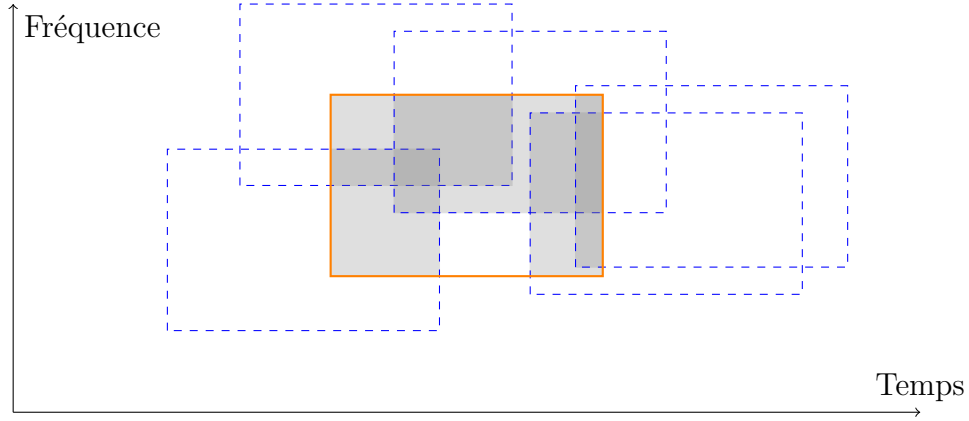


FIGURE 2.14 – Interférences intrasystèmes.

$$\rho = \frac{\lambda_u}{N_c} \quad (2.30)$$

Le nombre de sous-porteuses utilisées par les terminaux est de 48. Il a été énoncé au paragraphe précédant que le décalage Doppler induisait une augmentation de la largeur de la porteuse. On note $\Delta_{f, \max}$ le décalage Doppler maximal que peut subir une transmission.

La bande passante au niveau du satellite BP_{sat} est définie en fonction de la bande passante BP comme :

$$BP_{\text{sat}} = BP + 2 \cdot \Delta_{f, \max} \quad (2.31)$$

Le nombre de canaux disponibles est supérieur à 48, et se définit en fonction du nombre de sous-porteuses et du décalage Doppler maximal ; il s'écrit alors :

$$N_c = \frac{BP_{\text{sat}}}{BP_{\text{s.p}}} = \frac{BP + 2 \cdot \Delta_{f, \max}}{BP_{\text{s.p}}} \quad (2.32)$$

Nous définissons le nombre d'utilisateurs moyen λ_u comme le produit du nombre de terminaux en visibilité sous la couverture N_{term} par le taux d'occupation d'un canal τ_c :

$$\lambda_u = \tau_c N_{\text{term}} \quad (2.33)$$

On note D la durée d'un message en seconde, et d_u la densité de terminaux au sol. Les terminaux transmettent N_{mess} messages par jour. Le taux d'occupation d'un canal τ_c est alors :

$$\tau_c = \frac{N_{\text{mess}} D}{3600 \cdot 24} \quad (2.34)$$

Le nombre de terminaux en visibilité sous la couverture est simplement défini comme le produit de la densité d'utilisateur au sol d_t par la surface de la couverture :

$$N_{\text{term}} = d_t \cdot \pi(\alpha_{\text{max}} R_T)^2 \quad (2.35)$$

En combinant les équations précédentes, la charge s'écrit alors :

$$\rho = \frac{\text{BP}_{\text{s.p}}}{\text{BP} + 2 \cdot \Delta_{\text{f, max}}} \cdot \frac{N_{\text{mess}} D}{3600 \cdot 24} \cdot d_t \cdot \pi(\alpha_{\text{max}} R_T)^2 \quad (2.36)$$

Nous avons ainsi défini une charge pour le système proposé.

2.4 Dimensionnement du segment spatial

Afin de justifier la faisabilité d'un tel système, cette section propose un ordre de grandeur du nombre de stations sol et du nombre de satellites nécessaires à son fonctionnement. Les valeurs proposées ici sont extraites de [MBS09].

Dans le système proposé, chaque satellite numérise en continu une bande de 220 kHz. Si on fixe le taux de suréchantillonnage à 8, et un échantillonnage sur 10 bits, alors le débit d'écriture du satellite dans sa mémoire à bord est d'environ 17,6 Mbit/s. À 800 km d'altitude, la période d'un satellite est de 100 minutes, le volume de la numérisation à chaque période est de 105,6 Gbit. En plaçant une seule station au pôle, tous les satellites sont en visibilité de la station sol pendant environ 10 minutes à chaque période. Afin de vider totalement la mémoire des satellites à chaque passage au-dessus de la station sol, le débit nécessaire du lien allant du satellite vers la station sol nécessaire serait inférieur à 180 Mbit/s. Un tel lien est facilement accessible pour des satellites LEO actuels. Une seule station sol placée au pôle, ou du moins à une latitude élevée, serait alors suffisante pour récupérer toutes les données du système.

Dans le but de fournir une couverture globale, une cinquantaine de satellites suffisent à couvrir toute la surface du globe en continu [MBS09] si les satellites de la constellation orbitent à une altitude d'environ 800 km. La mise en place d'une constellation proposant une couverture discontinue n'est pas étudiée dans le cadre de cette thèse.

2.5 Architecture de réception du système

Quand un satellite passe au-dessus d'une station sol, il retransmet les données qui ont été numérisées pendant la dernière période. Nous allons modéliser le signal reçu au niveau du satellite, tel qu'il sera retransmis à la station sol. Les variables utilisées sont définies dans le tableau 2.3. Les transmissions sont modélisées en réception de la manière suivante, à l'instant t :

$$y_{\text{sat}}(t) = \sum_{u=1}^{N_{\text{inst}}(t)} A_u \cdot y_u(t - \tau_u) \cdot e^{i\Phi_u(t)} + b(t) \quad (2.37)$$

TABLE 2.3 – Variables en réception.

$y_{\text{sat}}(t)$	Signal reçu au niveau du satellite à l'instant t
$N_{\text{inst}}(t)$	Nombre de signaux reçus à l'instant t
$y_u(t)$	Signal émis par le terminal u à l'instant t
A_u	Amplitude en réception du signal u
τ_u	Délai de propagation du signal u
$\Phi_u(t)$	Décalage de phase du signal u à l'instant t
b	Bruit thermique
$\phi_{0,u}$	Phase initiale du signal u
$\Delta_{f,u}$	Décalage Doppler du signal u
$\Delta_{D,u}$	Dérive Doppler du signal u

Le décalage de phase Φ_u est défini pour chaque signal u comme :

$$\Phi_u(t) = \phi_{0,u} + 2\pi \Delta_{f,u} t + 2\pi \frac{\Delta_{D,u}}{2} t^2 \quad (2.38)$$

Le bruit thermique est modélisé comme un bruit additif, blanc et gaussien (canal AWGN), de puissance N_0 . La phase initiale $\phi_{0,u}$ est modélisée comme une variable aléatoire de loi uniforme sur $[0, 2\pi]$. Les fonctions de densité de probabilité du décalage et la dérive Doppler ont été décrites au paragraphe 2.2.2.

Le signal y_u est un signal QPSK dont les caractéristiques sont présentées au paragraphe 2.1, et dont la fréquence centrale est une des 48 sous-porteuses disponibles.

À la réception, on cherche à retrouver des transmissions dont la fréquence centrale n'est pas connue, et sans connaître l'instant de début de réception au niveau du satellite. On procède à une détection aveugle, afin d'estimer les paramètres des transmissions reçues. La synchronisation avec les transmissions au niveau du récepteur se fait grâce aux pilotes symboles, qui ont été décrits au paragraphe 2.1.3.4 : on parle alors de synchronisation assistée par des données (en anglais, *data-aided synchronisation*). Une fois la synchronisation effectuée, on exploitera les répétitions du message afin de démoduler les transmissions.

Afin d'améliorer les performances d'un système qui connaît un grand nombre de collisions en cas de charge importante, notre décodeur repose sur une technique de SIC, appliquée sur une fenêtre glissante, d'une manière similaire au protocole E-SSA [RHDG12]. Un schéma bloc représentant notre décodeur est présenté à la figure 2.15.

Dans cette figure, les étapes inscrites en gras feront l'objet d'une étude plus approfondie dans les chapitres suivants. Au début de l'algorithme, une taille de fenêtre glissante est définie. Dans cette fenêtre, on commence par effectuer une détection grossière. Cette étape repose sur une détection de puissance, dans le domaine fréquentiel

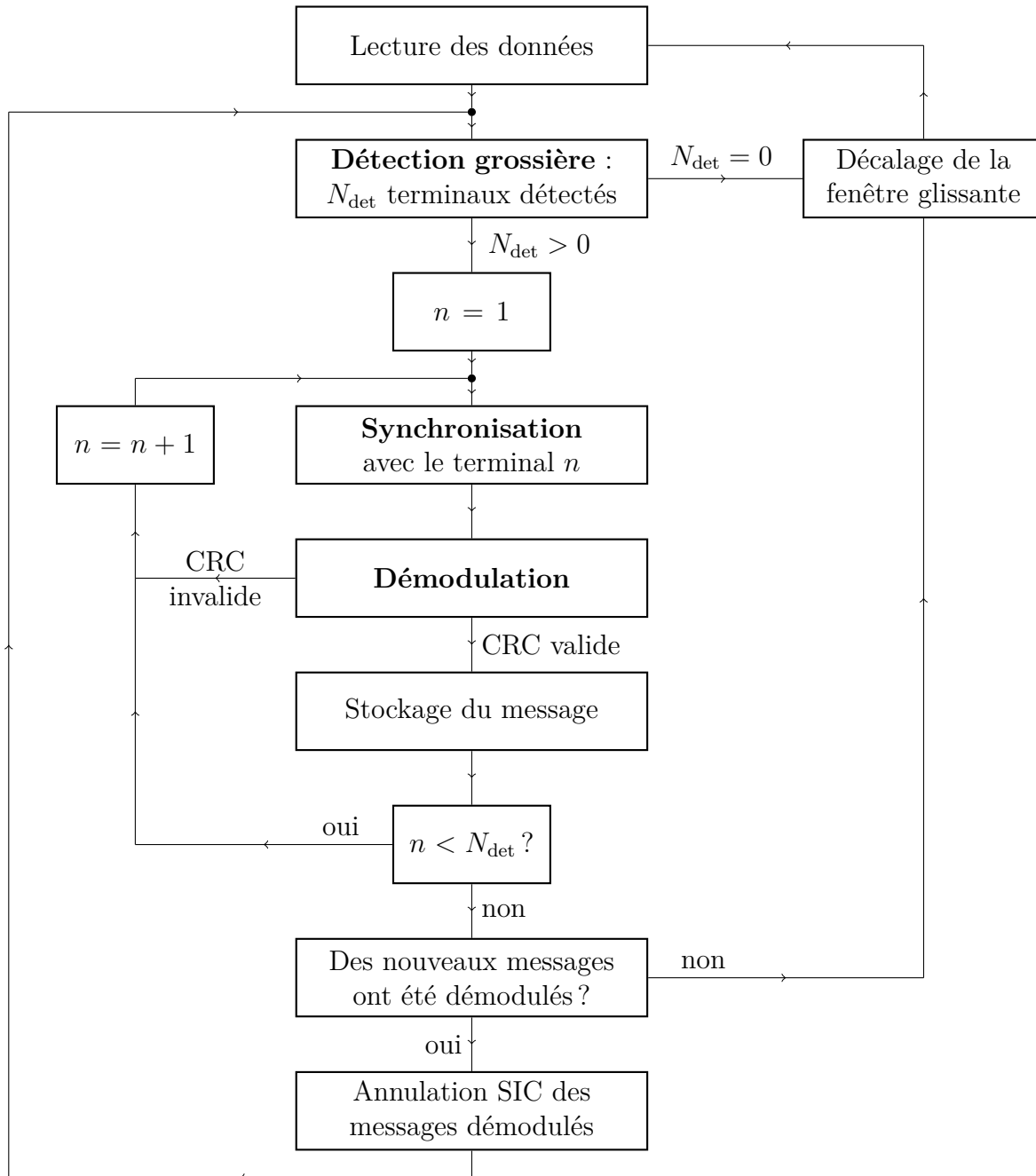


FIGURE 2.15 – Schéma bloc du récepteur.

et temporel. Elle permet d'une part de savoir si des terminaux sont présents, mais également de connaître une localisation approximative des transmissions dans le domaine temps/fréquence. Le fonctionnement de cette étape sera abordée plus exhaustivement dans le chapitre 3.

Si aucune transmission n'est détectée, on décale la fenêtre glissante d'un temps inférieur à la durée de la fenêtre, afin de pouvoir traiter les transmissions qui ont été tronquées par la fenêtre.

Dans le cas contraire, au moins une transmission a été détectée; le récepteur se lance dans une étape de synchronisation avec la transmission, puis tente de démoduler la transmission. L'étape de synchronisation sera également décrite dans le chapitre 3. La démodulation extrait un message du signal; ce message contient un contrôle de redondance cyclique, ou CRC (en anglais *Cyclic Redundancy Check*), qui permet de détecter une erreur dans le message obtenu. L'étape de démodulation sera principalement abordée au chapitre 5.

Si le CRC est valide, cela signifie que le récepteur a réussi à démoduler une transmission. Dans ce cas, les données, ainsi que les paramètres de démodulation (fréquence, variation de la fréquence, instant de réception et puissance) sont stockés en mémoire, afin de pouvoir annuler la transmission dans la base de données.

Si le CRC est invalide, cela signifie que la zone étudiée ne contenait finalement pas de transmission (il s'agit alors d'un faux positif), ou que le récepteur n'a pas réussi à se synchroniser à la transmission. Un échec de la synchronisation peut être dû à une détection trop grossière, ou à la présence d'interférences intrasystèmes trop importantes.

Si des transmissions ont été décodées, alors elles sont retirées du signal reçu. Les autres transmissions, qui étaient considérées comme des interférences lors de la synchronisation et de la démodulation, vont alors pouvoir être démodulées à leur tour. Grâce à la suppression des transmissions décodées, le rapport signal à bruit plus interférence de ces transmissions va être amélioré. On reprend l'algorithme de réception à l'étape de détection, où de nouvelles transmissions vont pouvoir être traitées.

Dans le cas où aucune des zones issues de la détection grossière n'a abouti à la démodulation d'une transmission, cela signifie qu'il n'y a plus besoin d'itérer le processus de SIC : on décale la fenêtre glissante, et on commence une nouvelle fois l'étape de détection.

Dans certains cas, il peut être judicieux de limiter le nombre de boucles effectuées par l'algorithme de SIC (étape d'annulation SIC des messages démodulés puis retour à l'étape de détection), afin d'accélérer le récepteur.

La stratégie du récepteur vient d'être décrite dans son ensemble. Les performances de celle-ci dans un cas de charge très faible, c'est-à-dire sans interférence intrasystème, sont présentées au chapitre suivant.

Résumé du chapitre

Ce chapitre présente plusieurs aspects du système proposé. Tout d'abord, le standard NB-IoT est décrit. Ce standard, bien que comportant de nombreux héritages de LTE se distingue par la possibilité d'utiliser des transmissions sur une seule sous-porteuse, basée sur des modulations $\pi/4$ -QPSK ou $\pi/2$ -BPSK. Notre système se basera sur des sous-porteuses de 3,75 kHz, avec une durée de transmission multiple de 32 ms, et sur l'usage de répétitions. Puis, nous présentons un modèle de la chaîne de transmission utilisée. Dans un second temps, nous proposons un bilan de liaison et une description du canal en fonction de la position des terminaux sous la couverture du satellite. Pour des satellites à 800 km d'altitude, le rapport signal à bruit minimal est de -5 dB, le décalage Doppler maximal est de 20 kHz et la dérive Doppler peut prendre des valeurs allant jusqu'à -200 Hz/s. Ensuite, nous définissons une charge pour le système, puis nous proposons un bref dimensionnement du segment spatial. Enfin, nous décrivons l'architecture du récepteur proposé au niveau de la station sol, en détaillant brièvement les trois étapes principales du récepteur : la détection des transmissions, l'estimation des paramètres fréquentiels, et la démodulation des messages.

Chapitre 3

Faisabilité du système : performances sans interférents

Sommaire

3.1	Stratégie de réception	46
3.1.1	Introduction	46
3.1.2	État de l'art de l'estimation de la dérive fréquentielle	46
3.1.3	Stratégie de réception	48
3.2	Description et performances de chaque étape	48
3.2.1	Détection grossière	48
3.2.2	Estimation temps-fréquence fine	53
3.2.3	Synchronisation en phase et démodulation cohérente	63
3.3	Performances du récepteur sans interférent	65

Ce chapitre présente les performances du système dans un cas favorable de faible charge.

Après avoir remarqué que la dérive Doppler est un frein à l'estimation des paramètres de la transmission, nous présenterons une stratégie de réception adaptée aux caractéristiques de notre canal. Cette stratégie repose sur une succession d'étapes distinctes, qui seront présentées et évaluées.

3.1 Stratégie de réception

3.1.1 Introduction

Un aperçu de la stratégie complète de réception des signaux a été présenté dans le chapitre précédent.

Dans cette section, la charge est supposée suffisamment faible pour qu'il n'y ait pas d'interférence entre les utilisateurs du système : il n'y a pas de collision entre les différentes transmissions. Il n'est pas nécessaire d'utiliser un algorithme SIC, comme celui présenté en figure 2.15. Dans ce cas, sans perte en généralité, nous prenons dans cette section l'hypothèse qu'un seul terminal transmet sur la bande de fréquence et dans la durée de la fenêtre glissante. Ainsi, un algorithme de réception simplifié va être utilisé, nous le présentons dans ce chapitre.

3.1.2 État de l'art de l'estimation de la dérive fréquentielle

L'estimation des paramètres des transmissions est une étape indispensable dans l'architecture de récepteurs. Les techniques de détection, d'estimation et de synchronisation dépendent des contraintes et des particularités du système ; dans notre cas il s'agit de la présence de symboles pilotes dans le message et des spécificités du canal de propagation. Le signal reçu y_{sat} à l'instant t , envoyé par un utilisateur u est représenté comme suit :

$$y_{\text{sat}}(t) = A_u \cdot y_u(t - \tau_u) \cdot \exp \left(i \left[\phi_{0,u} + 2\pi \Delta_{f,u} t + 2\pi \frac{\Delta_{D,u}}{2} t^2 \right] \right) + b(n) \quad (3.1)$$

On cherche à estimer les paramètres A_u , τ_u , $\phi_{0,u}$, $\Delta_{f,u}$, et $\Delta_{D,u}$, qui sont présentés dans la table 3.1.

Dans notre système, des symboles pilotes connus sont présents tout au long du message. Cela permet de procéder à une synchronisation assistée par les données, qui présente des meilleures performances qu'une synchronisation aveugle. Si de nombreux ouvrages de référence [VT04 ; Men97] traitent de ce sujet, [MM98] propose un récapitulatif des algorithmes de détection et de synchronisation de la fréquence d'un signal, représentée ici par $\Delta_{f,u}$.

Cependant, il n'y a que peu d'études relatives à l'estimation de la dérive Doppler, représentée ici par $\Delta_{D,u}$. Nous nous concentrerons sur celle-ci, et nous verrons qu'aucune des méthodes proposées ne peut être appliquée directement. Supposons dans un premier temps que l'instant de réception, ainsi que l'amplitude du message ont été estimés, c'est-à-dire que les valeurs de A_u et de τ_u sont connues. Ces valeurs peuvent être obtenues grâce à des méthodes classiques. Nous nous concentrerons sur les techniques d'estimation assistées des données.

TABLE 3.1 – Paramètres du signal reçu.

Notation	Définition
$y_{\text{sat}}(t)$	Signal reçu à un instant t
A_u	Facteur d’amplitude du signal reçu
u	Utilisateur
$y_u(t)$	Signal émis par l’utilisateur u
τ_u	Délai de transmission de l’utilisateur u
$\phi_{0,u}$	Déphasage initial en réception de l’utilisateur u
$\Delta_{f,u}$	Fréquence de réception de l’utilisateur u
$\Delta_{D,u}$	Dérive fréquentielle en réception de l’utilisateur u

L’algorithme proposé par [Aba86] est une estimation conjointe de la fréquence et de la dérive fréquentielle d’une transmission. Cette estimation est basée sur une méthode du gradient, ou méthode de Newton, initialisée par plusieurs couples de valeurs de fréquence et de dérive fréquentielle, qui pavent l’espace de décalage et de dérive fréquentielle afin de garantir une convergence de l’algorithme. Cette méthode est alors une recherche des paramètres qui maximisent le critère de vraisemblance, et donc propose une performance optimale. Cependant, cet algorithme ne peut pas être utilisé en l’état dans notre système. En effet, les tailles des plages de décalage et de dérive fréquentielle sont trop importantes, et le temps de complétion de l’algorithme du gradient pour toutes les graines serait trop long. À titre d’exemple, l’espace fréquentiel doit être pavé tous les Hertz, ce qui crée un espace de recherche d’une largeur d’environ 220 kHz. Cet algorithme sera tout de même utilisé plus tard dans la suite du manuscrit, une fois que la fréquence centrale et la dérive de la transmission seront estimées ; la plage d’erreur sera alors beaucoup plus faible et le nombre de graines sera réduit.

De nombreux algorithmes sous-optimaux ont également été proposés, mais nécessitent des rapports signal à bruit élevés [Mor02]. L’algorithme proposé par [TYW12] repose sur une présélection de valeurs de dérive Doppler. Pour chacune de ces valeurs de dérive, on procède à une simple estimation de la fréquence centrale de la transmission à l’aide d’algorithmes plus efficaces. Puis, pour ces couples de dérive et décalage Doppler, on procède à un test du maximum de vraisemblance pour garder le meilleur résultat. Cet algorithme a l’avantage d’être peu complexe sur le plan calculatoire. Cependant, il ne fonctionne pas pour des valeurs de rapport signal à bruit inférieures à 0 dB, et nécessite une plage de dérive relativement faible.

Nous proposons alors une stratégie d’estimation en plusieurs étapes, décrite au paragraphe suivant.

3.1.3 Stratégie de réception

Notre stratégie de réception repose sur plusieurs étapes que nous allons brièvement décrire.

Comme cela a été présenté dans le chapitre précédent, la transmission est d'une durée d'environ une seconde, et est émise sur une sous-porteuse de largeur 3,75 kHz, centrée autour d'une fréquence aléatoire dans la bande dilatée, d'environ 220 kHz. Dans un premier temps nous réalisons une étape de détection grossière, qui permet de déterminer si une transmission est reçue, et de la localiser dans l'espace temps-fréquence. Cette étape fournit une approximation grossière de l'instant de début du message, et de la fréquence de la transmission, mais est robuste aux variations de fréquence au cours de la transmission.

Dans un second temps, un banc de filtres effectue une estimation fine de l'instant de réception du message, et des fréquences initiale et finale du message, en réalisant une corrélation avec les symboles pilotes présents dans la transmission. Cette étape est nommée l'étape d'estimation fine. L'instant de début du message et l'amplitude de la transmission sont déterminés avec une erreur relativement faible.

Enfin, une étape de synchronisation en phase termine l'estimation des paramètres fréquentiels, en utilisant la méthode proposée par [Aba86]. Une fois que le récepteur est synchronisé avec la transmission, celle-ci est fournie au turbodécodeur. L'enchaînement de ces étapes est présenté schématiquement dans la figure 3.1.

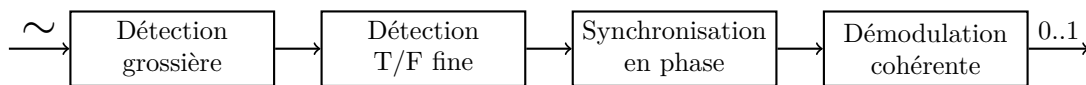


FIGURE 3.1 – Schéma bloc du récepteur, cas simplifié sans interférent.

Nous allons étudier et détailler les performances de chaque bloc dans les sections suivantes.

3.2 Description et performances de chaque étape

3.2.1 Détection grossière

3.2.1.1 Description

La détection grossière est une étape qui permet d'accélérer la chaîne de réception. En effet, si la puissance de calcul disponible est illimitée, il n'est pas nécessaire de faire une détection grossière. Dans ce cas, l'intégralité de la bande est traitée par le banc de filtres de l'étape d'estimation fine, qui fera également office de détection.

La figure 3.2 représente les étapes qui composent la détection grossière. Dans un premier temps, un spectrogramme est calculé sur la fenêtre glissante. Le spectrogramme

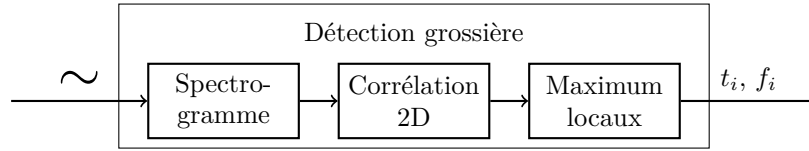


FIGURE 3.2 – Schéma bloc illustrant la détection grossière de transmissions

réalise une analyse de puissance conjointement dans le domaine fréquentiel et le domaine temporel, en calculant le module au carré d'une transformée de Fourier à court terme, ou STFT (de l'anglais *Short Time Fourier Transform*). La STFT d'un signal discret x se calcule de la manière suivante :

$$\text{STFT}\{x\}(m, f) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(n)w(n-m)e^{-2j\pi fn} \quad (3.2)$$

Dans l'expression précédente, w est une fonction de fenêtrage qui va définir la résolution temporelle et fréquentielle de la STFT. À titre d'exemple, une fenêtre plus large permet d'avoir une meilleure résolution en fréquence, mais induit une plus faible résolution temporelle [Fla98].

Le signal n'étant pas en bande de base, afin de respecter le théorème de Shannon dans le cas, la porteuse est échantillonnée à une fréquence f_s égale à au moins deux fois la largeur de bande dilatée. Les performances ciblées pour cette étape de détection grossière dépendent principalement de l'erreur relative accessible pour l'estimation fine, décrite au paragraphe suivant. Sommairement, l'estimation fine est réalisée à partir d'un banc de filtres. Plus l'erreur d'estimation de la fréquence centrale de la transmission en sortie de la détection grossière sera importante, plus le nombre de filtres nécessaires dans le banc sera grand pour compenser cette erreur. De la même manière, si l'erreur d'estimation de début de réception de la transmission est importante, il faut le compenser en filtrant un message plus long. Nous cherchons donc à choisir des paramètres de fenêtrage qui nous permettent d'avoir une résolution équivalente dans les domaines temporels et fréquentiels, et qui n'induisent pas un cout calculatoire trop important, ni à cette étape, ni à la suivante. Le fenêtrage est réalisé à partir d'une fenêtre de Hamming.

Si la valeur du maximum du spectrogramme est au-dessus d'une valeur seuil, une transmission est présente dans la fenêtre temporelle. Une fois le spectrogramme calculé, une étape de corrélation croisée en deux dimensions (aussi appelée en anglais *2D-cross-correlation*) avec une fonction porte en deux dimensions est réalisée, faisant office de filtre adapté. La fonction porte utilisée représente une transmission, à la fois sur les domaines temporels et fréquentiels. Le résultat de la corrélation croisée, notée $\star$ est alors :

$$\{\Pi_t \star |\text{STFT}\{x\}|^2\}(m, f) = \sum_u \sum_v \Pi_t(u, v) \cdot |\text{STFT}\{x\}|^2(u + m, v + f) \quad (3.3)$$

Dans l'expression précédente, Π_t est la fonction indicatrice d'une transmission, avec D la durée d'un message en seconde et $\text{BP}_{s,p}$ la largeur de bande d'une sous-porteuse :

$$\Pi_t(t, f) = \begin{cases} 1 & \text{si } t < D \text{ et } f < \text{BP}_{s,p} \\ 0 & \text{sinon} \end{cases} \quad (3.4)$$

Puis, la position des maximums locaux permet de localiser les transmissions, c'est-à-dire de réaliser une estimation grossière de leur fréquence centrale, et de leur instant de réception.

Au paragraphe suivant, nous allons décrire la manière de choisir les paramètres de la STFT.

3.2.1.2 Choix des paramètres de la STFT

Comme énoncé au paragraphe précédent, une étape de la détection grossière est la STFT. Les paramètres de ce calcul définissent la précision temporelle, fréquentielle et la complexité calculatoire de l'étape. Un choix judicieux de ces paramètres est donc indispensable. Nous allons tout d'abord décrire la probabilité de détecter une transmission, puis nous aborderons la précision de l'estimation grossière liée à cette détection.

Dans cette thèse, le choix de la fonction de fenêtrage n'est pas discuté. Nous nous bornerons à l'utilisation d'un fenêtrage de Hamming. La précision du spectrogramme va dépendre de trois paramètres principaux :

- La **largeur de la fenêtre** de Hamming n_{ham} : une fenêtre plus large permet d'avoir une meilleure résolution fréquentielle, mais réduit la résolution temporelle.
- Le **chevauchement temporel** n_{chev} : le taux de chevauchement temporel (ou *overlap* en anglais) définit la quantité d'échantillons communs entre deux instants de calcul de la STFT. Plus le taux de chevauchement est important, plus le nombre de points où le calcul de la STFT est disponible est important, ce qui augmente la granularité temporelle. Néanmoins, un taux de chevauchement important implique aussi un temps de calcul plus important.
- Le **nombre de points de la DFT** n_{fft} : le nombre de points de la transformée de Fourier discrète (ou DFT, de l'anglais *Discrete Fourier Transform*) correspond à la granularité fréquentielle. Si le nombre de points de la DFT augmente, alors la complexité calculatoire est plus importante.

Une fois ces paramètres fixés, le spectrogramme est calculé en n_{fft} points fréquentiels, et en $(N_{\text{fen}} - n_{\text{chev}}) / (n_{\text{ham}} - n_{\text{chev}})$ instants temporels, où N_{fen} est le nombre d'échantillons total de la fenêtre glissante.

Maintenant que la grille temps-fréquence sur laquelle le spectrogramme sera calculé a été décrite, calculons la taille d'une transmission sur cette grille. D'un point de vue fréquentiel, une transmission sera répartie sur un nombre $n_{\text{fft}} \cdot \text{BP}_{\text{s,p}}/f_s$ valeurs fréquentielles. Temporellement, une transmission s'étale sur $(D/f_s - n_{\text{chev}})/(n_{\text{ham}} - n_{\text{chev}})$ échantillons, avec f_s la fréquence d'échantillonnage.

Afin d'améliorer la précision des résultats et de raccourcir les temps de simulation, une seule sous-porteuse est disponible à l'envoi. Dans ce cas, l'espace des fréquences dans lequel la transmission peut être reçue est une bande de largeur égale à deux fois le décalage Doppler maximal, c'est-à-dire environ 40 kHz. La porteuse en réception étant plus limitée, la fréquence d'échantillonnage nécessaire est réduite d'un facteur 4.

Le bruit blanc va être lui aussi filtré par le spectrogramme. Le spectrogramme est la valeur absolue de la DFT d'un signal fenêtré. Or, la valeur absolue d'une valeur aléatoire suivant une loi normale complexe est une variable aléatoire suivant une distribution de Rayleigh. Ainsi, la fonction de densité de probabilité du bruit blanc gaussien additif de puissance σ_0^2 passant au travers du spectrogramme suit une distribution de Rayleigh de paramètre d'échelle égal à $(\sigma_0/2)/\sqrt{\sum w^2}$, où $\sum w^2$ représente la somme des coefficients au carré de la fonction de fenêtrage.

De ce fait, il est possible de décrire précisément les valeurs que prend le bruit en sortie du spectrogramme. Cependant, nous n'allons pas décrire le signal à la sortie de la corrélation, principalement car les échantillons utilisés en sortie du calcul du spectrogramme ne sont pas indépendants entre eux, à cause du zero-padding de la DFT s'il y en a, et de la présence d'un chevauchement entre les fenêtres. De plus, à notre connaissance, la somme de distributions de Rayleigh n'a pas été établie sous forme analytique, mais uniquement sous une forme approchée [HB05]. Pour palier cette absence de modélisation, l'approche proposée est la suivante : nous allons établir une modélisation du résultat de la corrélation du spectrogramme par une fonction indicatrice d'une transmission sous la forme d'une distribution normale.

Cette modélisation sera réalisée par simulation, pour plusieurs jeux de paramètres de D , n_{ham} et n_{fft} . La durée du message D étant un multiple d'une unité de ressource de durée 32 ms, la durée du message est $D = N_{\text{rep}} N_{\text{RU}} \cdot 32$ ms, avec N_{rep} le nombre de répétitions du message et N_{RU} le nombre d'unités de ressource.

Si le message est suffisamment long ($N_{\text{rep}} N_{\text{RU}} > 8$), le bruit en sortie du corrélateur peut être représenté par une loi normale $\mathcal{N}(\mu_{\text{corr}}, \sigma_{\text{corr}}^2)$, dont les paramètres prennent pour valeur :

$$\mu_{\text{corr}} = \mu_{\text{ham}} N_{\text{rep}} N_{\text{RU}} \frac{n_{\text{fft}}}{n_{\text{ham}}} \quad (3.5)$$

$$\sigma_{\text{corr}} = \sigma_{\text{ham}} \sqrt{N_{\text{rep}} N_{\text{RU}}} \frac{n_{\text{fft}}}{n_{\text{ham}}} \quad (3.6)$$

Les valeurs de μ_{ham} et σ_{ham} , qui permettent d'exprimer μ_{corr} et σ_{corr} sont présentées dans le tableau 3.2.

