

Université du Québec  
Institut National de la Recherche Scientifique  
Centre Énergie Matériaux Télécommunications

**Conception et simulation d'une liaison de télécommunication sécurisée en  
utilisant une technique à spectre étalé pour les applications 5G**

Par  
Marzie Tabatabaefar

Mémoire présentée pour l'obtention du grade de  
Maître ès sciences (M.Sc.)  
en télécommunications

**Jury d'évaluation**

Président du jury et  
examineur interne

Prof. Tarek Djerafi  
INRS – Énergie, Matériaux  
et Télécommunications

Examineur externe

Dr. Sam Karimian-Azari  
Senior Algorithm Developer  
BlackBerry QNX

Directeur de recherche

Prof. Serioja Ovidiu Tatu  
INRS–Énergie, Matériaux  
et Télécommunications

## Résumé

Les paramètres de performance de 5G répondent à tous les besoins actuels en matière de communication mobile. Une structure intéressante, pour la communication dans la bande des ondes millimétriques, est le système à six ports qui repose sur la technologie multi-ports. Un récepteur à six ports a été fabriqué dans le laboratoire *RF* de l'*INRS-EMT* à des fins de mesure et de recherche.

Dans ce mémoire, On a abordé les limites du récepteur à six-ports et on a conçu un système de télécommunication sécurisé robuste, basé sur un spectre étalé, qu'on peut utiliser pour différentes applications. Notre liaison en bande de base proposée peut détecter et compenser le décalage Doppler dans le signal reçu, tout en assurant la confidentialité des communications.

On a simulé deux liaisons DSSS différentes en MATLAB, pour transmettre 5 Mbps et 350 Mbps de données, avec les facteurs de séquence (chip factors) de 2047, respectivement de 31. Le décalage Doppler compensé dans les conceptions proposées avec un gain de traitement de 33 dB et 15 dB est de 11 kHz et 8 kHz, respectivement. Ces modèles présentent aussi des améliorations au niveau du signal détectable minimal. Pour une liaison ordinaire avec les mêmes émetteur et récepteur, le signal détectable minimum est d'environ -44 dBm, tandis que le signal détectable minimum dans les conceptions avec gains de traitement de 33 dB et 15 dB est respectivement de -76 dBm et -58 dBm.

Mots-clé : 5G, Six-port, ondes millimétriques, spectre étalé, Doppler

## Abstract

The performance parameters of 5G answer all the current needs for mobile communication. An interesting structure, for communication in the millimeter-wave band, is six-port which is based on multi-port technology. A six-port receiver has been fabricated in *RF laboratory of INRS-EMT* for measurement and research purposes.

In this thesis, we have addressed the limitations of the six-port receiver and designed a robust secure telecommunication system, based on spread spectrum, that can be used in different applications. Our proposed baseband link can find and compensate the Doppler shift in the received signal, as well as providing privacy in the communication.

Two different direct sequence spread spectrum links are simulated in MATLAB to send 5 Mbps and 350 Mbps of data, with the chip factors of 2047 and 31 respectively. The compensated Doppler shift in the proposed designs with the processing gain of 33 dB and 15 dB is 11 kHz and 8 kHz, respectively. These designs have also made improvement in the minimum detectable signal. For a regular link with the same transmitter and receiver, the minimum detectable signal is around -44 dBm while the minimum detectable signal in the designs with 33 dB and 15 dB processing gains is -76 dBm and -58 dBm, respectively.

Key words: 5G, Six-port, Millimeter-wave, Spread spectrum, Doppler

# TABLE DES MATIÈRES

LISTE DES FIGURES .....	v
LISTE DES TABLEAUX.....	ix
LISTE DES ÉQUATIONS .....	x
1 INTRODUCTION.....	1
1.1 Cas d'utilisation des systèmes 5G.....	2
1.2 Motivation de la recherche.....	3
1.3 Notre contribution.....	7
1.4 La liaison sécurisée proposée.....	8
1.5 Présentation du memoire.....	10
2 CONTEXTE .....	11
2.1 La technologie des communications à étalement de spectre .....	11
2.1.1 Définition du code de pseudo-bruit.....	13
2.1.2 Présentation générale d'un système DSSS .....	14
2.2 Modulation.....	16
2.3 Logiciels et outils.....	18
3 DESCRIPTION DE LA SIMULATION.....	19
3.1 Émetteur DSSS .....	20
3.1.1 Signaux de commande .....	20
3.1.1.1 BlockSync.....	21
3.1.1.2 FrameSync.....	21
3.1.1.3 Pilot-Blk.....	21
3.1.2 Preamble .....	21
3.1.3 Modulation QPSK.....	22
3.1.4 Épandeur .....	23

3.1.5	Filtre de mise en forme d'impulsions .....	24
3.1.6	Sortie TX.....	26
3.2	Canal .....	28
3.2.1	Rapport signal/bruit moyen (RSB) .....	28
3.2.2	Niveau de bruit.....	28
3.2.3	Effets Doppler.....	30
3.3	Récepteur .....	30
3.3.1	Filtre adapté à la puce .....	32
3.3.2	Désétaleur .....	33
3.3.3	Générateur PN.....	33
3.3.4	Acquisition du PN.....	35
3.3.5	Suivi de PN .....	38
3.3.6	Récupération du temps.....	39
3.3.7	Récupération de la porteuse .....	40
3.3.7.1	Récupération de fréquence .....	40
3.3.7.2	Récupération de phase .....	41
3.3.7.2.1	Récupération de phase .....	41
3.3.7.2.2	Correction du quadrant .....	42
3.3.8	Démodulation QPSK .....	44
3.3.9	Data-Frame-Recovery.....	44
3.3.9.1	Corrélateur .....	45
3.3.9.2	Contrôleur.....	46
4	RÉSULTATS ET CONCLUSION .....	47
4.1	Résultats.....	48
4.1.1	Modèle avec gain de traitement 33 dB .....	48

4.1.1.1	Émetteur.....	49
4.1.1.2	Paramètres du canal.....	52
4.1.1.3	Récepteur.....	54
4.1.2	Modèle avec gain de traitement 15 dB.....	60
4.1.2.1	Émetteur.....	61
4.1.2.2	Canal.....	63
4.1.2.3	Récepteur.....	64
4.1.3	Comparison.....	69
4.1.3.1	MDS.....	70
4.1.3.2	Distance entre le récepteur et l'émetteur.....	71
4.1.3.3	Le décalage Doppler.....	72
4.1.3.4	Sécurité.....	73
4.2	Conclusion.....	73
4.3	Travaux futurs.....	76
5	BIBLIOGRAPHIE.....	77

## LISTE DES FIGURES

Figure 1: Le schéma de principe du récepteur à six ports [11].....	4
Figure 2: Module frontal à ondes millimétriques (bande V) .....	4
Figure 3: Puissance de sortie du six ports fabriqué avec des échantillons de puissances d'entrée [12].....	6
Figure 4 : La constellation de signaux en bande de base mesurée avec effet Doppler [13]. .....	7
Figure 5: Message de données binaires transmis à l'aide de DSSS .....	12
Figure 6: Signal à spectre étalé comparé au signal à bande étroite [18].....	12
Figure 7: Le registre à décalage pour générateur de PN.....	14
Figure 8: L'émetteur binaire DSSS .....	15
Figure 9: BER pour différents rapports signal/ bruit (SNR) à différentes modulations [24]. .....	17
Figure 10: Les symboles dans la modulation QPSK. ....	17
Figure 11: La constellation de QPSK. ....	18
Figure 12: Vue générale de la partie émetteur dans l'environnement Simulink. ....	20
Figure 13: La séquence du préambule dans le dessin ou modèle. ....	22
Figure 14: La constellation QPSK .....	23
Figure 15: Système d'épandage dans l'environnement Simulink.....	23
Figure 16: Une séquence PN de longueur (a) 31 et (b) 2047.....	24
Figure 17: Réponse de magnitude du filtre RRC.....	25
Figure 18: Réponse impulsionnelle du filtre RRC.....	26
Figure 19: Le spectre du signal de sortie de l'émetteur dans l'environnement Simulink, (a) avec un gain de traitement (PG pour 'processing gain') de 33 dB, and (b) avec un gain de traitement de 15 dB.....	27
Figure 20: Modèle simple pour le canal. ....	28

Figure 21: Les blocs dans le récepteur.....	31
Figure 22: Structure du filtre adapté RRC.....	32
Figure 23: Réponse en amplitude du filtre RRC.....	32
Figure 24: Le fonctionnement du désétaleur. ....	33
Figure 25: Bloc générateur PN .....	34
Figure 26: l'adresse-Générateur dans l'unité de générateur PN. ....	34
Figure 27: Système d'acquisition série typique pour la recherche série à séquence directe. ....	36
Figure 28: La structure de l'acquisition de PN.....	37
Figure 29: La procédure de multiplication en parallèle. ....	37
Figure 30: La matrice dans l'unité d'acquisition PN. ....	38
Figure 31: Structure de l'unité PN-Tracking.....	39
Figure 32: La structure de l'unité de récupération des fréquences.....	40
Figure 33: Rotation de la phase à $\pi / 4$ dans Phase-Recovery. ....	42
Figure 34: Le schéma fonctionnel de l'unité Quadrant – Correction.....	42
Figure 35: L'unité de récupération des données.....	44
Figure 36: Le schéma fonctionnel du corrélateur. ....	45
Figure 37: Constellation du signal, (a) avant modulation, (b) après modulation .....	50
Figure 38: Signal en bande de base avant étalement .....	50
Figure 39: Signal après étalement.....	51
Figure 40: Signal étalé après mise en forme de l'impulsion .....	52
Figure 41: La sortie du canal avec SNR=-15 dBm. ....	53
Figure 42: Constellation de la sortie de canal.....	53
Figure 43: La recherche en série du retard de la puce .....	55
Figure 44: Retard d'acquisition de la puce.....	56

Figure 45: La puissance du symbole avant et après l'acquisition du PN .....	56
Figure 46: La sortie du circuit intégrateur d'erreur dans le PN-Tracking .....	56
Figure 47: Sortie d'intégrateur de récupération de porteuse sans décalage Doppler dans le signal .....	57
Figure 48: Sortie intégrateur de récupération de porteuse avec décalage Doppler 3500 Hz dans le signal .....	58
Figure 49: Sortie intégrateur de récupération de porteuse avec décalage Doppler de 11 kHz dans le signal .....	58
Figure 50: La constellation du signal avant démodulation QPSK avec décalage Doppler 5 kHz	59
Figure 51: La constellation du signal avant démodulation QPSK après compensation Doppler .	59
Figure 52: Constellation de signaux après démodulation QPSK.....	60
Figure 53: Signal en bande de base avant étalement. ....	61
Figure 54: Le signal après épandage.....	62
Figure 55: Le signal étalé après mise en forme de l'impulsion.....	62
Figure 56: La sortie du canal avec SNR=-5 dBm .....	63
Figure 57: La constellation de la sortie de canal.....	63
Figure 58: La recherche en série du retard de la puce .....	64
Figure 59: Retard de la puce lors de l'acquisition.....	65
Figure 60: La puissance du symbole avant et après l'acquisition du PN .....	65
Figure 61: La sortie du circuit intégrateur d'erreur dans le PN-Tracking .....	66
Figure 62: Sortie d'intégrateur de récupération de porteuse sans décalage Doppler dans le signal. ....	67
Figure 63: Sortie intégrateur de récupération de porteuse avec 8 kHz de décalage Doppler .....	67
Figure 64: La constellation de signaux avant démodulation QPSK avec décalage Doppler.....	68

Figure 65: La constellation de signaux avant démodulation QPSK après compensation Doppler ..... 68

Figure 66: La constellation des symboles de sortie du démodulateur QPSK. .... 69

## **LISTE DES TABLEAUX**

Tableau 1: Paramètres de performance suggérés pour les systèmes 5G.....	1
Tableau 2 : Puissance du bruit thermique .....	29
Tableau 3: Les paramètres dans la conception .....	49
Tableau 4: Les paramètres dans la conception .....	60
Tableau 5: Comparaison des caractéristiques de liaison.....	69
Tableau 6: Comparaison entre les fonctionnalités des liaisons conçues.....	73

## LISTE DES ÉQUATIONS

Équation 1 .....	5
Équation 2 .....	5
Équation 3 .....	5
Équation 4 .....	5
Équation 5 .....	13
Équation 6 .....	16
Équation 7 .....	25
Équation 8 .....	28
Équation 9 .....	28
Équation 10 .....	29
Équation 11 .....	30
Équation 12 .....	30
Équation 13 .....	54
Équation 14 .....	54
Équation 15 .....	70
Équation 16 .....	70
Équation 17 .....	71
Équation 18 .....	72
Équation 19 .....	72