TABLE 3.2 – Paramètres de la loi normale représentant le bruit en sortie du corrélateur, pour $N_{\text{chev}} = 250$.

n_{ham}	n_{fft}	μ_{ham}	σ_{ham}	RSB _{min}
2^{12}	2^{12}	$2.0175 \cdot 10^4$	$1.2139 \cdot 10^3$	-9.7 dB
2^{11}	2^{11}	$1.5017 \cdot 10^4$	$8.7468 \cdot 10^2$	-10.0 dB
2^{10}	2^{10}	$1.2605 \cdot 10^4$	$6.7398 \cdot 10^2$	-10.8 dB
2^9	2^9	$1.3416 \cdot 10^4$	$6.1013 \cdot 10^2$	-12.2 dB

De la même manière, on observe par simulation le lien qui existe entre l'espérance de la valeur de l'amplitude A_{det} du pic de détection d'une transmission en sortie du filtre adapté, et le rapport signal à bruit RSB et la durée du message. Nous modélisons cette espérance comme égale à :

$$A_{\text{det}} = \mu_{\text{ham}} N_{\text{rep}} N_{\text{RU}} \frac{n_{\text{fft}}}{n_{\text{ham}}} \sqrt{\text{RSB}} \quad (3.7)$$

Cette approximation est valable si le message est déjà suffisamment long pour que la modélisation du bruit en sortie du corrélateur soit valide. D'après les expressions précédentes, on remarque qu'augmenter la taille de la DFT ne va pas induire une amélioration de la capacité de détection. On remarque également que la longueur de la transmission n'influe pas sur la capacité de détection du paquet.

Ainsi, on peut calculer la puissance du signal nécessaire afin de passer un seuil de détection en réalisant un test de Neyman-Pearson. On fixe le seuil de détection en fonction d'une probabilité de fausse alarme. Pour une valeur de probabilité de fausse alarme à 0,1 %, et une probabilité de non-détection de 1 %, le rapport signal à bruit en réception doit être supérieur à la valeur présentée dans la dernière colonne du tableau 3.2. On remarque que les puissances minimales en réception nécessaires à la détection grossière sont toujours atteintes dans notre système, comme le montre la figure 2.10.

Cependant, la précision de la localisation des transmissions dépend fortement de la puissance du paquet reçu. Nous représentons dans la figure 3.3 la moyenne de la valeur absolue de l'erreur entre la fréquence estimée par le détecteur grossier et la fréquence reçue d'une transmission. De la même manière, nous représentons dans la figure 3.4 l'erreur résiduelle de détection de l'instant de début du message. Si la transmission est reçue avec une puissance faible, alors l'erreur moyenne sera plus importante. Nous fixerons la taille de la fenêtre à 2^9 échantillons, car cette valeur semble proposer les meilleurs résultats en temps et en fréquence. Nous représentons également en pointillé le 95^e centile de l'erreur, dans le cas d'une fonction de fenêtrage de taille 2^9 échantillons. En couplant cette valeur avec la puissance des transmissions décrite au chapitre 1, il est possible de fixer la taille du banc de filtres utilisé par l'étape d'estimation fine.

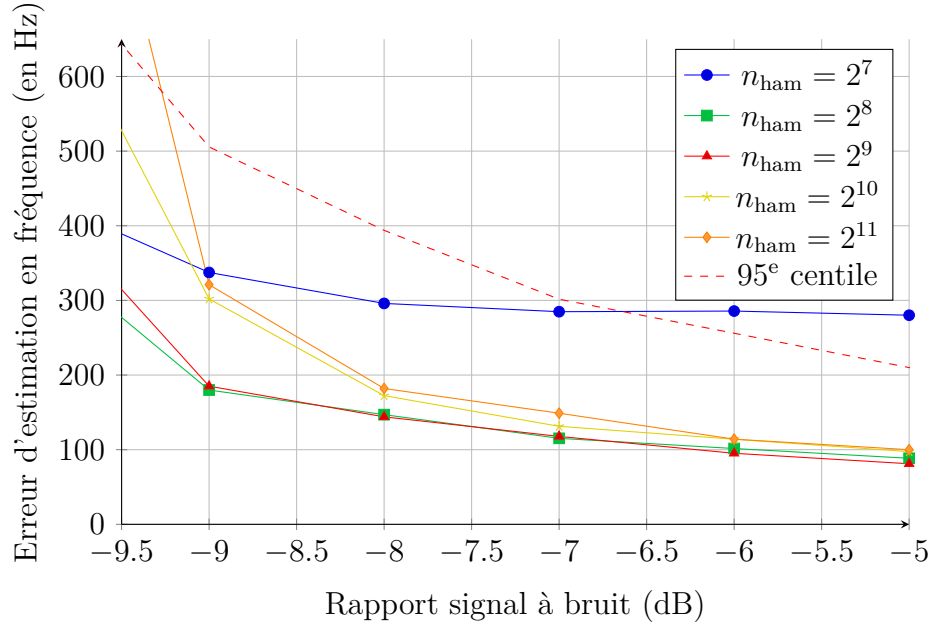


FIGURE 3.3 – Moyenne de la valeur absolue de l’erreur d’estimation de fréquence centrale en fonction de la taille de fenêtrage.

3.2.2 Estimation temps-fréquence fine

Comme évoqué dans l’état de l’art proposé au paragraphe 3.1.2, l’estimation des paramètres fréquentiels est complexifiée par la présence d’une forte variation de la fréquence centrale du paquet en fonction du temps. Pour fournir une estimation suffisamment performante, des méthodes classiques ont dues être adaptées à notre système. Ces méthodes classiques reposent sur l’utilisation de bancs de filtres. Nous commencerons par décrire leur fonctionnement, et nous observerons dans quelle mesure ceux-ci ne pourront pas être directement utilisés par notre récepteur. En effet, nous caractérisons la possibilité qu’un filtre ne détecte pas une transmission en fonction de ses paramètres fréquentiels.

Nous proposerons alors une nouvelle stratégie d’estimation des paramètres fréquentiels de la transmission, ainsi qu’une estimation fine de l’instant de réception du message. Tout d’abord, nous allons caractériser les performances de l’estimation des fréquences initiale et finale de la transmission, sur laquelle est basée notre stratégie. Puis, nous décrirons cette stratégie, qui repose sur une utilisation de banc de filtres modifiés, afin qu’ils prennent en compte la présence de dérive fréquentielle. Enfin, nous évaluerons la stratégie proposée en rapport à l’erreur d’estimation de la fréquence initiale.

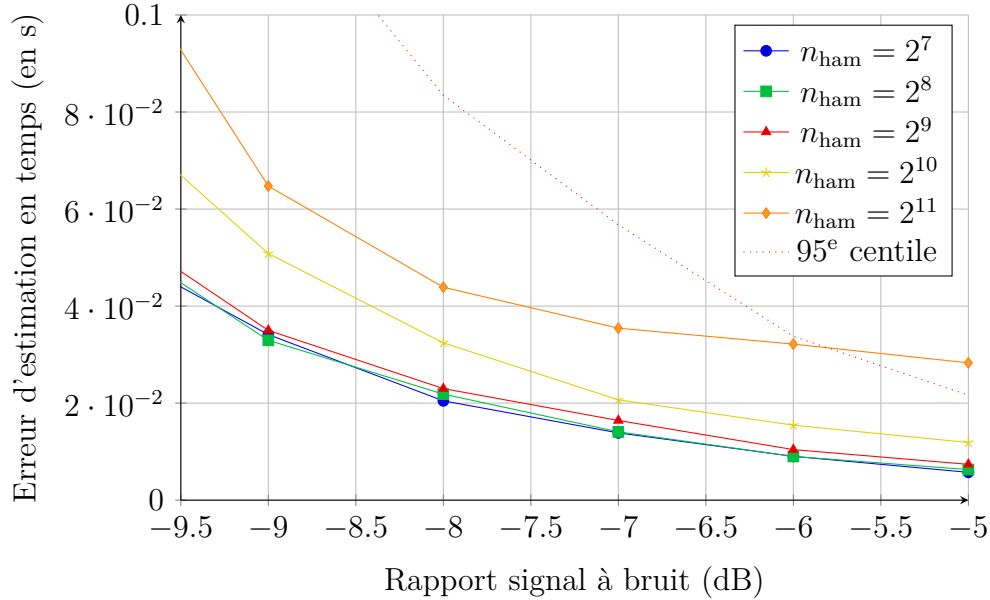


FIGURE 3.4 – Erreur d'estimation en temps en fonction de la taille de fenêtrage.

3.2.2.1 Description d'un banc de filtres

L'étape de détection grossière précédente nous indique la présence probable d'un message, tout en précisant la fréquence centrale approximative de la transmission. Pour améliorer cette estimation, nous procédons à une étape d'estimation temps-fréquence fine, qui repose sur des bancs de filtres [Men97]. Dans un premier temps, nous allons d'écrire le fonctionnement du banc de filtres, qui servira de base à la stratégie de réception proposée.

En entrée du banc, une portion du signal reçu non filtré est fournie. Cette portion est d'une durée légèrement supérieure à la durée d'une transmission. Sur chaque branche du banc de filtres, nous réalisons dans un premier temps une mise en bande de base, en multipliant le signal par une exponentielle complexe. Après un filtrage adapté au filtre de mise en forme, une corrélation avec la séquence de symboles pilote est réalisée. La position du maximum de cette corrélation nous permet d'extraire l'instant de réception du message. La fréquence de la branche qui a fourni le score de corrélation le plus haut en module représente la fréquence centrale du paquet reçu. La figure 3.5 représente un schéma bloc montrant les étapes d'un banc de filtres.

En fonction de la disponibilité calculatoire et de l'erreur résiduelle de l'étape de détection grossière, le banc de filtres peut être modifié de plusieurs manières :

- On peut modifier la granularité du filtre, en changeant l'écart fréquentiel entre deux filtres successifs, et ainsi améliorer la probabilité de détection en augmentant la résolution fréquentielle.
- On peut modifier le nombre de filtres du banc, sans changer l'écart fréquentiel

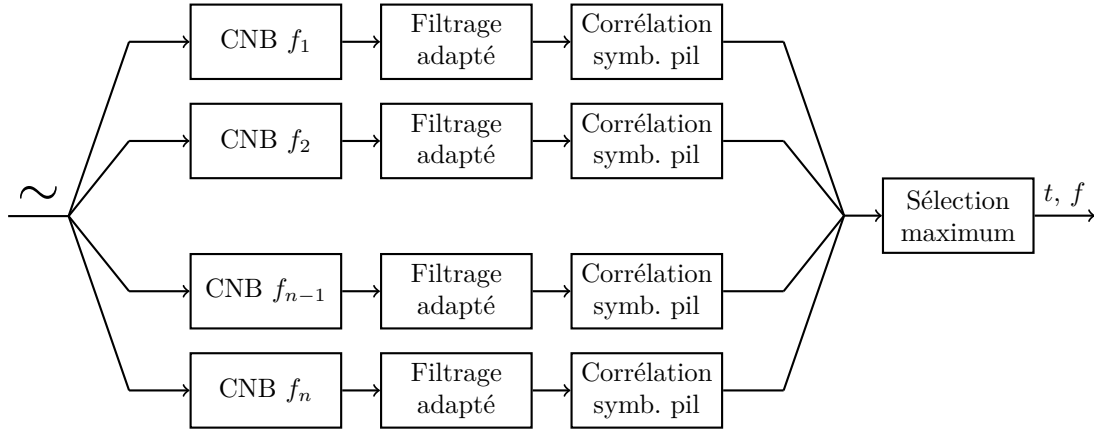


FIGURE 3.5 – Schéma bloc illustrant un banc de filtres de l'étape d'estimation temps-fréquence fine. CNB f_i représente le convertisseur numérique en bande de base centré autour de la fréquence f_i .

entre deux filtres successifs. Dans ce cas, on augmente la plage fréquentielle d'accroche du filtre.

La sortie du banc de filtres est une fréquence (la fréquence du filtre qui a fourni le maximum de corrélation) et un temps (l'instant correspondant à ce maximum de corrélation).

La plage fréquentielle d'accroche du filtre dépend directement de l'erreur en fréquence et en temps de l'étape de détection grossière. Il est toujours possible d'augmenter le nombre de filtres pour élargir la plage fréquentielle, ce qui cause cependant une augmentation de la charge calculatoire. Le paragraphe suivant propose une étude de la non-détection par un banc de filtre centré autour de la fréquence centrale moyenne d'une transmission, en fonction des caractéristiques fréquentielles de celle-ci.

3.2.2.2 Non-détection d'un filtre

Dans ce paragraphe, nous cherchons à établir dans quelle mesure une fréquence peut ne pas être estimée correctement par un filtre du banc de filtres. Ce filtre est centré autour de la fréquence f_{fil} .

Comme cela est décrit dans le chapitre précédent, les symboles pilotes sont répartis tout au long des transmissions. Un symbole pilote est envoyé toutes les 2 ms. Les transmissions subissent un décalage et une dérive fréquentiels, tous deux dus au mouvement du satellite par rapport au sol, la dérive pouvant aller jusqu'à -200 Hz/s. La valeur du maximum de la corrélation entre le signal reçu et les symboles pilotes varie en fonction de l'écart fréquentiel entre les deux signaux. Dans le cas général, la transmission n'est pas d'une dérive nulle et d'une fréquence centrale instantanée égale à f_{fil} . Le message subit une rotation de phase au cours de sa réception par le filtre, ce qui

dégrade l'estimation de la fréquence centrale du paquet.

Considérons un message contenant N_{pil} symboles pilotes, répartis tout au long du message. Notons $T_{\text{pil}} = 2$ ms la durée entre deux symboles pilotes. La suite de symboles pilotes est notée p . Le message dure $2 N_{\text{pil}}$ ms. Il est reçu avec un décalage fréquentiel Δ_f et une dérive fréquentielle Δ_D par rapport à la fréquence f_{fil} . On représente la suite $\tilde{p}$ de symboles pilotes reçus comme étant, à une rotation de phase près :

$$\tilde{p}(n) = p(n) e^{2i\pi(\Delta_f n T_{\text{pil}} + \frac{\Delta_D}{2} (n T_{\text{pil}})^2)} \quad (3.8)$$

La norme de la valeur de la corrélation à l'instant où les symboles pilotes et les symboles reçus sont en phase est :

$$|[\tilde{p} \star p](0)| = \left| \sum_{n=0}^{N_{\text{pil}}-1} |p(n)|^2 e^{2i\pi(\Delta_f n T_{\text{pil}} + \frac{\Delta_D}{2} (n T_{\text{pil}})^2)} \right| \quad (3.9)$$

Dans notre système, les symboles pilotes sont des symboles BPSK, donc on peut simplifier l'équation précédente :

$$|[\tilde{p} \star p](0)| = \left| \sum_{n=0}^{N_{\text{pil}}-1} e^{2i\pi(\Delta_f n T_{\text{pil}} + \frac{\Delta_D}{2} (n T_{\text{pil}})^2)} \right| \quad (3.10)$$

Plus le message est long, plus le nombre de symboles pilotes utilisés pour la corrélation est important, et plus la valeur maximale de la corrélation peut être importante. Cependant, plus le message est long, plus la corrélation va être sensible à un écart de fréquence.

Dans la figure 3.6, on représente à la manière de [Aba86] le résultat du maximum de la corrélation entre la suite de symboles pilotes reçus et une suite de 150 symboles pilotes envoyés en fonction de Δ_f et de Δ_D . Cette représentation est effectuée dans un plan, en représentant le décalage de fréquence en abscisse et la dérive fréquentielle en ordonnée, dans un cas sans bruit. Dans cette figure, on observe un lobe principal, qui représente une zone d'accroche de l'estimateur, où les paramètres Δ_f et Δ_D pourraient être approximés avec une méthode itérative, comme celle de Newton. En dehors de cette zone, une telle méthode convergerait vers des maximums locaux, et conduirait à une mauvaise estimation des paramètres fréquentsiels. S'il existe un filtre du banc de filtres dont l'écart fréquentiel et l'écart en dérive fréquentiel avec la transmission est localisé dans ce lobe principal, alors le paquet sera détecté et ses paramètres fréquentsiels seront correctement estimés.

Nous allons chercher à calculer la largeur de ce lobe, dans les deux dimensions du plan ; en d'autres termes, on cherche à fournir une approximation des valeurs de décalage et de dérive fréquentielle qui annuleront la corrélation.

Si on considère une transmission où le terme Δ_D est nul, c'est-à-dire que la fréquence instantanée reçue ne subit pas de variation par rapport à la fréquence du filtre considéré, la valeur maximale s'exprime sous la forme d'une suite géométrique et peut s'écrire :

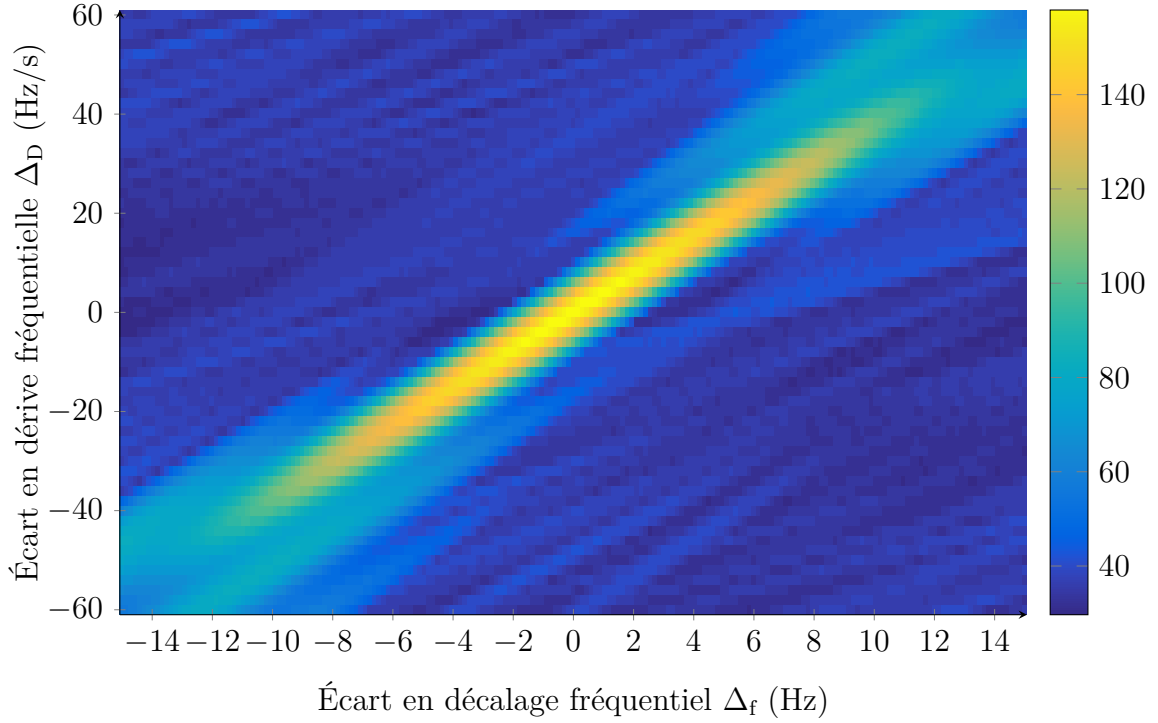


FIGURE 3.6 – Fonction d’ambiguïté décalage fréquentiel/dérive fréquentielle avec $N_{\text{pil}} = 150$

$$|[\tilde{p} \star p](0)| = \left| \frac{\sin(\pi N_{\text{pil}} \Delta_f T_{\text{pil}})}{\sin(\pi \Delta_f T_{\text{pil}})} \right| \quad (3.11)$$

Le premier zéro du lobe se trouve alors en $\Delta_f = 1/(N_{\text{pil}} T_{\text{pil}})$.

Si on considère une transmission où le terme Δ_f est nul, le calcul de la position du premier zéro est alors beaucoup plus complexe, et ne sera pas réalisé. Dans ce cas, la valeur maximale est alors :

$$|[\tilde{p} \star p](0)| = \left| \sum_{n=0}^{N_{\text{pil}}-1} e^{2i\pi(\frac{\Delta_D}{2}(nT_{\text{pil}})^2)} \right| \quad (3.12)$$

Nous proposons alors une approximation de la taille du lobe dans la direction de la dérive fréquentielle. Quand le message a subi une rotation de 2π entre le début et la fin de la transmission, le terme suivant le dernier terme de la somme peut être décrit par l’équation suivante :

$$\frac{\Delta_D}{2} (N_{\text{pil}} T_{\text{pil}})^2 = 1 \quad (3.13)$$

Ce qui donne un ordre de grandeur de la largeur du lobe, le premier zéro sur l'axe de la dérive fréquentielle étant approximativement placé vers $2/(N_{\text{pil}}T_{\text{pil}})^2$.

On remarque alors que l'augmentation du nombre de symboles pilotes utilisés va induire un resserrement du lobe, et une augmentation de son maximum. Il s'agit alors de trouver un compromis qui permet d'estimer les paramètres de toutes les transmissions sans rajouter trop de complexité calculatoire.

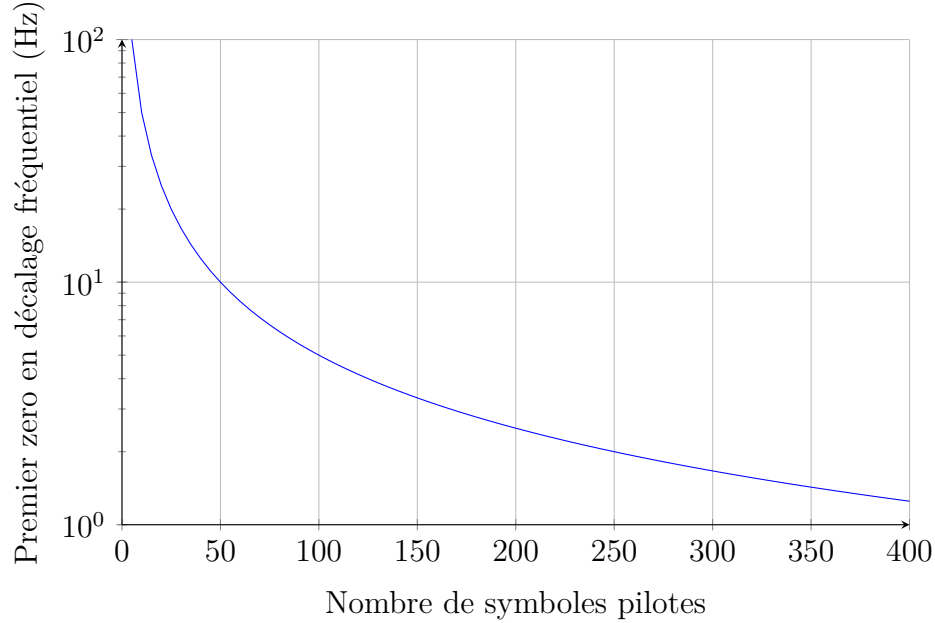


FIGURE 3.7 – Largeur du lobe en décalage fréquentiel.

Dans les figures 3.7 et 3.8 sont représentées les fonctions liant la position du premier zéro dans les deux dimensions en fonction du nombre de symboles pilotes, extraites des équations précédentes. Si le nombre de symboles pilotes utilisés est important, alors le résultat de l'autocorrélation avec le signal reçu sera plus sensible à des erreurs fréquentielles, et le nombre de filtres du banc devra être augmenté en conséquence.

Le nombre de filtres nécessaires à la détection fine de tous les messages qui sont passés par l'étape de détection grossière dépend de la précision de celle-ci. En fixant une erreur maximale acceptable à 250 Hz, le banc de filtres couvre une largeur de 500 Hz. Il faut alors s'assurer que le pas fréquentiel du filtre permet de détecter toutes les transmissions.

De plus, nous avons vu dans le chapitre 2 que la dérive Doppler pouvait atteindre environ -200 Hz/s. Il faut donc également s'assurer que le filtre permette de détecter des transmissions qui subissent une forte variation de fréquence au cours du temps.

Dans la section suivante, nous allons étudier les performances d'estimation de la fréquence initiale du paquet.

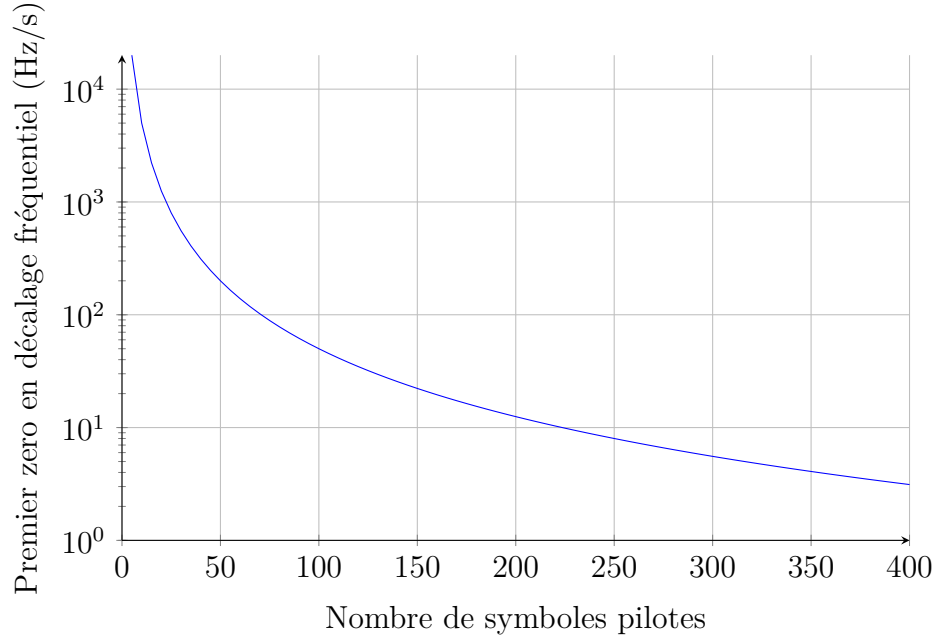


FIGURE 3.8 – Largeur du lobe en dérive fréquentielle.

3.2.2.3 Performance de l'estimation de fréquence initiale par un banc de filtres

Comme énoncé précédemment, la longueur du signal de symboles pilotes avec lequel la corrélation est effectuée influe sur les performances du détecteur. Nous cherchons ici à estimer la fréquence initiale du paquet, et à caractériser les performances de cette estimation en fonction de la longueur du signal pilote.

Nous représentons dans la figure 3.9 les liens entre les notations relatives aux fréquences utilisées dans ce paragraphe. Un message y est représenté en trait pointillé. Il est reçu à une fréquence initiale de f_{init} , et à une fréquence finale de f_{fin} , correspondant à une dérive fréquentielle notée Δ_D . Dans toutes les branches du banc de filtres, on corréle une partie du message reçu contenant N_{pil} premiers symboles pilotes, représentés en bleu. La fréquence du filtre donnant le meilleur résultat de corrélation est notée f_{fil} , et est représentée en rouge. Pour un message contenant N_{pil} symboles pilotes, l'erreur en fréquence est calculée entre la fréquence instantanée de la transmission au bout de $2N_{\text{pil}}/2 = N_{\text{pil}}$ ms, notée $f_{N_{\text{pil}}}$ et la fréquence centrale du filtre, f_{fil} . Ainsi, l'erreur en fréquence est l'écart entre la fréquence du filtre et la fréquence instantanée du message au milieu du signal pilote.

La figure 3.10 compare les performances du banc de filtres en représentant l'erreur d'estimation moyenne en présence et en absence de dérive Doppler, en fonction de la longueur de la séquence pilote. Dans le cas hypothétique où il n'y aurait pas de dérive Doppler (courbes en traits pleins), une augmentation du nombre de symboles

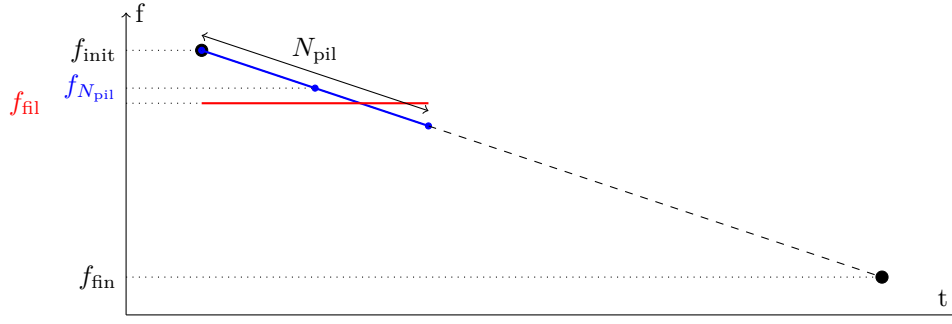


FIGURE 3.9 – Estimation de la fréquence initiale d'un message.

pilote améliore les performances de l'estimation de fréquence. Ainsi, une séquence de $n_{pil} > 125$ symboles pilotes permet d'obtenir des performances suffisantes sur toute la plage de rapport signal à bruit. Cependant, la présence de dérive Doppler (courbes en pointillées) dans notre système dégrade les performances. Comme expliqué précédemment, les messages les plus longs sont plus sensibles aux erreurs de dérive. C'est alors la séquence de $n_{pil} = 100$ symboles pilotes qui fournit les meilleures performances en estimation de la fréquence initiale en présence de dérive Doppler. L'écart fréquentiel entre deux branches successives du banc de filtres est de 0,4 Hz en présence de dérive Doppler, et de 0,05 Hz en l'absence de dérive Doppler.

Néanmoins, ces erreurs moyennes reflètent mal les erreurs d'estimations en faible rapport signal à bruit. On représente en figure 3.11 le 95^e centile de l'erreur d'estimation. On remarque alors qu'une portion non négligeable des transmissions ayant un rapport signal à bruit inférieur à 3 dB ne peuvent pas être estimées avec suffisamment de précision.

Ainsi, afin de pouvoir estimer les paramètres de messages ayant un faible rapport signal à bruit, il faut augmenter le nombre de symboles pilotes utilisé lors de la corrélation. Néanmoins, une augmentation de ce nombre induit une dégradation des performances de l'estimateur, à cause de la forte présence de dérive Doppler. Pour pallier ces deux phénomènes, nous proposons une stratégie d'estimation fine en deux étapes, présentée au paragraphe suivant.

3.2.2.4 Stratégie d'estimation fine proposée

Nous avons abordé au paragraphe précédent les performances de l'estimation de la fréquence initiale d'une transmission. Dans cette section, nous mettons en place une stratégie d'estimation fine qui permet d'améliorer les performances de cet estimateur, pour obtenir une approximation suffisante de la dérive fréquentielle du message, afin de pouvoir utiliser des algorithmes optimaux.

Il est possible d'estimer la dérive fréquentielle, en estimant la fréquence finale de la transmission. Cette valeur s'obtient en utilisant les mêmes techniques que celles utilisées pour estimer la fréquence initiale du message. La dérive fréquentielle, correspondant à

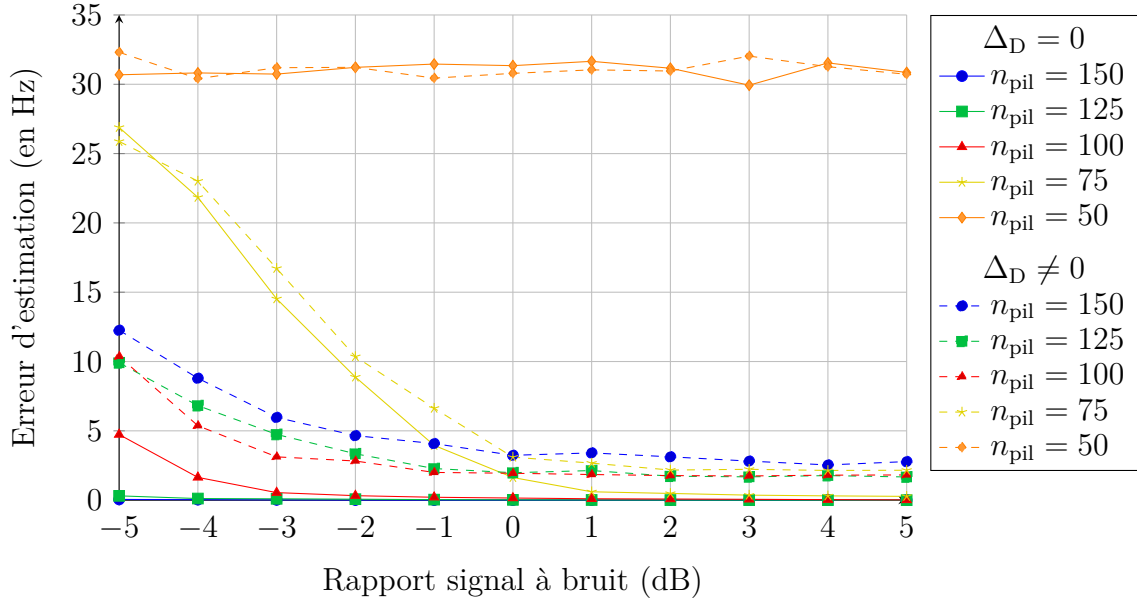


FIGURE 3.10 – Performance de l'estimation de la fréquence initiale du message — erreur moyenne.

la variation de fréquence au cours du temps peut ainsi être obtenue en calculant la différence entre les fréquences initiale et finale. Néanmoins, en utilisant directement l'estimateur présenté au chapitre précédent, la dérive fréquentielle ne pourra pas être estimée correctement si l'estimateur des fréquences initiales et finales lui-même n'est pas suffisamment performant.

Afin d'obtenir les meilleures performances d'estimation, nous mettons en place un enchainement de banc de filtres modifiés qui s'adaptent à notre problématique d'estimation avec la contrainte de forte dérive Doppler.

On notera un banc de filtres modifié Δ_D^n -BFM un banc de filtres dont toutes les branches auront été multipliées par une exponentielle pure dont la fréquence instantanée varie linéairement à une vitesse de Δ_D^n Hz/s. Cette modification permet de pouvoir accommoder une plus grande plage de dérive en fréquence en conservant le nombre de symboles pilotes. Ainsi, le schéma du banc présenté en figure 3.5 correspond à un 0-BFM.

Nous allons alors utiliser N_{BFM} bancs de filtres modifiés, à des dérives fréquentielles distinctes, qui permettent d'accommoder toute la plage de dérive fréquentielle. Ces bancs de filtres permettent d'estimer les fréquences initiales et finales du message, alors notées $\tilde{f}_{\text{init}}$ et $\tilde{f}_{\text{fin}}$. La connaissance de ces deux valeurs nous permet d'obtenir une approximation de la dérive Doppler du signal reçu, notée $\tilde{\Delta}_D = (\tilde{f}_{\text{fin}} - \tilde{f}_{\text{init}})/D$. Nous allons filtrer une dernière fois le message afin d'estimer les fréquences initiales et finales du message en utilisant un $\tilde{\Delta}_D$ -BFM, afin d'améliorer la précision de l'estimateur.

La figure 3.12 illustre cette stratégie, avec $N_{\text{BFM}} = 2$ bancs de filtres. Les dérives

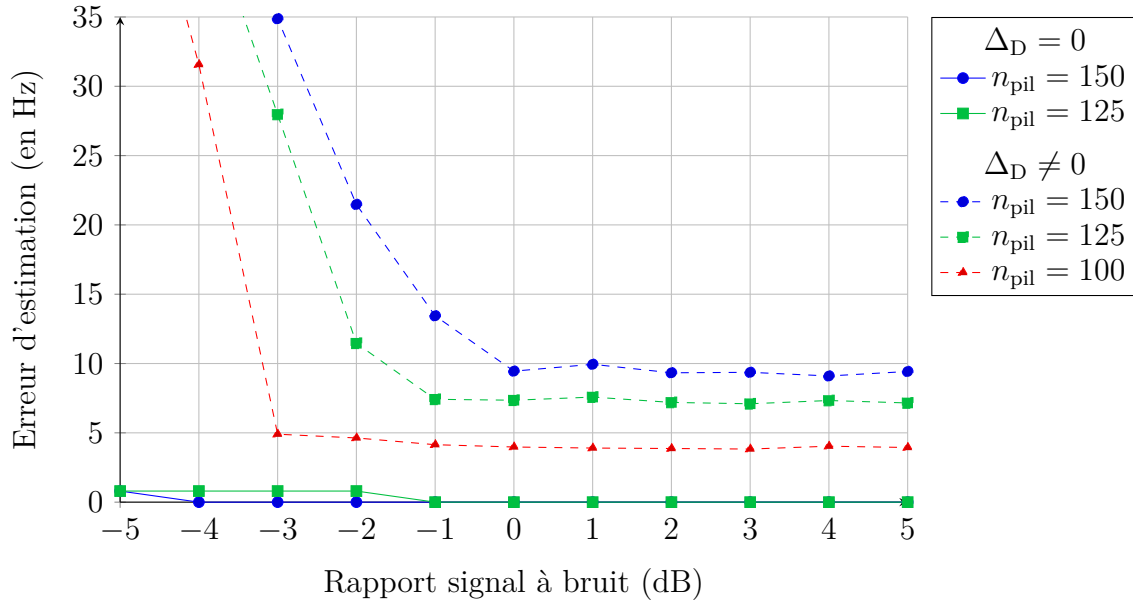


FIGURE 3.11 – Performance de l'estimation de la fréquence initiale du message — 95° centile.

fréquentielles des bancs de filtres sont réparties uniformément sur la plage de dérive Doppler.

3.2.2.5 Performances de l'estimation fine

Les performances de notre stratégie en figure 3.13. On présente la moyenne de la valeur absolue de la différence entre la fréquence initiale du message et son estimation en présence de dérive Doppler. Ces valeurs sont présentées pour trois valeurs de N_{BFM} , et pour deux longueurs de signal pilote. On remarque que pour $N_{\text{BFM}} = 1$, les performances sont équivalentes à celles proposées par un banc de filtres non modifiés en faible rapport signal à bruit, mais meilleures en cas de fort rapport signal à bruit. On remarque également que dans ce cas, le signal pilote plus court (représenté en bleu) présente de meilleures performances. Cela s'explique par le fait que de nombreuses transmissions présentent une dérive Doppler relativement faible, et donc sont finalement plus proche de 0 Hz/s (la dérive équivalente d'un banc de filtres non modifiés) que de la valeur de dérive du banc de filtres modifié. De plus, la dérive des messages étant encore relativement grande par rapport à celle du filtre modifié, les estimations sont meilleures quand le signal pilote est plus court. Notons que le choix de la dérive du banc de filtres modifiés impacte les performances de celui-ci. Nous avons choisi de placer uniformément les dérives des filtres dans la plage de dérives accessibles, même si un placement plus judicieux permettrait peut-être d'avoir de meilleures performances.

Dans le cas où $N_{\text{BFM}} > 1$, les performances s'améliorent nettement. L'erreur en

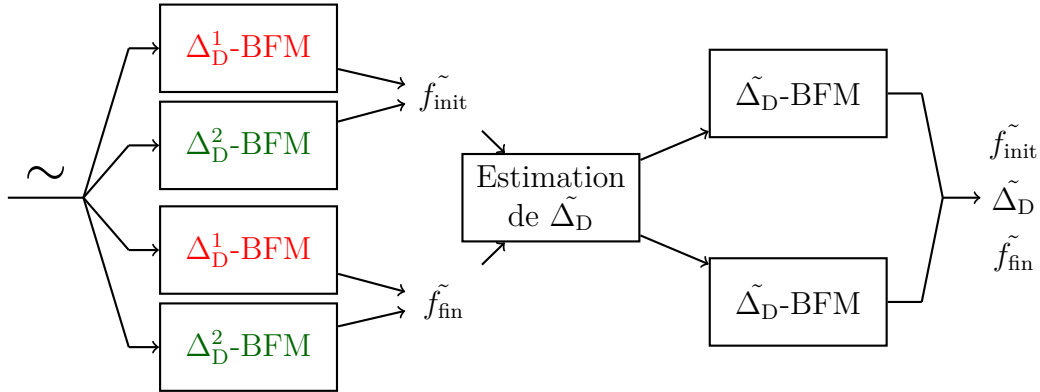


FIGURE 3.12 – Schéma bloc de la stratégie d'estimation T/F fine avec $N_{MBF} = 2$ bancs de filtres modifiés.

dérive devient relativement faible pour toutes les valeurs de rapport signal à bruit, et ce sont les séquences de symboles pilotes plus longues qui présentent de meilleures performances. Si $N_{BFM} = 3$, les performances sont encore meilleures dans le cas où le rapport signal à bruit est faible, mais le temps de calcul est également plus long.

Lors de nos simulations, le pas fréquentiel entre deux branches successives du banc de filtre a été fixé à 0,4 Hz. En réduisant cette valeur, la complexité calculatoire augmente, et les performances seraient améliorées pour les rapports signal à bruit les plus favorables. D'un point de vue système, cela n'est pas nécessaire, car l'erreur résiduelle sera traitée à l'étape suivante. Cependant dans une implémentation réaliste, le pas fréquentiel des bancs de filtres pourrait être plus important afin de réduire la complexité calculatoire de la détection en fréquence, au risque de réduire les performances de la détection fine en fréquence, et donc par conséquent celles du récepteur, si l'erreur résiduelle de l'étape de détection dépasse la plage de fonctionnement de l'étape de synchronisation en phase. Nous ne nous intéresserons pas à l'étude de performances en fonction de la complexité.

Nous avons donc proposé une stratégie d'estimation qui présente des résultats suffisants pour traiter l'erreur résiduelle avec des algorithmes d'estimation de fréquence et de dérive plus performants, présentés au paragraphe suivant.

3.2.3 Synchronisation en phase et démodulation cohérente

Grâce aux étapes précédentes, la transmission a été détectée, et ses fréquences initiales et finales ont été estimées. Cependant, les erreurs résiduelles restent encore possibles, et peuvent gêner la démodulation du message. Cette erreur implique d'une part un décalage fréquentiel, mais également une légère dérive fréquentielle qu'il va falloir prendre en compte.

Nous avons, dans le cadre de cette thèse, choisi d'utiliser une démodulation cohérente, qui présente des meilleures performances qu'une démodulation non cohérente,

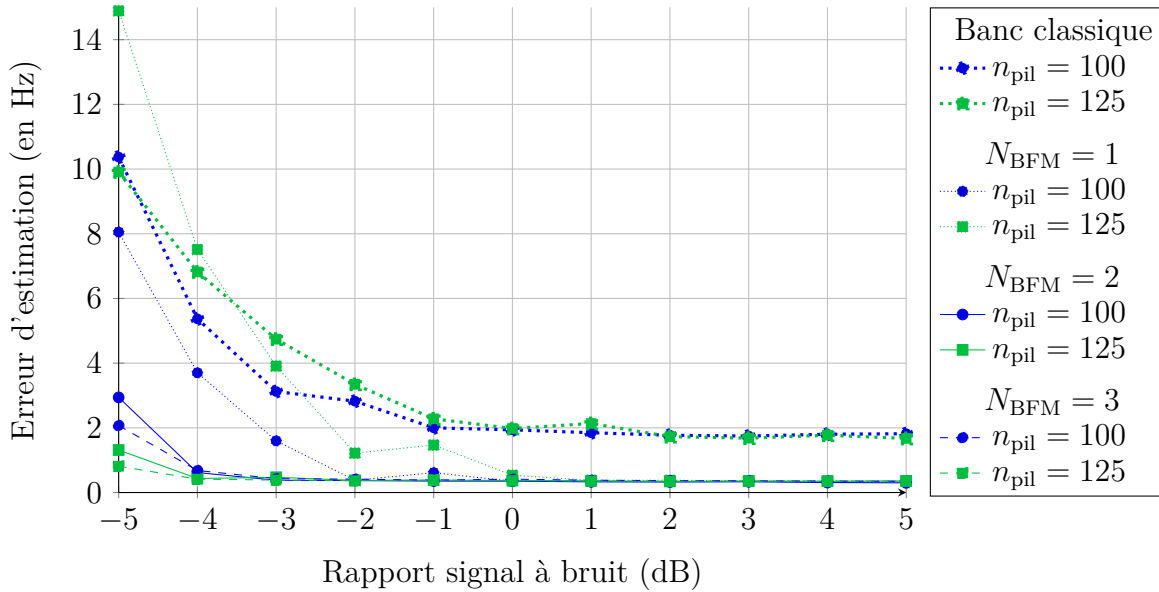


FIGURE 3.13 – Performance de la stratégie d'estimation proposée en fonction du nombre de bancs de filtres modifiés N_{BFM} et de symboles pilotes.

mais qui nécessite une bonne estimation des paramètres fréquentielles. Pour cela, il est nécessaire de compléter notre chaîne de réception avec une étape de correction de phase, afin de se synchroniser avec le message. La présence de symboles pilotes connus tout au long du message nous permet de réaliser une synchronisation en phase assistée par des données.

3.2.3.1 Synchronisation en phase

Pour réaliser la synchronisation de phase nécessaire à la démodulation cohérente, nous allons utiliser des techniques existantes, bien documentées.

Cette correction de phase consiste en la résolution d'un problème d'optimisation, d'une manière identique à la solution proposée dans [Aba86]. Cette solution est rendue possible grâce aux étapes précédentes, qui approchent les paramètres fréquentiels de la transmission. Elle est néanmoins assez couteuse d'un point de vue calculatoire, mais relativement simple à mettre en place. De plus, cette technique est basée sur l'estimateur du maximum de vraisemblance, et propose des performances optimales.

Après une conversion en bande de base grâce aux paramètres estimés à l'étape précédente, la séquence de symboles pilotes reçus est notée $\tilde{p}$.

Nous cherchons une correction de phase $\phi_{\min}$, qui va minimiser l'écart entre les symboles pilotes reçus et les symboles pilotes théoriques attendus, dont la suite est notée p . Cela s'exprime par la minimisation suivante :

$$\phi_{\min} = \min_{\phi} \sum_n |\tilde{p}_n e^{i\phi(n)} - p_n|^2$$

où $\phi(n) = \phi_0 + \phi_1 \cdot n + \phi_2 \cdot n^2$

La fonction ϕ est une fonction quadratique, qui correspond à l'écart de phase entre les symboles reçus instantanés et les symboles théoriques. Pour obtenir ϕ , un algorithme de descente du gradient est utilisé. Afin d'obtenir une convergence de celui-ci, l'espace des valeurs que peuvent prendre les paramètres est partitionné. La taille de l'espace des valeurs possibles considérées va donc impacter la complexité calculatoire de cette étape. Chacune de ces partitions fournit une graine d'initialisation de l'algorithme du gradient, et la solution qui fournira la meilleure optimisation sera celle qui modélise au mieux la transmission.

3.2.3.2 Démodulation en cohérence

Maintenant que les paramètres de la transmission ont été estimés, les répétitions sont sommées en cohérence. Étant donné que les puissances du bruit et de la transmission ont été préalablement évaluées, les tests du rapport de vraisemblance, ou LLR (de l'anglais *Log-Likelihood Ratio*) peuvent être calculés. Ils sont fournis en entrée au turbodécodeur. À ce niveau de bruit et de redondance, les erreurs dues au décodage seul sont négligeables et ne sont pas prises en compte à ce stade de l'étude. Les performances du turbodécodeur seront abordées au chapitre 5.

3.3 Performances du récepteur sans interférent

La stratégie utilisée par le récepteur que nous proposons a été décrite étape par étape, et les performances de chaque bloc utilisé ont été présentées.

On réalise une simulation globale des performances du récepteur. Une transmission est envoyée sur une sous-porteuse aléatoire ; l'algorithme cherche à détecter, à se synchroniser, puis à démoduler cette transmission. Une fois l'étape de démodulation effectuée, le CRC (Contrôle de Redondance Cyclique, présenté au paragraphe 2.1.3.1) nous permet de détecter la présence d'erreur dans la transmission. Dans le cas où le CRC détecte une erreur, on considère que la transmission est perdue. Dans le cas inverse, la transmission a été transmise sans perte.

La figure 3.14 propose les performances de la chaîne de réception en fonction de deux paramètres. L'un concerne les caractéristiques d'émission des transmissions, alors que l'autre concerne la stratégie de détection :

- La longueur des transmissions envoyées par le terminal est caractérisée par le nombre de répétitions N_{rep} . Dans notre cas, une répétition est composée de 2 unités de ressources et contient 104 bits utiles (cf. paragraphe 2.1.2).

- Le nombre de symboles pilotes utilisés par l'étape d'estimation fine va limiter les performances du récepteur. Étant donné qu'il faut deux séquences de pilotes pour distinguer la fréquence initiale et la fréquence finale de la transmission, nous prenons une valeur inférieure au nombre total de symboles pilotes divisé par deux.

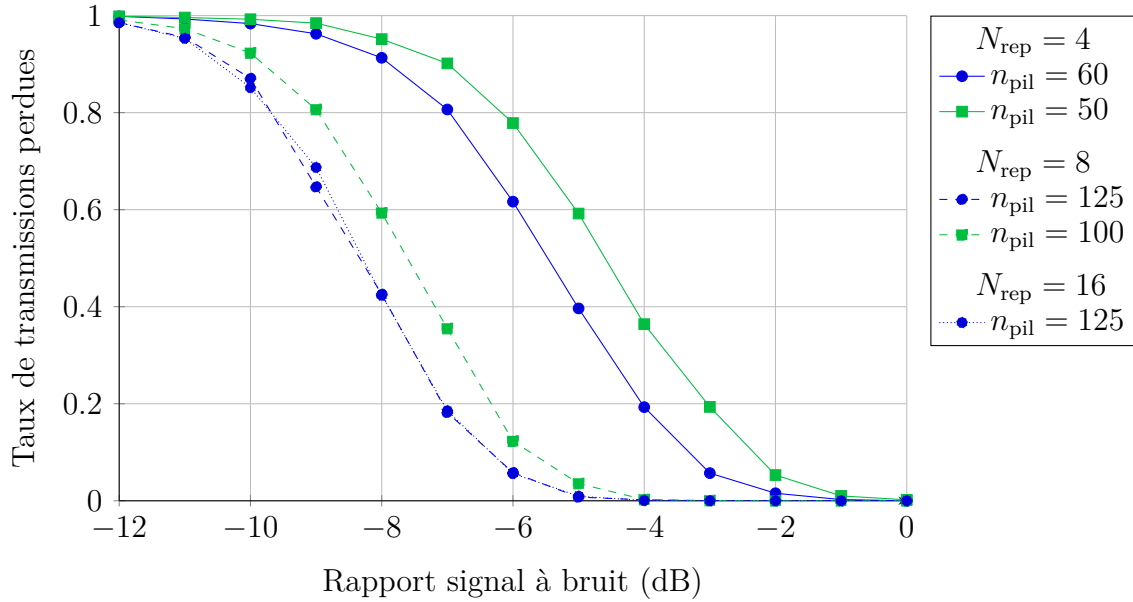


FIGURE 3.14 – Performance de la stratégie d'estimation proposée.

En trait plein, on représente des transmissions d'environ 250 ms, envoyées sur 4 répétitions (8 unités de ressources). Ces répétitions contiennent environ 125 symboles pilotes. On remarque que pour des rapports signal à bruit faibles, l'algorithme proposé ne parvient pas à démoduler les transmissions.

En trait pointillé, on représente des transmissions d'environ 500 ms, envoyées sur 8 répétitions. Les performances sont alors bien meilleures, et dans le cas où le nombre de symboles pilotes utilisés par l'étape d'estimation fine est le plus grand possible, il y a peu de perte quand le rapport signal à bruit est supérieur à -5 dB. Nous avons montré au chapitre 2 que le rapport signal à bruit des terminaux connaissant le lien le plus défavorable était supérieur à -5 dB : le récepteur proposé parvient donc à démoduler les transmissions quand celles-ci durent environ 500 ms.

De la même manière, les transmissions d'environ une seconde produisent les mêmes résultats que les transmissions de 500 ms. Afin d'utiliser le fait que ces transmissions sont plus longues, une solution serait de continuer d'augmenter le nombre de symboles pilotes utilisés pour l'étape d'estimation fine. Mais cela nécessiterait alors de prendre une valeur de N_{BFM} , le nombre de banc de filtres modifiés supérieure à 3, ce qui rallongerait le temps de simulation, pour un gain de performance non nécessaire.

Nous avons donc montré par simulation que notre récepteur arrive à détecter, et à démoduler les messages du système, si ceux-ci ont une durée supérieure à 500 ms, et qu'ils sont reçus sans interférent.

Résumé du chapitre

Ce chapitre traite des performances du système proposé dans le cas d'une charge faible, en absence de collision entre les transmissions. Dans le contexte de l'étude, les transmissions sont reçues sous un niveau de bruit important, et la vitesse du satellite impose une forte variation de la fréquence des terminaux. Utilisées telles qu'elles, les solutions de l'état de l'art ne permettent pas d'estimer le décalage et la dérive fréquentielle. Nous proposons alors une stratégie de réception, basé sur la succession de trois étapes. La première est une étape de détection grossière, basée sur une détection de puissance à l'aide d'un spectrogramme. Cette détection permet de détecter les transmissions si celles-ci ont un rapport signal à bruit supérieur à -9 dB. Cette étape permet également de connaître une valeur approchée de l'instant de début de transmission et de la fréquence centrale des messages. Puis, une estimation fine des paramètres temps-fréquence est réalisée en utilisant des bancs de filtres. Chaque filtre réalise une corrélation avec des symboles pilotes répartis tout au long du paquet ; la fréquence estimée est la fréquence de la branche du banc proposant le meilleur score de corrélation. Néanmoins, la dérive Doppler subie par une transmission peut être importante, ce qui rend les séquences de symboles pilotes trop longues impossibles à détecter. Inversement, les séquences trop courtes ne permettent pas la bonne réalisation de l'estimation, car le nombre de symboles pilotes y est insuffisant. Afin de palier ce problème, plusieurs bancs de filtres sont utilisés conjointement ; chaque banc de filtre est adapté à une dérive fréquentielle. Un compromis est proposé : à l'aide de trois bancs de filtres pavant l'espace des dérives fréquentielles possibles, 125 symboles pilotes permettent l'estimation des paramètres fréquentiels quand le rapport signal à bruit est supérieur à -5 dB. Enfin, une synchronisation en phase est réalisée à l'aide de méthodes existantes, basés sur une optimisation cherchant à minimiser l'erreur en phase au sens des moindres carrés, puis une démodulation cohérente est réalisée. Les performances de la stratégie de réception proposée sont présentées en termes de taux de transmissions perdues en fonction du rapport signal à bruit.

Chapitre 4

Etude des interférences

Sommaire

4.1	Interférences intrasystèmes	70
4.1.1	Description des paramètres d'interférence	70
4.1.2	État de l'art	71
4.2	Impact sur une transmission non codée	72
4.2.1	Cas favorable, $\delta_t = 0,5$	73
4.2.2	Cas défavorable, $\delta_t = 0$	73
4.2.3	Cas général et résultats	76
4.3	Interférences intrasystèmes et répétitions	78
4.3.1	Sommation des interférences	78
4.3.2	Ajout d'un brouillage	80

La charge du système est linéairement liée au nombre de terminaux dans la couverture du satellite. En augmentant le nombre d'utilisateurs, on augmente la probabilité de recevoir plusieurs transmissions en collision. Ce chapitre traite des phénomènes d'interférences qui apparaissent quand plusieurs transmissions sont reçues en superposition temporelle et fréquentielle.

Après avoir décrit les paramètres utilisés dans l'étude, nous proposons une méthode d'approximation du taux d'erreur binaire d'une transmission non codée en présence d'une collision. Puis, dans le cadre des transmissions basées sur un codage par répétition, nous discuterons des phénomènes d'interférences qui apparaissent en cas de collisions, et nous étudierons comment la présence d'un brouillage (ou *scrambling*) va modifier ces interférences une fois la sommation liée à la répétition effectuée.

4.1 Interférences intrasystèmes

Dans le cadre de cette étude, nous supposons que le récepteur est synchronisé avec une transmission, et va chercher à la démoduler. Cette transmission est dénommée transmission d'intérêt, ou paquet d'intérêt. Pendant la réception de cette transmission, une ou plusieurs collisions apparaissent. On appellera « collisions » les autres transmissions issues du système qui sont reçues pendant la durée de réception, sur une bande de fréquence chevauchant celle de la transmission d'intérêt. Ces messages en collision sont nommés des transmissions interférentes, ou paquets interférents.

Après avoir défini les paramètres décrivant les interférences que nous utiliserons dans ce chapitre, un état de l'art est proposé.

4.1.1 Description des paramètres d'interférence

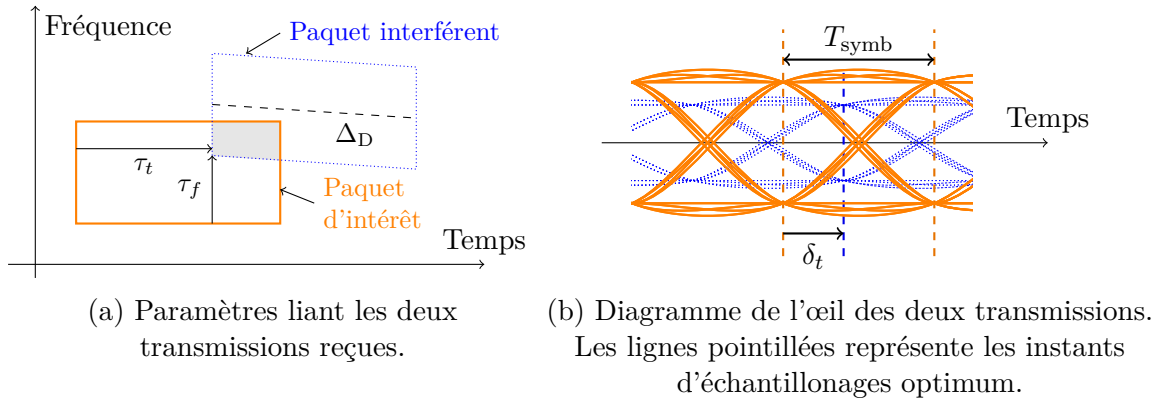


FIGURE 4.1 – Représentation d'un paquet d'intérêt (orange) et d'un paquet interférent (en bleu).

La figure 4.1 représente une transmission d'intérêt, représentée en orange en collision avec une transmission interférente, représentée en pointillés bleus. Elle présente les transmissions selon deux échelles. Dans la figure 4.1a, on représente les deux transmissions sur le plan temps-fréquence. Les paramètres τ_t et τ_f représentent les décalages en temps et en fréquence initiale entre les deux transmissions. Ces paramètres sont normalisés, et varient de manière continue entre -1 et 1. Quand ces paramètres prennent les valeurs limites de -1 et 1, les transmissions sont en limite de chevauchement. Quand $\tau_t = 0$, les transmissions se superposent temporellement, et quand $\tau_f = 0$, les transmissions ont la même fréquence initiale. Le paramètre Δ_D représente la différence de dérive Doppler (décrite dans le chapitre 3) entre le paquet d'intérêt et le paquet interférent, et n'est pas normalisée.

Dans la figure 4.1b, on représente sur diagramme de l’œil les deux transmissions reçues simultanément. Les instants d’échantillonnages optimaux sont représentés par des traits pointillés ; on note δ_t la durée qui sépare ces instants. Cette valeur est également normalisée par rapport au temps symbole T_{symb} , et prend sa valeur entre 0 et 1.

Dans le cas où plusieurs transmissions interférentes seraient en collision avec le paquet d’intérêt, on attribue des valeurs distinctes aux paramètres décrits précédemment pour chaque paquet interférent, toujours par rapport au paquet d’intérêt. Le nombre de collisions ou nombre d’interférents en collision, c’est-à-dire le nombre de transmissions qui interfèrent avec le paquet d’intérêt indépendamment est noté N_{interf} .

4.1.2 État de l’art

Quand des collisions apparaissent, les interférences causées possèdent des caractéristiques particulières. D’une part, ces interférences sont dites intrasystèmes : elles proviennent de terminaux issus du même réseau, émettant des messages en utilisant les mêmes modulations et les même formes d’ondes. D’autre part les interférences sont partielles, comme cela a été abordé au paragraphe précédent. En effet, l’absence de synchronisation temporelle et fréquentielle, couplée avec l’utilisation d’un lien satellite détruit le découpage des domaines temporels et fréquentiels en créneaux (ou *slots*).

Ce genre d’interférence est typique des schémas d’accès Aloha Temps-Fréquence, ou TFA (de l’anglais *Time-Frequency Aloha*), aussi dénommés Aloha Temps-Fréquence Asynchrone [GM16 ; AF17b]. L’étude de ce genre de schéma construit autour des interférences est relativement récent. Certains auteurs considèrent que leur utilisation pourrait être un atout considérable dans les systèmes de prochaine génération [DG+16]. Afin d’exploiter ces schémas, il est nécessaire d’avoir une connaissance de leur performance. Celle-ci se mesure par exemple à l’aide du taux d’erreur binaire (TEB), ou du taux d’erreur paquet (TEP). Il s’agit alors d’évaluer l’impact de la présence d’interférence sur ces deux métriques. Il est possible d’estimer ces valeurs par simulation. Néanmoins les simulations de la couche physique sont couteuses d’un point de vue calculatoire. On cherche donc un modèle fournissant une estimation de ces valeurs, qui pourra être utilisé dans des simulations systèmes.

Les premières études traitant des schémas TFA ne considèrent pas de codage [GM16 ; AF17b]. Ainsi, quand une collision apparaît, toutes les transmissions concernées par la collision sont considérées comme perdues. De ce fait, les performances théoriques maximales de ce genre de schéma d’accès sans codage sont relativement faibles. En ajoutant un codage robuste, les performances des schémas TFA peuvent être grandement améliorées [AF17a] ; cependant l’étude en question ne propose pas de méthode d’estimation du taux d’erreur paquet, et les auteurs obtiennent les résultats par simulation.

Une étude [Li+17] cherche à obtenir un ordre de grandeur des performances d’un schéma d’accès TFA codé. Cette étude propose une approximation du taux d’erreur paquet en modélisant les interférences comme un bruit blanc équivalent, d’une puissance proportionnelle à la surface de la collision, représentée en gris dans la figure 4.1a. On

mesure alors un rapport signal à bruit plus interférence (RSBI, de l'anglais *Signal-to-Interference-plus-Noise Ratio*). En connaissant le lien entre le rapport signal à bruit et le taux d'erreur paquet, on peut alors utiliser la valeur du RSBI à la place du rapport signal à bruit pour obtenir un taux d'erreur paquet équivalent. Cette méthode suppose que les interférences sont équivalentes à un bruit gaussien blanc additif, et implique une symétrie entre les interférences fréquentielles et temporelles.

Dans le cas où les interférences sont superposées en fréquence ($\tau_f = 0$), on peut se reporter aux études relatives au schéma d'accès Aloha. Ce genre de schéma asynchrone a été étudié à nouveau en le couplant avec des codes de correction d'erreur [DG+14]. Dans ce cas, l'interférence peut être considérée comme spectralement blanche. Les auteurs de [DG+14] modélisent les interférences comme un bruit blanc gaussien, mais doutent de la justesse de cette approximation dans les cas où le nombre de collisions est assez faible.

Enfin, il n'existe pas, à notre connaissance, d'étude de l'impact de telles interférences sur le taux d'erreur binaire. Nous proposons alors une méthode d'abstraction de la couche physique, permettant d'estimer le taux d'erreur binaire dans le cas où une collision est présente en considérant l'interférence comme un bruit non blanc, à fortiori non gaussien. De plus, l'utilisation d'un codage à répétition dans le cadre d'un schéma TFA ne semble pas exister dans la littérature. Alors dans un second temps, nous expliciterons l'impact que peut avoir ce genre d'interférences intrasystèmes sur des transmissions construites à l'aide d'un turbocodage couplé à des répétitions, comme celles que nous considérons.

4.2 Impact sur une transmission non codée

Nous allons dans ce paragraphe étudier l'impact de la présence d'une transmission interférente sur le taux d'erreur binaire d'un signal non codé. Nous supposons que le récepteur est déjà synchronisé avec le paquet d'intérêt, et que cette transmission est reçue simultanément avec une autre transmission.

Seule la partie de la transmission qui connaît une collision sera étudiée. Pour des raisons de simplification, on suppose alors que $\tau_t = 0$. Le k -ième symbole peut être modélisé comme :

$$y(k) = A_{\text{PI}} e_{\text{PI}}(k) + \alpha_{\tau_f}(k) e_{\text{interf}}(k) + b(k). \quad (4.1)$$

Dans l'équation précédente, A_{PI} est l'amplitude du paquet d'intérêt (PI), e_{PI} et e_{interf} sont les symboles QPSK émis par les utilisateurs d'intérêt et interférents respectivement. De même, y est le symbole reçu, b est le bruit AWGN et α_{τ_f} est une fonction complexe représentant l'interférence en fonction de τ_f . L'amplitude du paquet d'intérêt est $A_{\text{PI}} = \sqrt{P_{\text{PI}}}$, où P_{PI} est la puissance du signal d'intérêt reçu. Le symbole interférent e_{interf} étant de module unitaire, il sera absorbé par le coefficient α_{τ_f} sans perte de généralité.

Dans un premier temps, nous allons modéliser l'impact du signal interférent sur le signal reçu, que nous allons traduire en taux d'erreur binaire dans un second temps. L'étude considère deux cas limites, $\delta_t = 0,5$ et $\delta_t = 0$. Le premier est considéré comme le plus favorable, c'est-à-dire celui qui va engendrer le BER le plus faible, et le second est le plus défavorable.

- Si $\delta_t = 0,5$, l'instant d'échantillonnage optimal de l'interférence est décalé d'un demi symbole par rapport à l'instant d'échantillonnage optimal de la transmission d'intérêt. On modélise alors l'interférence comme un bruit gaussien.
- Si $\delta_t = 0$, les instants d'échantillonnage optimal des deux transmissions sont simultanés. La modélisation du paquet interférent comme un bruit gaussien ne fonctionne pas, et on cherchera une meilleure modélisation de α_{τ_f} . Nous proposons alors une modélisation basée sur un calcul direct du taux d'erreur binaire.

Puis, dans un second temps, nous utiliserons ces cas limites pour développer un modèle générique.

4.2.1 Cas favorable, $\delta_t = 0,5$

Dans le cas où $\delta_t = 0,5$, on modélise l'interférence comme un bruit gaussien additif. La puissance du paquet interféré, est notée P_{interf} . Une partie de cette puissance est filtrée par le filtrage adapté à la transmission d'intérêt. On modélise la puissance passant par ce filtre comme proportionnelle à $1 - \tau_f$, le décalage en fréquence. On peut alors écrire le rapport signal à bruit équivalent suivant :

$$\text{RSB}_{\text{eq}, 0.5} = \frac{P_{\text{PI}}/N_0}{1 + (1 - \tau_f)P_{\text{interf}}/N_0} \quad (4.2)$$

Puis, à partir de cette valeur de rapport signal à bruit équivalent, nous pouvons calculer un taux d'erreur binaire correspondant. La fonction liant le rapport signal à bruit au taux d'erreur binaire est notée Γ_{TEB} . Comme rapidement énoncé dans le chapitre 2, le système subit un phénomène d'interférence intersymbole à cause du filtre de mise en forme couplé à une répartition non uniforme des symboles au cours des transmissions. Cela complexifie le calcul de la fonction Γ_{TEB} ; celui-ci sera abordé dans l'annexe B. Sa réciproque, notée Γ_{TEB}^{-1} sera utilisée plus loin dans l'étude.

Le rapport signal à bruit équivalent est calculé de la manière suivante :

$$\text{TEB}_{\text{eq}, 0.5} = \Gamma_{\text{TEB}}(\text{RSB}_{\text{eq}, 0.5}) \quad (4.3)$$

4.2.2 Cas défavorable, $\delta_t = 0$

Dans le cas où $\delta_t = 0$, on observe un phénomène de synchronisation entre le paquet interférent et le paquet d'intérêt.

Afin de décrire les interférences du système, nous commençons par étudier les variations de α_{τ_f} en fonction de τ_f .

Pour illustrer le fait que l'interférence résultante n'est pas gaussienne, la figure 4.2 représente la contribution de l'interférence seule, en fonction du décalage fréquentiel, sur une transmission. On remarque par exemple que quand le décalage fréquentiel est proche de 0 (en rouge), la transmission interférente est également adaptée au filtre de réception ; cela crée une interférence centrée (de moyenne nulle) mais pas gaussienne : le module de l'interférence semble être en moyenne proche de 1, mais sa variance est relativement faible. Si τ_f augmente, alors la variance de l'interférence va augmenter, mais le module moyen va quant à lui diminuer.