## LISTE DES ABRÉVIATIONS ET SYMBOLES

5G	The 5th Generation
AWGN	Additive White Gaussian noise
BER	Bit Error Rate
BPSK	Binary Phase Shift Keying
dB	Decibel
dBm	Decibel-milliwatt
DLL	Delay Locked Loop
DSSS	Direct Sequence Spread Spectrum
FCC	Federal Communications Commission
FHSS	Frequency Hopping Spread Spectrum
FSK	Frequency Shift Keying
FSPL	Free Space Path Loss
FIR	Finite Impulse Response
GaAs	Gallium Arsenide
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
IoT	Internet of Things
ISI	Intersymbol Interference
LNA	Low Noise Amplifier
LO	Local Oscillator
MDS	Minimum Detectable Signal
MHMIC	Miniature Hybrid Microwave Integrated Circuit
NF	Noise Figure
PG	Processing Gain

PLL	Phase Locked Loop
PN	Pseudo-Noise
PSD	Power Spectral Density
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying
RF	Radio Frequency
RRC	Root Raised Cosine
RX	Receive
SNR	Signal to Noise Ratio
SS	Spread Spectrum
THSS	Time Hopping Spread Spectrum
TX	Transmit
XOR	Exclusive OR logic function

# 1 INTRODUCTION

Selon la définition générale, 5G signifie [1] :

*« Les systèmes sans fil de la 5ème génération, abrégés 5G, sont des technologies réseaux sans fil améliorées utilisées à partir de 2018. Les principales technologies comprennent les bandes millimétriques (26, 28, 38, et 60 GHz), qui assurent des performances jusqu'à 20 gigabits par seconde. »*

Cette version de la technologie cellulaire a été conçue afin d'augmenter d'une manière considérable la vitesse de réactivité des réseaux cellulaires. La latence dans cette technologie sera de 1ms ou moins pour les applications en temps réel. Même si les paramètres de performance des systèmes 5G n'ont pas encore été standardisés, les paramètres typiques [2] sont indiqués au Tableau 1.

**Tableau 1: Paramètres de performance suggérés pour les systèmes 5G**

Paramètre	Performance 5G suggérée	Performance IMT avancée
Capacité du réseau	10000 fois la capacité du réseau actuel	liaison descendante de 2.2 et montante de 1.4 (bps/Hz/cellule)
Débit de données de pointe	10 Gbps	liaison descendante de 3 Gbps et montante de 1.5 Gbps
Latence	Moins de 1 ms	10 ms
Efficacité spectrale maximale	2/3/5 x meilleure par rapport à IMT-Advanced	6.75 bps/Hz

En outre, les systèmes 5G offrent des fonctionnalités de gestion du réseau qui permettent aux opérateurs mobiles de créer des réseaux virtuels multiples dans un seul réseau 5G physique; l'internet des objets (IoT) [3] pourrait utiliser cette tranche pour des connexions sûres, destinées seulement aux données.

Outre le spectre micro-onde conventionnel, tel qu'utilisé pour 4G LTE, le système 5G s'appuie sur des fréquences situées dans la bande millimétrique, entre 30 GHz et 300 GHz; En raison de l'affaiblissement du trajet dans cette bande, les ondes ne peuvent circuler que sur des distances courtes et seront transmises par un grand nombre de stations à petites cellules.

## 1.1 Cas d'utilisation des systèmes 5G

Ces dernières années, le nombre des dispositifs mobiles tels que les portables, les tablettes et les montres intelligents a augmenté de manière exponentielle, et, en même temps, on assiste à l'émergence de plus en plus d'applications, comme la lecture vidéo en transit/le téléchargement, les jeux multi-joueurs, qui requièrent une grande bande passante. En outre, l'internet des objets connecte les articles ménagers tels que les réfrigérateurs, les fours, les systèmes de chauffage et même les vêtements, ainsi que les milieux industriels. Dans ce réseau, une petite quantité de données est transférée entre les périphériques. Tel que décrit à la section antérieure, les systèmes 5G devraient permettre la communication de machine à machine (M2M) à un coût très bas et à une fiabilité extrêmement élevée ; on devrait améliorer les performances des réseaux mobiles actuels au niveau de la capacité, du débit de données, de la latence et d'autres aspects liés à la performance.

On peut reconnaître deux cas principaux d'utilisation des systèmes 5G [4].

### 1. Les services mobiles à large bande (MBB)

Les services mobiles à large bande ont été le principal moteur de la 4G et constituent le cas d'utilisation le plus critique de la 5G. Ces services incluent l'accès Internet sans fil via des modems et d'autres appareils mobiles. Aujourd'hui, un grand pourcentage des utilisateurs des MBB demande la lecture vidéo en transit et le téléchargement. Comme les vidéos à résolution supérieure telles que 4K deviennent plus communes, les réseaux 4G ne pourront faire face à un grand nombre d'utilisateurs en même temps. MBB requiert des réseaux à faible latence et de plus grande capacité. Les systèmes 5G seront une solution pour la demande croissante de MBB.

### 2. L'internet des objets (IoT)

Comme indiqué ci-dessus, IoT transmet ses données par un réseau sans requérir l'intervention humaine. D'une part, on a des réseaux adaptables d'un grand nombre de dispositifs à bas prix et à faible puissance, qui requièrent un transfert peu fréquent d'une très petite quantité de données, et qui ne sont pas sensibles aux retards, tels que les réseaux de capteurs sans fil, les maisons intelligentes, les villes intelligentes et etc. D'autre part, dans d'autres applications, on a besoin d'une communication machine à machine extrêmement fiable, à faible latence, comme les véhicules autonomes, la chirurgie à distance et l'automatisation industrielle.

## 1.2 Motivation de la recherche

En télécommunications, la transmission de données à un débit supérieur n'est possible que s'il y a une bande passante plus large qui est accessible. Cette pénurie effective de large bande au niveau global agit comme motivation pour l'exploration du spectre inutilisé de fréquences d'ondes millimétriques pour les futurs réseaux de communication cellulaire à large bande. Cet intérêt croissant de ces dernières années a obligé les organismes de réglementation d'offrir de nouvelles opportunités pour l'utilisation du spectre. FCC a introduit une ouverture d'une largeur de bande de 7 GHz en bande V (57–64 GHz) pour *les liaisons à faible portée non-licenciées* [5] et a mis à disposition une autre largeur de bande de 13 GHz en bande E pour *les liaisons point à point semi-licenciées* [6]. C'est une opportunité pour de nouvelles applications et conceptions, tout en entraînant de nouveaux défis.

La théorie du circuit multi-port, développée dans les années 1970, visait à mesurer avec précision les coefficients de réflexion complexes de dispositifs micr-ondes. Ensuite, elle a eu des applications dans les émetteurs – récepteurs de communication, dans les radars et l'imagerie [7].

Ces vingt dernières années, dans la littérature, on a exploré les récepteurs six-port, basés sur la technologie multi-port. Dans le laboratoire RF de l'INRS-EMT, on a fabriqué des récepteurs six-port à micro-ondes et à ondes millimétriques, aux fins de mesure et de recherche. Essentiellement, un interféromètre six-port est un réseau passif, composé de coupleurs et/ou de diviseurs de puissance, connectés par des lignes de transmission. Sa fréquence d'opération est située dans les bandes micro-ondes ou millimétriques. Il a deux entrées et quatre sorties et il agit comme un récepteur à double canal si les détecteurs de puissance sont connectés aux sorties [8]–[9].

La Figure 1 présente le schéma fonctionnel du front-end pour le convertisseur abaisseur de fréquence en quadrature basé sur l'interféromètre six-port. La section frontale comprend une antenne de réception, un interféromètre six-port, et les détecteurs de puissance afférents. Les détecteurs de puissance délivrent des signaux en quadrature différentiels, mesurant les différences de fréquence, de phase et d'amplitude entre le signal inconnu de l'entrée RF ( $a_o$ ) et le signal de référence ( $a_s$ ) donné par l'OL, comme proposé dès le début de l'interférométrie six-port pour les émetteurs – récepteurs, à fréquences de fonctionnement inférieures [10].

La Figure 2 présente un module frontal à ondes millimétriques (en bande V), basé sur un circuit six-ports, fabriqué à l'aide de la technologie MHCIC sur un substrat céramique mince (permittivité relative de 9.9, épaisseur de 5 mil).

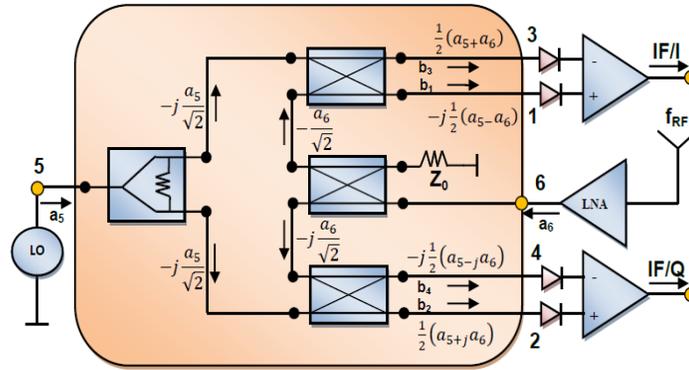


Figure 1: Le schéma de principe du récepteur à six ports [11]

Les ports RF et OL d'entrée sont connectés par deux transitions entre la ligne micro ruban et le guide d'ondes standard WR12 et toutes les quatre sorties du détecteur sont connectées par fils aux connecteurs SMA. Le signal RF entre par le port 6, après avoir été reçu par une antenne cornet en bande V. Le signal de référence de l'oscillateur local (OL) entre par le port 5 par une transition entre la ligne micro ruban et un guide d'ondes rectangulaire (RW) WR12. Les quatre sorties du six-ports sont connectées aux détecteurs de puissance afin de récupérer les signaux de basse fréquence intermédiaire (FI) ou les signaux de bande de base. Pour détecter la puissance, on utilise la diode Schottky GaAs HSCH-9161 en ondes millimétriques fabriquée par Keysight (ex Agilent Technologies), grâce à sa large bande et à sa vitesse élevée [11].

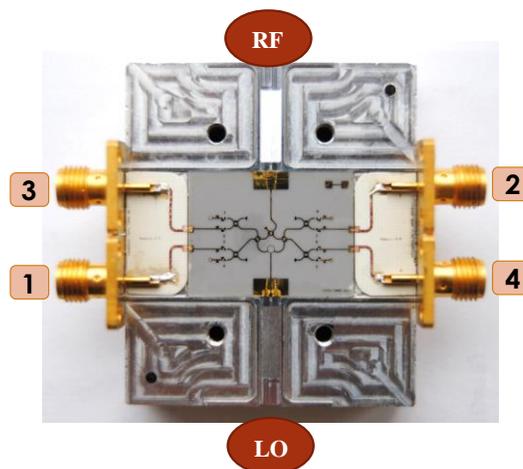


Figure 2: Module frontal à ondes millimétriques (bande V)

Avec la définition des signaux d'entrée de référence et RF sur la Figure 1, l'Équation 1 et l'Équation 2 respectivement, les signaux IF de sortie dans le plan I / Q sont exprimés sous la forme d'Équation 3 et Équation 4:

$$a_5 = a e^{j(\omega_0 t + \varphi_5)} \quad \text{Équation 1}$$

$$a_6(t) = \alpha(t) a e^{j(\omega t + \varphi_6(t))} \quad \text{Équation 2}$$

$$v_{IF}^I(t) = v_3(t) - v_1(t) = \alpha(t) K a^2 \cos[(\omega - \omega_0)t + (\varphi_6(t) - \varphi_5)] \quad \text{Équation 3}$$

$$v_{IF}^Q(t) = v_4(t) - v_2(t) = \alpha(t) K a^2 \sin[(\omega - \omega_0)t + (\varphi_6(t) - \varphi_5)] \quad \text{Équation 4}$$

La valeur constante K est liée à l'efficacité des détecteurs de puissance. Selon les équations antérieures, on peut observer la relation vectorielle (amplitude, fréquence et phase) entre les deux signaux d'entrée. Ce circuit fonctionne comme un convertisseur-abaisseur hétérodyne en quadrature, à basse fréquence intermédiaire ; dans le cas où  $\omega = \omega_0$ , le circuit est un démodulateur direct.

Ce récepteur à six ports présente de grands avantages tels que : faible coût et fabrication facile, faible consommation d'énergie, fonctionnement à large bande et le fait qu'il ne requiert aucun calibrage. Cependant, certaines limitations et exigences sont expliquées dans les paragraphes suivants.

Un récepteur six-port comprend des composants passifs, comme indiqué à la Figure 3. Le facteur de bruit de ce récepteur passif est égal à sa perte, se situant à environ 21 dB, n'étant pas lié au débit de données. Considérant une puissance de -75 dBm pour le bruit thermique, dans une largeur de bande de 7 GHz, le plancher de bruit du système est de -54 dBm.