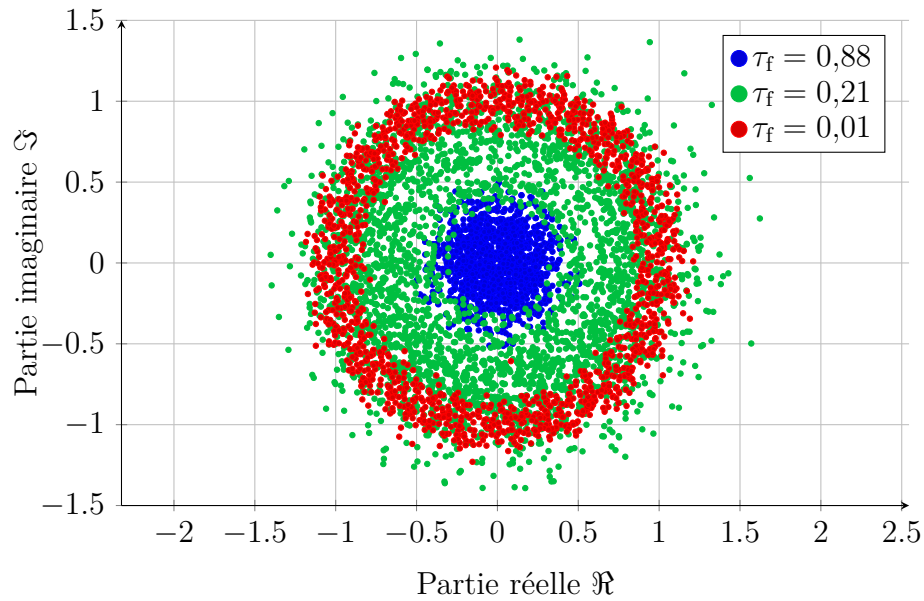


FIGURE 4.2 – Visualisation des interférences produites pour différentes valeurs de τ_f , avec $\delta_t = 0$, en absence de bruit.

Nous utilisons le modèle suivant, qui consiste à représenter l'interférence comme un symbole reçu dont le module est gaussien, et la phase aléatoire. De cette manière, α_{τ_f} est une variable aléatoire, définie comme suit :

$$\alpha_{\tau_f}(k) = \rho(k) e^{j\phi(k)}, \text{ avec } \quad (4.4)$$

$$\forall k, \quad \phi(k) \sim \mathcal{U}_{[0,2\pi]} \text{ et } \rho(k) \sim \mathcal{N}(\mu_\alpha, \sigma_\alpha^2)$$

avec $\mathcal{U}_{[0,2\pi]}$ la loi uniforme sur $[0,2\pi]$, et $\mathcal{N}(\mu_\alpha, \sigma_\alpha^2)$ une loi normale, centrée en μ_α et de variance σ_α^2 .

Dans notre modèle, la valeur moyenne du module du signal interférent est proportionnelle à sa surface en collision avec la transmission d'intérêt, ce qui nous amène à modéliser :

$$\mu_\alpha = \sqrt{P_{\text{interf}} (1 - |\tau_f|)} \quad (4.5)$$

Nous allons ensuite utiliser une simulation pour modéliser la variation de σ_α^2 en fonction de τ_f . Cette modélisation va principalement dépendre de la modulation utilisée, plus particulièrement du filtre de mise en forme. Pour cela, nous nous plaçons dans un cas non bruité, et nous mesurons la variance du module de l'interférence passant au travers du filtre adapté au signal d'intérêt. La figure 4.3 représente la cette variation du module de la variance en fonction de τ_f pour une interférence de puissance normalisée. Cette courbe est interpolée, et notée σ_{norm}^2 .

On modélise alors σ_α^2 de la manière suivante :

$$\sigma_\alpha^2 = \sqrt{P_{\text{interf}}} \sigma_{\text{norm}}^2(\tau_f) \quad (4.6)$$

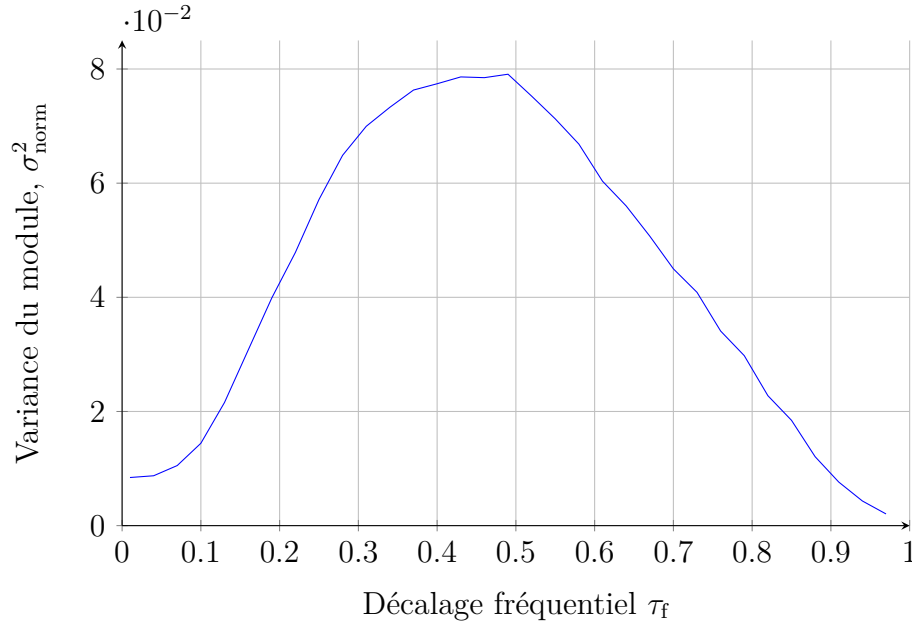
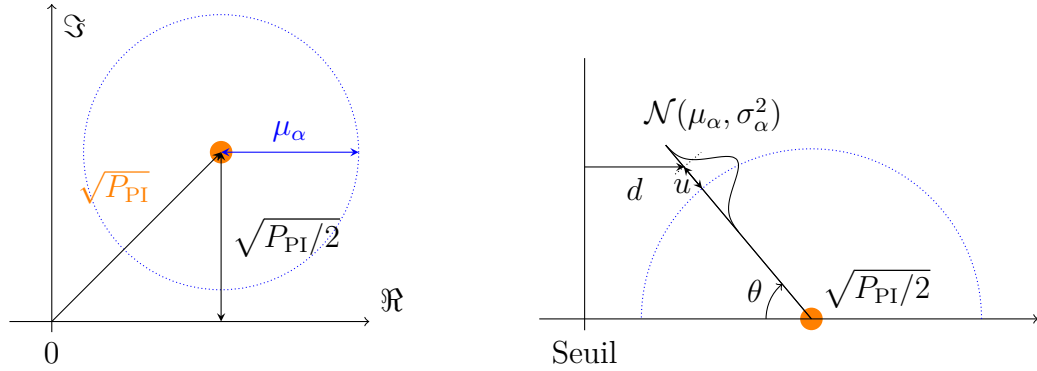


FIGURE 4.3 – Variance du module de l'interférence en fonction de τ_f .

Maintenant que l'interférence est modélisée, il s'agit de calculer l'impact de l'interférence sur le taux d'erreur binaire. Pour cela, nous allons calculer l'espérance du taux d'erreur binaire, pour chaque symbole possiblement reçu.

La figure 4.4 illustre les paramètres utilisés pour le calcul. Un symbole reçu est constitué de la somme d'un symbole d'intérêt, d'un symbole interférent, et de bruit blanc. Sur la figure 4.4a, le cercle (en pointillé bleu) représente le symbole reçu. Ce cercle, donc le rayon représente le module moyen μ_α de l'interférent, est centré autour du symbole QPSK d'intérêt (en orange). On va alors chercher à calculer la distance au seuil de décision, comme illustré par la figure 4.4b. Cette distance notée d est calculée pour chaque symbole y possiblement reçu. Nous exprimons y dans le repère polaire centré autour du complexe $A_{\text{PI}}e_{\text{PI}}$, un symbole reçu est alors noté $y(\theta, \mu_\alpha + u)$.



(a) Symbole d'intérêt et cercle d'interférence.

(b) Paramètres d'intégration.

 FIGURE 4.4 – Représentation des paramètres représentant un symbole d'intérêt et un symbole interférent pour $\delta_t = 0$.

Dans ce repère, la distance d d'un symbole quelconque s'écrit alors :

$$d(\theta, u) = \sqrt{\frac{P_{PI}}{2}} - (\mu_\alpha + u) \cdot \cos(\theta) \quad (4.7)$$

Alors le TEB de la configuration considérée est calculé en utilisant l'espérance du taux d'erreur binaire relatif au symbole reçu. En notant $\mathbb{E}[\cdot]$ l'espérance mathématique et en notant Q la fonction complémentaire de la fonction de répartition de la loi normale, le taux d'erreur binaire est alors :

$$\text{TEB}_{\text{eq}, 0} = \mathbb{E}[Q(d(\theta, u))] \quad (4.8)$$

On peut calculer un rapport signal à bruit équivalent en utilisant la fonction Γ_{TEB}^{-1} précédemment définie :

$$\text{RSB}_{\text{eq}, 0} = \Gamma_{\text{TEB}}^{-1}(\text{TEB}_{\text{eq}, 0}) \quad (4.9)$$

4.2.3 Cas général et résultats

Nous avons modélisé les performances pour les cas théoriques limites, $\delta_t = 0$ et $\delta_t = 0,5$. Dans un cas d'interférence aléatoire, par symétrie nous pouvons décrire δ_t comme la variable aléatoire suivant une loi uniforme entre 0 et 0,5, notée $\mathcal{U}_{[0, 0,5]}$. On notera la valeur aléatoire décrivant le rapport signal à bruit équivalent $\text{RSB}_{\text{eq}, \mathcal{U}_{[0, 0,5]}}$.

Le taux d'erreur binaire moyen s'écrit :

$$\text{TEB}_{\text{eq}, \text{moy}} = \mathbb{E}[\Gamma_{\text{TEB}}(\text{RSB}_{\text{eq}, \mathcal{U}_{[0, 0,5]}})] \quad (4.10)$$

Une approximation au premier ordre de la variation du taux d'erreur binaire en fonction du rapport signal à bruit est utilisée; en d'autres termes, nous considérons

que Γ_{RSB} varie de manière affine en fonction du RSB sur la plage de δ_t considérée et linéarisons cette fonction en conséquence. Cela nous permet d'établir la relation suivante :

$$\text{TEB}_{\text{eq, moy}} = \Gamma_{\text{TEB}} \left(\mathbb{E} [\text{RSB}_{\text{eq}, \mathcal{U}_{[0, 0,5]}}] \right) \quad (4.11)$$

De plus, nous modélisons le rapport signal à bruit équivalent pour toute valeur de δ_t comme une fonction affine. Alors pour tout δ_t compris entre 0 et 0,5 :

$$\text{RSB}_{\text{eq}, \delta_t} = (1 - 2\delta_t) \text{RSB}_{\text{eq}, 0} + 2\delta_t \text{RSB}_{\text{eq}, 0,5} \quad (4.12)$$

Alors en injectant (4.12) dans (4.11), on obtient :

$$\text{TEB}_{\text{eq, moy}} = \Gamma_{\text{TEB}} \left(\frac{\text{RSB}_{\text{eq}, 0} + \text{RSB}_{\text{eq}, 0,5}}{2} \right) \quad (4.13)$$

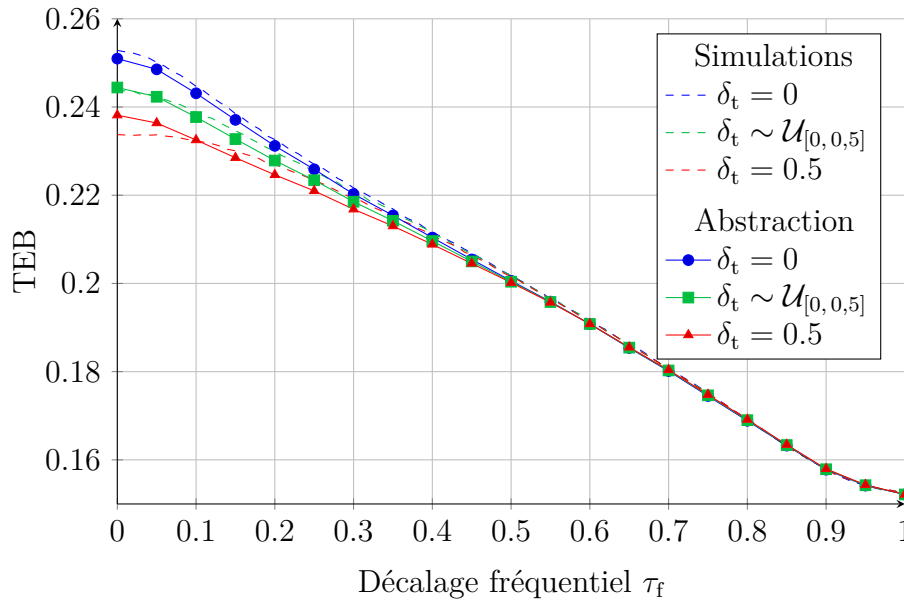


FIGURE 4.5 – Abstraction du taux d'erreur binaire en fonction de τ_f .

Les résultats sont présentés dans la figure 4.5, qui présente les performances de la méthode d'abstraction du taux d'erreur binaire en présence d'un interférent. La puissance de l'interférent est égale à la puissance du paquet d'intérêt et à celle du bruit, donc le rapport signal à bruit est de 0 dB. La courbe représente le taux d'erreur binaire (TEB) du paquet d'intérêt pour des variations de τ_f entre 0 et 1. Nous avons choisi de représenter les cas limites $\delta_t = 0$ et $\delta_t = 0,5$, ainsi que le cas général quand δ_t est uniformément réparti entre 0 et 0,5. Une valeur de τ_f proche de 0 représente une configuration de collision où le paquet interférent est presque en superposition avec

le paquet d'intérêt. Ceux-ci étant de puissances équivalentes, le TEB est relativement important. À l'inverse, quand τ_f est proche de 1, la surface de collision avec le paquet d'intérêt est relativement faible, donc le TEB n'est que peu impacté. De plus, comme cela avait été annoncé, le TEB le plus défavorable est obtenu quand $\delta_t = 0$ (courbe bleue), ce qui correspond à notre hypothèse de pire cas. Cependant, la variation de TEB pour différentes valeurs de δ_t ne s'observe que quand $\tau_f < 0,4$. La courbe verte (de marqueurs carrés) représente les cas où δ_t prend une valeur aléatoire. La simulation valide notre modélisation.

4.3 Interférences intrasystèmes et répétitions

Le système sur lequel est basé notre étude utilise deux techniques de redondance : le turbocodage, et le codage à répétition. Le codage à répétition n'est pas utilisé de manière très courante, car il est moins efficace que d'autres codes si la taille du message à transmettre est importante. Cependant, dans notre système, le codage à répétition permet non seulement d'ajouter de la diversité pour décoder le message, mais aussi de le rallonger afin d'aider le récepteur à se synchroniser avec les messages.. Par exemple, il a été vu dans le chapitre précédent que le nombre de symboles pilotes était un paramètre critique lié aux performances de la synchronisation fine. Cependant, notre système est marqué par la présence d'interférences intrasystèmes. Dans cette section, nous allons nous intéresser aux phénomènes qui apparaissent en couplant des interférences intrasystèmes à un codage par répétition.

4.3.1 Sommation des interférences

Dans notre système, les interférences ont la particularité d'être constituées de messages possédant les mêmes caractéristiques que les transmissions d'intérêt, y compris au niveau des répétitions. Cela implique une intrication au niveau des symboles entre les répétitions. Les répétitions du paquet d'intérêt et des interférents ayant la même durée, les symboles des interférents seront toujours en collision avec les mêmes symboles du paquet d'intérêt. La figure 4.6 illustre ce phénomène. Deux transmissions en collision y sont représentées temporellement, pendant la durée d'une collision.

Quelle que soit la répétition considérée, les mêmes symboles seront en interférence les uns avec les autres. Par exemple, sur la figure, le symbole s_2 de la transmission bleue sera reçu au même instant que le symbole s_{18} de la transmission orange, pendant toutes les répétitions où la collision a lieu.

Considérons un paquet d'intérêt, qui est en collision avec un paquet interférent. Le récepteur est synchronisé avec le paquet d'intérêt. Pour simplifier l'explication du phénomène, supposons dans un premier temps que la dérive fréquentielle de la transmission interférente est égale à celle de la transmission d'intérêt. Alors la différence de

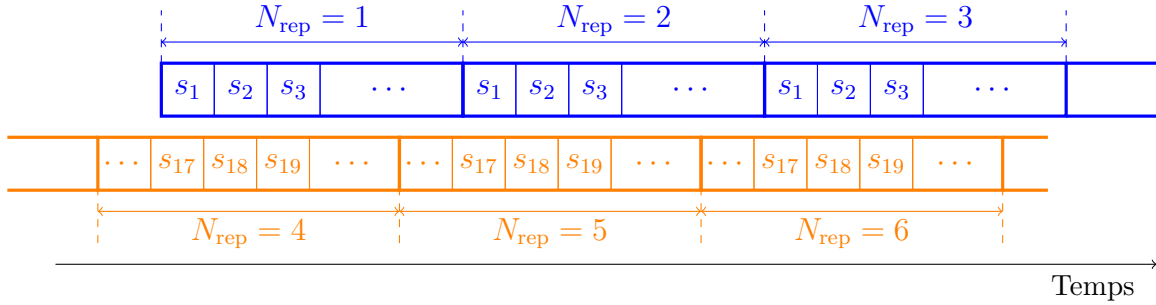


FIGURE 4.6 – Deux transmissions en interférence.

fréquence entre les deux transmissions va imposer une rotation, c'est-à-dire une différence de phase, qui va augmenter au fur et à mesure du temps.

On distingue alors deux cas possibles :

- Si, au bout de la durée d'une répétition, l'écart de phase est un multiple de 2π alors les symboles interférents reçus seront en phase les uns avec les autres. En réalisant la somme en cohérence de la transmission d'intérêt, la transmission interférente va elle aussi se sommer en cohérence. On dira que la transmission est une interférence autoconstructive.
- Inversement, si l'écart de phase n'est pas un multiple de 2π , alors les symboles interférents ne seront pas en phase. Dans ce cas, en réalisant la sommation en cohérence de la transmission d'intérêt, la transmission interférence ne va pas voir sa puissance augmenter. On dira que la transmission est une interférence autodestructive.

Pour mieux appréhender l'importance de la valeur du décalage fréquentiel, les deux phénomènes sont illustrés par la figure 4.7. Deux transmissions interférentes sont représentées dans deux domaines différents. Sur la figure 4.7a, on représente l'écart de phase entre deux paquets interférents d'une part et un paquet d'intérêt d'autre part ; le paquet d'intérêt n'est pas représenté. Sur la figure 4.7b, on représente le même symbole tel qu'il sera reçu pour chacune des 16 répétitions des deux transmissions interférentes ici considérées. La transmission en trait plein, d'une amplitude relativement faible, subit une rotation multiple de 2π : les symboles de chaque répétition sont en cohérence les uns avec les autres : cette interférence est autoconstructive. Ainsi, l'amplitude de la sommation en cohérence (représentée par un Σ) de la transmission sera proportionnelle au nombre de répétitions utilisées. Inversement, la transmission en trait pointillé orange ne subit pas une rotation de phase multiple de 2π à chaque répétition, donc l'amplitude de la sommation en cohérence de la transmission sera relativement similaire à celle de la transmission sans sommation : cette interférence est autodestructive.

Dans le cas où la différence de dérive fréquentielle n'est pas nulle, alors la rotation quadratique peut faire disparaître ce phénomène. Il faut cependant que l'écart de dérive soit relativement important, pour que la différence fasse subir à la transmission

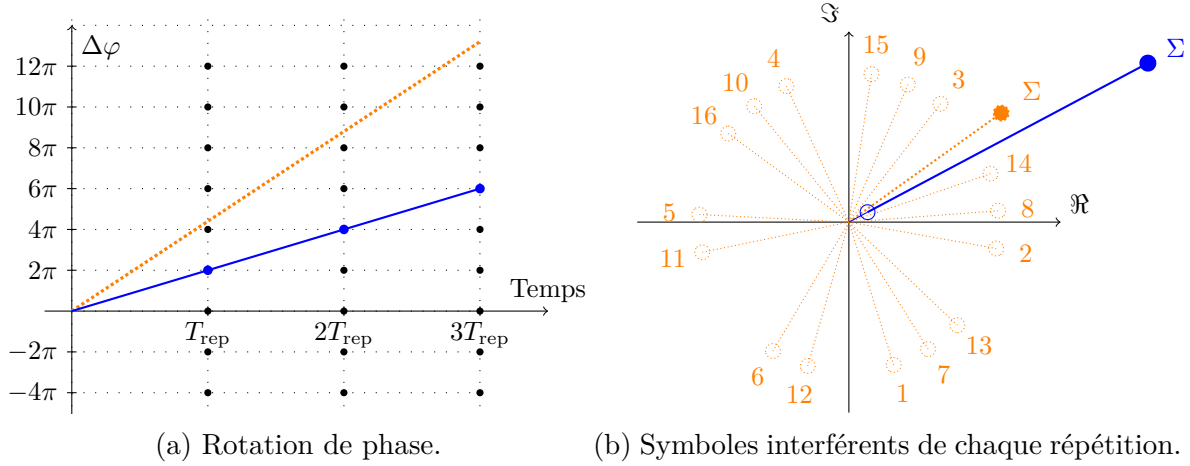


FIGURE 4.7 – Erreur de phase de l'interférence et sommation en cohérence.

interférente une rotation suffisamment importante, et ce dès les premières répétitions.

Ainsi, les amplitudes après sommation des deux transmissions interférentes illustrées dans la figure 4.7 ne sont pas uniquement liées aux amplitudes des interférents avant la sommation, mais également à leur valeur de décalage fréquentiel de chaque interférent. Cela signifie qu'il n'y a pas de lien direct entre la puissance d'un interférent et la dégradation des performances qu'il impose au niveau du turbodécodage. À cause de ce phénomène, la sommation en cohérence requière une attention toute particulière. Les méthodes traditionnelles, comme que le MRC (Maximal-Ratio Combining) ne pourront pas être appliquées. Le chapitre 5 comparera des sommations différentes dans le but d'améliorer les performances du récepteur en cas d'interférence intrasystème.

Théoriquement, la présence d'un brouillage, ou *scrambling* devrait réduire ce phénomène, tant au niveau des interférences autoconstructives qu'autodestructives. Dans le paragraphe suivant, nous discuterons du brouillage utilisé par le standard relatif à NB-IoT, qui comporte quelques limitations.

4.3.2 Ajout d'un brouillage

Dans le standard 3GPP définissant les communications NB-IoT, un brouillage est spécifié pour ces terminaux, comme cela a été évoqué au paragraphe 2.1.3.2.

Ce brouillage permet en partie de réduire le problème lié aux interférences autoconstructives tel qu'il a été décrit précédemment. Pour rappel, ce brouillage est caractérisé pour chaque répétition par le numéro de la trame, le numéro du premier slot, l'identifiant de la cellule, et celui du terminal [36211, paragraphe 10.1.3.1]. De ce fait, les symboles reçus ne seront pas nécessairement les mêmes d'une répétition sur l'autre, car le brouillage utilisé n'a pas été initialisé avec les mêmes valeurs. La valeur de la graine

c_{init} qui initialise le code de Gold est définie de la manière suivante :

$$c_{\text{init}} = n_{\text{RNTI}} \cdot 2^{14} + n_f \mod 2 \cdot 2^{13} + \lfloor n_s/2 \rfloor \cdot 2^9 + N_{\text{ID}}^{\text{Ncell}} \quad (4.14)$$

en notant n_{RNTI} le numéro d'identifiant temporaire fourni par la station sol à chaque terminal, $N_{\text{ID}}^{\text{Ncell}}$ le numéro d'identification de la cellule, n_f le numéro de la trame, et n_s le numéro du premier slot utilisé par la répétition ; l'opérateur $\lfloor \cdot \rfloor$ représente la partie entière.

Cependant, seuls les numéros de trame et du premier slot utilisé pour la répétition vont être modifiés à chaque répétition. En étudiant la numérotation des trames, on peut observer que les paramètres d'initialisation du brouillage vont être les mêmes tous les 320 ms. Nous avons vu aux chapitres précédents que les transmissions doivent durer au moins 500 ms pour permettre leur synchronisation, ce qui est suffisant pour voir apparaître le phénomène d'interférence étudié.

En utilisant deux unités de ressources par répétition, le scrambling est réinitialisé toutes les 5 répétitions, comme cela est représenté dans le tableau 4.1.

TABLE 4.1 – Exemple de paramètres définissant la graine du brouillage 3GPP.

Numéro de la répétition n_{rep}	1	2	3	4	5	6	7	8
Numéro de trame n_f	0	6	12	19	25	30	36	42
$n_f \mod 2$	0	0	0	1	1	0	0	0
Numéro du premier slot n_s	0	3	1	4	2	0	3	1
$\lfloor n_s/2 \rfloor$	0	1	0	2	1	0	1	0

Dans ce tableau, les paramètres du brouillage sont présentés en fonction de numéro de la répétition, n_{rep} . Une répétition dure 64 ms, une trame dure 10 ms, et contient 5 slots, numérotés de 0 à 4. Le numéro de la trame, noté n_f , est calculé de la manière suivante :

$$n_f = n_{f,\text{init}} + \lfloor (n_{\text{rep}} - 1) \times 6.4 \rfloor \quad (4.15)$$

De plus, en notant $\text{frac}(\cdot)$ la partie fractionnelle, le numéro du premier slot n_s est :

$$n_s = 2 \times (n_{f,\text{init}} + 10 \text{frac}((n_{\text{rep}} - 1) \times 6.4)) \mod 5 \quad (4.16)$$

Cette table a été remplie en supposant que le numéro de la trame et le numéro de slot de la première répétition $n_{f,\text{init}} = 0$, sans perdre en généralité. On observe alors que la sixième répétition va se voir brouillée par un code dont la graine d'initialisation est la même que la première répétition. Ainsi, avec ce brouillage, la présence d'une

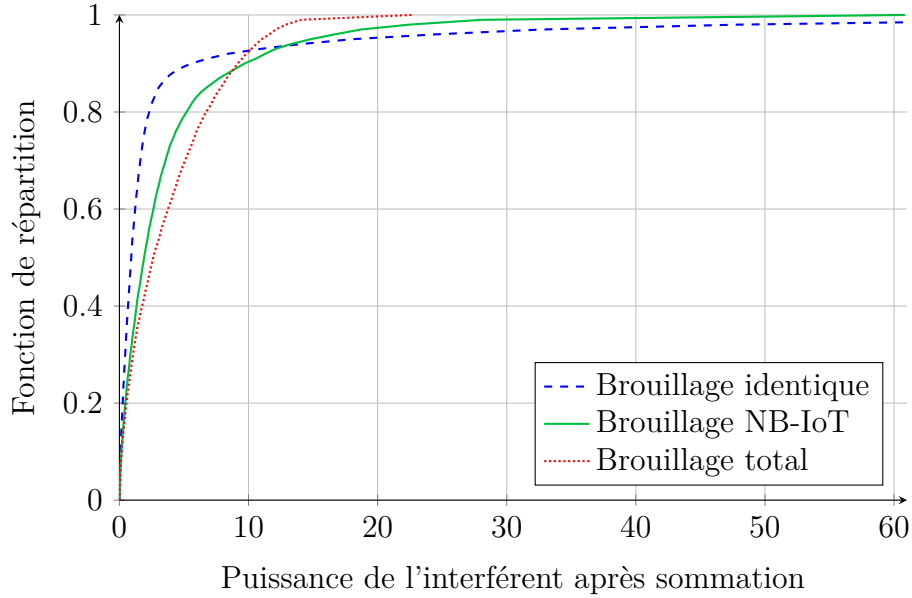


FIGURE 4.8 – Impact du brouillage sur la puissance d'interférences intrasystèmes sans dérive fréquentielle ($\Delta_D = 0$).

transmission d'environ une seconde (par exemple, 16 répétitions et 2 unités de ressource), peut impliquer la sommation en cohérence de trois signaux identiques. Sans ce brouillage, 16 signaux en cohérence auraient été sommés. Le brouillage NB-IoT va donc prévenir en partie les problèmes d'interférence intersymbole autoconstructive, mais pas entièrement.

Bien que les transmissions de notre système subissent une dérive Doppler importante, nous avons dans un premier temps étudié l'impact d'un brouillage sur le couplage de répétitions et d'interférences intrasystèmes dans un cas où il n'y a pas de dérive fréquentielle. Dans ce cas, l'impact du brouillage est encore plus important.

Intéressons-nous à la puissance interférente après sommation ; pour cela, l'étude se borne aux cas où une seule collision apparaît. Les paramètres d'interférence de cette collision τ_f et τ_t (présentés au chapitre précédent) sont uniformément entre 0 et 1. La puissance de l'interfèrent est normalisée, et il n'y a pas de bruit thermique. On observe alors la puissance du paquet interférent après sommation, sous trois hypothèses de brouillage :

- un brouillage identique pour toutes les répétitions ;
- le brouillage décrit par le standard NB-IoT (brouillage identique par bloc de 5 répétitions) ;
- un brouillage proposé, basé sur le standard NB-IoT, mais dont la graine est différente pour chaque répétition.

Pour chaque brouillage, 5000 scénarios identiques de collisions sont utilisés.

Nous représentons sur la figure 4.8 la fonction de répartition de la puissance d'un

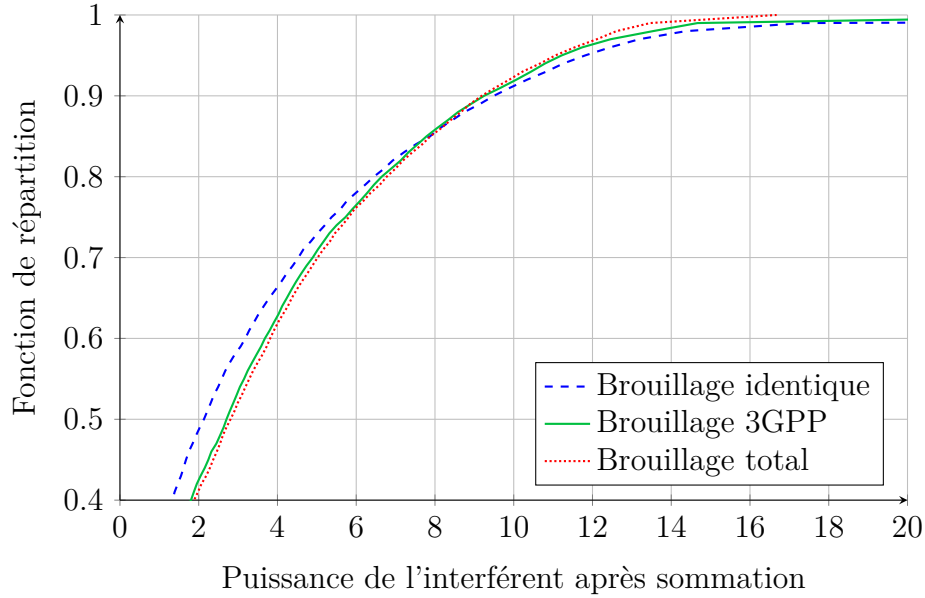


FIGURE 4.9 – Impact du brouillage sur la puissance d’interférences intrasystèmes en présence de dérive fréquentielle.

interfèrent après sommation selon ces trois brouillages, en absence de dérive fréquentielle. Le brouillage identique à chaque répétition va imposer des interférences après sommation potentiellement beaucoup plus puissantes que si un autre brouillage avait été utilisé : le pire scénario de collision se verra doté d’une puissance après sommation égale à 173, non représenté sur la figure. Ce résultat est logique, car ce brouillage ne protège pas du phénomène d’interférences autoconstructives. De la même manière, le brouillage total est celui qui propose l’interférence maximale la plus faible, car c’est le seul qui protège totalement de ces interférences.

Cependant, on remarque que le brouillage identique à chaque répétition va également proposer pour un plus grand nombre de scénarios différents une puissance après sommation relativement faible. Cela provient du phénomène d’interférences autodesconstructives, qui est également effacé en utilisant un brouillage différent.

Ainsi, en utilisant un brouillage qui n’est pas identique à chaque répétition, on favorise des puissances interférentes moyenne après sommation, en garantissant l’absence de collisions très interférentes. A l’inverse, en utilisant un brouillage qui laisse une partie des transmissions interférentes se sommer en cohérence, on observe une plus grande proportion de collision ayant un impact relativement faible après sommation, en augmentant cependant l’impact des collisions les plus problématiques.

Dans le cas où la dérive fréquentielle est possible, on observe les mêmes phénomènes, dans une moindre mesure. En effet, la dérive Doppler étant relativement importante dans notre système, de nombreuses collisions n’ont plus cette intrication entre les répétitions et les interférences intrasystèmes. Ce phénomène apparaîtra toujours, mais

concernera seulement les collisions qui mettent en œuvre des transmissions subissant une dérive fréquentielle relativement proche. Ainsi, plus la plage de dérive fréquentielle sera fine (en augmentant l'altitude du satellite ou diminuant la fréquence centrale des transmissions), plus l'impact sera important. La figure 4.9 représente la fonction de répartition de la puissance d'un interférent après sommation selon ces trois brouillages en présence de dérive fréquentielle. On observe alors que le brouillage décrit pour le standard NB-IoT va imposer des interférences dont la puissance après sommation est équivalente à celle qui auraient été imposées par un brouillage total.