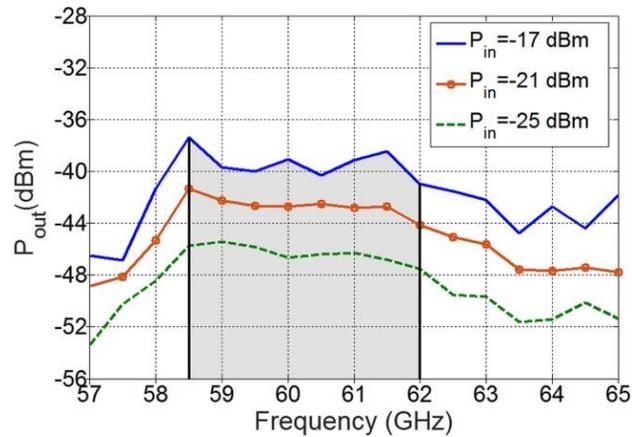


Figure 3: Puissance de sortie du six ports fabriqué avec des échantillons de puissances d'entrée [12].

Même si le fonctionnement à 60 GHz implique une grande perte de propagation en espace libre pour la communication, il est difficile d'avoir un signal de puissance élevée et, pour cette fréquence, les amplificateurs à faible bruit sont coûteux. Ces trois limitations conduisent à des exigences liées à la distance entre l'émetteur et le récepteur.

D'autre part, les communications 5G sont généralement plus susceptibles à avoir une plus grande largeur de bande, ce qui signifie que le bruit blanc affecte le signal davantage. En outre, dans les communications sans fil, les signaux à trajets multiples pourraient avoir un effet destructeur pour le récepteur.

Dans les communications mobiles en 5G fonctionnant à des fréquences d'ondes millimétriques, l'effet de Doppler, qui est une modification de la fréquence ou de la longueur d'onde d'une onde, est considérable. On a effectué une mesure du décalage Doppler dans le laboratoire *RF* d'*INRS-EMT* [13]. La Figure 4 présente la constellation mesurée d'un signal QPSK modulé, ayant un débit de données de 100 kS/s, en présence d'un décalage Doppler de 10 kHz.

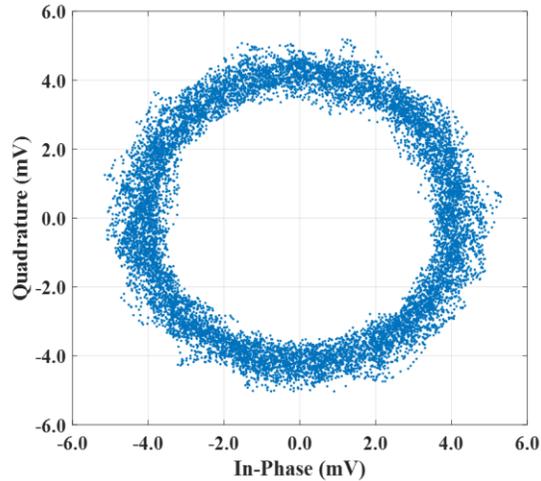


Figure 4 : La constellation de signaux en bande de base mesurée avec effet Doppler [13].

Dans cette mesure effectuée dans *le laboratoire RF d'INRS-EMT*, après la conversion directe de fréquence, la phase des points dans la constellation change linéairement avec le temps, en raison du décalage Doppler ; par conséquent, la constellation des symboles reçus tourne sur un cercle. Toutefois, le récepteur six-port n'a aucun circuit de compensation pour le décalage Doppler, ce qui est un phénomène intrinsèque dans les communications sans fil.

Enfin et surtout, c'est la sécurité des données, particulièrement dans les applications telles que les réseaux IoT. Le concept de sécurité a quelques niveaux, du cryptage des données à la dissimulation de l'entière communication d'un observateur. Toutefois, le six-port n'assure pas une communication sécurisée par soi-même, comme dans le cas de beaucoup d'autres récepteurs.

### 1.3 Notre contribution

Nous nous proposons d'aborder les limitations du récepteur six-port et de concevoir un système de télécommunications robuste et sécurisé qu'on peut utiliser dans différentes applications.

Pour atteindre nos objectifs, on a conçu un système complet, y compris les circuits pour la synchronisation temporelle, la récupération de phase et de fréquence pour le signal de porteuse, et la possibilité de détecter et de compenser le décalage Doppler dans le système.

Afin d'augmenter la distance entre l'émetteur et le récepteur, on a pensé à un système de traitement du signal, qui pourrait fonctionner à une puissance plus faible. En raison du plancher de bruit du

récepteur six-port et du niveau du bruit thermique dans une largeur de bande de 7 GHz, le système devrait pouvoir fonctionner à un rapport signal sur bruit (SNR) plus faible.

La liaison de la bande de base proposée est capable de trouver et de compenser le décalage Doppler dans le signal reçu. Au 3-ème chapitre du mémoire, on fait une description détaillée de cette méthode.

A des fins de sécurité, on a choisi une technique de cacher la communication d'un observateur. Avec la technique utilisée, il n'est pas possible de récupérer les informations sans connaître le système.

On a aussi conçu un circuit d'acquisition PN de type Rake, afin d'améliorer la fiabilité du processus de détection dans le récepteur.

Enfin, on a réalisé une liaison complète, qui est capable de transmettre des données à un haut débit, à 60 GHz, et de traiter le signal dans le récepteur afin d'obtenir les informations, tout en assurant la sécurité et la fiabilité des données.

## 1.4 La liaison sécurisée proposée

Après avoir fait des recherches, on a choisi le spectre étalé à séquence directe, en raison de ses grands avantages, tels que :

- Il fait la meilleure discrimination entre les signaux à trajets multiples, puisque les signaux à différents trajets ont des délais différents. Le trajet le plus puissant s'alignera à la séquence PN du récepteur.
- Le signal étalé résiste mieux aux interférences par rapport à un signal non étalé, puisque seulement l'énergie du signal initial sera amplifiée par désétalement, tandis que les autres signaux seront affaiblis.
- Le bruit thermique ou le signal de brouillage pourrait affecter un signal étalé plus qu'un signal non étalé, puisque dans le dispositif de désétalement, l'énergie du bruit restera basse, tandis que le signal gagne en puissance.
- Cette technique est utilisée dans les applications à haute fiabilité, donc elle est connue dans l'industrie et peut être mise en application pour différents projets.

- Le niveau de puissance d'un signal étalé est inférieur à celui du signal non étalé ; par conséquent, sans avoir connaissance de l'existence d'une communication étalée en fréquence, cette communication est presque cachée et difficile à détecter.  
En outre, même si le signal est détecté, aucun récepteur ne peut en extraire les données, sans connaissant la séquence PN.

Le spectre étalé est une bonne technique d'améliorer la liaison éliminant les interférences, surtout lorsque la largeur de bande du signal n'est pas si importante. Le spectre étalé, avec ses caractéristiques exceptionnelles, a évolué à ce qu'on connaît aujourd'hui comme Wi-Fi, Bluetooth, ZigBee, et des centaines d'autres protocoles moins connus.

Il y a aussi d'autres avantages, tels que la capacité du récepteur DSSS de fonctionner à un SNR plus faible par rapport à un récepteur non-DSSS. Outre tous ces avantages, on a envisagé d'utiliser notre système dans les environnements multi-utilisateurs. Notre modèle nous permet d'avoir plusieurs utilisateurs dans le réseau, définis par différentes séquences PN, à un faible coût.

Dans ce memoire, on a utilisé le spectre étalé pour développer une liaison sécurisée qui peut faire face aux interférences et aux décalages de fréquence Doppler.

On a conçu deux liaisons pour transmettre des données à 5 et à 350 Mbps. Pour ces liaisons, on a choisi les facteurs de copeaux (chip factors) de 2047, respectivement de 31, ce qui signifie qu'on étalera le spectre de 2047, et respectivement de 31 fois. On a aussi conçu un filtre de mise en forme d'impulsions ayant 5 échantillons pour chaque symbole du signal émis.

On a choisi une modulation QPSK en raison de la même probabilité d'erreur ; les deux modulations BPSK et QPSK requièrent un SNR inférieur ( $E_b / N_0$ ) pour la démodulation, par rapport à d'autres techniques de modulation, telles que FSK. D'autre part, en raison du fait que par la modulation QPSK on transmet deux bits de données pour chaque symbole QPSK, on peut l'utiliser pour doubler le débit de données en utilisant la même largeur de bande ou bien de réduire de moitié la largeur de bande pour le même débit de données. Mais pour ce faire amélioration, il faut utiliser un spectre plus complexe de la modulation QPSK que dans le cas de BPSK.

Pour ce qui est du récepteur, on a simulé tous les circuits de synchronisation requis, dans une liaison de télécommunication opérationnelle. Notre modèle peut trouver et compenser la fréquence

de décalage Doppler, aligner la séquence PN avec la précision d'un seul échantillon et modifier la phase du signal afin d'obtenir une démodulation cohérente pour la modulation QPSK.

Enfin, en envoyant un signal étalé à une largeur de bande d'environ 7 GHz, nos récepteurs pourront fonctionner à un SNR de 33 dB et de 15 dB inférieur à celui requis par un récepteur classique. Le circuit de récupération de bit du récepteur est rapide et précis.

Le modèle proposé a été simulé et testé dans l'environnement MATLAB/Simulink.

## **1.5 Présentation du memoire**

Ce memoire est organisée comme suit : le 2<sup>ème</sup> chapitre donne un aperçu du spectre étalé et des modules de base dans une liaison de télécommunication. La description de la simulation, tous les sous-systèmes, et les circuits de synchronisation sont décrits à l'aide des figures et des graphiques au 3<sup>ème</sup> chapitre. Le 4<sup>ème</sup> chapitre présente les résultats de simulation des unités dans les deux liaisons conçues, une comparaison de leurs fonctionnalités et la conclusion.

## 2 CONTEXTE

La première section du rapport donne un bref aperçu des communications à étalement de spectre et de la modulation QPSK

### 2.1 La technologie des communications à étalement de spectre

La technique Spread Spectrum (SS) est largement utilisée dans les applications nécessitant une protection anti-bourrage et une faible probabilité de détection et / ou d'interception [14]–[16]. Cette technologie assure une liaison de communication sécurisée par l'étalement du signal initial sur une largeur de bande plus grande avant la transmission, cela qui signifie que la largeur de bande du signal émis est de plusieurs fois plus large que la largeur de bande des informations initiales. Quelques avantages significatifs de la technique à étalement de spectre sont sa faible probabilité d'interception et de détection, sa résistance au brouillage, au bruit et aux interférences.

La technique SS a quatre méthodes principales, y compris le spectre étalé à séquence directe (DSSS), le spectre étalé à sauts de fréquence (FHSS), le spectre étalé à sauts temporels (THSS) et les techniques hybrides. Un système SS a les caractéristiques suivantes [17] :

1. Le signal émis occupe une largeur de bande de fréquence supérieure à la largeur de bande minimale nécessaire pour transmettre les informations requises.
2. L'étalement du signal de données est réalisé par l'utilisation d'un signal étalé, connu comme un code pseudo-aléatoire ou une séquence binaire de pseudo-bruit.
3. Pour récupérer les informations, le récepteur doit réaliser le désétalement, par une copie synchronisée du code pseudo-bruit.

La méthode la plus commune qui sera utilisée dans notre projet est le spectre étalé à séquence directe (DSSS). Cette méthode est réalisée par la multiplication de la séquence de données binaires et bipolaires transmises, par une séquence binaire et bipolaire du pseudo-bruit (PN) plus longue, impliquant une séquence directe. Une impulsion du code d'étalement à séquence directe est appelée "puce" (chip). Il convient de noter que si la période d'un bit de données est  $T_s$ , la période d'une puce, dans la séquence PN de longueur  $L$ , est  $T_s / L$ . En d'autres termes, le débit de la séquence

PN est L fois supérieur au débit de données. La Figure 5 illustre la multiplication de pseudo-pseudonyme pour un pseudo court ayant une longueur de 7 puces. Une séquence pseudo-aléatoire courte est sélectionnée pour afficher clairement les puces. Toutefois, dans la pratique, des codes pseudonymes plus longs sont utilisés.

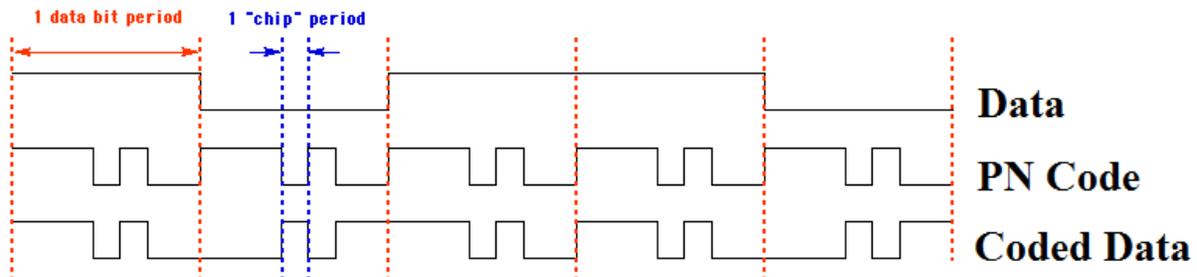


Figure 5: Message de données binaires transmis à l'aide de DSSS

Comme indiqué à la Figure 6, le signal sera étalé sur le spectre des fréquences.

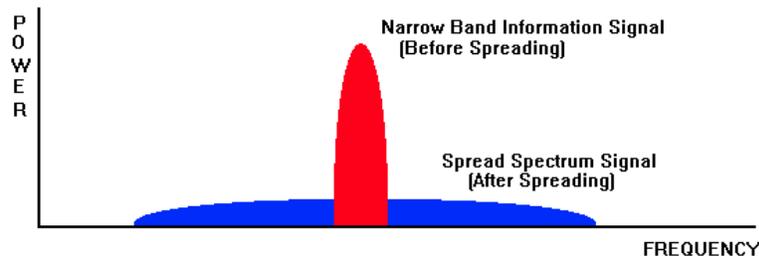


Figure 6: Signal à spectre étalé comparé au signal à bande étroite [18]

Le gain de traitement d'un système à spectre étalé est le rapport entre la largeur de bande étalée (ou RF) et la largeur de bande non étalée (ou bande de base). Dans la figure ci-dessus, ce sera le rapport entre la largeur de la zone bleue et la largeur de la zone rouge. À noter que l'amplitude de la densité spectrale de puissance (Power Spectral Density - PSD) du signal est considérablement réduite et que le signal occupe une largeur de bande supérieure. Le théorème de Shannon sur la capacité [19] offre un tableau clair de la relation entre la largeur de bande et le signal pendant une transmission DSSS.

$$C = B \log_2 \left( 1 + \frac{S}{N} \right)$$

Équation 5

Où  $C$  signifie la capacité du canal en bits/sec,  $B$ , la largeur de bande en Hz,  $S$ , la puissance de signal et  $N$ , la puissance de bruit.

Il est évident que pour augmenter la capacité du canal, le rapport S/N du système doit aussi augmenter. Autrement dit, lorsque la largeur de bande et la puissance de signal sont fixes, dans un canal à bruit blanc gaussien additif (Additive White Gaussian Noise - AWGN), le facteur global de bruit (NF) du système doit être réduit (par exemple en utilisant un amplificateur à faible bruit, non seulement un récepteur passif).

### 2.1.1 Définition du code de pseudo-bruit

La séquence utilisée pour étaler le signal dans le spectre étalé à séquence directe (DSSS) est un code de pseudo-bruit (PN). Un signal aléatoire est imprévisible, et l'on ne peut décrire son comportement et ses variations futures que par les statistiques [17]. Toutefois, un signal pseudo-aléatoire n'est pas vraiment aléatoire ; c'est un signal périodique généré de manière déterministe, ayant de telles propriétés statistiques que, pour un récepteur (ecouteur) non-autorisé, qu'il semble être.

Une séquence est classifiée comme une séquence pseudo-aléatoire si elle a trois propriétés de base. Ces propriétés sont l'équilibre, le palier et la corrélation.

- Un bon équilibre est la propriété d'avoir, au maximum, un « un » binaire de plus que les zéros binaires, pour chaque période de la séquence. Par exemple, la séquence (0 0 0 1 0 0 1 1 0 1 0 1 1 1 1) a sept zéros et huit uns, satisfaisant ainsi la propriété d'équilibre.
- Un palier est définie comme une séquence d'un seul type de chiffres binaires, où l'apparition des chiffres alternatifs dans une séquence démarre une nouvelle course et la longueur du palier est égale au nombre de chiffres. Pour une séquence PN, il est souhaitable qu'environ une moitié des paliers de chaque type ait la longueur 1, environ un quart, la longueur 2, un huitième, la longueur 3 etc.
- La séquence doit avoir une très faible corrélation avec tout décalage cyclique de soi-même; cela signifie que si l'on compare une seule période de la séquence, terme par terme, à tout

décalage cyclique de soi-même, le nombre d'accords diffère du nombre de désaccords par un point au maximum.

La séquence PN est mise en œuvre par l'utilisation d'un registre à décalage, décrit par le paramètre du polynôme générateur. Le polynôme générateur est un polynôme binaire primitif en  $z$ ,  $g_r z^r + g_{r-1} z^{r-1} + g_{r-2} z^{r-2} + \dots + g_0$ , comme indiqué à la Figure 7. Le coefficient  $g_k$  est 1 s'il y a une connexion entre le  $k$ ème registre et l'additionneur. Le premier terme  $g_r$  et le terme constant  $g_0$  du paramètre du polynôme générateur doivent être 1 parce que le polynôme doit être primitif. Un exemple de polynôme peut être décrit comme :  $z^8 + z^2 + 1$  ou  $[1\ 0\ 0\ 0\ 0\ 0\ 1\ 0\ 1]$  ou  $[8\ 2\ 0]$ . Tous représentent le même polynôme,  $p(z) = z^8 + z^2 + 1$ .

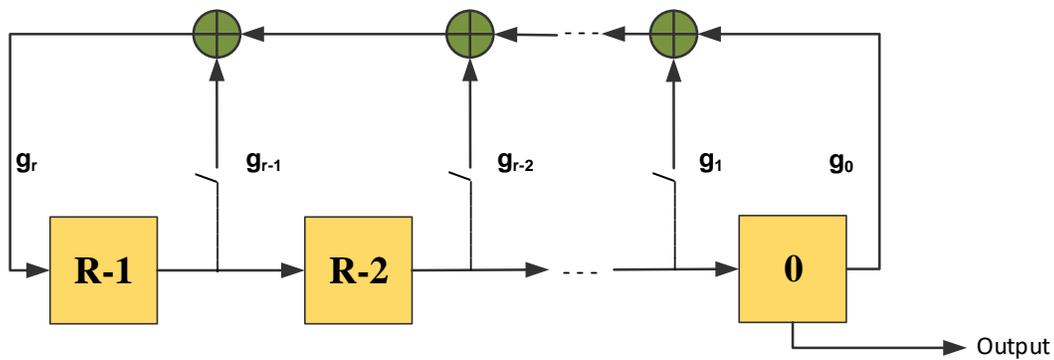


Figure 7: Le registre à décalage pour générateur de PN

Un polynôme générateur de l'ordre  $r$  génère une séquence de la longueur  $2^r - 1$  avec la période  $2^r$ . À noter qu'un polynôme d'ordre supérieur conduit à une séquence PN ayant des propriétés semblables à une séquence aléatoire.

### 2.1.2 Présentation générale d'un système DSSS

Pour récupérer les informations, le signal reçu est désétalé par le récepteur [20]. Cela peut être réalisé par la multiplication du signal reçu au même code de pseudo-bruit (PN) synchronisé généré localement. Toutefois, par la technique DSSS, un léger décalage par rapport au code PN pourrait engendrer une dégradation majeure du message de données.

Lorsque les deux codes PN sont parfaitement alignés, la puissance du signal reçu est amplifiée par un paramètre appelé « gain de traitement » [20]. Le gain de traitement exprime l'efficacité du système à spectre étalé.

Un émetteur DSSS de base est présenté à la Figure 8. Le signal de données est multiplié avec un code de pseudo-bruit (PN). Le signal obtenu de ce processus d'accélération est un signal large bande. Ensuite, le signal étalé est mélangé avec une porteuse, pour que le signal à grande largeur de bande atteigne la fréquence porteuse nécessaire pour une émission hertzienne.

Dans le récepteur DSSS, le signal reçu présente un décalage de phase et une temporisation. Pour récupérer les données initiales, le récepteur abaisse la fréquence du signal d'entrée afin de produire le signal étalé en bande de base. Ensuite, le signal est désétalé en le multipliant à une copie synchronisée du code PN de l'émetteur.

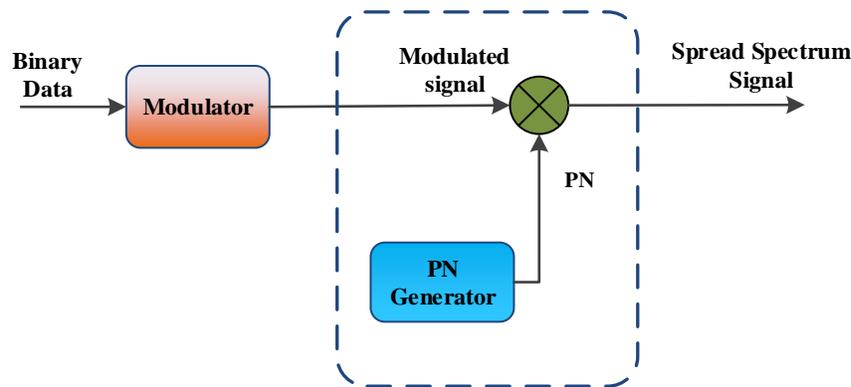


Figure 8: L'émetteur binaire DSSS

En pratique, les signaux reçus et transmis ne sont pas synchronisés et le récepteur doit aligner la référence (le code de désétalement) et le code transmis. Le récepteur cherche ensuite séquentiellement à faire correspondre le préambule stocké avec le code entrant. Ce processus s'appelle « l'acquisition » [21] ;

De nombreux facteurs provoquent un désalignement temporel graduel dans la communication sans fil : tels que le bruit dans le canal, le décalage Doppler dû au mouvement relatif entre l'émetteur et le récepteur, l'effet Multipath et la dérive d'horloge dans l'émetteur et le récepteur. Le récepteur a donc besoin d'un processus de suivi continu pour maintenir l'alignement requis.

## 2.2 Modulation

Généralement, la modulation est le processus de variation d'une ou de plusieurs propriétés d'une forme d'ondes périodiques, le signal de porteuse, avec un signal qui contient des informations à transmettre. On l'utilise pour faciliter le transfert d'informations par un média. Dans les télécommunications, la modulation numérique est utilisée pour transférer un flux de bits numérique par un canal à bande passante analogique ou par une bande de radiofréquence limitée [22].

Comme illustré à l'Équation 6, une onde porteuse a des caractéristiques différentes, l'amplitude ( $A$ ), la fréquence ( $\omega_0$ ), la phase ( $\theta$ ) d'une porteuse RF, ou leur combinaison permettant la transmission du message souhaité par voie aérienne.

$$S(t) = A \cos(\omega_0(t) + \theta(t)) \quad \text{Équation 6}$$

Il y a plusieurs méthodes différentes de moduler une onde porteuse, qui permettent la transmission des messages de données [9]. Dans ce projet, on a utilisé le déplacement de phase en quadrature (Quadrature Phase Shift Keying - QPSK), qui transporte les données en modifiant (modulant) la phase d'un signal de référence, comme méthode de modulation pour transmettre les informations sur le canal.

On a choisi cette modulation en raison du fait que pour la même probabilité d'erreur, les deux modulations BPSK et QPSK requièrent un SNR inférieur ( $E_b / N_0$ ) pour la démodulation, par rapport à d'autres techniques de modulation, telles que FSK [23]. De même, à un certain débit de données, la puissance de signal de ces deux modulations est la même que dans le cas d'autres techniques. La Figure 9 présente une comparaison du taux d'erreur binaire (BER) pour différents rapports signal/ bruit (SNR) à différentes modulations.

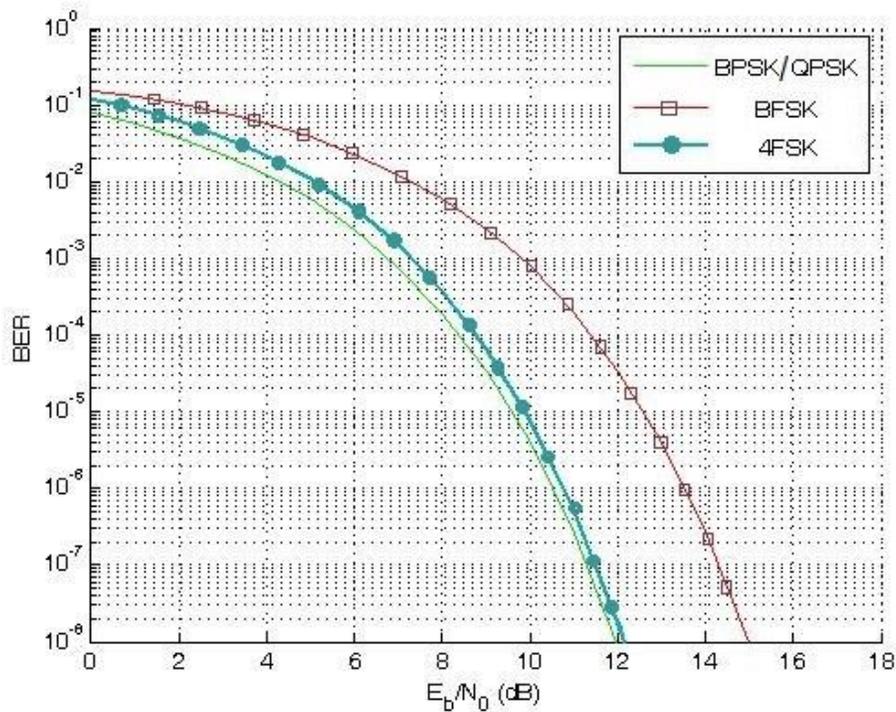


Figure 9: BER pour différents rapports signal/ bruit (SNR) à différentes modulations [24].