Résumé du chapitre

Ce chapitre présente les problématiques liées aux collisions entre les transmissions, inhérentes à notre système dont le schéma d'accès est aléatoire. Dans un premier temps, un état de l'art relatif aux schémas d'accès aléatoire TFA (*Time-Frequency Aloha*) est proposé. Les études présentées reposent sur l'utilisation de modèles d'interférences équivalentes blanches et gaussiennes. Certaines de ces études pointent le manque de fiabilité de tels modèles, particulièrement quand le nombre de collisions est faible. Nous nous intéressons dans un premier temps à l'estimation du taux d'erreur binaire d'une transmission non codée en collision avec une transmission interférente. Cette estimation sera réalisée sans supposer au préalable l'utilisation d'un modèle d'interférences intrasystèmes blanches et gaussienne. Deux scénarios sont possibles. Dans le cas où un phénomène de synchronisation apparaît entre les instants d'échantillonnage optimaux des deux transmissions en collision, le taux d'erreur binaire est plus important. Afin de l'estimer, nous réalisons d'abord un modèle statistique de l'interférence en fonction de l'écart fréquentiel entre la transmission d'intérêt et la transmission interférente à l'aide de simulation. Puis ce modèle est utilisé pour calculer un taux d'erreur binaire équivalent, via un calcul d'espérance. Dans le second scénario, le phénomène de synchronisation n'est pas présent ; le calcul se base sur l'utilisation du modèle blanc gaussien. Puis, nous proposons un résultat dans le cas général en linéarisant ces deux modèles.

De plus, si peu d'études se concentrent sur ces schémas aléatoires, aucune d'entre elles ne considère l'impact que peut avoir l'utilisation d'un codage à répétitions sur les performances d'un schéma d'accès TFA. En effet, les transmissions d'intérêt et les transmissions interférentes sont codées à l'aide du même codage à répétition : les symboles en collisions les uns avec les autres le seront dans toutes les répétitions où la collision apparaît. Lors de la sommation en cohérence des répétitions du paquet d'intérêt, un phénomène de sommation du paquet interférent peut apparaître également. Nous décrivons ce phénomène. Enfin, nous décrivons l'impact que peut avoir un brouillage (ou *scrambling*) sur les performances du système. Si un brouillage efficace est mis en place, c'est-à-dire que ce brouillage est différent pour chaque répétition, alors le phénomène de sommation en cohérence des interférences intrasystèmes est réduit. Dans le cas inverse, la proportion de terminaux subissant une très forte interférence intrasystème

va augmenter, tout comme celle des terminaux subissant une très faible interférence intrasystème.

Chapitre 5

Démodulation en présence d'interférences

Sommaire

5.1	Sommation et performances en démodulation	88
5.1.1	État de l'art	88
5.1.2	Méthodes de sommation et calcul des LLR	89
5.1.3	Résultats	90
5.2	Modélisation du taux d'erreur paquet	91
5.2.1	Contexte	91
5.2.2	Méthode d'abstraction proposée	93
5.2.3	Résultats	95

Ce chapitre étudie la démodulation de transmission en présence d'interférences intrasystèmes.

Une fois les étapes de détection et d'estimation effectuées, ce malgré la présence de collisions, nous nous intéresserons à la démodulation d'une transmission. La méthode de démodulation proposée repose sur des sommations pondérées des répétitions. Nous comparerons l'impact de différentes pondérations sur les performances de la démodulation.

Dans un second temps, nous chercherons à mettre en place une méthode d'abstraction de cette étape de démodulation, afin de pouvoir réaliser des simulations à grande échelle du système, et estimer la probabilité de perdre un paquet sans nécessiter la simulation de la couche physique de chaque transmission. L'abstraction proposée se base sur l'utilisation de l'information mutuelle.

5.1 Sommation et performances en démodulation

5.1.1 État de l'art

Cette section traite de la démodulation dans le cas où un paquet d'intérêt subit des interférences intrasystèmes. Du point de vue du récepteur, bien que l'estimation des paramètres d'un paquet d'intérêt soit indispensable pour parvenir à le démoduler, une bonne connaissance de l'état du canal est également nécessaire. Cependant les paramètres des interférences intrasystèmes reçues pendant la transmission du paquet d'intérêt ne sont pas accessibles directement.

Une fois que le récepteur est synchronisé avec le paquet d'intérêt que l'on cherche à décoder, la démodulation du paquet se fait en fournissant des rapports de vraisemblance, ou LLR (de l'anglais *Log-Likelihood Ratio*) au turbodécodeur. Dans notre système, une transmission est constituée de plusieurs répétitions, qu'il va falloir combiner pour tirer parti de la diversité temporelle.

Dans un cas où les interférences sont seulement dues au bruit thermique, le LLR de chaque symbole se calcule en fonction du symbole reçu, et du rapport signal à bruit pendant la réception. Si on considère que le rapport signal à bruit est le même pendant toute la réception du paquet, les répétitions peuvent être sommées directement, le canal étant invariant pendant la durée de la réception.

Cependant, la présence d'interférences intrasystèmes rend le canal variable, à des échelles temporelles inférieures à la durée d'un paquet. L'estimation du canal est alors rendue plus complexe. Nous choisissons de discrétiser le canal sur chaque répétition, et d'évaluer le rapport signal à bruit sur chaque répétition. Bien que sous-optimal, ce récepteur a cependant l'avantage d'être simple : les répétitions sont sommées en cohérence, après avoir été pondérées par un facteur défini pour chaque répétition. Dans le cas où une interférence se produit, on cherche à réduire la part de l'interférent dans la sommation, en appliquant une pondération qui favorisera les zones sans interférence et pénalisera les zones interférées. Le choix de la méthode de sommation impacte les performances du décodeur.

Quelle que soit la technique de diversité considérée, une méthode classique, proposée par [Kah54] consiste à utiliser une combinaison à rapport maximal (ou MRC, de l'anglais *Maximum Ratio Combining*) [Lo99]. Cette méthode repose sur une pondération de chaque répétition du message par une valeur qui permettra de maximiser le rapport signal à bruit après sommation. Évaluée face à d'autres méthodes de sommation dans [Sak+90], cette méthode est celle qui propose les meilleures performances dans un cas de transmissions codées sans interférents. Cette méthode peut s'appliquer dans le cas de l'utilisation de schéma de codage à répétition.

Néanmoins, dans le chapitre précédent il a été montré que l'impact des interférences intrasystèmes sur le paquet d'intérêt n'était pas uniquement lié à la puissance de celles-ci, particulièrement si aucun brouillage n'est utilisé. Ceci provient de l'utilisation d'un schéma de codage à répétition, qui peut faire apparaître un phénomène de sommation

en cohérence des interférences. La sommation MRC ne sera alors pas la méthode de pondération produisant les meilleures performances en démodulation.

Afin de garantir les meilleurs résultats de décodage, nous allons dans cette section comparer les performances en démodulation de différentes sommations des répétitions dans le cas où aucun brouillage n'est utilisé.

5.1.2 Méthodes de sommation et calcul des LLR

Une transmission composée de N_{rep} répétitions est reçue. La pondération est représentée par un vecteur noté $\rho = [\rho_m]$, pour m allant de 1 à N_{rep} . Plusieurs méthodes de pondération sont proposées, et décrites ci-après.

5.1.2.1 Pondération constante

La première méthode consiste à utiliser un coefficient égal sur toutes les répétitions. La valeur des coefficients dépend alors uniquement de l'amplitude du paquet reçu et de la puissance du bruit, et ne prend pas en compte la présence d'interfèrent. Deux valeurs sont proposées. D'une part, la pondération constante théorique (PCT) consiste à utiliser l'amplitude du paquet d'intérêt comme si elle avait été parfaitement estimée. D'autre part, la pondération constante réaliste (PCR) est basée sur l'estimation de la puissance du paquet d'intérêt réalisée par le bloc d'estimation précédant, dont la valeur a été calculée en se basant sur les symboles pilotes. On notera que cette pondération peut être rapprochée des définition du MRC de l'état de l'art, car dans notre cas, la pondération est calculée en fonction de l'amplitude du paquet d'intérêt,

5.1.2.2 Pondération pseudo-MRC

La deuxième méthode repose sur une méthode classique de MRC (*Maximum Ratio Combining*), présentée plus tôt. Les poids sont calculés en fonction du rapport signal à bruit sur la répétition. Nous allons adapter la méthode MRC à la présence de l'interférence. En notant P_m la puissance moyenne reçue sur la répétition m et $P_{\text{interf}, m}$ la contribution des interférences intrasystèmes dans cette puissance, on a :

$$P_m = P_{\text{PI}} + P_{\text{interf}, m} + N_0 \quad (5.1)$$

P_{PI} ayant déjà été estimé, on calcule les coefficients de pondération comme :

$$\rho_m^{(\text{MRC})} = \frac{P_{\text{PI}}}{P_{\text{interf}, m} + N_0} \quad (5.2)$$

5.1.2.3 Pondération optimisée

La pondération optimisée repose sur la résolution d'un problème d'optimisation. Le but est de minimiser la puissance du signal reçu qui n'est pas le paquet d'intérêt.

En notant A_{PI} l'amplitude du paquet d'intérêt considéré, la puissance du paquet d'intérêt après sommation, notée $P_{\text{PI, som.}}$ est :

$$P_{\text{PI, som.}} = \left(\sum_{m=1}^{N_{\text{rep}}} \rho_m A_{\text{PI}} \right)^2 \quad (5.3)$$

La puissance moyenne du signal après sommation pondérée par ρ est notée $P_{\text{tot, som}}(\rho)$. On cherche à résoudre numériquement le problème d'optimisation suivant, en fixant $\sum \rho_m = 1$:

$$\rho^{(\text{optim.})} = \underset{\rho}{\text{argmin}} \quad P_{\text{tot, som}}(\rho) - \left(\sum_{m=1}^{N_{\text{rep}}} \rho_m A_{\text{PI}} \right)^2 \quad (5.4)$$

5.1.2.4 Calcul du LLR

Une fois la sommation réalisée, il faut alors calculer la valeur *soft* qui sera fournie en entrée du turbodécodeur.

Dans le cas de réception d'un signal sans répétition, un symbole y interféré par un bruit blanc gaussien de puissance N_0 , dont l'amplitude attendue est égale à A , a pour LLR :

$$\text{LLR}(y) = -2 \frac{y A}{N_0} \quad (5.5)$$

Dans le cas d'un symbole reçu comme étant la somme des symboles des différentes répétitions, le LLR doit prendre en compte la pondération utilisée. Pour chaque symbole y , une fois la sommation réalisée, la variance du bruit équivalent après sommation est multipliée par un facteur $\sum \rho^2$, et l'amplitude du signal attendu est multipliée par un facteur $\sum \rho$. Ainsi, le LLR après sommation est :

$$\text{LLR}(y) = -2 \frac{\sum_{i=1}^{N_{\text{rep}}} \rho_i y_i \cdot \sum_{i=1}^{N_{\text{rep}}} \rho_i A_{\text{PI}}}{\sum_{i=1}^{N_{\text{rep}}} \rho_i^2 N_0} \quad (5.6)$$

5.1.3 Résultats

Nous utilisons une simulation pour comparer ces trois méthodes de sommation. Dans un premier temps, des configurations aléatoires sont générées, contenant un paquet d'intérêt et N_{interf} paquets interférents. Les paramètres fréquentiels et la puissance de ces deux transmissions suivent les distributions du système, présentées au chapitre 2. Les terminaux transmettent un signal de puissance P_{T_x} maximale, c'est-à-dire égale à

TABLE 5.1 – Performance en démodulation des différentes méthodes de pondération.

Paramètres de la simulation			Performance (TEP)			
N_{interf}	N_{rep}	P_{T_x}	PCR	PCT	MRC	Optim.
1	4	23 dBm	0.01	0.01	0.13	0.01
1	4	15 dBm	0.86	0.86	0.93	0.86
1	8	15 dBm	0.62	0.57	0.70	0.60
3	4	23 dBm	0.14	0.15	0.51	0.12
3	4	15 dBm	0.88	0.87	0.98	0.87
3	8	15 dBm	0.59	0.57	0.70	0.59
3	16	15 dBm	0.09	0.05	0.13	0.08

23 dBm, ou réduite, égale à 15 dBm, sur 4 ou 8 répétitions. Un taux d'erreur paquet (ou TEP) est calculé pour chaque méthode de sommation, avec le même turbodécodeur. Le taux d'erreur paquet moyen est présenté dans la table 5.1.

On remarque que la pondération basée sur l'utilisation du MRC présente les plus mauvaises performances. Cela s'explique par le fait que cette pondération a tendance à rejeter les répétitions qui sont interférées, sans connaître l'impact des interférences sur la transmission d'intérêt une fois la somme réalisée. L'utilisation d'une pondération constante présente de bonnes performances en démodulation, d'autant plus si elle est réalisée avec une estimation parfaite de la puissance du paquet d'intérêt. Cependant, une telle estimation n'est pas réalisable. L'optimisation minimisant la puissance interférente, bien que la plus lourde à réaliser, est la pondération réaliste présentant les meilleures performances en démodulation.

Rappelons tout de même que la démodulation du récepteur telle que proposée a l'avantage d'être facile à mettre en place, néanmoins elle n'est pas optimale. Par exemple, dans le cas d'un interférent dont la collision commence à partir du milieu d'une répétition, l'information contenue dans la partie non interférée de la répétition va subir la même pondération que la partie interférée.

5.2 Modélisation du taux d'erreur paquet

5.2.1 Contexte

Afin de modéliser les performances du système, il est nécessaire de savoir quelle est la probabilité qu'un paquet soit démodulé, sous une configuration d'interférence donnée. En supposant le récepteur synchronisé avec le paquet d'intérêt considéré, une simulation au niveau de la couche physique pour chaque paquet reçu par le système serait une solution pour évaluer cette probabilité. Cependant, cette méthode, utilisée

par [AF17a] est extrêmement couteuse, et n'est pas envisageable pour les simulations à grande échelle.

Comme précisé au paragraphe 4.1.2, il existe une modélisation du taux d'erreur paquet pour des interférences résultant d'un schéma TFA (*Time Frequency Aloha*). Proposée dans [Li+17], cette abstraction se base sur un modèle considérant les interférences comme équivalentes à une interférence blanche d'une puissance proportionnelle à la somme des surfaces des collisions. Cette modélisation nécessite une expression d'un rapport signal à bruit plus interférent équivalent pour chaque transmission d'intérêt, et a pour avantage de ne pas dépendre de la méthode de codage utilisée. Dans une configuration spécifique, et en utilisant les paramètres explicités dans le chapitre précédent, le rapport signal à bruit plus interférent d'un paquet d'intérêt en collision avec N_{interf} transmissions est défini comme :

$$\text{RSB}_{\text{eq}}^{[\text{Li+17}]} = \frac{P_{\text{PI}}}{N_0 + \sum_{i=1}^{N_{\text{interf}}} \left| (1 - \tau_{\text{f}}^{(i)})(1 - \tau_{\text{t}}^{(i)}) \right| P_{\text{interf}}^{(i)}} \quad (5.7)$$

Dans l'équation (5.7), la puissance du paquet d'intérêt est notée P_{PI} et la puissance du bruit thermique N_0 . Les décalages relatifs fréquentiel et temporel entre le paquet d'intérêt et un paquet interférent i sont respectivement notés $\tau_{\text{f}}^{(i)}$ et $\tau_{\text{t}}^{(i)}$, en gardant les mêmes notations que celles utilisées dans les chapitres précédents (cf. figure 4.1). La puissance du paquet interférent i est notée $P_{\text{interf}}^{(i)}$. La précision de cette estimation n'a pas été testée, nous proposerons une évaluation de celle-ci.

Néanmoins, cette méthode implique une symétrie des impacts des interférences dans les domaines fréquentiels et temporels, ce qui n'est pas réaliste vis-à-vis de la manière dont fonctionne un décodeur. En effet, si une seule répétition subit une interférence importante, alors elle sera écartée par le décodeur, et ne gênera que peu le décodage, alors que dans le cas où cette même interférence est répartie sur une grande partie du paquet, l'impact d'une telle collision sera plus important sur la démodulation.

Nous proposons dans ce chapitre un nouveau modèle d'abstraction des performances en démodulation d'un récepteur, utilisant les mêmes paramètres que la méthode proposée par [Li+17], à savoir une connaissance des rapports signal à bruit de chaque symbole reçu et sans nécessiter de connaissance du codage utilisé.

Cette modélisation du taux d'erreur paquet pour une configuration d'interférence donnée repose sur un découpage du message en plusieurs zones où le rapport signal à bruit plus interférent est fixe, puis sur l'utilisation d'une information mutuelle relative à ces parties. Cette abstraction de la couche physique n'est pas symétrique dans les domaines fréquentiels et temporels, et doit être valide en cas de faible nombre d'interférents. Afin de valider notre abstraction, nous confronterons notre méthode et celle proposée par [Li+17], décrite précédemment, en comparant les estimations du taux d'erreur paquet de chaque méthode avec le taux d'erreur paquet atteint par le récepteur proposé au chapitre 3.

Les deux abstractions ne reposent pas sur la connaissance du codage utilisé ni sur la méthode de démodulation considérée, mais s'appuient sur une fonction liant le rapport signal à bruit sans interférent au taux d'erreur paquet.

5.2.2 Méthode d'abstraction proposée

5.2.2.1 Principe

La méthode d'abstraction proposée repose sur l'utilisation de l'information mutuelle. Elle a été inspirée de la méthode MIESM (de l'anglais *Mutual Information Effective SNR Mapping*), décrite dans [Bru+05], utilisée pour estimer les capacités d'un canal composé de plusieurs sous-porteuses. Ce genre de méthode est également utilisé dans le but de modéliser le taux d'erreur paquet d'une transmission codée dans le cas où les paramètres du canal varient pendant la réception de celle-ci. L'information mutuelle a été utilisée dans le cas de prédiction de performance de la couche physique dans le standard DVB-SH [Cha+12] ; [Cha17] développe une méthode équivalente dans le but d'approximer le taux d'erreur binaire dans le contexte satellitaire du S-MIM, où le schéma d'accès Aloha est utilisé ; dans ce cas, il existe une synchronisation fréquentielle entre les terminaux et le satellite. Ces méthodes de prédiction de taux d'erreur paquet montrent généralement de bons résultats, mais ont pour désavantage de nécessiter d'effectuer à priori une correspondance entre une valeur relative à la qualité du canal de transmission et la métrique que l'on cherche à approximer, ici le taux d'erreur paquet [Lou15].

Nous allons dans un premier temps exposer le principe de la méthode, avant de la décrire plus en détail dans un second temps.

L'idée de cette méthode est d'utiliser l'information mutuelle de chaque zone du paquet reçu. L'information mutuelle est utilisée comme une mesure de la dépendance entre les symboles reçus et les symboles envoyés. Ainsi, pour une constellation donnée, on peut calculer une information mutuelle, égale à la capacité du canal, en fonction du rapport signal à bruit [Ber07, Chapitre 3]. La figure 5.1 présente la fonction donnant l'information mutuelle en fonction du rapport signal à bruit pour la constellation QPSK.

La première étape consiste à déterminer pour chaque zone un rapport signal à bruit, qui va permettre de connaître l'information apportée par cette zone pour parvenir à la démodulation du paquet entier. Une fois ces informations calculées, une moyenne est calculée afin de déterminer l'information mutuelle équivalente, pour déterminer un rapport signal à bruit équivalent. Ce rapport signal à bruit correspond à celui d'une transmission ayant la même valeur d'information mutuelle, avant la sommation.

Puis, ce rapport signal à bruit équivalent est lié à une valeur de taux d'erreur paquet grâce à une courbe simulée sans interférent, spécifique aux paramètres de transmissions (nombre de répétitions, taux de codage).

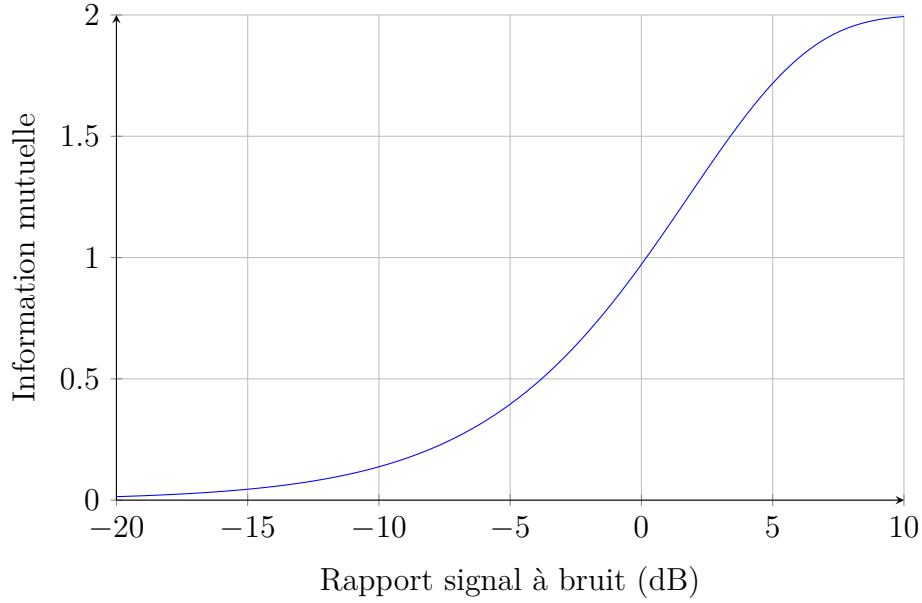


FIGURE 5.1 – Information mutuelle d'une constellation QPSK.

5.2.2.2 Calcul du taux d'erreur paquet équivalent

Considérons un paquet d'intérêt en collision avec N_{interf} transmissions. Ces collisions définissent P différentes zones temporelles du paquet où les collisions sont différentes. Dans le cas général, $P = N_{\text{interf}} + 1$. Par exemple, la figure 5.2 représente un paquet d'intérêt avec $N_{\text{interf}} = 5$ paquets interférents, et les $P = 6$ zones correspondantes. Dans une zone p , on définit alors un rapport signal à bruit RSB_p , et on note t_p la durée relative de cette zone, de sorte que $\sum_p t_p = 1$.

Dans une configuration spécifique, les paramètres d'interférences sont connus ; dans la zone p , on définit un rapport signal à bruit plus interférent RSB_p comme :

$$\text{RSB}_p = \frac{P_{\text{PI}}}{N_0 + \sum_{i=1}^{N_{\text{interf}}} \delta(p,i)(1 - \tau_f^i)P_{\text{interf}}^i} \quad (5.8)$$

L'équation (5.8) est obtenue en gardant les mêmes notations que pour l'équation (5.7), et avec $\delta(p,i)$ représentant la contribution des interférences dans les zones définies précédemment : $\delta(p,i) = 1$ si l'interfèrent i contribue dans la zone p , et 0 sinon.

En fonction de ces zones, nous définissons un rapport signal à bruit équivalent de la manière suivante :

$$\text{RSB}_{\text{eq}}^{\text{MI}} = \beta_1 I^{-1} \left(\sum_{p=1}^P t_p I \left(\frac{\text{RSB}_p}{\beta_2} \right) \right) \quad (5.9)$$

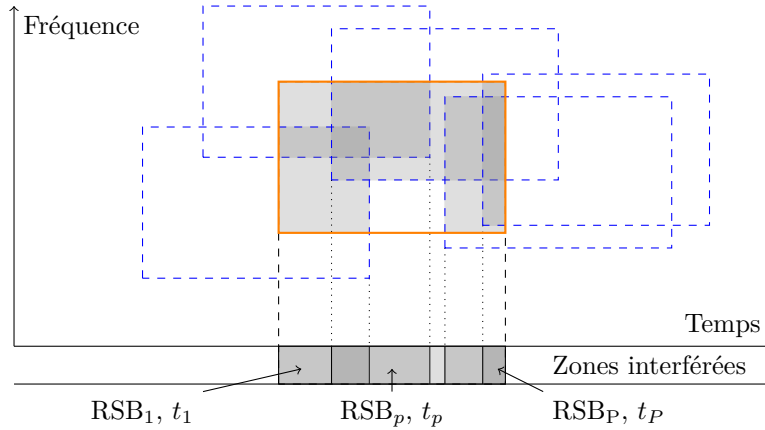


FIGURE 5.2 – Représentation des différentes zones interférées (en gris) d'un paquet d'intérêt (en orange).

Dans l'équation précédente, β_1 et β_2 sont des paramètres de calibrage qui permettent d'améliorer l'approximation du taux d'erreur paquet.

Le modèle repose sur l'utilisation d'une fonction $\Gamma_{TEP}^{(N_{rep})}$ qui lie le rapport signal à bruit au taux d'erreur paquet dans le cas d'une transmission sans interférent, composée de N_{rep} répétitions, pour un codage donné. Cette fonction est interpolée par simulation. Le taux d'erreur paquet équivalent d'une configuration k est :

$$TEP_{estim}^{MI}(k) = \Gamma_{TEP}^{(N_{rep})}(RSB_{eq}^{MI}(k)) \quad (5.10)$$

Puis, les paramètres de calibrage β_1 et β_2 sont déterminés pour chaque valeur de taux de codage, et du nombre de répétitions utilisés. Deux options de calibrage sont possibles. Dans le premier cas, le système est calibré pour chaque valeur possible de N_{interf} ; les paramètres obtenus sont notés $\beta^{(N_{interf})}$. Dans le second cas, un seul calibrage est nécessaire, et sera réalisé sans interférent; les paramètres sont notés $\beta^{(0)}$. Pour réaliser un calibrage, on utilise les valeurs de β_1 et β_2 qui minimisent l'erreur quadratique entre le taux d'erreur paquet simulé et le taux d'erreur paquet modélisé pour différentes valeurs de rapport signal à bruit sur un ensemble de configurations. Ces valeurs sont les résultats de l'optimisation suivante :

$$\beta_1, \beta_2 = \underset{\beta_1, \beta_2}{\operatorname{argmin}} \sum_k |\text{TEP}_{simu}(k) - \text{TEP}_{estim}^{MI}(k)|^2 \quad (5.11)$$

5.2.3 Résultats

Pour déterminer dans quelle mesure les performances de l'abstraction sont proches de celles fournies par le démodulateur proposé, nous utilisons des simulations. Pour chaque jeu de paramètres, 1000 configurations d'interférences sont choisies aléatoire-

ment. Les paramètres de chaque transmission interférente sont tirés de manière à suivre les distributions détaillées dans les chapitres précédents.

Dans le but de mesurer les performances de l'estimation du taux d'erreur paquet (TEP), nous définissons un score, qui mesure la différence entre le TEP simulé, et le TEP estimé. Le but étant de mesurer les performances au premier ordre du système, le score retenu favorise les meilleures approximations grossières du TEP sur ces différentes configurations. Ce score s est la valeur absolue de la différence entre les TEP mesurés, notés TEP_{simu} et les TEP estimés. On notera $\text{TEP}_{\text{estim}}^{\text{MI}}$ l'estimation du taux d'erreur paquet proposée, basée sur l'information mutuelle, et $\text{TEP}_{\text{estim}}^{[\text{Li}+17]}$ l'abstraction proposée par [Li+17]. On notera que pour déterminer $\text{TEP}_{\text{estim}}^{[\text{Li}+17]}$, on utilise la fonction $\Gamma_{\text{TEP}}^{(N_{\text{rep}})}$ décrite précédemment :

$$\text{TEP}^{[\text{Li}+17]} = \Gamma_{\text{TEP}}^{(N_{\text{rep}})} \left(\text{RSB}_{\text{eq}}^{[\text{Li}+17]} \right) \quad (5.12)$$

Le score prend valeur entre 0 et 1, et s'écrit :

$$s = |\text{TEP}_{\text{simu}} - \text{TEP}_{\text{estim}}| \quad (5.13)$$

Un score proche de 0 signifie que le TEP a été correctement évalué, alors qu'inversement un score proche de 1 signifie au contraire que le TEP a été très mal évalué. Ce score a été choisi pour représenter la capacité à évaluer grossièrement le TEP : il s'agit en effet de détecter si un paquet sera « plutôt décodé », ou « plutôt perdu ».

Nous présentons en figure 5.3 et 5.4 les fonctions de répartition de ce score, pour les deux méthodes d'abstraction. La méthode d'abstraction proposée est notée MI, de l'anglais *Mutual Information*. Les deux calibrages sont testés. Les meilleures estimations fournissent une fonction de répartition proche de 1 pour un score très faible, signifiant que la plupart des TEP des configurations ont été bien estimés. Les deux figures représentent respectivement les résultats de simulation pour des transmissions composées de 4 et 8 répétitions. Pour chacune d'entre elles, 1, 5 et 10 interférents sont considérés.

D'une part, on remarque que les deux abstractions proposent une bonne approximation du TEP, notamment quand le nombre de collisions est faible, et quand le nombre de répétitions est important. Ceci provient du fait qu'à ce taux de rapport signal à bruit et en utilisant 4 ou 8 répétitions, le TEP est proche de 0, il est donc relativement facile à estimer. Quand le nombre d'interférents augmente, les performances des deux méthodes d'abstraction se dégradent.

Cependant, on remarque que notre abstraction fournit des résultats plus proches des TEP obtenus par simulation quand le nombre d'interférents augmente, et plus particulièrement quand le nombre de répétitions est faible. En effet, dans ce cas l'impact que peut avoir un interférent sur la démodulation d'un paquet est plus important, et donc que la différence de performances entre les deux méthodes se remarque le plus.

Enfin, la méthode proposée dont le calibrage a été réalisé en fonction du nombre d'interférents (courbes rouges) propose de meilleurs résultats que si le calibrage est

réalisé sans cette information. Cependant, les calibrages nécessitent d'être réalisés pour chaque valeur de N_{interf} .

En conclusion, notre estimateur du taux d'erreur paquet propose des valeurs plus proches des valeurs simulées que l'estimateur proposé par [Li+17].

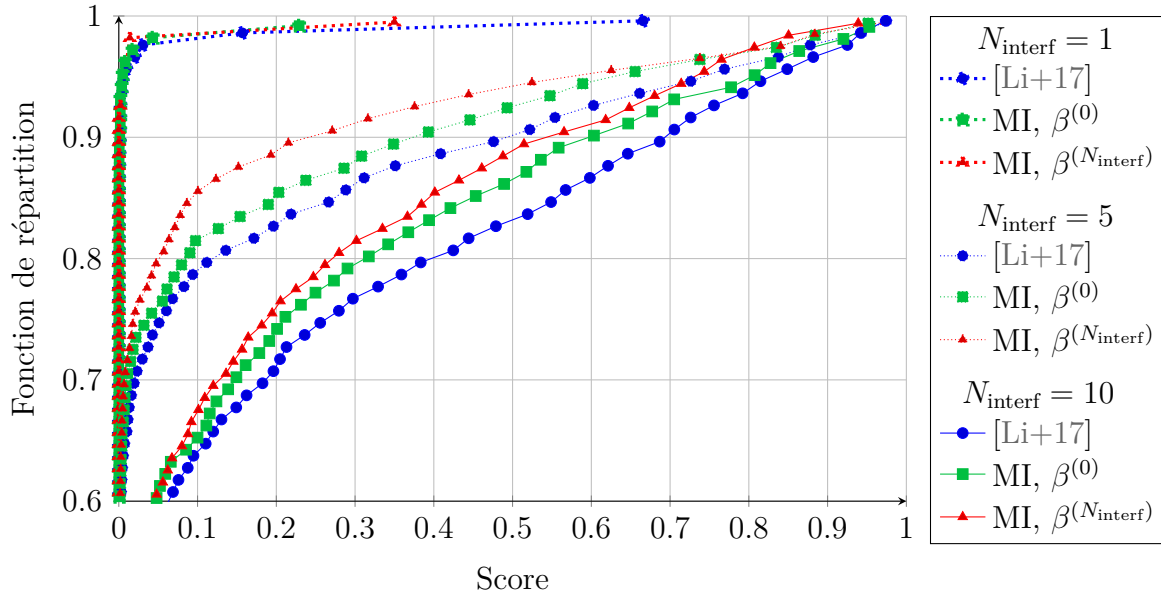


FIGURE 5.3 – Performance de la méthode d'abstraction pour $N_{\text{rep}} = 4$.

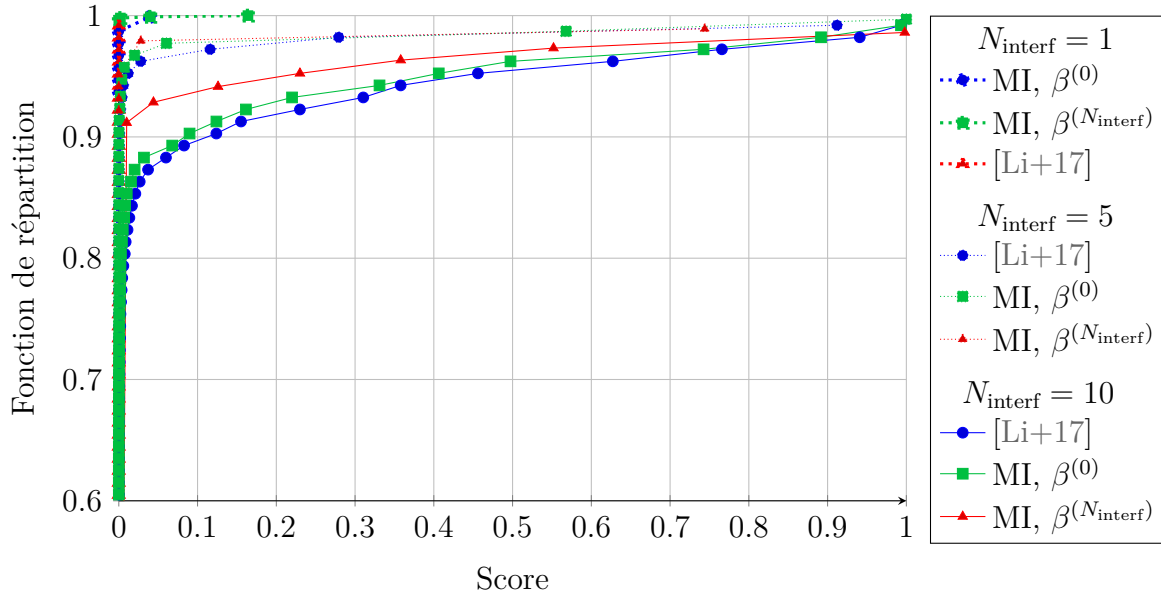


FIGURE 5.4 – Performance de la méthode d'abstraction pour $N_{\text{rep}} = 8$.