D'autre part, en raison du fait que par la modulation QPSK on transmet deux bits de données pour chaque symbole QPSK, on peut l'utiliser pour doubler le débit de données en utilisant la même largeur de bande ou bien de réduire de moitié la largeur de bande pour le même débit de données. La Figure 10 montre les symboles dans la modulation QPSK.

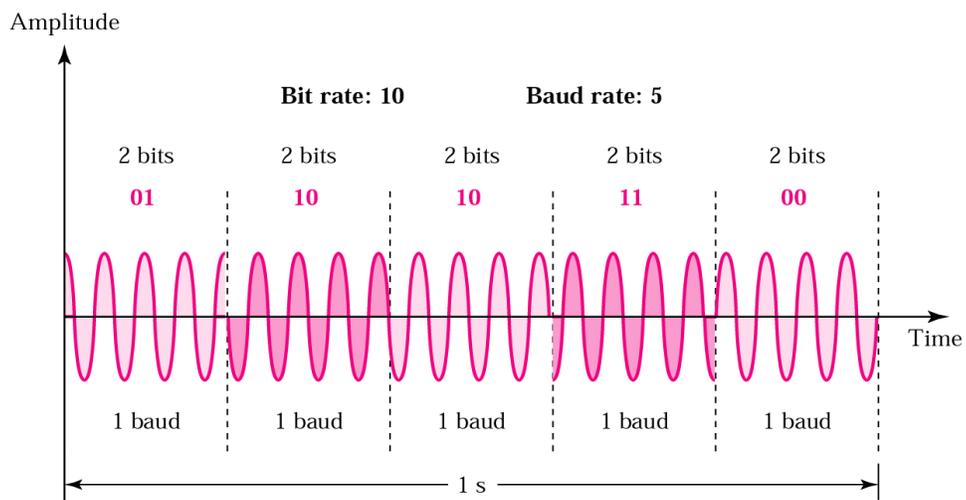


Figure 10: Les symboles dans la modulation QPSK.

Mais pour cette amélioration, il faut utiliser un spectre plus complexe de la modulation QPSK que dans le cas de BPSK. La constellation de QPSK est présentée à la Figure 11.

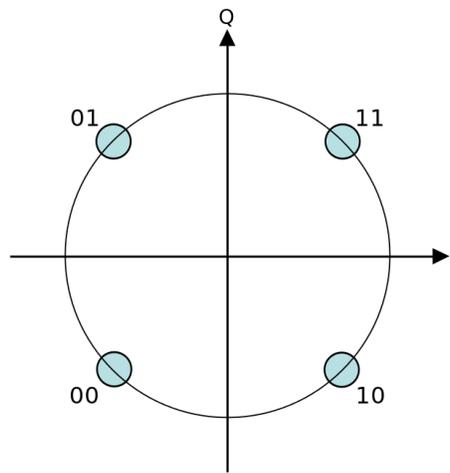


Figure 11: La constellation de QPSK.

### 2.3 Logiciels et outils

Dans ce memoire, on a choisi MATLAB® [25] pour la simulation du modèle. Les outils *Communication System Toolbox* et *DSP System Toolbox* de MATLAB ont été largement utilisés.

### 3 DESCRIPTION DE LA SIMULATION

Le modèle DSSS de ce projet comprend un émetteur DSSS et un récepteur DSSS avec un système d'acquisition de code PN. Notre simulation se fait en bande de base ; toutefois, on a conçu un système de reconstitution de fréquence porteuse afin d'identifier et de compenser la fréquence Doppler. Un paramètre appelé « décalage de fréquence » est défini et l'utilisateur peut attribuer toute fréquence optionnelle en Hz, avant d'exécuter la simulation. Notre circuit de récupération de porteuse conçu compense le décalage de fréquence.

Dans ce memoire, on a testé deux codes PN pour comparer différentes applications ; en 5 Mbps de données et 350 Mbps de débit Dans ces modèles, on a attribué le même nombre d'échantillons et le même facteur de décroissance dans le filtre de sortie de l'émetteur. Dans le même temps, on a utilisé le même préambule et maintenu la taille des trames de données fixe.

La première liaison vise à transmettre 5 Mbps de données. La largeur de bande maximale disponible étant de 7 GHz, la longueur maximale du code PN est de 2047 éléments. Le polynôme générateur de ce PN dans notre modèle est [11 9 0]. On a conçu le deuxième modèle afin d'envoyer 350 Mbps de données dans une bande passante de 7 GHz, afin de montrer que cette idée est utilisable dans différentes applications de la 5G. Le gain de traitement maximal peut être de 15 dB. On a simulé le second lien avec un code PN de longueur 31 et le polynôme générateur de [5 3 0].

Les deux liaisons ont un émetteur, un canal et un récepteur. On a simulé la liaison dans un environnement Simulink. Différents paramètres de ces deux liaisons, y compris la longueur du PN, la fréquence d'échantillonnage et le tableau PN dans le récepteur sont définis comme des paramètres variables dans la simulation. Dans nos deux conceptions, le sous-système TX est un émetteur DSSS dans lequel le signal en bande de base original est étalé. Le sous-système AWGN et Delay est un modèle de canal de bruit additif blanc gaussien. Le sous-système Rx Acquisition reçoit le signal, détermine le décalage de la puce et décompresse le signal. Une partie du récepteur est le système de détection du signal, qui récupère les données. Tous ces sous-systèmes sont discutés en détail de manière séparée dans ce chapitre.

## 3.1 Émetteur DSSS

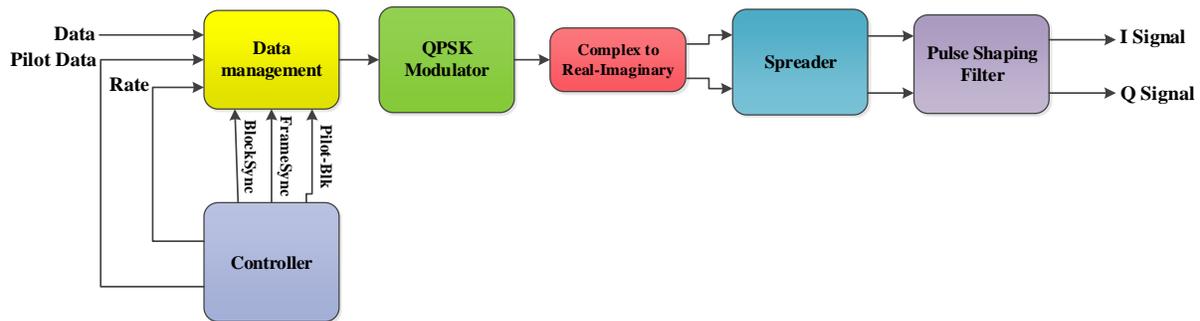


Figure 12: Vue générale de la partie émetteur dans l'environnement Simulink.

Une vue générale de la partie émetteur dans l'environnement Simulink est présentée à la Figure 12. Les blocs et sous-systèmes sont décrits dans ce chapitre.

Les données seront combinées avec un préambule avant d'être modulées. Après cela, il sera multiplié par la séquence PN. A la fin, nous utilisons un filtre de mise en forme des impulsions.

### 3.1.1 Signaux de commande

Le bloc contrôleur de la Figure 12, génère des signaux pour contrôler la synchronisation dans l'émetteur. Les données sont envoyées et reçues sous forme de trames consécutives. Chaque trame contient 2646 bits de données ou 21 blocs de 126 bits. Un bloc de ces 21 blocs de données est le préambule ou les données pilotes. Ces données pilotes sont utilisées pour synchroniser le premier symbole de données dans une trame de données. Sa position dans un cadre doit être fixe et connue par le récepteur. Dans notre conception, le premier bloc est choisi pour être les données pilotes, qui comprennent un PN, ainsi que toute autre donnée de contrôle.

Quatre signaux de commande sont le signal Rate, BlockSync, FrameSync et Pilot-Blk.

#### 1.1.1.1 Rate

Ce signal dicte le timing des symboles envoyés. Les données de sortie de la section de codage de canal sont générées en deux bits à chaque occurrence de ce signal. Puisque dans le DSSS le spectre du signal original est étalé avec un taux de puce (Chip-Rate) proportionnel au gain de traitement (PG pour 'processing gain'), puis est suréchantillonné par le facteur d'échantillonnage ('Sample-Factor' en anglais), défini dans le filtre de mise en forme des impulsions, la distance entre deux

bits consécutifs de données devrait être aussi grande que le nombre d'impulsions d'horloge  $\text{Chip-Rate} \times \text{Sample-Factor}$ .

#### *3.1.1.1 BlockSync*

Ce signal est activé pendant une période d'horloge pour indiquer le début d'un nouveau bloc de données. La longueur du préambule est considérée comme le nombre de symboles dans chaque bloc ; qui est 63 symboles. En conséquence, ce signal est déclenché une fois pour 63 activations du signal Rate.

#### *3.1.1.2 FrameSync*

On a considéré les trames de données comme un bloc du préambule et 20 blocs de données. Ainsi, ce signal est activé une fois sur 21 signaux BlockSync pour indiquer le début d'une nouvelle trame de données.

#### *3.1.1.3 Pilot-Blk*

Ce signal commande l'envoi du préambule au module de gestion des données. On a décidé d'envoyer le préambule car le premier bloc est une trame de données. Ce signal passe au moment d'envoyer le préambule et non les données. Ainsi, il reste élevé au premier bloc de la trame de données et reste faible pour les 20 autres blocs.

### **3.1.2 Preamble**

Le préambule est un signal utilisé pour synchroniser l'horloge de transmission entre deux ou plusieurs systèmes. Avec un bon timing, les préambules reçus et stockés sont parfaitement alignés, et tous les systèmes interprètent correctement le début de l'information.

Dans ce projet, une séquence pseudo-bruit (PN) de 63 bits est choisie comme préambule. Les principales propriétés de la séquence PN sont décrites dans la section 2.3. Pour une séquence PN, l'amplitude de l'autocorrélation est significativement élevée dans un alignement parfait.

Dans le récepteur, pour trouver le bon alignement, une corrélation entre le signal reçu et la séquence de préambule connue sera calculée.

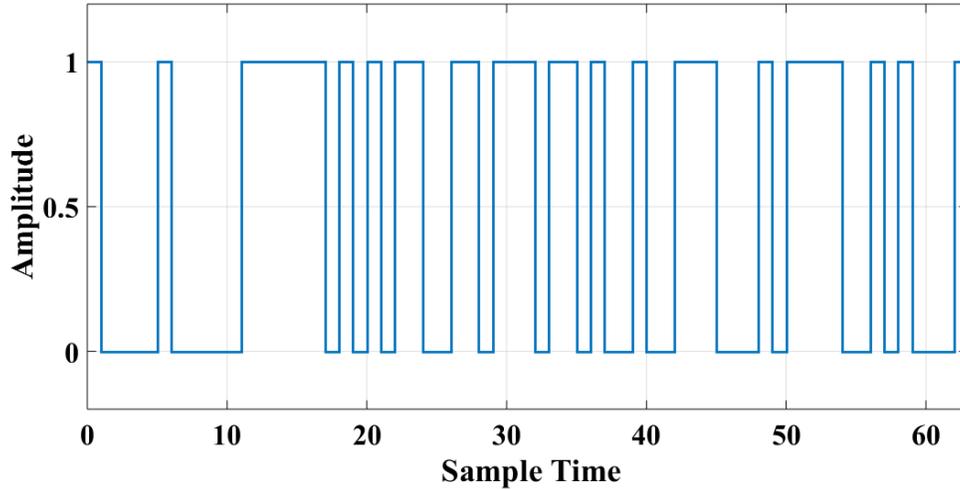


Figure 13: La séquence du préambule dans le dessin ou modèle.

Le préambule est situé dans une position fixe. Ainsi, lorsque le sous- système de détection du récepteur trouvera le préambule, il saura que les 20 blocs suivants sont des informations. Il s'attend également à ce que le préambule soit répété une autre fois au 21ème bloc, sinon il enverra une alerte au système d'acquisition pour annoncer que le système est désynchronisé et qu'il doit être de nouveau synchronisé.

### 3.1.3 Modulation QPSK

Comme expliqué dans la section 2.2, la QPSK nécessite moins de SNR ( $E_b / N_0$ ) pour la démodulation par rapport à d'autres techniques de modulation telles que la FSK, avec la même probabilité d'erreur. Avec une démodulation cohérente, nous pouvons améliorer le SNR de 3 dB en QPSK. La Figure 14 représente la constellation de symboles utilisée dans notre conception.

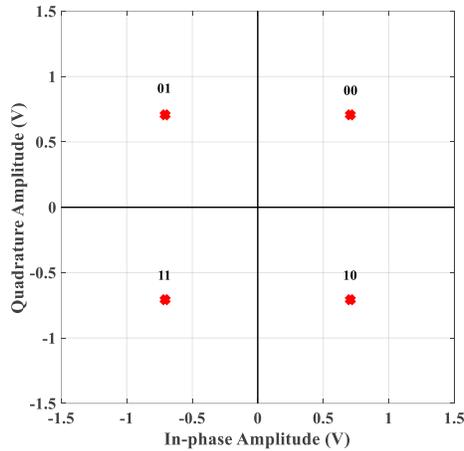


Figure 14: La constellation QPSK

### 3.1.4 Épandeur

Les signaux I et Q sont de 1bit chacun. La sortie du générateur PN est également monobit. La multiplication PN à I est effectuée de telle sorte que si Q est '0', les signaux PN apparaissent dans le fichier sans aucun changement. Mais si Q est '1', le signal PN sera inversé, comme le montre la Figure 5.

Ce sous-système produit la séquence PN et multiplie les signaux I et Q par PN. Le spectre du signal s'élargit donc. Le schéma fonctionnel de cette section se trouve à la Figure 15.

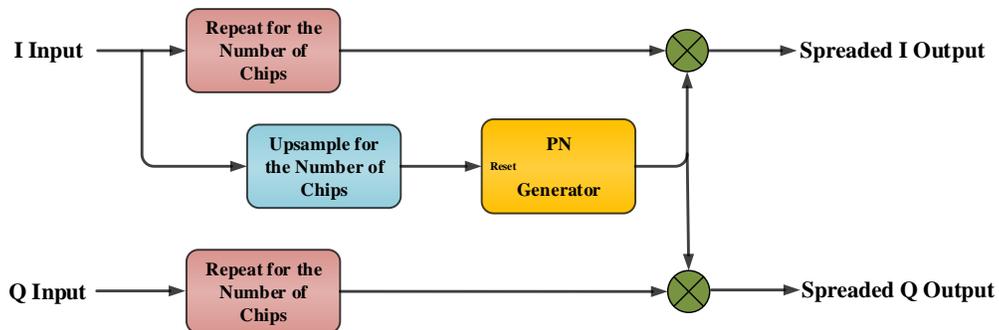
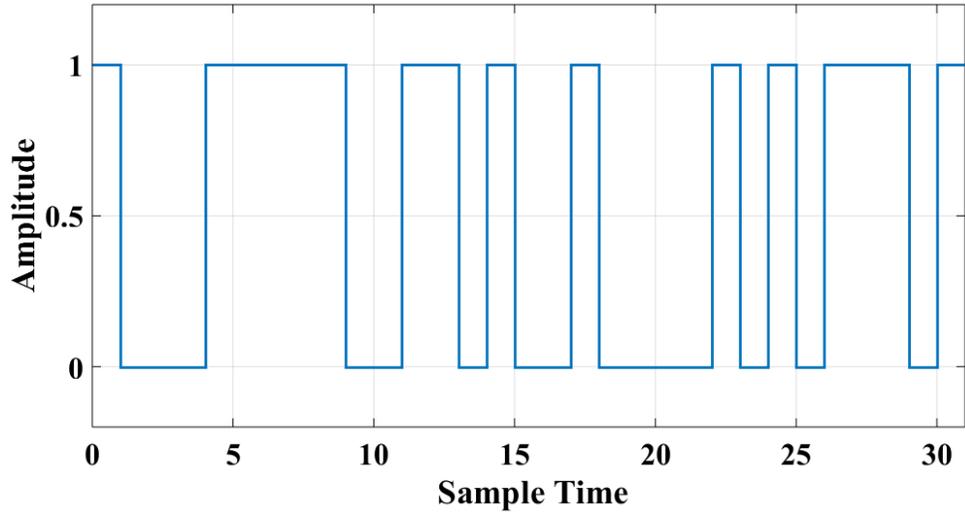
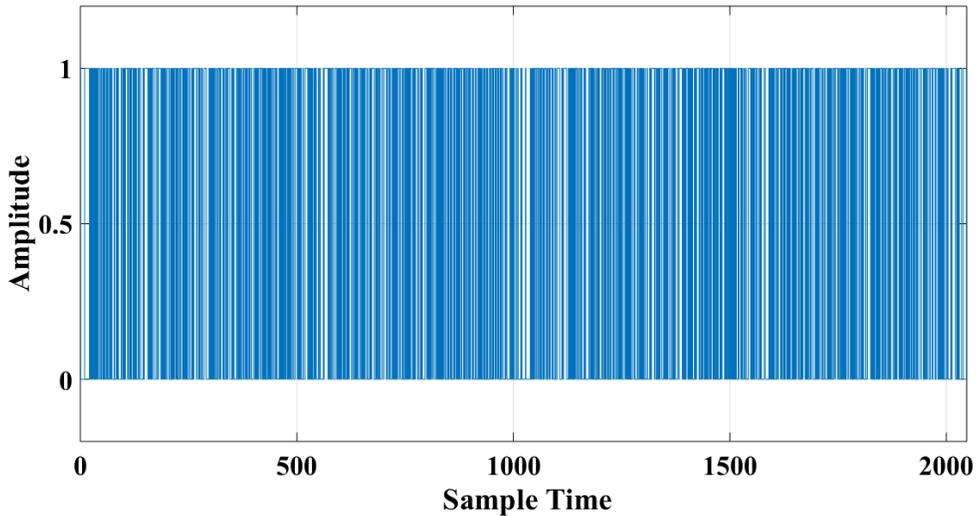


Figure 15: Système d'épandage dans l'environnement Simulink.

Compte tenu du taux de puce sélectionné de 31, le taux de signal de sortie de cette section est 31 fois le taux de signal d'entrée. Cela signifie que pour chaque échantillon du signal d'entrée, 31 puces de la séquence PN sont remplacées.



(a)



(b)

Figure 16: Une séquence PN de longueur (a) 31 et (b) 2047.

Figure 16 montre les séquences PN utilisée pour la propagation du signal dans notre conception.

### 3.1.5 Filtre de mise en forme d'impulsions

La génération et la transmission d'une impulsion carrée n'est pas pratique; De plus, ils peuvent facilement être déformés par une interférence intersymbole (ISI), qui est une forme de distorsion d'un signal dans laquelle un symbole interfère avec les symboles suivants. Pour minimiser l'ISI, la réponse globale du filtre d'émission, de la réponse de canal et du filtre de réception doit satisfaire

le critère de Nyquist ISI, par conséquent, il est courant d'utiliser un filtre de mise en forme d'impulsion tel que le RRC [26]. Les filtres RRC (Root Raised Cosinus) sont les filtres les plus courants, utilisés pour effectuer un filtrage adapté dans un système de communication numérique. La moitié du filtrage dans RRC est effectuée du côté émission et l'autre moitié du côté de la réception, de sorte que la fonction de transfert de canal globale doit être le cosinus élevé (RC). La réponse de amplitude du notre filtre est illustrée à la Figure 17.

La réponse impulsionnelle d'un filtre RRC avec facteur de roulage R est la suivante:

$$h(t) = 4R \frac{\cos\left((1+R)\pi t/T\right) + \frac{\sin\left((1-R)\pi t/T\right)}{4Rt/T}}{\pi\sqrt{T}(1-(4Rt/T)^2)} \quad \text{Équation 7}$$

La réponse impulsionnelle d'un filtre cosinus surélevé de racine carrée convolution est approximativement égale à la réponse impulsionnelle d'un filtre cosinus élevé surélevé.

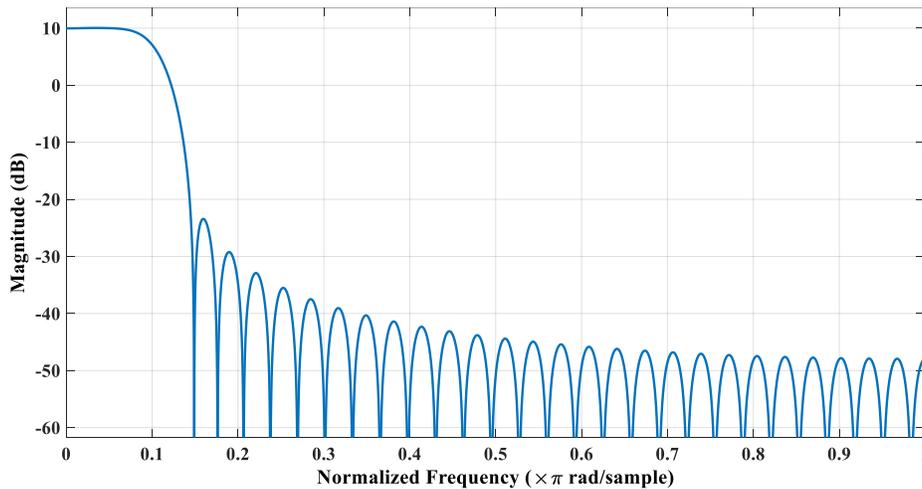
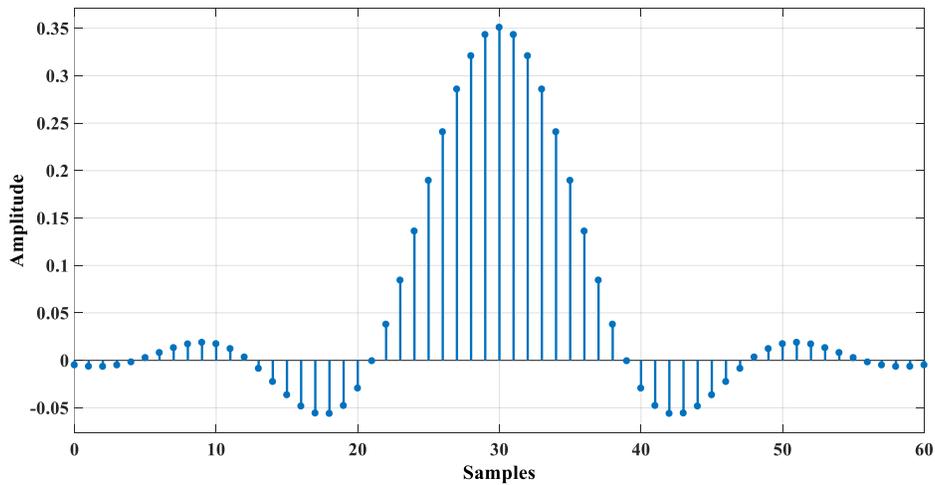


Figure 17: Réponse de magnitude du filtre RRC

La réponse impulsionnelle et les coefficients du filtre sont illustrés à la Figure 18.