Résumé du chapitre

Dans ce chapitre, nous nous concentrons sur la démodulation en présence d'interférences intrasystèmes. Les phénomènes d'interactions qui apparaissent entre les interférents et les répétitions influent sur la démodulation d'une manière non linéaire à la puissance des interférents. Une attention toute particulière doit être portée sur les poids utilisés sur les différentes répétitions lors de leur combinaison. Nous proposons et comparons plusieurs méthodes de pondération. La plus efficace, mais aussi la plus complexe d'un point de vue calculatoire est le résultat d'une optimisation des poids des répétitions visant à minimiser la puissance interférente après sommation.

Dans un second temps, nous proposons une méthode d'abstraction générique du taux d'erreur paquet d'une transmission interférée. Cette abstraction est basée sur l'utilisation de l'information mutuelle. Pour chaque portion du signal subissant des interférences intrasystèmes distinctes, une information mutuelle est calculée ; ces informations mutuelles par portion permettent d'obtenir une information mutuelle moyenne équivalente sur toute la durée du signal. Cette information mutuelle équivalente est mise en correspondance avec un taux d'erreur paquet équivalent. La méthode d'abstraction proposée présente des meilleures performances que la méthode de l'état de l'art, basée sur le calcul d'un rapport signal à bruit équivalent proportionnel à la puissance et à la surface de collision des transmissions interférentes.

Chapitre 6

Performances théoriques du système

Sommaire

6.1	Introduction et objectifs	102
6.2	Présentation de l'outil de simulation	103
6.2.1	Fonctionnement	103
6.2.2	Validation	105
6.3	Modélisation du récepteur	105
6.3.1	Détection	106
6.3.2	Estimation des paramètres	107
6.3.3	Démodulation	109
6.3.4	SIC	109
6.4	Performances du système	109
6.4.1	Résultats	109
6.4.2	Commentaires et améliorations possibles	110

Les chapitres précédents sont relatifs aux performances en démodulation du système sous différentes contraintes. Ces performances ont été modélisées dans le but de réaliser des simulations à grande échelle. Dans ce chapitre, nous exposons les résultats issus de simulations du système entier.

Dans un premier temps, nous décrirons le fonctionnement du simulateur proposé, puis nous présenterons les modèles utilisés, qui ont été dérivés des chapitres précédents. Certains modèles, basés sur l'hypothèse d'une seule collision sont inadaptés quand la charge augmente. Nous apportons alors quelques modifications pour les rendre compatibles dans le cas où plusieurs collisions apparaissent.

6.1 Introduction et objectifs

L'un des objectifs de cette thèse est d'estimer les performances du système proposé, notamment en connaissant le nombre de terminaux que le système peut supporter. Dans les chapitres précédents, les performances de chaque étape du récepteur ont été déterminées en fonction du rapport signal à bruit, indépendamment du cas de charge considéré. Dans ce chapitre, nous allons lier le nombre de terminaux du système aux performances du récepteur.

Afin d'évaluer des capacités d'un tel système, un simulateur a été développé. Sa finalité est de mesurer le taux d'erreur paquet du système tel que mesuré à la place du récepteur qui traite les données reçues par un satellite lors de son dernier survol de la planète. Il est alors possible de mesurer l'impact que peut avoir un paramètre quelconque sur le taux d'erreur paquet lié à la réception. Remarquons que c'est le point de vue du satellite qui est adopté. Pour obtenir le taux d'erreur paquet du système global, on multiplie la probabilité de bien décoder un message une fois qu'il a été reçu par un satellite par la probabilité qu'un terminal envoie un message en étant sous la couverture d'un satellite. En supposant que tous les terminaux ont un satellite en visibilité en permanence, cette dernière probabilité est égale à 1, et le taux de perte de paquet du système entier est égal au taux d'erreur paquet dû à des erreurs de décodage au niveau du récepteur. À titre de remarque, ce ne sont pas des taux d'erreur paquet qui seront utilisés mais des taux de transmissions correctement décodées.

TABLE 6.1 – Valeurs par défaut des paramètres à fournir en entrée du simulateur système. La charge équivalente avec ces paramètres est de $\rho = 1,09$.

Paramètres d'un terminal et du satellite — Bilan de liaison		
Fréquence centrale f_0	0,950	GHz
Puissance d'émission	23	dBm
Altitude du satellite	800	km
θ_{3dB} de l'antenne satellite	120	°
Paramètres du réseau sol — Définition de la charge		
Densité de terminaux au sol	0,05	km ⁻²
Nombre de transmissions par jour par terminal	8	
Nombre d'unités de ressource par répétition	2	
Nombre de répétitions	16	
Paramètres du récepteur — Traitement du signal reçu		
Nombre d'itérations du décodeur SIC	5	
Nombre de bits utiles par unité de ressource	104	

Les paramètres dimensionnant le taux d'erreur paquet du système sont présentés dans le tableau 6.1 ; ils sont classés en 3 catégories. Tout d'abord, le bilan de liaison est défini grâce aux paramètres de la première catégorie, qui regroupe les caractéristiques d'émission du terminal et de réception du satellite. Le bilan de liaison sera calculé tel que décrit dans le chapitre 2. Ensuite, la densité de terminaux au sol, exprimée en unité par km^2 , ainsi que le nombre de transmissions par jour par terminal et la durée des transmissions vont principalement décrire la charge du canal. La durée d'un message est décrite par le nombre d'unités de ressource et le nombre de répétitions utilisés par celui-ci, comme décrit au chapitre 2. Remarquons que l'altitude du satellite et la fréquence centrale choisie vont également influencer sur la charge du canal, en dilatant plus ou moins la porteuse utilisée. Enfin, les deux derniers paramètres sont liés au récepteur. Le nombre de bits utiles dans une unité de ressource (cf. le tableau 2.1 qui recense les valeurs possibles en fonction du nombre d'unités de ressources) influe sur le taux de codage des transmissions. Le nombre d'itérations utilisées pour l'algorithme de SIC (*Successive Interference Cancelling*) est le seul paramètre permettant de modifier l'algorithme de réception. La charge équivalente avec les paramètres présentés dans le tableau est de $\rho = 1,09$. Pour rappel, la charge est définie dans le paragraphe 2.3.2, et représente le taux d'occupation de la bande. Si la charge est égale à 1, alors en moyenne, chaque portion de l'intégralité de la bande disponible est occupée par exactement une transmission à tout instant.

Certains de ces paramètres influent sur d'autres problématiques qui dimensionnent le système, comme l'autonomie des terminaux et le nombre de satellites nécessaires. Par exemple, l'autonomie des terminaux au sol est directement liée à l'énergie utilisée pour la transmission d'un message. On peut alors chercher à diminuer l'énergie d'émission en utilisant des messages plus courts, en réduisant la puissance d'émission ou en diminuant le nombre de messages envoyés par jour. De plus, un changement de l'altitude du satellite modifie la portion du globe visible par celui-ci. Par exemple, si les satellites sont plus proches de la planète, il faudra un nombre de satellites plus important pour parvenir à couvrir à tout instant l'intégralité du globe. Ces points ne seront pas abordés dans ce chapitre.

Nous décrirons dans un premier temps le fonctionnement de l'outil de simulation. Quelques sorties reprenant les courbes proposées dans le chapitre 2 seront présentées. Puis, pour un taux de codage fixé, nous présenterons les limites du système, et nous commenterons ces résultats.

6.2 Présentation de l'outil de simulation

6.2.1 Fonctionnement

Le but du simulateur est de générer une base de données représentative du trafic qu'un satellite aurait reçu lors d'une orbite autour de la planète, de modéliser le fonc-

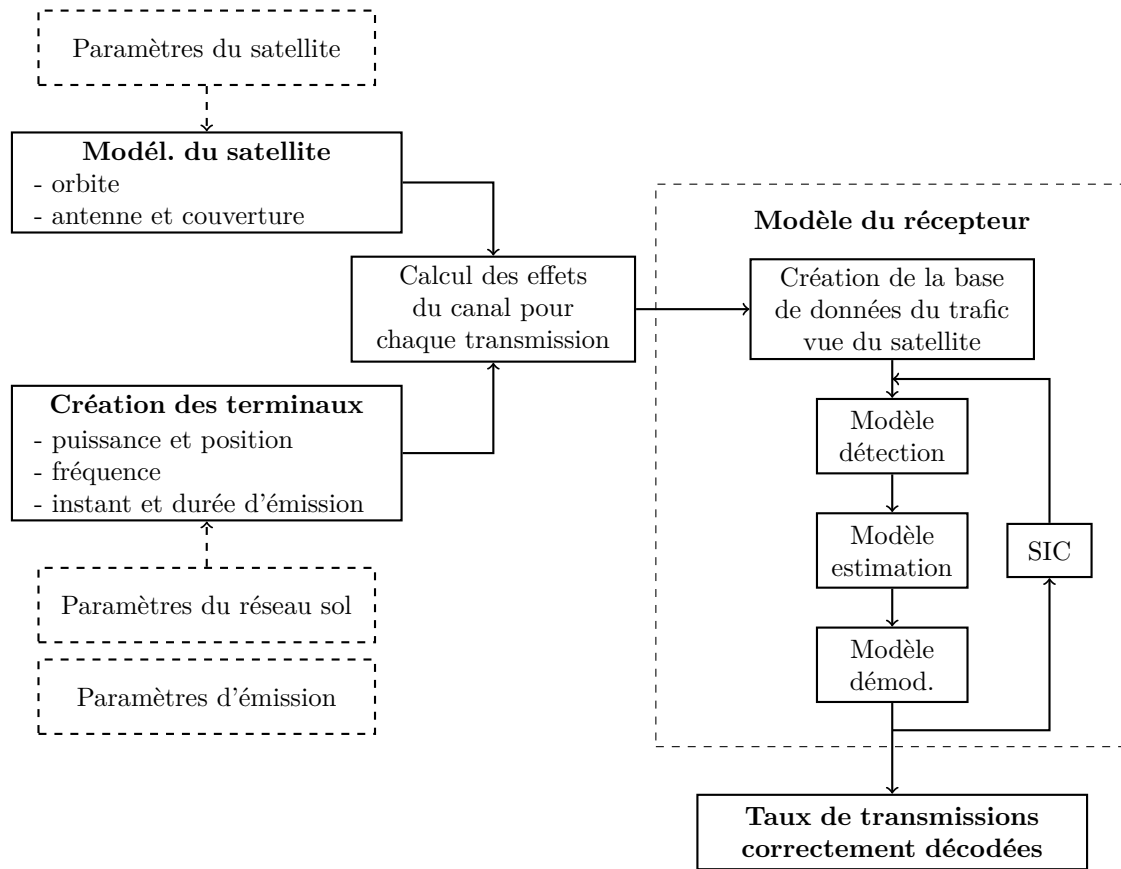


FIGURE 6.1 – Schéma bloc illustrant le fonctionnement du simulateur.

tionnement du récepteur tel qu'il est décrit à la fin du chapitre 2, puis d'estimer le nombre de messages de cette base de données bien décodés par le récepteur.

Ce simulateur est construit en plusieurs étapes :

1 - Création des terminaux

Une liste de terminaux est créée. La densité au sol des terminaux est définie comme une entrée du simulateur. Ces terminaux sont modélisés par leur position, et par leur instant de transmission.

2 - Modélisation de la position du satellite et réduction de la liste des terminaux

À chaque instant, on connaît la position du satellite, qui est dans notre cas entièrement définie par l'altitude sélectionnée. Ainsi, pour chaque terminal qui émet pendant la durée de la simulation, il est possible de déterminer si le satellite est en visibilité pendant la transmission. Les terminaux qui n'émettent pas pendant la durée de la simulation ou sans avoir le satellite en visibilité sont alors supprimés de la liste des terminaux.

3 - Calcul des effets du canal pour chaque transmission

Le canal de propagation dépend principalement de la position du satellite lors de la transmission. Les caractéristiques du canal (décalage Doppler, bilan de liaison) sont déterminées pour chaque message, au début et à la fin de la transmission. Les transmissions durant environ une seconde, une approximation linéaire de la variation du Doppler est réalisée (cf. annexe A). La dérive Doppler est alors la variation du décalage Doppler entre le début et la fin de la transmission.

4 - Modélisation du récepteur

Une fois que les caractéristiques de propagations sont déterminées, les instants et les fréquences de réception de chaque message au niveau du satellite sont connus. Cela permet de représenter la base de données contenant les messages reçus par le satellite que ce dernier va transmettre à la station sol. On modélise enfin le récepteur, qui va tenter de détecter, d'estimer les paramètres des transmissions et de démoduler les messages.

Un schéma illustrant le fonctionnement du simulateur est présenté en figure 6.1. Ce simulateur a été créé *ex nihilo* entièrement en *Python3*, et totalement indépendamment des simulations visant à modéliser le récepteur proposé : seules les abstractions des performances du récepteur ont été utilisés.

6.2.2 Validation

Le simulateur étant indépendant des modèles proposés dans le chapitre 2, il est possible de vérifier que les modèles de bilan de liaison, et de dérive Doppler sont représentatifs du système.

Les figures 6.2, 6.3 et 6.4 représentent respectivement les densités de probabilité de bilan de liaison, de décalage et de dérive Doppler qui ont été proposées au chapitre 2, ainsi que les histogrammes correspondant sur un jeu de paramètres du simulateur comportant un nombre important de transmissions. La simulation valide les modèles proposés.

6.3 Modélisation du récepteur

Dans les chapitres précédents, la possibilité de simuler les performances du système en reposant sur des abstractions de la couche physique a été mise en exergue. Nous allons dans cette section présenter les modélisations qui ont été effectuées afin de s'affranchir de la représentation des signaux symboles par symboles, pour savoir dans quelle mesure une transmission pourra être décodée.

Le fonctionnement global du récepteur est illustré par la figure 2.15. Les trois étapes de son fonctionnement, c'est-à-dire la détection, l'estimation des paramètres des transmissions, et la démodulation sont décrites en détail dans les chapitres 3, 4 et 5. Nous expliciterons les modèles choisis pour les représenter dans les paragraphes suivants. Puis,

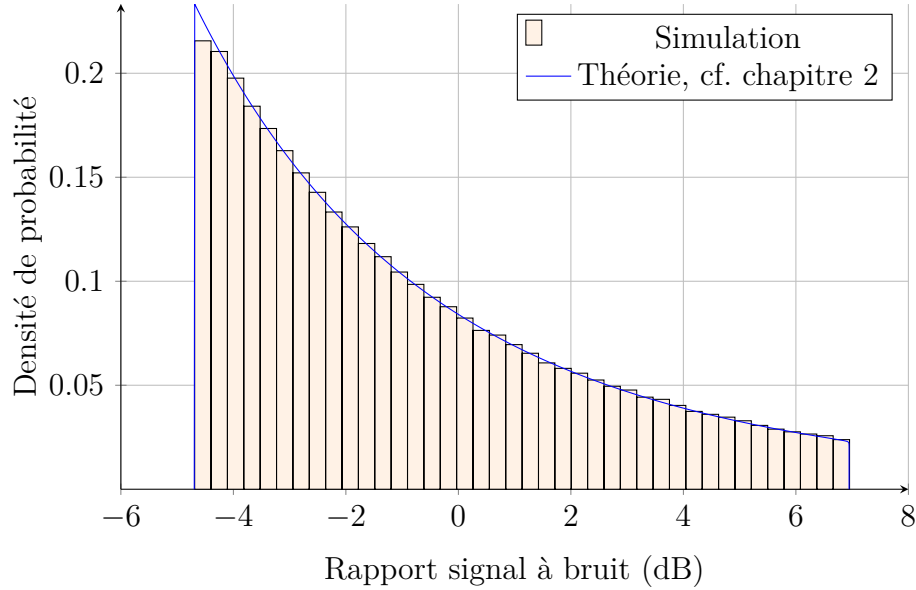


FIGURE 6.2 – Densité de probabilité du rapport signal à bruit simulée et théorique.

nous aborderons la mise en place du processus d’annulation d’interférences successives, ou SIC.

6.3.1 Détection

Présentée dans le paragraphe 3.2.1, la détection permet de savoir si un terminal est présent dans la bande. Il a été montré que les transmissions reçues sans interférent avec un rapport signal à bruit supérieur à -9 dB sont détectées. De plus, les rapports signal à bruit favorables mènent à une meilleure estimation grossière de la fréquence centrale de la transmission, et à son instant de réception. En supposant que les bancs de filtres utilisés dans l’étape suivante, c’est-à-dire l’étape d’estimation des paramètres des transmissions, couvrent une plage fréquentielle suffisamment large, on peut donc considérer que toutes les transmissions sont détectées.

Dans le cas où des collisions apparaissent, la probabilité de détection d’une transmission interférée augmente car la puissance reçue pendant cette transmission est plus importante. Cependant, la localisation de celle-ci dans les plans fréquentiels et temporels est complexifiée. Une solution primaire existe : il suffit d’appliquer les bancs de filtres servant à l’estimation des paramètres sur toute la porteuse ; dans ce cas la complexité calculatoire du récepteur est très importante.

Dans le simulateur système, nous considérons que toutes les transmissions qui sont reçues avec un rapport signal à bruit supérieur à -9dB sont détectées.

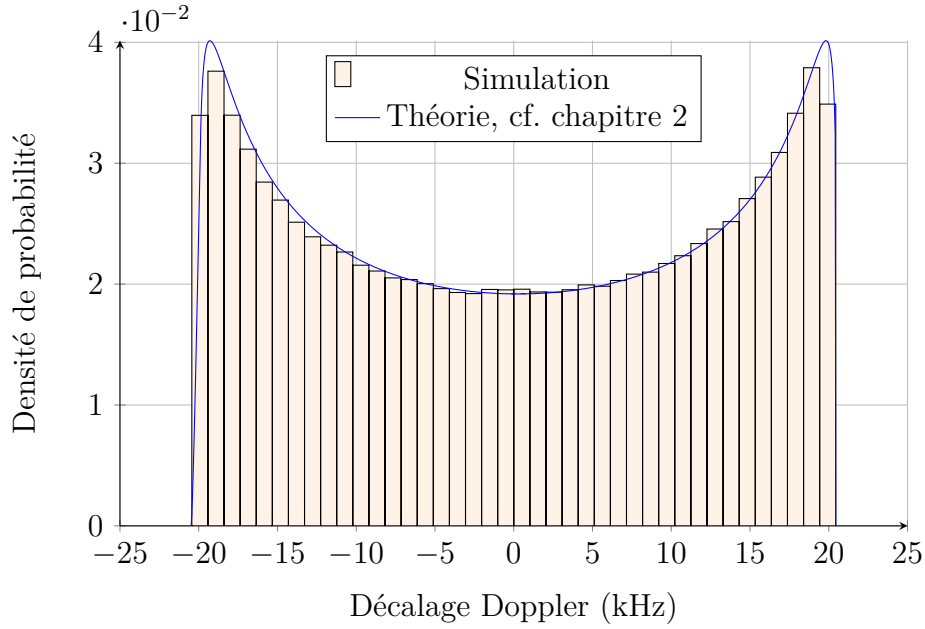


FIGURE 6.3 – Décalage Doppler simulé et théorique.

6.3.2 Estimation des paramètres

L'étape d'estimation des paramètres, telle que présentée dans le paragraphe 3.2.2, est basée sur des bancs de filtres afin d'estimer la fréquence initiale et finale d'une transmission. Dans le cas où la transmission dont on cherche à estimer les paramètres ne connaît pas d'interférence intrasystème, la probabilité d'estimer les paramètres en fonction du nombre de symboles pilotes est décrite dans la figure 3.14.

Dans le cas où la transmission subit des interférences intrasystèmes, chaque symbole pilote peut se voir interféré par d'autres transmissions. Étant donné que les symboles pilotes ne sont pas codés, nous calculons pour chaque transmission interférente une puissance équivalente à l'aide du modèle décrit dans la section 4.2. La puissance équivalente $P_{\text{interf}, i}$ d'un interférent i en fonction de son taux d'erreur binaire équivalent moyen $\text{TEB}_{\text{eq, moy}}^i$ tel que décrit précédemment est définie comme :

$$P_{\text{interf}, i} = \Gamma_{\text{RSB}}^{-1}(\text{TEB}_{\text{eq, moy}}^i) \cdot N_0 \quad (6.1)$$

Nous utilisons ces puissances équivalentes de chaque interférent pour calculer un rapport signal à bruit équivalent sur chaque zone interférée p . Si on note N_{interf}^p le nombre d'interférents sur la zone p , le rapport signal à bruit équivalent de la zone p sera :

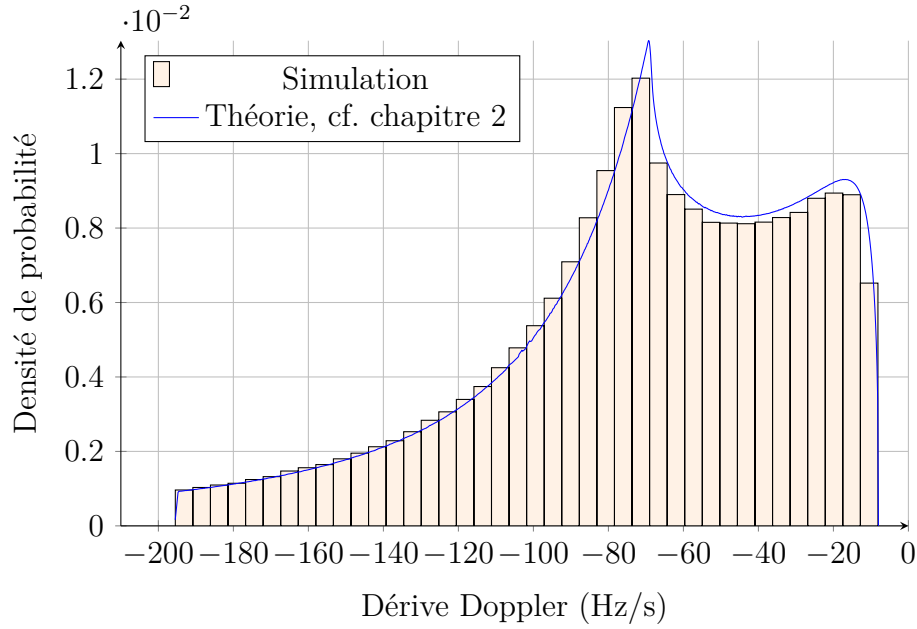


FIGURE 6.4 – Dérive Doppler simulée et théorique.

$$\text{RSB}_{\text{eq}}^p = \frac{P_{\text{PI}}}{\sum_{i=1}^{N_{\text{interf}}^p} P_{\text{interf}, i} + N_0} \quad (6.2)$$

Pour estimer les paramètres fréquentiels d’une transmission, deux séquences de N_{pil} symboles pilotes sont nécessaires. Dans le chapitre 3, les séquences étudiées étaient celle du début et de la fin du message, mais d’autres portions pourraient être utilisées. Pour chaque transmission, nous cherchons les deux portions du message comportant N_{pil} symboles pilotes et dont le rapport signal à bruit minimal est le plus favorable, c’est-à-dire le plus haut. En d’autres termes, nous cherchons à localiser les deux portions les moins interférées du message qui contiennent au moins N_{pil} symboles pilotes. La plus faible valeur de rapport signal à bruit parmi ces deux portions définit le rapport signal à bruit équivalent $\text{RSB}_{\text{eq, estim}}$ de cette transmission.

La courbe proposée en figure 3.14 correspondant au nombre de symboles pilotes utilisés est extrapolée ; son extrapolation est notée $\text{PER}_{\text{estim}}$. Alors $\text{PER}_{\text{estim}}(\text{RSB}_{\text{eq, estim}})$ correspond à la probabilité de ne pas estimer correctement les paramètres de la transmission.

On remarquera que quand $N_{\text{rep}} = 16$, la zone utilisée pour l’estimation des paramètres fréquentiels est proche de la moitié de la transmission, alors que pour $N_{\text{rep}} = 8$ cette zone représente 80 % de la durée de la transmission.

6.3.3 Démodulation

Une méthode d'abstraction de la probabilité de démodulation d'une transmission interférée a été développée au chapitre 5. Nous allons utiliser cette abstraction pour modéliser cette étape du simulateur. Rappelons que cette méthode d'abstraction nécessite la connaissance de la fonction liant le rapport signal à bruit d'une transmission sans interférent à son taux d'erreur paquet. Ainsi, pour chaque valeur du taux de codage, variant en fonction du nombre de répétitions utilisées et du taux de codage par répétition (défini au chapitre 2 par le *Rate Matching*) il faut une interpolation de la fonction $\Gamma_{\text{TEP}}^{(N_{\text{rep}})}$.

6.3.4 SIC

La figure 2.15 explicite le fonctionnement d'une méthode SIC. Une fenêtre, c'est-à-dire une portion temporelle des données fournies par le satellite est sélectionnée. C'est sur cette fenêtre que le traitement SIC est effectué. Un nombre maximal d'itérations n_{iter} est spécifié, il limite le nombre de fois où la chaîne de réception est réalisée sur une même fenêtre.

Pour l'instant, nous considérons que les transmissions sont parfaitement enlevées de la base de données : il n'y a pas de résidus après une itération SIC qui seraient dus à des erreurs d'estimation de la puissance ou de la fréquence de la transmission.

6.4 Performances du système

6.4.1 Résultats

Pour chaque simulation, la charge du système est sélectionnée en modifiant la densité de terminaux aux sol. Les terminaux des simulations envoient des transmissions contenant 104 bits d'information répartis dans 2 unités de ressources, étalés sur 8 ou 16 répétitions. Le récepteur utilise 3, 5 ou 7 itérations du processus SIC. Les paramètres qui ne sont pas modifiés dans ces simulations prennent les valeurs présentées dans le tableau 6.1.

Pour toutes les simulations, les performances du système sont représentées dans une première figure par la quantité de paquets que le satellite a reçus qui ont été décodés par le récepteur en fonction de la charge ρ . La charge du système ρ représente la quantité totale de transmissions dans le système telle que définie précédemment. Puis une deuxième figure montre le débit normalisé du système : il s'agit du taux de transmissions décodées que le système parvient à supporter en considération du nombre de messages envoyés. En d'autres termes, il s'agit du produit de la charge du système par le taux de transmission décodé. Le maximum de la courbe correspond au point de fonctionnement où le système parvient à faire passer le maximum de messages, même si certains d'entre-eux sont perdus. Remarquons que telle que nous avons défini la charge,

un changement du nombre de répétitions va entraîner une modification de la charge, bien que le nombre de terminaux au sol ne change pas.

Dans un premier temps, observons l'impact du nombre d'itérations SIC sur les performances du système proposé. La figure 6.5 présente les performances du système pour 16 répétitions, en prenant une valeur du nombre maximal d'itérations SIC égale à 3, 5 et 7.

On remarque que pour les faibles charges, le nombre d'itérations SIC n'a pas d'influence sur le débit du système. Cependant, plus la charge augmente, et plus la quantité de collisions est importante, et par conséquent, plus le nombre d'itérations SIC nécessaires avant une démodulation totale des messages de la fenêtre sera grand.

À partir d'une charge importante, le récepteur n'est plus capable d'estimer aucune transmission car les interférences intrasystèmes sont trop importantes : le réseau commence à s'effondrer.

Dans un second temps, nous observons l'impact de la réduction du nombre de répétitions sur les performances du système. La charge étant proportionnelle à la durée des messages et à la densité d'utilisateurs au sol, l'utilisation de messages deux fois plus court ($N_{\text{rep}} = 8$) permet pour un même cas de charge de doubler la densité d'utilisateurs au sol, ou de doubler le nombre de transmissions par jour. L'utilisation de messages plus courts permet de réduire le temps de transmission des terminaux, et donc d'améliorer leur autonomie. En contrepartie, les messages plus courts voient leurs paramètres fréquentiels plus complexes à estimer, et sont donc plus sensibles aux interférences intrasystèmes en cas de forte charge. La figure 6.6 présente les performances du système pour 8 et 16 répétitions, pour 5 itérations du processus SIC. Dans l'hypothèse où le nombre de messages par jour est fixé, la charge est deux fois plus faible avec $N_{\text{rep}} = 8$ qu'avec $N_{\text{rep}} = 16$ pour une même valeur de densité de terminaux au sol. Contre-intuitivement, on remarque que le système propose de meilleures performances si $N_{\text{rep}} = 8$: le taux de paquets décodés pour $\rho = 3$ si $N_{\text{rep}} = 8$ est supérieur au taux de paquets décodés pour $\rho = 6$ si $N_{\text{rep}} = 16$ (alors que la densité de terminaux au sol est identique dans les deux cas). Cela provient de notre définition de la charge, qui prend en compte la durée totale d'émission d'un message, en tenant comptant des répétitions.

Enfin, nous présentons les performances du système dans un cas où les transmissions ne sont pas émises à la puissance maximale autorisée, mais avec un recul de 3 dB. Cela permet d'améliorer l'autonomie des terminaux tout en garantissant leur détection par le système en cas de faible charge. La figure 6.7 compare les performances du système avec et sans ce recul de 3 dB. Dans chaque cas, les transmissions utilisent 16 répétitions, et le récepteur 5 itérations du processus SIC. Les transmissions sont alors plus sensibles aux collisions, et les performances sont réduites dès que la charge augmente.

6.4.2 Commentaires et améliorations possibles

D'après les résultats proposés dans la section précédente, le système semble pouvoir supporter un nombre très important de terminaux au sol. En ne modifiant que la densité

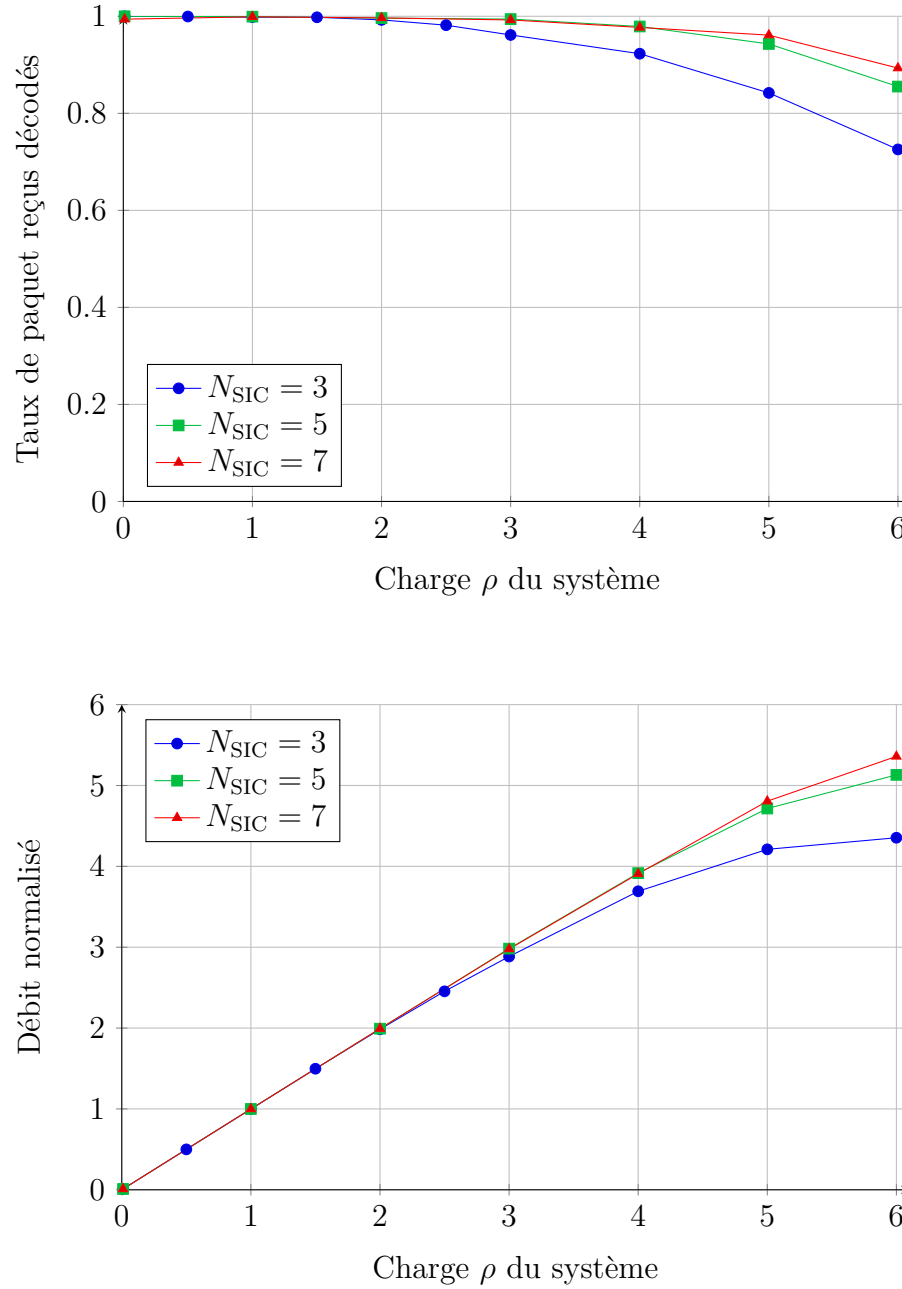


FIGURE 6.5 – Impact du nombre d’itérations SIC sur les performances du système pour $N_{\text{rep}} = 16$.

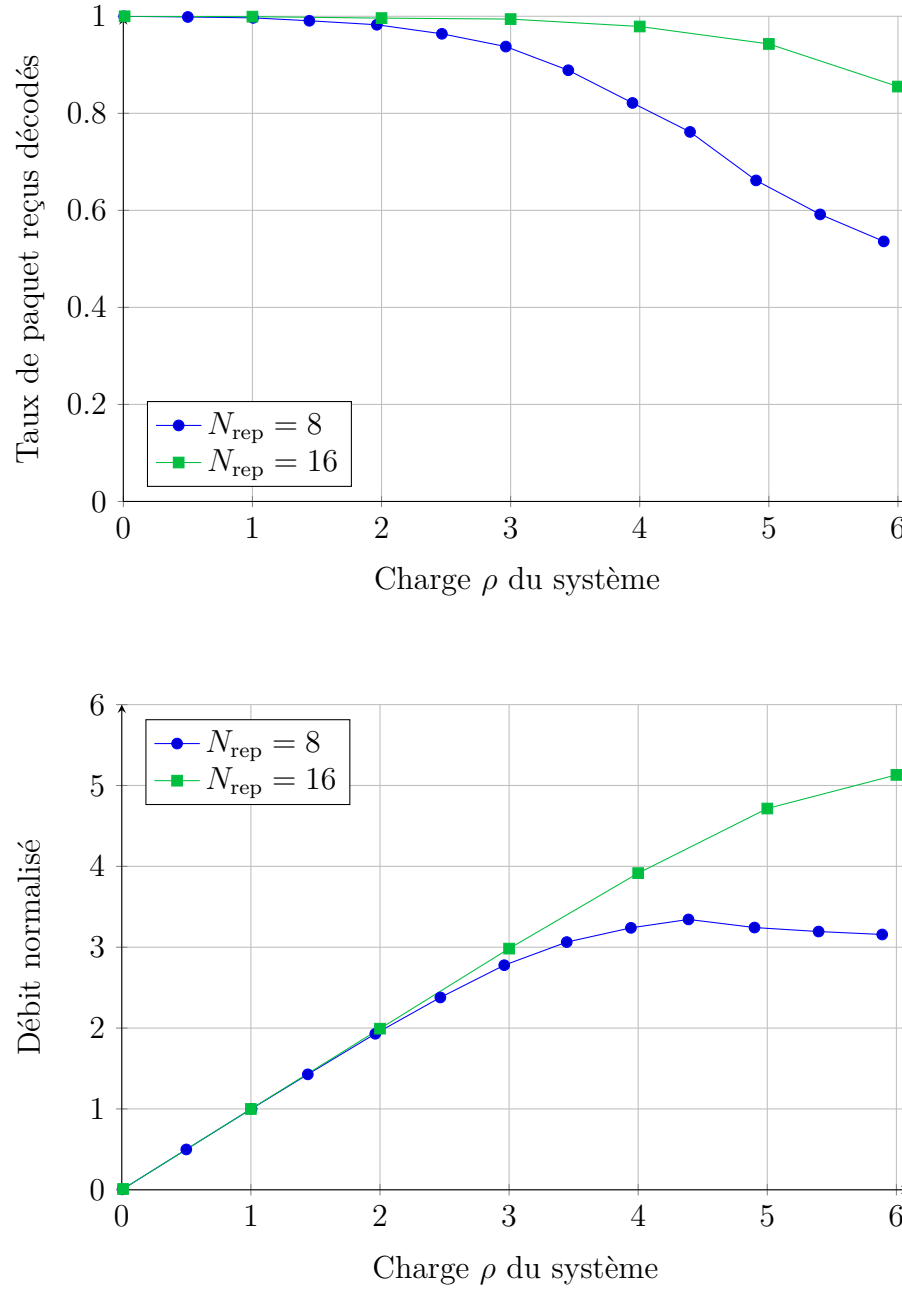


FIGURE 6.6 – Impact du nombre de répétitions sur les performances du système pour $N_{\text{SIC}} = 5$.

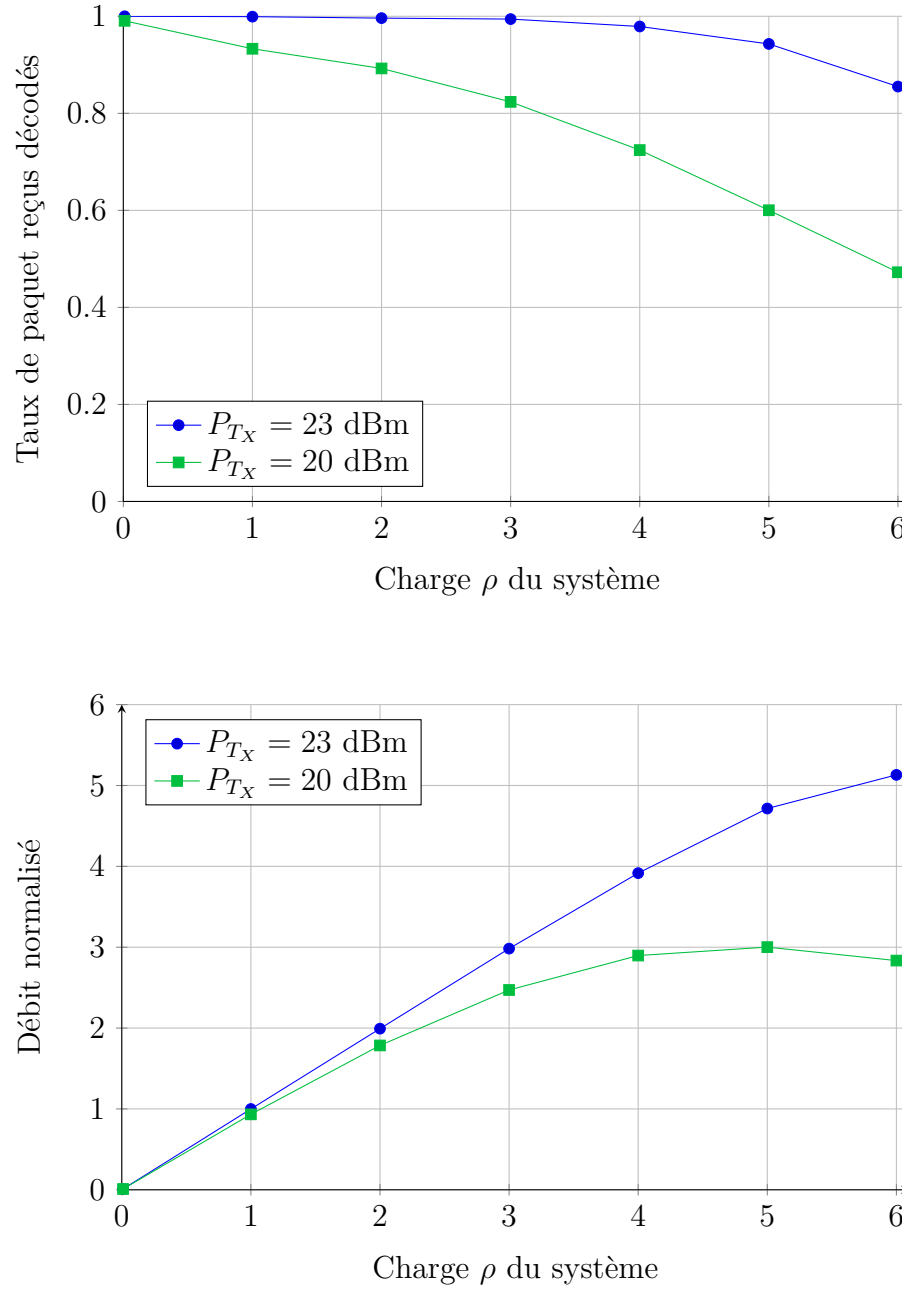


FIGURE 6.7 – Impact de la puissance d’émission sur les performances du système pour $N_{\text{SIC}} = 5$ et $N_{\text{rep}} = 16$.

de terminaux au sol dans le jeu de paramètres proposé dans le tableau 6.1, une charge égale à 5 correspond à une densité de terminaux égale à 0,23 terminaux par km^2 , soit environ 125 000 terminaux répartis en France métropolitaine, ou 2,34 millions de terminaux en Europe. Quelques remarques sont cependant à prendre en compte afin de comprendre pourquoi un tel résultat a été obtenu.

D'une part, l'annulation d'interférences est supposée comme étant réalisée de manière optimale. Cela signifie que les messages sont parfaitement retirés de la base de données et cela permet la possibilité d'avoir un nombre important d'étapes SIC; par conséquent le décodage de paquets subissant de nombreuses collisions est possible. En pratique, l'estimation de la puissance du paquet n'est pas parfaite, et la présence de bruit de phase rend impossible une annulation totale des transmissions. Par exemple, [Zid+14] compare l'impact de la méthode d'estimation sur la puissance des résidus après la suppression des interférences. Une solution consiste à considérer qu'une puissance résiduelle proportionnelle à la puissance du paquet annulé reste dans la porteuse. Au fur et à mesure des itérations SIC, cette puissance résiduelle augmente, ce qui rend plus complexe la démodulation de paquets peu puissants qui sont également les plus nombreux. Ainsi, il est probable qu'après quelques itérations SIC, le récepteur ne soit plus capable de décoder de nouvelles transmissions, ce qui réduit les performances du système réel.

D'autre part, le système peut fonctionner sous des charges très importantes; ces charges sont à mettre en relation avec le taux de codage utilisé. En effet, 104 bits utiles sont envoyés sur les 8 ou 16 répétitions, couplé à un turbocodage 1/3 : l'efficacité spectrale de telles transmissions est faible, ce qui explique pourquoi les transmissions subissant un grand nombre de collisions peuvent tout de même être décodées. Ces charges élevées supposent également la mise en place d'une détection d'une complexité calculatoire très importante, comme cela a été évoqué précédemment. La faisabilité d'une telle hypothèse n'est pas étudiée dans le cadre de cette thèse. De la même manière, la modélisation de l'estimation des paramètres telle que proposée dans le simulateur repose sur la possibilité de réaliser une estimation sur n'importe quelle partie du message. Bien que réaliste, ceci implique un coût calculatoire au niveau du récepteur qui n'a pas été pris en compte.

Enfin, dans nos simulations, dans le cas où le récepteur arrive à estimer les paramètres fréquentiels d'une transmission, alors il parviendra également à la démoduler. En d'autres termes, le codage est trop robuste par rapport au canal interféré. Cela signifie que le taux de codage pourrait être augmenté. En gardant 2 unités de ressources et 16 répétitions, les performances du système en termes de taux d'erreur paquet ne seraient que peu dégradées, mais le débit utilisateur pourrait être fortement augmenté.

Certaines améliorations pourraient être apportées au simulateur, et feront l'objet de travaux futurs. Dans un premier temps, une modélisation des résidus issus de l'utilisation du processus SIC permettrait d'obtenir un résultat plus réaliste en forte charge. Une approche identique à celle proposée par [Zid+15] pourra être utilisée. Enfin, les courbes nécessaires à l'abstraction de la démodulation n'ont pas été générées pour toutes

les valeurs de taux de codage et de nombre de répétitions (comme cela a été précisé au paragraphe 6.3.3). Ainsi les points de fonctionnement du système sont assez limités. L'utilisation de différents taux de codage permettrait d'obtenir une approximation du débit maximal que le système pourrait proposer aux utilisateurs sans pour autant réduire le taux de transmission décodée. De plus, en utilisant d'autres valeurs des nombres de répétitions et d'unités de ressource, il est possible de changer le taux de codage tout en raccourcissant les transmissions. Ainsi la charge du canal peut être réduite tout en gardant un contrôle sur le nombre de symboles pilotes nécessaires à l'estimation des paramètres fréquentiels des transmissions.

Résumé du chapitre

Dans ce chapitre, nous proposons la mise en place d'un simulateur à grande échelle afin d'estimer les performances du système proposé. Afin d'accélérer les simulations, les résultats sont basés sur les abstractions de la couche physique proposées dans les chapitres précédents. Après avoir simulé la réception de transmissions en interférences les unes avec les autres, le récepteur est modélisé tel qu'il a été décrit dans les chapitres précédents. Les trois étapes, la détection, l'estimation des paramètres, et la démodulation sont traitées de manière indépendante. La détection est considérée comme réussie si la puissance reçue est supérieure à une valeur seuil. L'estimation est basée sur le rapport signal à bruit maximal sur une portion des symboles pilotes du paquet. Ce rapport signal à bruit est converti en rapport signal à bruit équivalent grâce aux résultats de l'étude proposée au chapitre 4. Enfin, l'étape de démodulation avait déjà fait l'objet d'une étude au chapitre 5, et est modélisée de la même manière. Les résultats proposés par le simulateur indiquent que le système est opérationnel avec un grand nombre de terminaux au sol. Le goulot d'étranglement du système en forte charge se situe au niveau de l'estimation des paramètres, il serait donc possible d'augmenter les débits utilisateurs sans réduire le taux de paquet transmis.

Chapitre 7

Conclusion et perspectives

L'objectif de cette thèse est d'étudier la mise en place d'un segment spatial dans le cadre d'un système de communication LPWAN, dont les terminaux sont de plus en plus nombreux depuis l'avènement de l'Internet des Objets. Le cahier des charges de l'étude impose que les terminaux soient à bas coûts, de grande autonomie et disponibles sur étagère ; en particulier ils ne sont pas spécifiques aux communications par satellites. L'intérêt du segment spatial est de fournir une couverture globale à l'échelle de la planète et de compéter ainsi la zone de service du système terrestre. Un système hybride permet de coupler les avantages des terminaux terrestres (bas coût) à celui des systèmes satellites (couverture globale).

Le système étudié dans le cadre de la thèse est le suivant. Les terminaux sont compatibles avec la forme d'onde NB-IoT, décrite dans le standard 3GPP à partir de la version 13 au sein de la série relative à LTE. Ce standard est utilisé par les opérateurs de réseau mobile. Afin de compenser un bilan de liaison peu favorable, le système satellite est basé sur une constellation LEO (*Low Earth Orbit*, entre 600 et 1500 km). De plus, afin de maximiser l'autonomie des terminaux, seul le lien montant des terminaux aux satellites est utilisé. Ce choix rend impossible la synchronisation des terminaux avec le satellite : on utilise un schéma d'accès aléatoire temps-fréquence (TFA). La réception devra être réalisée sans information à priori ; elle est complexifiée par des dérives Doppler importantes et des niveaux de bruit élevés. Le traitement du signal nécessaire à la démodulation des messages avec le niveau de bruit rencontré est lourd, et par conséquent ne sera pas réalisé à bord du satellite. Pour cela, les satellites numérisent toute la bande utilisée, et transmettent la numérisation à une station sol quand celle-ci est visible ; c'est à bord de cette station sol que les traitements seront réalisés. Ils devront être compatibles avec les caractéristiques de notre système, à savoir un niveau de bruit important et une forte variation de la fréquence instantanée des transmissions reçues. Après avoir décrit la forme d'onde utilisée et caractérisé le canal de propagation, les travaux réalisés au cours de cette thèse cherchent à déterminer dans quelle mesure le décodage des signaux reçus est possible, pour ensuite parvenir à estimer la charge maximale que le système peut supporter. La réponse apportée à cette

problématique est composée de trois contributions principales.

Dans un premier temps, nous proposons une stratégie de réception aveugle adaptée à notre système. Cette stratégie est basée sur l'enchaînement de trois étapes, de la plus robuste aux erreurs fréquentielles et temporelles à la plus précise en matière d'estimation : la détection des transmissions, l'estimation des paramètres fréquentiels, et la démodulation des messages. Ces étapes se suivent en apportant au fur et à mesure de l'information sur les paramètres décrivant les messages, à savoir l'instant de début de la réception, la fréquence centrale et la dérive fréquentielle de la transmission. Ces étapes sont décrites et les performances du récepteur proposé sont évaluées sous l'hypothèse d'une réception d'un message sans collision. Si la détection et la démodulation des messages sont majoritairement constituées à partir d'algorithmes existants, l'étape d'estimation des paramètres a nécessité de profondes modifications des techniques existantes afin de garantir le fonctionnement du récepteur sous des dérives fréquentielles importantes malgré le niveau de bruit. Ces changements sont basés sur la prise en compte de la connaissance de la distribution de la dérive fréquentielle. Les trois étapes sont couplées à l'utilisation d'un algorithme SIC (*Successive Interference Cancellation*), classique dans le cadre des schémas d'accès aléatoires.

Néanmoins, ce genre de schéma aléatoire rend possible l'apparition de collisions. Bien que la littérature s'intéresse depuis peu à ce genre de schéma, les modélisations de la couche physique sont rares, particulièrement quand le nombre de collisions est faible. Nous proposons alors une étude de l'impact de ces collisions sur les performances du système dans ce cas. Tout d'abord, la dégradation du taux d'erreur binaire d'une transmission d'intérêt en présence d'une transmission interférente est évaluée. Puis nous nous intéressons à l'impact de collisions sur les transmissions codées. La diversité temporelle est réalisée à l'aide d'un turbocode couplé à un codage à répétition. Lorsqu'il est couplé à des interférences intrasystèmes, le codage à répétition fait apparaître un phénomène d'intrication entre la transmission que l'on cherche à décoder et les transmissions en collision lors de la sommation des répétitions. Ceci nous conduit à étudier deux sujets. Dans un premier temps, nous nous intéressons à l'atténuation de ce phénomène grâce à l'usage d'un *scrambling*, ou brouillage ; il s'agit de la multiplication du message envoyé par une séquence de bits pseudoaléatoires. Deux brouillages sont comparés : le brouillage proposé par le standard NB-IoT, qui n'est pas tout à fait adapté aux transmissions d'une durée supérieure à 320 ms, et un brouillage que nous proposons, basé sur le brouillage précédent mais adapté aux transmissions plus longues. Puis dans un second temps, nous étudions l'impact du choix de la méthode de sommation utilisée afin de tirer parti au mieux de la diversité créée par le codage à répétition. Quatre méthodes de sommation sont proposées et comparées dans l'hypothèse où aucun brouillage n'est utilisé. Pour finir, nous proposons une méthode d'abstraction de la couche physique pour les schémas d'accès TFA. Cette méthode, basée sur l'utilisation de l'information mutuelle, outrepassse les performances de la seule méthode existante dans la littérature. Cette méthode d'abstraction nous permettra d'estimer les performances globales du système proposé sans avoir à simuler la couche physique des transmissions reçues, ce

qui accélère les simulations.

En effet, la dernière contribution de cette thèse est la création *ex nihilo* d'un simulateur des performances du système global. Abordés aux paragraphes précédents, les modèles créés au cours de la thèse y sont imbriqués et l'algorithme SIC est implémenté. Le simulateur fournit une estimation du taux de transmissions reçues par un satellite qui pourront être décodées par le récepteur en fonction d'un scénario de congestion, décrit par un jeu de paramètres. Celui-ci décrit le satellite, la densité des terminaux au sol, les caractéristiques de leurs transmissions et le nombre d'itérations du processus SIC. Nous comparons les performances du système sous différentes hypothèses d'émission des messages par les terminaux, et en fonction du nombre d'itérations SIC. Ce simulateur nous permet de réaliser que le système proposé permet le décodage des transmissions, y compris sous l'hypothèse d'une condition de charge importante, représentant des millions de terminaux à l'échelle du continent européen.

La figure 7.1 représente un schéma bloc simplifié du simulateur, qui replace les différentes contributions par chapitre sur lesquelles il s'appuie.

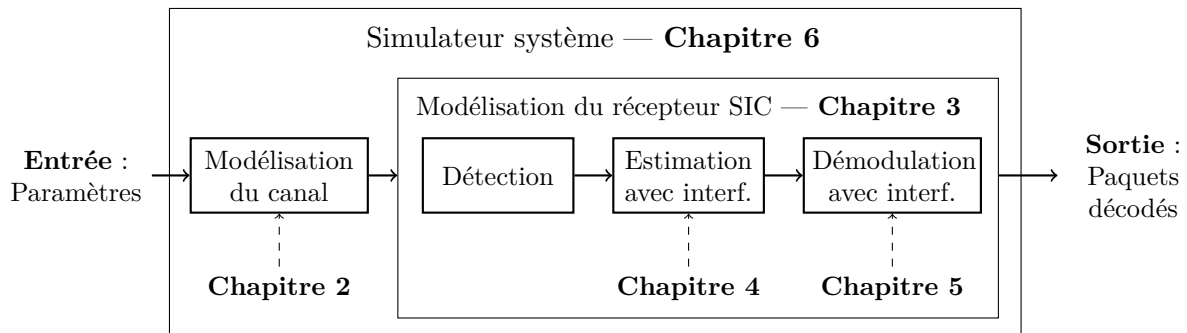


FIGURE 7.1 – Schéma bloc illustrant les interactions entre les différentes contributions de la thèse par chapitre.

En conclusion, nous avons montré que le système satellite proposé peut remplir les objectifs fixés par le cahier des charges, en fournissant une couverture à un nombre important de terminaux sans être limité par les capacités théoriques de traitement du signal. Cependant, ce résultat est à mettre en perspective des considérations suivantes, qui peuvent faire l'objet d'améliorations du simulateur à court terme :

- Comme cela a été précisé dans le cadre du chapitre 6, le simulateur ne permet d'utiliser qu'une seule valeur de taux de codage. En effet, les courbes nécessaires à l'abstraction de la démodulation en présence d'interférents pour des valeurs différentes de *Rate Matching* ou de nombre d'unités de ressource n'ont pas été générées. Un nombre de points de fonctionnement du simulateur plus important permettrait de faire des comparaisons de performances plus poussées et plus variées.

- De la même manière, comme cela a été abordé dans le chapitre 6, l’algorithme SIC annule parfaitement les messages décodés dans la numérisation. Cette annulation irréaliste repose sur une estimation parfaite de la puissance des transmissions et des paramètres fréquentiels, ainsi que sur l’absence de bruit de phase. La mise en place d’un modèle d’estimation des résidus liés à l’annulation imparfaite des transmissions améliorerait le réalisme des résultats.
- L’abstraction proposée dans le chapitre 5 repose sur la connaissance de la fonction $\Gamma_{\text{TEP}}^{(N_{\text{rep}})}$, spécifique au nombre de répétitions et au taux de codage utilisé. Ce modèle correspond au modèle proposé par [Li+17], auquel nous nous comparons. Cependant, il pourrait être intéressant de comparer ce modèle à un modèle équivalent, reposant sur l’information mutuelle également, mais indépendant du nombre de répétitions. En effet, en utilisant la connaissance de l’utilisation d’un codage à répétition, il serait possible de réaliser une première somme représentant la somme des symboles (les taux de rapport signaux à bruit dans chaque zone sont connus) pour se rapporter au RSB par zone après sommation, et donc utiliser une fonction Γ_{TEP} quel que soit le nombre de répétitions utilisées.

De plus, les travaux effectués dans le cadre de cette thèse ouvrent plusieurs axes de recherche basés sur le système proposé :

- Bien que la complexité calculatoire soit une problématique souvent abordée au cours de la thèse, les résultats présentés supposent que celle-ci n’est pas limitante ; les performances obtenues représentent les limites du système. En réduisant les performances de l’algorithme de réception, on réduit la complexité algorithmique nécessaire. Ainsi, il serait intéressant de réaliser une étude liant les performances du système en fonction de la complexité algorithmique du récepteur. Rappelons tout de même que les traitements proposés sont réalisés a posteriori dans une station sol disposant d’importantes capacités de calcul.
- Notre étude se focalise sur la probabilité de démodulation des transmissions reçues par le satellite. Le dimensionnement de la constellation de satellites, bien qu’abordée brièvement au chapitre 2, n’est pas étudiée dans le cadre de cette thèse. Cependant, il est possible de mettre en place des constellations de satellites LEO à couverture globale mais discontinue. Une augmentation du nombre d’envois d’un même message devrait cependant permettre de pallier cette absence de couverture continue afin de garantir que l’envoi de l’un de ces messages soit bien reçu par le système ; cependant, cette solution augmente également la charge. Une étude plus approfondie permettrait de connaître l’intérêt d’une constellation discontinue dans le cadre de notre système.
- Dans l’algorithme de réception proposé, les étapes d’estimation des paramètres fréquentiels et de démodulation ne se basent que sur l’observation d’une portion fréquentielle et temporelle de la numérisation, sans connaissance du nombre d’interférents en collision avec cette transmission. Or, lors de l’étape de détection, des informations concernant la puissance et la position de tous les utilisateurs détectés dans la fenêtre SIC considérée, donc du nombre potentiel d’interfé-

rents, pourraient être utilisées afin d'améliorer l'estimation du canal réalisées aux étapes suivantes. L'estimation de la puissance devrait être plus précise, et une nouvelle méthode de pondération basée sur le nombre de zones interférées distinctes (et non plus sur le nombre de répétitions) pourrait être proposée.

- Une étude de l'impact de la présence des interférents sur l'estimation des paramètres fréquentiels pourrait être réalisée dans le but de valider les hypothèses prises pour la modélisation de cette étape dans le simulateur.
- L'abstraction du taux d'erreur paquet proposée ne prend pas en compte la connaissance de la valeur de l'écart de dérive fréquentielle entre le paquet d'intérêt et les paquets interférents. Une abstraction différente pourrait prendre en compte cette information afin de proposer de meilleurs résultats d'abstraction, particulièrement quand aucun brouillage n'est utilisé.

Enfin, il serait intéressant de remettre en question certaines hypothèses prises dans le cadre de cette thèse, afin de comparer les performances d'un système équivalent après le relâchement d'une contrainte quelconque :

- Plusieurs formes d'onde sont à l'étude dans le cadre de la 5G, plus particulièrement dans le cadre des communications IoT type LPWAN ou non-terrestre. Une étude portant sur l'utilisation d'une de ces formes d'onde différente pourrait être intéressante.
- Un lien retour du satellite vers les terminaux pourrait être d'une grande utilité pour un système à bas coûts, particulièrement lors de la définition de la constellation satellite. Les terminaux pourraient savoir si un satellite est en vue, afin de ne jamais envoyer de messages inutilement et ainsi optimiser leur autonomie. Une synchronisation totale pourrait être également envisageable, tout comme l'utilisation d'un schéma d'accès aléatoire en fréquence, mais « *time-slotted* », c'est-à-dire en utilisant une structure de créneaux temporels.

Liste des communications

Conférence internationale à comité de lecture

- [1] S. CLUZEL, L. FRANCK, J. RADZIK, S. CAZALENS, M. DERVIN, C. BAUDOUIN et D. DRAGOMIRESCU. « 3GPP NB-IoT coverage extension using LEO satellites ». In : *Proceedings of IEEE 86th Vehicular Technology Conference (VTC Spring)*. Juin 2018.
- [2] S. CLUZEL, M. DERVIN, J. RADZIK, S. CAZALENS, C. BAUDOUIN et D. DRAGOMIRESCU. « Physical Layer Abstraction for Performance Evaluation of LEO Satellite System for IoT using Time-Frequency Aloha Scheme ». In : *Proceedings of 6th IEEE Global Conference on Signal and Information Processing (GlobalSIP)*. Nov. 2018.

Annexe A

Approximation linéaire du décalage Doppler en fonction du temps

Cette annexe a pour but de justifier l'approximation considérant la variation de la fréquence d'une transmission comme linéaire dans le cadre de notre étude.

Comme écrit au chapitre 2, à l'équation (2.27), la dérive fréquentielle instantanée due au mouvement du satellite s'écrit comme :

$$\Delta_D(t) = \frac{f_0}{c} \cdot \frac{c_2 V^2}{2} \left(\frac{\cos(Vt - c_3)}{d(t)} - \frac{c_2 \sin(Vt - c_3)^2}{2 d(t)^3} \right) \quad (\text{A.1})$$

Cette formule repose sur la définition de la distance d entre le satellite et le terminal :

$$d(t) = \sqrt{c_1 - c_2 \cos(Vt - c_3)} \quad (\text{A.2})$$

Les deux formules utilisent les définitions de c_1 , c_2 et c_3 suivante :

$$c_1 = (R_T)^2 + (R_T + h)^2 \quad (\text{A.3})$$

$$c_2 = 2R_T(R_T + h) \sqrt{[\cos L \cos \ell]^2 + [\sin \ell]^2} \quad (\text{A.4})$$

$$c_3 = \arctan \frac{\tan \ell}{\cos L} \quad (\text{A.5})$$

Considérons un terminal dans la couverture du satellite. Afin de justifier l'approximation énoncée, nous allons nous placer à l'instant où la dérivée de la variation fréquentielle est la plus forte. Ce cas apparaît quand la trace du satellite passe par la position du terminal ($L = 0$). Sans perte en généralité, on fixe également $\ell = 0$: l'origine des temps correspond à l'instant où le satellite est à la verticale du terminal.

Avec les simplifications considérées, les coefficients c_1 , c_2 et c_3 posés s'écrivent :

$$c_1 = (R_T)^2 + (R_T + h)^2 \quad (\text{A.6})$$

$$c_2 = 2R_T(R_T + h) \quad (\text{A.7})$$

$$c_3 = 0 \quad (\text{A.8})$$

La dérive précédemment calculée s'écrit alors :

$$\Delta_D(t) = \frac{f_0}{c} \cdot \frac{c_2 V^2}{2} \left(\frac{\cos(Vt)}{d(t)} - \frac{c_2 \sin(Vt)^2}{2 d(t)^3} \right) \quad (\text{A.9})$$

Le point où la variation de la dérive fréquentielle est plus importante est le point où la dérivée de la dérive fréquentielle est maximale. Cette dérivée s'obtient en dérivant l'équation précédente :

$$\frac{d\Delta_D(t)}{dt} = \frac{f_0}{c} \cdot \frac{c_2 V^3}{2} \left(\frac{\sin(Vt)}{d(t)} - \frac{3 c_2 \cos(Vt) \sin(Vt)}{4 d(t)^3} + \frac{3 (c_2)^2 \sin(Vt)^3}{8 d(t)^5} \right) \quad (\text{A.10})$$

Cette dérivée est maximale quand la dérivée seconde de la dérive fréquentielle s'anule ; cette valeur, trouvée numériquement se situe quand $t = 56,94$ secondes.

Nous représentons dans les figures A.1, A.2 et A.3 respectivement le décalage Doppler instantané, la dérive fréquentielle instantanée ainsi que sa variation en fonction du temps dans l'hypothèse où l'altitude du satellite est de 800 km. Nous représentons par une ligne rouge pointillée l'instant où la dérivée de la dérive Doppler est maximale, c'est-à-dire à l'instant où la variation du décalage fréquentiel subit le plus de variation.

Nous considérons une transmission émise à une fréquence constante de 950 MHz. Cette transmission dure 2 secondes, et débute à l'instant $t = 56,94 - 1 = 55,94$ secondes. La figure A.4 représente un zoom de la figure A.1 autour du point $t = 56,94$, où le décalage est représenté en pointillés. Dans les travaux réalisés, nous considérons que la fréquence instantanée de la transmission varie linéairement entre sa fréquence initiale et sa fréquence finale. Nous représentons en vert l'approximation effectuée du décalage Doppler instantané de la transmission. La figure A.5 représente l'écart entre la fréquence instantanée de la transmission et son approximation linéaire, c'est-à-dire l'écart entre les courbes respectivement bleue et verte sur la figure A.1.

Le coefficient de corrélation entre la courbe de décalage Doppler instantané et son approximation affine est égal à $1 - 3,8 \cdot 10^{-6}$. Cette valeur sera plus proche de 1 si la transmission est plus courte ou si l'émission est réalisée à un autre instant.

Cette valeur confirme la validité de la réalisation d'une approximation linéaire de la variation du décalage Doppler au cours de la réception des transmissions pour des transmissions de moins de deux secondes, ce qui est le cas dans l'étude proposée.

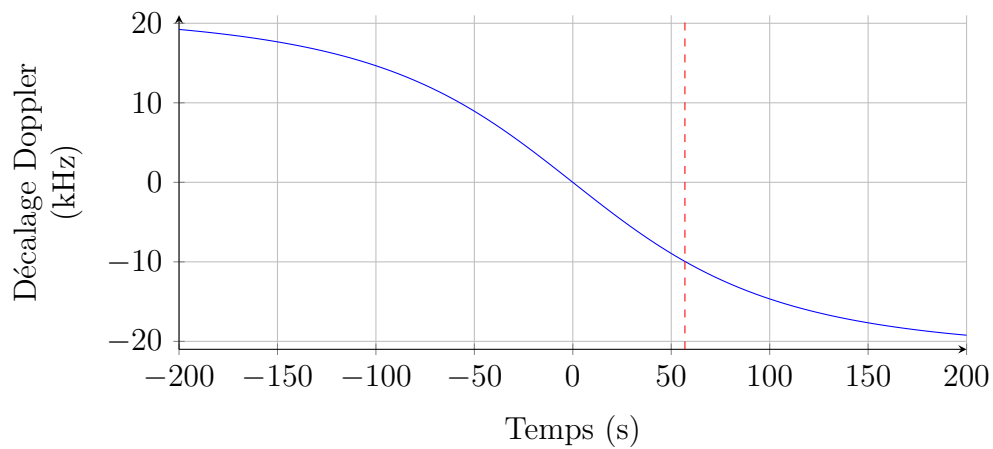


FIGURE A.1 – Décalage Doppler.

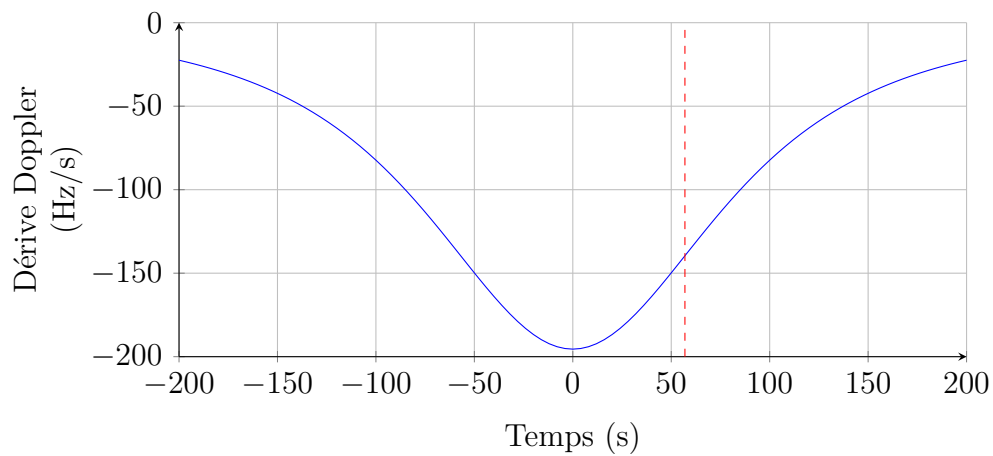


FIGURE A.2 – Dérive Doppler.