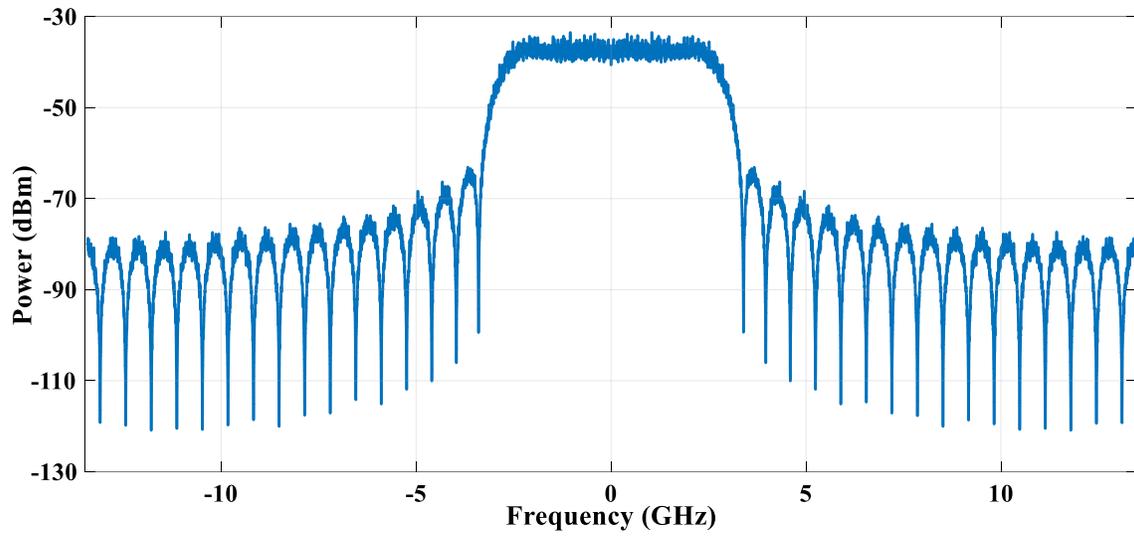


**Figure 18: Réponse impulsionnelle du filtre RRC.**

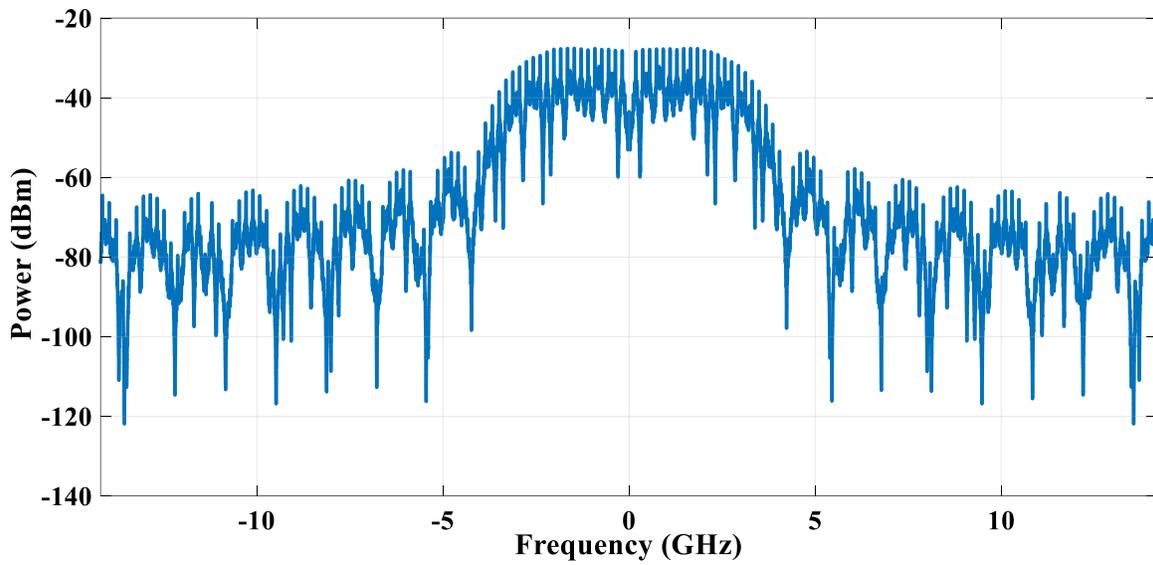
Dans ce filtre, le facteur de déconnexion est une mesure de la largeur de bande excédentaire du filtre, c'est-à-dire de la largeur de bande occupée au-delà de la largeur de bande de Nyquist de  $1 / 2T$ , où  $1 / T$  est le débit de symboles. En augmentant le facteur de désactivation, le diagramme des yeux s'ouvre, ce qui signifie que si nous n'avons aucune restriction de bande passante, le récepteur fonctionnerait plus facilement avec une réduction importante. Etant donné que nous devons utiliser une réduction de bande plus petite pour une bande passante plus étroite, nous devons noter que l'atténuation dans la bande d'arrêt est réduite. D'autre part, réduire le nombre d'échantillons par symbole réduit également l'atténuation de la bande d'arrêt.

### 3.1.6 Sortie TX

Le signal de sortie de l'émetteur est indiqué sur la Figure 19. Comme on peut le voir, la bande passante du signal est de 7 GHz.



(a)



(b)

Figure 19: Le spectre du signal de sortie de l'émetteur dans l'environnement Simulink, (a) avec un gain de traitement (PG pour 'processing gain') de 33 dB, and (b) avec un gain de traitement de 15 dB.

## 3.2 Canal

Le symbole transmis sera déformé dans le canal et pourrait être interprété comme un symbole différent dans le récepteur. Un canal de télécommunication ajoute du bruit et un retard au signal transmis. Le bruit blanc gaussien additif (AWGN) est un modèle statistique généralement accepté pour modéliser le bruit thermique dans les télécommunications. Ce modèle repose sur l'hypothèse suivante

- Le bruit est additif et statistiquement indépendant du signal.
- Le bruit est blanc, ce qui signifie que sa densité spectrale de puissance est plate sur tout le spectre.
- Les échantillons de bruit ont une distribution gaussienne dans le domaine temporel.

On a modélisé le canal avec un modèle AWGN et un délai, comme le montre la Figure 20.

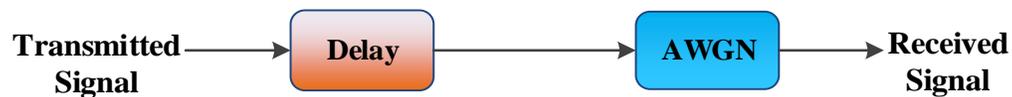


Figure 20: Modèle simple pour le canal.

### 3.2.1 Rapport signal/bruit moyen (RSB)

Le rapport signal/bruit est un terme qui désigne le rapport de puissance entre un signal et le bruit de fond, qui est généralement exprimé en termes d'échelle logarithmique en décibels.

$$SNR = \frac{P_S}{P_N} \quad \text{Équation 8}$$

$$SNR(dB) = 10 \text{ Log } \frac{P_S}{P_N} \quad \text{Équation 9}$$

### 3.2.2 Niveau de bruit

La puissance du bruit thermique est calculée par [27]

$$P_N = K \times T \times B$$

Équation 10

Où  $P_N$  est la puissance de bruit,  $K$  est la constante de Boltzmann ( $1.38E-23$  J/K),  $T$  est la température sur l'échelle de Kelvin, et  $B$  est la largeur de bande en Hertz.

En d'autres termes, le bruit thermique dans un système  $50 \Omega$  à température ambiante est de  $-174$  dBm/Hz ; ce qui facilite la mise en relation, car le niveau de puissance est proportionnel à la largeur de bande comme indiqué dans le Tableau 2.

**Tableau 2 : Puissance de bruit thermique**

Bande passante (Hz)	Puissance de bruit thermique (dBm)
1	-174
10	-164
100	-154
1 k	-144
10 k	-134
100 k	-124
200 k (GSM channel)	-121
1 M (Bluetooth channel)	-114
5 M (WCDMA channel)	-107
20 M (Wi-Fi channel)	-101
1 G	-84
7 G (5G channel)	-75

En conséquence, la puissance de bruit dans le canal sera de  $-75$  dBm.

### 3.2.3 Effets Doppler

Outre le bruit thermique et le retard, le récepteur perd progressivement son alignement dans le temps, même après l'acquisition, en raison du décalage Doppler en fréquence résultant du mouvement relatif entre l'émetteur et le récepteur. Le décalage Doppler est une augmentation ou une diminution de la fréquence des signaux transmis telle que perçue à l'extrémité de réception. Le signal reçu subit une augmentation de fréquence lorsque le récepteur se déplace vers l'émetteur. Inversement, une diminution de la fréquence est due à l'éloignement du récepteur de l'émetteur. Ce décalage est fixe pour tous les symboles.

L'Équation 11 est la formule de base pour calculer le Doppler [28]. Où  $f_0$  est la fréquence d'origine du signal,  $v$  est la vitesse relative entre la source et le récepteur,  $C$  est la vitesse du support et  $f_{observée}$  est la fréquence résultante.

$$f_{observée} = \left(1 + \frac{\Delta v}{c}\right) f_0 \quad \text{Équation 11}$$

Où nous pourrions réécrire l'Équation 11 en Équation 12:

$$\Delta f = \frac{\Delta v}{c} f_0 \quad \text{Équation 12}$$

Où  $\Delta f$  est  $f - f_0$ .

Dans notre simulation, on a modélisé le décalage Doppler en mélangeant le signal sinusoïdal résultant du décalage de fréquence de test sur le signal, dans le canal. On a conçu un système pour trouver et compenser le décalage Doppler dans le signal reçu.

## 3.3 Récepteur

Le schéma fonctionnel général du récepteur se trouve dans la Figure 21.

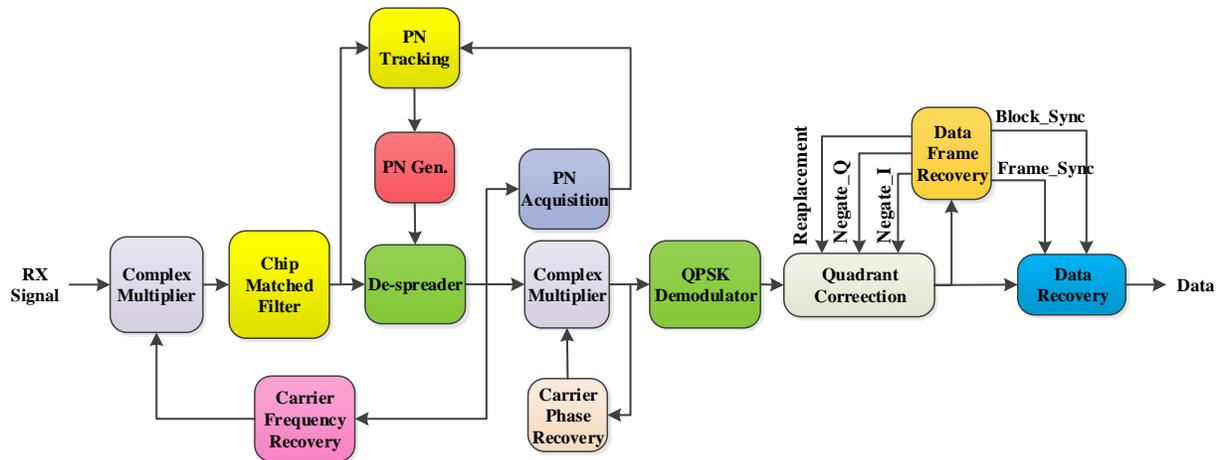


Figure 21: Les blocs dans le récepteur.

Dans le récepteur, le signal est reçu et traité dans la bande de base en deux parties orthogonales, les signaux I et Q.

En général, les récepteurs sont plus complexes que les émetteurs, en raison de la nécessité de plusieurs circuits de synchronisation. Étant donné que le spectre du signal est étalé, la toute première étape consiste à trouver l'emplacement du code PN. Cette procédure s'appelle l'entrée PN. Cet appareil cherche continuellement à localiser le code PN avec une précision d'une puce. Une autre procédure est nécessaire pour localiser plus précisément le code PN. De plus, comme l'emplacement du PN peut changer en raison des effets Doppler, nous avons besoin d'un système pour localiser le PN en continu avec une précision d'un échantillon. Nous appelons ce système PN Tracking Unit.

Mais les données ne peuvent pas encore être extraites. Puisque la modulation est la modulation QPSK, elle nécessite une détection cohérente [29]. La détection cohérente consiste à trouver le déphasage de la porteuse ainsi que son décalage de fréquence et bien sûr à ajuster l'oscillateur local (LO) du récepteur.

La récupération de fréquence est effectuée dans l'unité de récupération de fréquence. Cette unité compense le décalage de fréquence et l'erreur résultante est mélangée au signal à l'entrée.

L'étape suivante consiste à trouver la phase de la porteuse pour ajuster la phase LO. Ceci est fait par le circuit de récupération de phase de porteuse.

Après toutes les étapes ci-dessus, il n'y a aucune garantie que le symbole 00 soit placé dans le premier quart de la constellation; en d'autres termes, il y a ambiguïté dans le quadrant. Le circuit de correction du quadrant résout cette ambiguïté et corrige le quadrant.

Les données sont maintenant prêtes à entrer dans le circuit du décodeur de canaux.

### 3.3.1 Filtre adapté à la puce

Cette unité est un filtre à cosinus racine surélevé et est en fait un filtre d'adaptation pour le RRC dans l'émetteur. Le délai de groupe supposé pour ce filtre est de 2 et le nombre d'échantillons pour chaque symbole est de 5.

Ce filtre est un filtre FIR à coefficients symétriques. La structure de ce filtre et la réponse d'amplitude, pour 5 échantillons par symbole est montrée dans les Figure 22 et Figure 23 respectivement.