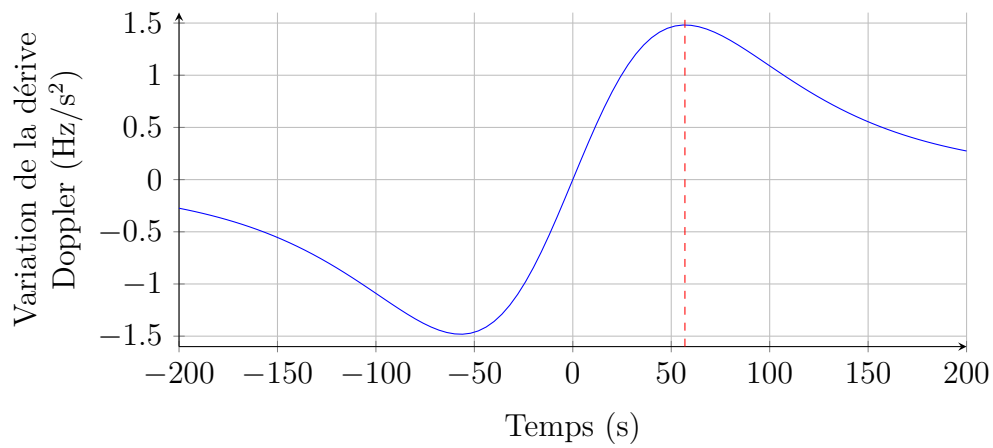


FIGURE A.3 – Variation de la dérive.

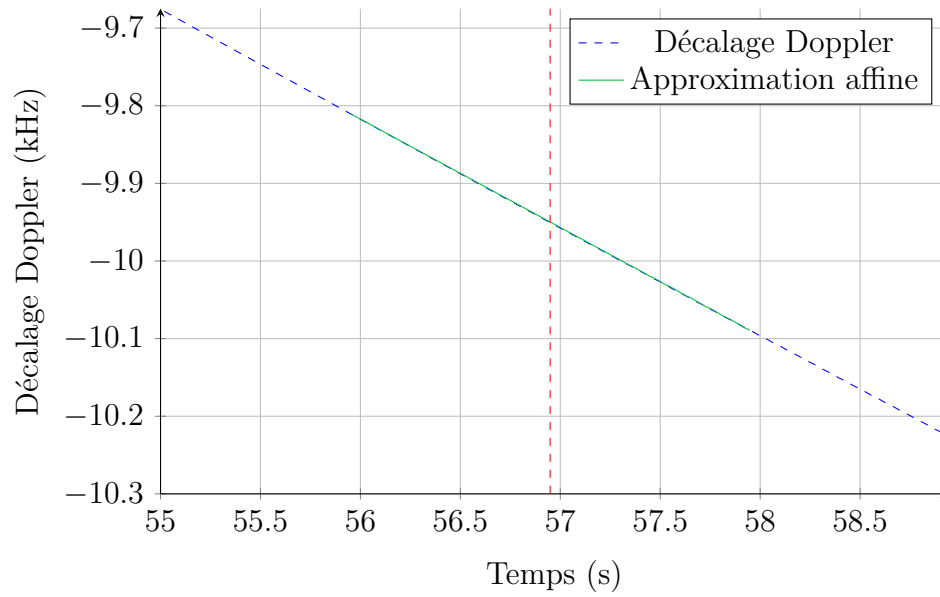


FIGURE A.4 – Décalage Doppler, zoom autour du maximum de la dérive seconde.

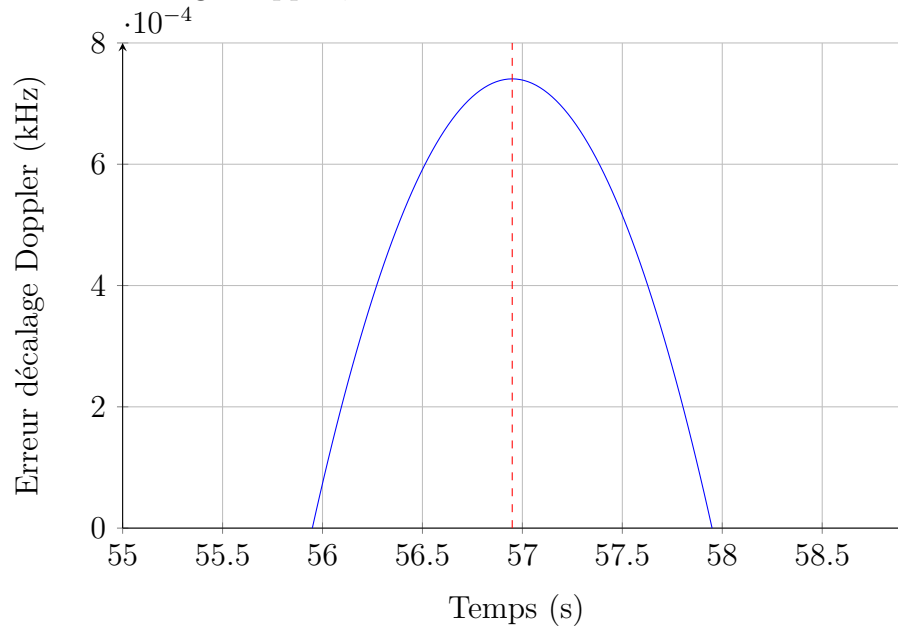


FIGURE A.5 – Erreur entre le décalage Doppler et son approximation affine.

Annexe B

Lien entre taux d'erreur binaire et rapport signal à bruit

Prise en compte de l'interférence intersymbole

Dans cette section on cherche à déterminer la fonction Γ_{TEB} , liant le rapport signal à bruit au taux d'erreur binaire (TEB).

Dans le cas général, pour déterminer le taux d'erreur binaire d'une modulation QPSK ou BPSK, on utilise la fonction erfc , la fonction complémentaire à la fonction erreur liée à la fonction de répartition de la loi normale. Cette fonction erreur complémentaire s'écrit :

$$\text{erfc}(x) = 1 - \frac{1}{\sqrt{\pi}} \int_{-x}^x \exp\left(-\frac{u^2}{2}\right) du \quad (\text{B.1})$$

Si on suppose que la chaîne de transmission vérifie le critère de Nyquist, il n'y a pas d'interférence intersymbole. Le taux d'erreur binaire est égal à la probabilité qu'un symbole reçu plus le bruit thermique soit « du mauvais côté » du seuil de décision. Cette probabilité est également notée Γ_{TEB} par abus de notation. Par symétrie, on exprime cette probabilité en fonction de l'énergie du symbole reçu E_b et de la puissance du bruit N_0 :

$$\Gamma_{\text{TEB}}\left(\frac{E_b}{N_0}\right) = \frac{1}{2} \text{erfc}\left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}}\right) \quad (\text{B.2})$$

La structure de la trame LTE, notamment la structure des slots, a été présentée au chapitre 3. La présence d'un intervalle de garde, comme représenté sur la figure 2.4 implique la présence d'interférence intersymbole (ISI, de l'anglais *Intersymbol Interference*). En effet, le filtre en racine de cosinus surélevé ne pourra pas respecter le critère de Nyquist, car les symboles ne sont pas espacés régulièrement dans le temps.

Il est cependant possible de calculer une approximation du taux d'erreur binaire causé par les ISI en décrivant le symbole reçu, noté r . Notons R la variable aléatoire

décrivant le symbole reçu non bruité. Le k -ème symbole reçu non bruité est la somme du symbole envoyé (reçu avec une certaine amplitude a_k tel que $a_k^2 = E_b$) et de l'interférence intersymbole :

$$r_k = a_k + \text{ISI}(k) \quad (\text{B.3})$$

En notant $\mathbb{E}[\cdot]$ l'espérance mathématique, le taux d'erreur binaire d'un symbole reçu r_k sera alors :

$$\Gamma_{\text{TEB}} \left(\frac{E_b}{N_0} \right) = \frac{1}{2} \mathbb{E} \left[\text{erfc} \left(\frac{r_k}{\sqrt{N_0}} \right) \right] \quad (\text{B.4})$$

Nous allons donc chercher à décrire statistiquement les ISI.

Description des interférences intersymboles

Notons T_{symb} la durée d'un symbole, et T_{garde} la durée de l'intervalle de garde. Ces durées sont définies dans [36211, paragraphe 10.1.5]. Notons que :

$$7 \cdot T_{\text{symb}} + T_{\text{garde}} = 2 \text{ ms} \quad (\text{B.5})$$

Dans notre cas, le filtre utilisé est un filtre en cosinus surélevé. Notons h sa réponse impulsionnelle, définie en fonction d'une durée T_{fil} .

Notons $\Delta_{k,j}$ l'écart temporel entre deux symboles k et j distincts. Pour le symbole k l'interférence intersymbole est :

$$\text{ISI}(k) = \sum_{j \neq k} a_j h(\Delta_{k,j}) \quad (\text{B.6})$$

avec a_j la valeur prise par un symbole j , et en notant $t(j)$ l'instant où le symbole j est envoyé.

Considérons l'ISI des deux symboles $k \pm 1$ sur leur voisin k , c'est-à-dire l'ISI au premier ordre, notée :

$$\text{ISI}_1(k) = a_{k-1} h(\Delta_{k,k-1}) + a_{k+1} h(\Delta_{k,k+1}) \quad (\text{B.7})$$

Dans notre cas d'utilisation, $\Delta_{k,k \pm 1}$ se décrit avec les probabilités suivantes :

$$p(\Delta_{k,k \pm 1} = T) = \begin{cases} 2/7 & \text{si } T = T_{\text{symb}} + T_{\text{garde}} \\ 5/7 & \text{si } T = T_{\text{symb}} \end{cases} \quad (\text{B.8})$$

De plus, la valeur de l'ISI va changer en fonction de la valeur du symbole voisin. Ainsi :

$$p(a_{k \pm 1} = a_k) = p(a_{k \pm 1} = -a_k) = \frac{1}{2} \quad (\text{B.9})$$

Nous venons de détailler le calcul des ISI d'ordre 1. On procède de la même manière pour obtenir ISI d'ordre supérieur : il suffit de dénombrer les cas et de calculer leur probabilité. On obtient la description probabiliste de l'ISI en réalisant le calcul de l'espérance.

Ceci permet de déterminer la valeur de Γ_{TEB} en fonction de celle de E_b/N_0 .

Lien entre rythme symbole et taille des sous-porteuses

Dans le système utilisé, le rythme symbole est de 3,5 kBauds alors que la porteuse est de 3,75 kHz.

Rappelons le lien existant entre la puissance du canal C , la puissance du bruit sur la sous-porteuse considérée N , la bande utilisée B , et le rythme symbole R_c , et le rapport entre l'énergie d'un symbole et la densité spectrale de bruit E_s/N_0 (d'après [MBS09]) :

$$\frac{E_s}{N_0} = \frac{C}{N} \cdot \frac{B}{R_c} \quad (\text{B.10})$$

Dans notre cas, le rapport C/N est le rapport signal à bruit, noté RSB dans le manuscrit. Dans le cas de l'utilisation d'une constellation QPSK, on a alors :

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{\text{RSB}}{2} \cdot \frac{15}{14} \quad (\text{B.11})$$

Ceci permet d'obtenir la valeur de E_b/N_0 en fonction du rapport signal à bruit, et donc de connaître la valeur du taux d'erreur binaire en fonction du rapport signal à bruit RSB, décrit par Γ_{TEB} .

Bibliographie

- [36101] 3GPP TS 36.101, *LTE; User Equipment (UE) radio transmission and reception, v.12.9.0*. 3GPP, oct. 2015.
- [36211] 3GPP TS 36.211, *LTE; Physical channels and modulation, v.12.7.0*. 3GPP, oct. 2015.
- [36212] 3GPP TS 36.212, *LTE; Multiplexing and channel coding v.12.6.0*. 3GPP, oct. 2015.
- [36213] 3GPP TS 36.213, *LTE; Physical layer procedures; v.12.7.0*. 3GPP, oct. 2015.
- [36888] 3GPP. 3GPP TR 36.888, *Study on provision of low-cost Machine-Type Communications (MTC) User Equipments (UEs) based on LTE, v.12.0.0*. Rapp. tech. ETSI, juin 2013.
- [38811] 3GPP TR 38.811, *Study on NR to support non-terrestrial networks*. 3GPP, oct. 2018.
- [3GP16] 3GPP. *Standardization of NB-IOT completed*. Communiqué de presse. 22 juin 2016. URL : http://www.3gpp.org/news-events/3gpp-news/1785-nb_iot_complete.
- [Aba86] T. J. ABATZOGLOU. « Fast Maximum Likelihood Joint Estimation of Frequency and Frequency Rate ». In : *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems* vol. AES-22, n° 6 (nov. 1986), p. 708-715.
- [Abr70] N. ABRAMSON. « The Aloha System: Another Alternative for Computer Communications ». In : *Proceedings of Fall Joint Computer Conference (FJCC)*. 1970, p. 281-285. URL : <http://doi.acm.org/10.1145/1478462.1478502>.
- [AF17a] V. ALMONACID et L. FRANCK. « An asynchronous high-throughput random access protocol for low power wide area networks ». In : *Proceedings of IEEE International Conference on Communications (ICC)*. 2017, p. 1-6.
- [AF17b] V. ALMONACID et L. FRANCK. « Throughput Performance of Time- and Frequency-Asynchronous ALOHA ». In : *Proceedings of 11th International ITG Conference on Systems, Communications and Coding (SCC)*. 2017, p. 1-6.

- [All18] L. ALLIANCE. *Site internet*. 2018. URL : <https://lora-alliance.org/>.
- [Ang15] M. ANGEL. *Airbus embarque Sigfox et Sysmeca dans son projet Mustang*. Usine Digitale, Article de presse en ligne. 2015. URL : <https://www.usine-digitale.fr/article/airbus-embarque-sigfox-et-sysmeca-dans-son-projet-mustang.N315002>.
- [Ant+15] M. ANTEUR, V. DESLANDES, N. THOMAS et A. L. BEYLOT. « Ultra Narrow Band Technique for Low Power Wide Area Communications ». In : *Proceedings of IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM)*. 2015, p. 1-6.
- [Ant+16] M. ANTEUR, V. DESLANDES, N. THOMAS et A. L. BEYLOT. « Modeling and performance analysis of ultra narrow band system for M2M ». In : *Proceedings of 8th Advanced Satellite Multimedia Systems Conference and 14th Signal Processing for Space Communications Workshop (ASMS/SPSC)*. 2016, p. 1-6.
- [Arg16] ARGOS. *Argos-3, The New Generation. Brochure*. Sous la dir. d'A. SYSTEM. 2016. URL : http://www.argos-system.org/wp-content/uploads/2016/08/r286_9_argos3_metop_en.pdf.
- [AS14] M. AREF et A. SIKORA. « Free space range measurements with Semtech Lora x2122 technology ». In : *Proceedings of 2nd International Symposium on Wireless Systems within the Conferences on Intelligent Data Acquisition and Advanced Computing Systems: Technology and Applications (IDAACS-SWS)*. 2014, p. 19-23.
- [Ber07] C. BERROU. *Codes et turbocodes*. Springer, 2007.
- [Ber13] Y. BERNARD. *ARGOS satellite system status & improvements. Colloque*. Sous la dir. de N.-Z. AST 14th MEETING Wellington. 2013. URL : http://www.argo.ucsd.edu/Argos_status_AST14.pdf.
- [Bre+14] M. BREILING, W. ZIA, Y. S. de la FUENTE, V. MIGNONE, D. MILANESIO, Y. FAN et M. GUTA. « LTE backhauling over MEO-satellites ». In : *Proceedings of 7th Advanced Satellite Multimedia Systems Conference and 13th Signal Processing for Space Communications Workshop (ASMS/SPSC)*. 2014, p. 174-181.
- [Bru+05] K. BRUENINGHAUS, D. ASTELY, T. SALZER, S. VISURI, A. ALEXIOU, S. KARGER et G. A. SERAJI. « Link performance models for system level simulations of broadband radio access systems ». In : *Proceedings of IEEE 16th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC)*. Vol. 4. Sept. 2005, p. 2306-2311.
- [BSS13] O. BERNARD, A. SELLER et N. SORNIN. « Émetteur longue portée à faible puissance ». Brev. EP2763321A1. 5 fév. 2013.

- [Bén17] J.-L. BÉNÉDINI. *Airbus Defence and Space en passe de valider une solution pour la couverture mondiale de l'internet des objets*. Entreprise Occitanie, Article de presse en ligne. 2017. URL : <http://www.entreprises-occitanie.com/airbus-defence-and-space-en-passe-de-valider-une-solution-pour-la-couverture-mondiale-de-linternet>.
- [Cas+15] M. CASONI, C. A. GRAZIA, M. KLAPEZ, N. PATRICIELLO, A. AMDITIS et E. SDONGOS. « Integration of satellite and LTE for disaster recovery ». In : *IEEE Communications Magazine* vol. 53, n° 3 (mar. 2015), p. 47-53.
- [Cen+16] M. CENTENARO, L. VANGELISTA, A. ZANELLA et M. ZORZI. « Long-range communications in unlicensed bands: the rising stars in the IoT and smart city scenarios ». In : *IEEE Wireless Communications* vol. 23, n° 5 (oct. 2016), p. 60-67.
- [Cha+12] W. CHAUVET, J. LACAN, C. AMIOT-BAZILE, F. LACOSTE et B. ROS. « Physical layer DVB-SH performance prediction based on mutual information ». In : *International Journal of Satellite Communications and Networking* vol. 30, n° 5 (2012), p. 193-211.
- [Cha17] B. CHAMAILLARD. « Étude des accès à contention asynchrone pour les communications M2M-IoT. Projet de fin d'étude, encadré par M. Dervin (Thales Alenia Space), M. Gineste (Thales Alenia Space) et D. Roque (ISAE-Supaéro) ». Mém. de mast. ISAE-Supaéro, Thales Alenia Space — Mastère Télécommunications et Réseaux pour l'Aéronautique et l'Espace, 2017.
- [Che+16] H. CHELLE, M. CROSNIER, V. DESLANDES, R. DHAOUZ et A. L. BEYLOT. « Modelling discontinuous LEO satellite constellations: impact on the machine-to-machine traffic and performance evaluation ». In : *Proceedings of 8th Advanced Satellite Multimedia Systems Conference and 14th Signal Processing for Space Communications Workshop (ASMS/SPSC)*. Sept. 2016, p. 1-7.
- [Cor18] O. S. CORP. *Page internet du Modem Globalstar STX3 Simplex*. 2018. URL : <https://www.orbitalsatcom.com/globalstar-stx3-simplex-modem> (visité le 16/07/2018).
- [CRD07] E. CASINI, R. DE GAUDENZI et O. del RÍO HERRERO. « Contention Resolution Diversity Slotted ALOHA (CRDSA): An Enhanced Random Access Scheme for Satellite Access Packet Networks ». In : *IEEE Transactions on Wireless Communications* vol. 6, n° 4 (2007), p. 1408-1419.
- [DB18] J.-B. DORÉ et V. BERG. « Turbo-FSK: A 5G NB-IoT Evolution for LEO Satellite Network ». In : *Proceedings of 6th IEEE Global Conference on Signal and Information Processing (GlobalSIP)*. 2018.

- [Des16] V. DESLANDES. « MUSTANG: The Ultimate Integrated System for IoT & M2M Communications ». In : *Proceedings of 7th Advanced Satellite Multimedia Systems Conference and 13th Signal Processing for Space Communications Workshop (ASMS/SPSC)*. 2016, p. 1-6.
- [DG+14] R. DE GAUDENZI, O. del RÍO HERRERO, G. ACAR et E. GARRIDO BARABÉS. « Asynchronous Contention Resolution Diversity ALOHA: Making CRDSA Truly Asynchronous ». In : *IEEE Transactions on Wireless Communications* vol. 13, n° 11 (nov. 2014), p. 6193-6206.
- [DG+16] R. DE GAUDENZI, O. del RÍO HERRERO, G. GALLINARO, S. CIONI et P. D. ARAPOGLOU. « Random Access Schemes for Satellite Networks: from VSAT to M2M-A Survey ». In : *International Journal of Satellite Communications and Networking* (2016).
- [Dod03] S. DODSON. *The internet of things*. Article de presse en ligne. 2003. URL : <https://www.theguardian.com/technology/2003/oct/09/shopping.newmedia> (visité le 14/12/2018).
- [Eng+04] P. ENGE, D. AKOS, J. DO, J. B. SIMONEAU, L. W. PEARSON, V. SEETHARAM et A. J. ORIA. *Measurements of Man-Made Spectrum Noise Floor*. Rapp. tech. NASA Glenn Research Center, 1^{er} oct. 2004. URL : <http://hdl.handle.net/2060/20050041714> (visité le 14/12/2018).
- [Fer+17] A. FERRAN, X. VILAJOSANA, P. TUSET-PEIRO, B. MARTINEZ, J. MELIÀ-SEGUÍ et T. WATTEYNE. « Understanding the Limits of LoRaWAN ». In : *IEEE Communications Magazine*. (2017).
- [Fla98] P. FLANDRIN. *Time-frequency/time-scale analysis*. Vol. 10. Academic press, 1998.
- [Gar18] K. GARVIN. *Ingenu Refines Market Strategy to Focus on Enhanced RPMA Technology Development and IoT Platform as a Service Solution*. Ingenu, Communiqué de presse. 2018. URL : <https://www.ingenu.com/2018/03/ingenu-refines-market-strategy-to-focus-on-enhanced-rpma-technology-development-and-iot-platform-as-a-service-solution/> (visité le 14/12/2018).
- [Gil18] GILAT. *Site internet*. 2018. URL : <https://www.gilat.com/solution/small-cell-over-satellite/> (visité le 16/07/2018).
- [GM16] C. GOURSAUD et Y. MO. « Random unslotted time-frequency ALOHA: Theory and application to IoT UNB networks ». In : *Proceedings of 23rd International Conference on Telecommunications (ICT)*. Mai 2016, p. 1-5.
- [GSM18] GSMA. *Carte de déploiement des réseaux NB-IoT*. 2018. URL : <https://www.gsma.com/iot/deployment-map/#deployments> (visité le 14/12/2018).

- [Gui+17] A. GUIDOTTI, A. VANELLI-CORALLI, M. CAUS, J. BAS, G. COLAVOLPE, T. FOGGI, S. CIONI, A. MODENINI et D. TARCHI. « Satellite-enabled LTE systems in LEO constellations ». In : *Proceedings of IEEE International Conference on Communications Workshops (ICC)*. Mai 2017, p. 876-881.
- [HB05] J. HU et N. C. BEAULIEU. « Accurate simple closed-form approximations to Rayleigh sum distributions and densities ». In : *IEEE Communications Letters* vol. 9, n° 2 (fév. 2005), p. 109-111.
- [Ilc11] S. D. ILCEV. « Orbcomm space segment for mobile satellite system (MSS) ». In : *Proceedings of 2011 10th International Conference on Telecommunication in Modern Satellite Cable and Broadcasting Services (TEL-SIKS)*. Vol. 2. 2011, p. 689-692.
- [Ing15] INGENU. *RPMA Technology for the Internet of Things. Livre blanc*. 2015. URL : https://theinternetofthings.report/Resources/Whitepapers/4cbc5e5e-6ef8-4455-b8cd-f6e3888624cb_RPMA%20Technology.pdf (visité le 17/07/2018).
- [Inm13] INMARSAT. *Inmarsat and ORBCOMM to form strategic alliance to collaborate on M2M opportunities*. Inmarsat, Communiqué de presse. 2013. URL : <https://www.inmarsat.com/press-release/inmarsat-and-orbcomm-to-form-strategic-alliance-to-collaborate-on-m2m-opportunities/> (visité le 14/12/2018).
- [Inm16] INMARSAT. *Inmarsat joins the LoRa Alliance*. Inmarsat, Communiqué de presse. 2016. URL : <https://www.inmarsat.com/news/inmarsat-joins-lora-alliance/> (visité le 14/12/2018).
- [Itu] *Recommendation ITU-T Y.4000/Y.2060*. Juin 2012.
- [Kah54] L. R. KAHN. « Correspondence – Ratio Squarer ». In : *Proceedings of the IRE* vol. 42, n° 11 (1954), p. 1698-1704.
- [Lau+17a] M. LAURIDSEN, H. NGUYEN, B. VEJLGAARD, I. Z. KOVACS, P. MOGENSEN et M. SORENSEN. « Coverage Comparison of GPRS, NB-IoT, LoRa, and SigFox in a 7800 km² Area ». In : *Proceedings of IEEE 85th Vehicular Technology Conference (VTC Spring)*. Juin 2017, p. 1-5.
- [Lau+17b] M. LAURIDSEN, B. VEJLGAARD, I. Z. KOVACS, H. NGUYEN et P. MOGENSEN. « Interference Measurements in the European 868 MHz ISM Band with Focus on LoRa and SigFox ». In : *Proceedings of IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC)*. Mar. 2017, p. 1-6.
- [Li+17] Z. LI, S. ZOZOR, J. M. DROSSIER, N. VARSIER et Q. LAMPIN. « 2D time-frequency interference modelling using stochastic geometry for performance evaluation in Low-Power Wide-Area Networks ». In : *Proceedings of IEEE International Conference on Communications (ICC)*. Mai 2017, p. 1-7.

- [Lo99] T. K. Y. LO. « Maximum ratio transmission ». In : *IEEE Transactions on Communications* vol. 47, n° 10 (oct. 1999), p. 1458-1461.
- [Lou15] C.-Y. LOU. « An Analytical Packet Error Rate Prediction for Punctured Convolutional Codes and an Application to CRC Code Design ». Thèse de doct. University of California, Los Angeles, 2015.
- [MBS09] G. MARAL, M. BOUSQUET et Z. SUN. *Satellite Communications Systems: Systems, Techniques and Technology*. Wiley Series in Communication and Distributed Systems. Wiley, 2009.
- [Men97] U. MENGALI. *Synchronization Techniques for Digital Receivers*. Springer US, 1997.
- [MLG06] H. G. MYUNG, J. LIM et D. J. GOODMAN. « Single carrier FDMA for uplink wireless transmission ». In : *IEEE Vehicular Technology Magazine* vol. 1, n° 3 (sept. 2006), p. 30-38.
- [MM98] M. MORELLI et U. MENGALI. « Feedforward frequency estimation for PSK: A tutorial review ». In : *European Transactions on Telecommunications* vol. 9, n° 2 (1998), p. 103-116.
- [Mor02] M. MORELLI. « Doppler-rate estimation for burst digital transmission ». In : *IEEE Transactions on Communications* vol. 50, n° 5 (mai 2002), p. 707-710.
- [MT18] I. MICROWAVE TELEMETRY. *Liste des prix des terminaux Argos/GPS (Solar Argos/GPS PTT Price List)*. Page inaccessible depuis sept. 2018 (Version archivée). 2018. URL : <http://goo.gl/X1TaE8> (visité le 14/12/2018).
- [NGK16] K. E. NOLAN, W. GUIBENE et M. Y. KELLY. « An evaluation of low power wide area network technologies for the Internet of Things ». In : *Proceedings of 12th International Wireless Communications and Mobile Computing Conference (IWCMC)*. IEEE. 2016, p. 439-444.
- [PMM18] A. PALAIOS, V. M. MITEVA et P. MÄHÖNEN. « Contemporary Study of Radio Noise Characteristics in Diverse Environments ». In : *IEEE Access* vol. 6, (2018), p. 25621-25631.
- [Pra+99] S. R. PRATT, R. A. RAINES, C. E. J. FOSSA et M. A. TEMPLE. « An operational and performance overview of the IRIDIUM low earth orbit satellite system ». In : *IEEE Communications Surveys* vol. 2, n° 2 (1999), p. 2-10.
- [Pri93] F. D. PRISCOLI. « Network aspects relevant to the integration between the GSM network and a satellite system ». In : *Proceedings of IEEE 2nd International Conference on Universal Personal Communications*. Vol. 1. Oct. 1993, p. 339-343.

-
- [Qu+17] Z. QU, G. ZHANG, H. CAO et J. XIE. « LEO Satellite Constellation for Internet of Things ». In : *IEEE Access* vol. 5, (2017), p. 18391-18401.
 - [Rat+16a] R. RATASUK, N. MANGALVEDHE, J. KAIKKONEN et M. ROBERT. « Data Channel Design and Performance for LTE Narrowband IoT ». In : *Proceedings of IEEE 84th Vehicular Technology Conference (VTC Fall)*. Sept. 2016, p. 1-5.
 - [Rat+16b] R. RATASUK, B. VEJLGAARD, N. MANGALVEDHE et A. GHOSH. « NB-IoT system for M2M communication ». In : *Proceedings of IEEE Wireless Communications and Networking Conference*. Avr. 2016, p. 1-5.
 - [RHDG12] O. del RÍO HERRERO et R. DE GAUDENZI. « High Efficiency Satellite Multiple Access Scheme for Machine-to-Machine Communications ». In : *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems* vol. 48, (oct. 2012), p. 2961-2989.
 - [RKS17] U. RAZA, P. KULKARNI et M. SOORIYABANDARA. « Low Power Wide Area Networks: An Overview ». In : *IEEE Communications Surveys Tutorials* vol. 19, n° 2 (2017), p. 855-873.
 - [Rot+15] Y. ROTH, J.-B. DORÉ, L. ROS et V. BERG. « Turbo-FSK: A new uplink scheme for low power wide area networks ». In : *Proceedings of IEEE 16th International Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications (SPAWC)*. 2015, p. 81-85.
 - [Rot+16] Y. ROTH, J.-B. DORÉ, L. ROS et V. BERG. « A Comparison of Physical Layers for Low Power Wide Area Networks ». In : *Proceedings of Cognitive Radio Oriented Wireless Networks*. 2016, p. 261-272.
 - [Rot18] Y. ROTH. « The Physical Layer for Low Power Wide Area Networks: A Study of Combined Modulation and Coding Associated with an Iterative Receiver ». Thèse de doct. Communauté Université Grenoble Alpes, 1^{er} déc. 2018.
 - [SA+18] M. SADEK ALI, Y. LI, M. KHALID HOSSAIN JEWEL, O. FAMORIJI et F. LIN. « Channel Estimation and Peak-to-Average Power Ratio Analysis of Narrowband Internet of Things Uplink Systems ». In : *Wireless Communications and Mobile Computing* vol. 2018, n° 2570165 (juil. 2018), p. 1-15.
 - [Sak+90] T. SAKAI, K. KOBAYASHI, S. KUBOTA, M. MORIKURA et S. KATO. « Soft-decision Viterbi decoding with diversity combining [mobile satellite communications] ». In : *Proceedings of IEEE Global Telecommunications Conference (GLOBECOM)*. Vol. 2. Déc. 1990, p. 1127-1131.
 - [Sat18a] SATPHONESTORE. *Page internet du Modem Satellite SkyWave OG2-M*. 2018. URL : <http://www.satphonestore.com/application-browsing/tracking/asset-tracking-satellite/skywave-og2-m-satellite-modem.html> (visité le 16/07/2018).

- [Sat18b] SATPHONESTORE. *Page internet du transmetteur bidirectionnel Iridium 9603*. 18 juil. 2018. URL : <http://www.satphonestore.com/tech-browsing/iridium-nav/iridium-sbd/iridium-9603-two-way-satellite-data-transceiver.html> (visité le 16/07/2018).
- [Sig18] SIGFOX. *Site internet*. 2018. URL : <http://www.sigfox.fr> (visité le 16/07/2018).
- [Siy+13] L. SIYANG, Q. FEI, G. ZHEN, Z. YUAN et H. YIZHOU. « LTE-satellite: Chinese proposal for satellite component of IMT-Advanced system ». In : *China Communications* vol. 10, n° 10 (oct. 2013), p. 47-64.
- [Tel18] T. TELKAMP. *Conférence « LoRaWAN from Space », Lacuna Space. Chaîne Youtube The Things Network*. 2018. URL : <https://www.youtube.com/watch?v=vMHejtQEzf4> (visité le 14/12/2018).
- [TYW12] L. TIAN, C. YIFEI et J. WEI. « An algorithm for Doppler shift and Doppler rate estimation based on pilot symbols ». In : *Proceedings of 2nd International Conference on Consumer Electronics, Communications and Networks (CECNet)*. IEEE. 2012, p. 1626-1629.
- [Uni17] UNIDATA. *Satellite Airtime Pricing Models*. 2017. URL : <https://www.unidata.com.au/support/technical-white-papers/satellite-airtime-pricing-models/> (visité le 14/12/2018).
- [Vej+17] B. VEJLGAARD, M. LAURIDSEN, H. NGUYEN, I. KOVÁCS, P. MOGENSEN et M. SØRENSEN. « Coverage and Capacity Analysis of Sigfox, LoRa, GPRS, and NB-IoT ». In : *Proceedings of IEEE 85th Vehicular Technology Conference (VTC Spring)*. 2017, p. 4-7.
- [VT04] H. L. VAN TREES. *Detection, estimation, and modulation theory*. John Wiley & Sons, 2004.
- [WJJ18] F. WUNSCH, H. JAEKEL et F. K. JONDRALE. « A Low-Complexity Air Interface with Transmit Diversity for Low Power Wide Area Networks ». In : *Proceedings of IEEE 87th Vehicular Technology Conference (VTC Spring)*. IEEE. 2018, p. 1-5.
- [Zid+14] K. ZIDANE, J. LACAN, M.-L. BOUCHERET et C. POULLIAT. « Improved channel estimation for interference cancellation in random access methods for satellite communications ». In : *Proceedings of 2014 7th Advanced Satellite Multimedia Systems Conference and the 13th Signal Processing for Space Communications Workshop (ASMS/SPSC)*. 2014, p. 73-77.
- [Zid+15] K. ZIDANE, J. LACAN, M. BOUCHERET, C. POULLIAT, M. GINESTE, D. ROQUES, C. BES et A. DERAMECOURT. « Effect of Residual Channel Estimation Errors in Random Access Methods for Satellite Communications ». In : *Proceedings of Proc. IEEE 81st Vehicular Technology Conf. (VTC Spring)*. Mai 2015, p. 1-5.