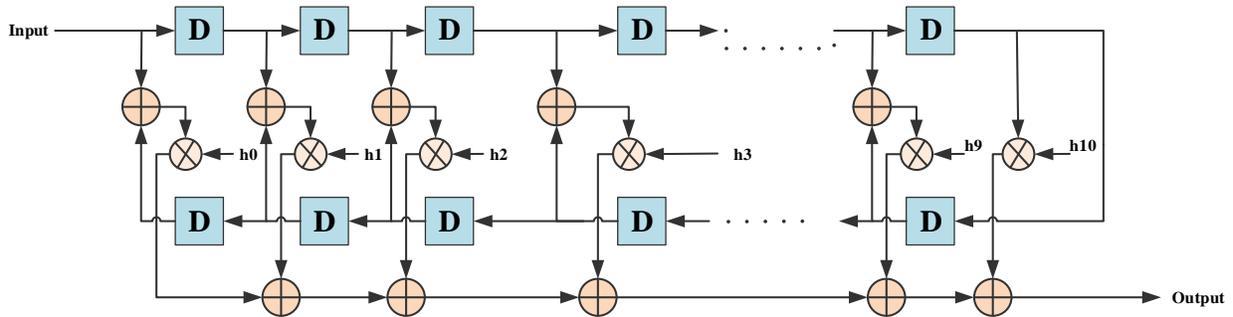


Figure 22: Structure du filtre adapté RRC.

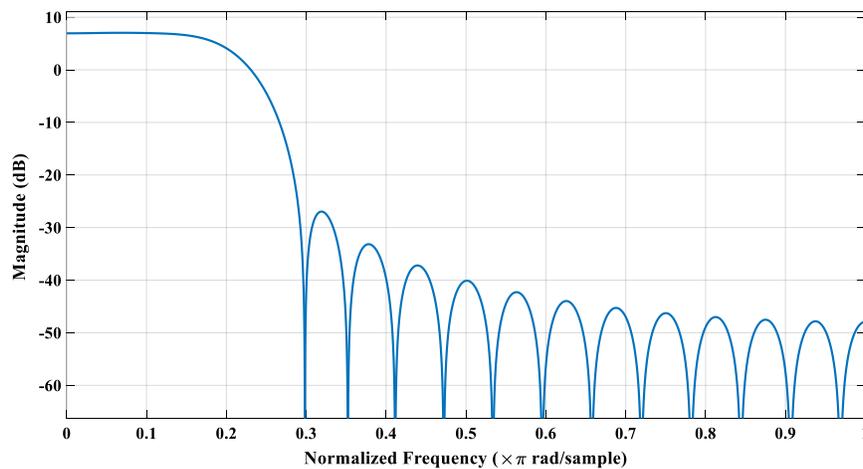


Figure 23: Réponse en amplitude du filtre RRC.

### 3.3.2 Désétaleur

Cette section multiplie la séquence PN par le signal reçu et intègre le résultat dans des intervalles de temps égaux au temps du symbole, et le spectre du signal est ainsi additionné. La Figure 24 montre le fonctionnement de cette unité.

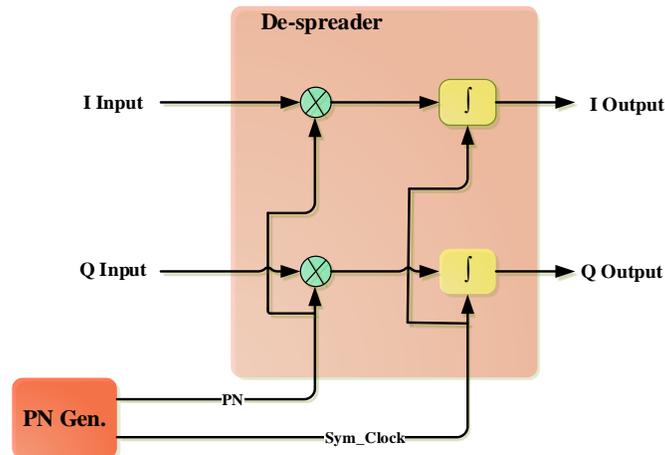


Figure 24: Le fonctionnement du désétaleur.

Contrairement aux implémentations habituelles du désétaleur, nous avons mis en place un système inspiré du râteau. L'idée est d'éviter les fausses phases de PN. Dans notre conception, la phase d'acquisition PN est considéré comme terminé si la multiplication du code PN par cinq symboles de signal consécutifs donne un résultat supérieur au seuil. Comme nous allons le décrire dans l'unité d'acquisition PN, nous utilisons cinq unités parallèles du système de la Figure 24. Ces cinq circuits de signal multiplient la séquence PN par cinq temporisations consécutives. Le premier chemin est le chemin principal et va au démodulateur QPSK.

### 3.3.3 Générateur PN

Cette unité génère la séquence PN pour le circuit du désétalage.

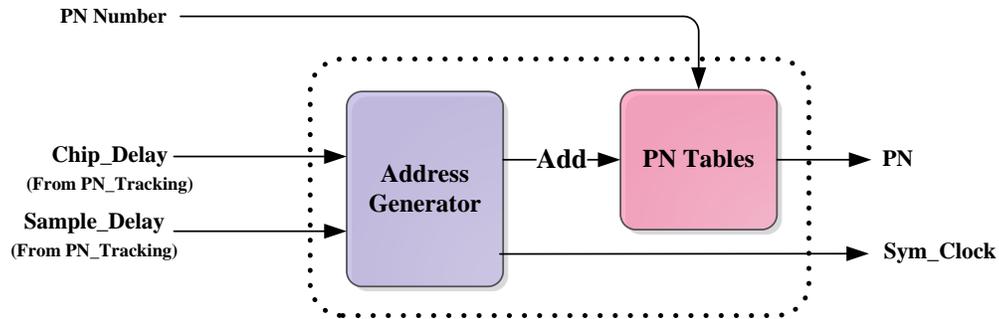


Figure 25: Bloc générateur PN

La séquence PN est stockée dans une table dont les tableaux sont accessibles par les valeurs de Chip-Delay et Sample-Delay. Ces deux valeurs sont des sorties de l'unité PN-Tracking, qui seront décrites plus loin. LA Figure 26 montre le bloc Adresse-Générateur du sous-système Générateur PN.

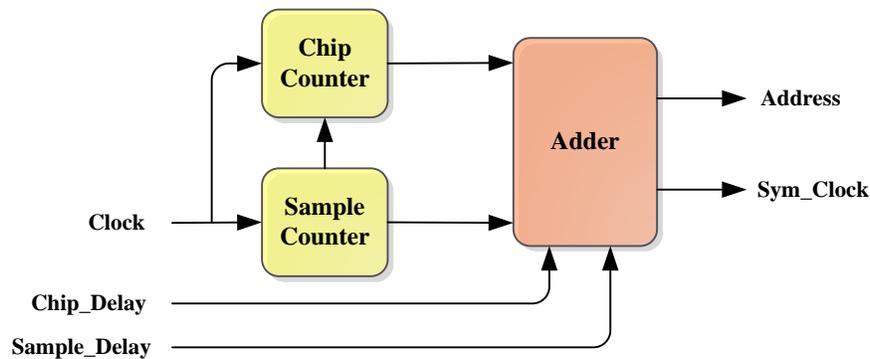


Figure 26: l'adresse-Générateur dans l'unité de générateur PN.

En cas de facteur de puce de 31, la valeur du délai de puce est de l'ordre de 0 à 30. Le compteur d'échantillons compte de 0 à 4 et augmente de 1 à chaque cycle d'horloge. Ce compteur se remet à zéro lorsqu'il atteint 4. L'additionneur ajoute ces valeurs aux valeurs reçues de l'unité de suivi PN-Tracking. Une autre sortie de cette partie est le Sym-clic qui est une impulsion qui s'active pendant 1 cycle d'horloge, lorsque l'adresse est 0; ce qui signifie que c'est le début de la séquence PN qui modifie le retard.

### 3.3.4 Acquisition du PN

Comme indiqué précédemment, le récepteur DSSS doit aussi produire un code PN synchronisé à celui de l'émetteur. Comme pour la synchronisation de la fréquence, pour le code PN, on utilisera deux niveaux de synchronisation dans le récepteur. Tout d'abord, il faut synchroniser le générateur de code PN de l'émetteur au signal reçu, comme acquisition. Ensuite, il faut trouver le code PN afin de maintenir l'alignement de ces deux codes, en ajustant d'une manière permanente le retard de phase.

Généralement, il y a deux types de méthodes d'acquisition : la recherche parallèle en séquence directe et la recherche sérielle en séquence directe. La recherche sérielle assure un prix bas, de la complexité et de l'ampleur, parce qu'on n'utilise qu'un seul corrélateur est utilisé pour rechercher le bon décalage de puce. Toutefois, la recherche sérielle requiert plus de temps pour compenser ce décalage.

La synchronisation entre les deux codes PN se fait en deux étapes [30]. La première étape est de faire un alignement approximatif du code PN, généralement à un intervalle d'une seule séquence. La deuxième étape est de trouver le signal afin de faire un réglage fin. Dans le processus d'acquisition, on exécute des algorithmes de corrélation à seuil pour déterminer la probabilité maximale du code PN.

La Figure 27 présente la méthode de recherche sérielle usuelle pour l'acquisition du code PN. L'intégrateur est utilisé comme corrélateur ou filtre adapté pour un intervalle fixe. Si le résultat du corrélateur est supérieur au seuil prédéfini, l'acquisition a été réalisée.

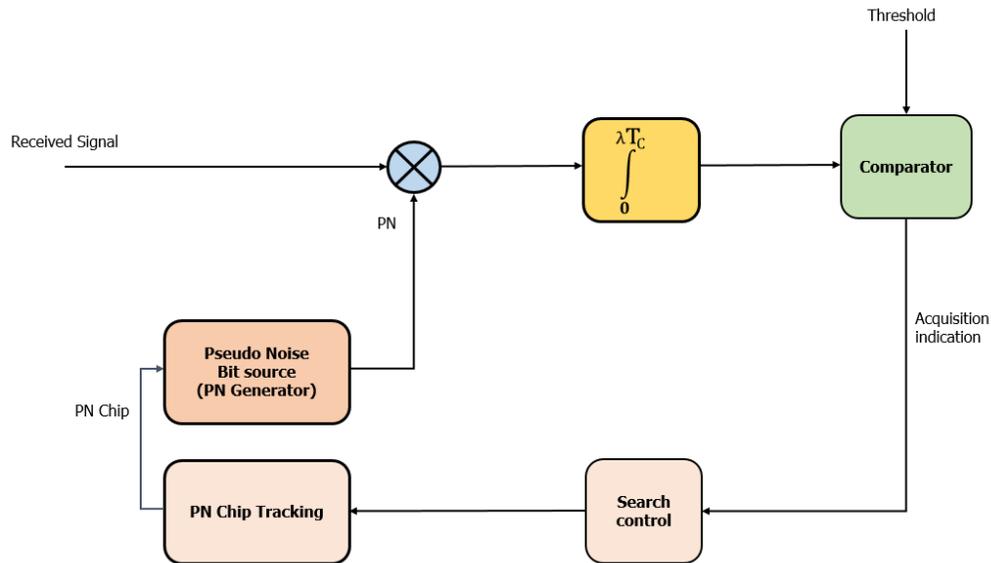


Figure 27: Système d'acquisition série typique pour la recherche série à séquence directe.

Le but de cette unité est de trouver le début du code PN et de déterminer le retard de la puce par rapport au générateur de code PN interne, dans le signal reçu. Il détecte l'emplacement du code dans le signal reçu avec la précision d'une puce par une méthode appelée recherche en série par séquence directe. Il est à noter que lorsque la puce de séquence PN est correcte, le niveau d'énergie de la sortie du désétalonneur augmente. La structure du réseau de l'unité d'acquisition PN-Acquisition est illustrée à la

Figure 28.

En général, les récepteurs DSSS typiques ont besoin d'un RSB plus élevé que le RSB d'exploitation à l'étape de l'acquisition du PN et l'ensemble du système peut fonctionner avec un RSB inférieur après avoir trouvé le code PN. La méthode utilisée dans notre projet d'acquisition de PN s'appelle Multiple Dwell [31]. Dans cette méthode, le code PN est multiplié séquentiellement par le signal et la puissance de sortie est mesurée. Si la puissance est supérieure à un certain seuil, la puce PN a été trouvée et la procédure de suivi démarre.

Dans notre projet, nous avons mis en œuvre une acquisition de réseau en calculant la puissance de résultat de la multiplication de la séquence PN par le même retard de puce à cinq symboles de données consécutifs, en mode parallèle (

Figure 28). Si la puissance d'au moins quatre de ces doigts est supérieure au seuil, l'unité d'acquisition PN s'arrête de fonctionner et le circuit PN-Tracking s'active. Cette méthode, appelée  $m$  de  $n$ , est commune pour réduire le risque de fausse alarme et augmenter les chances de détection [32]. Le but de cette conception est de réduire le risque de fausse acquisition.

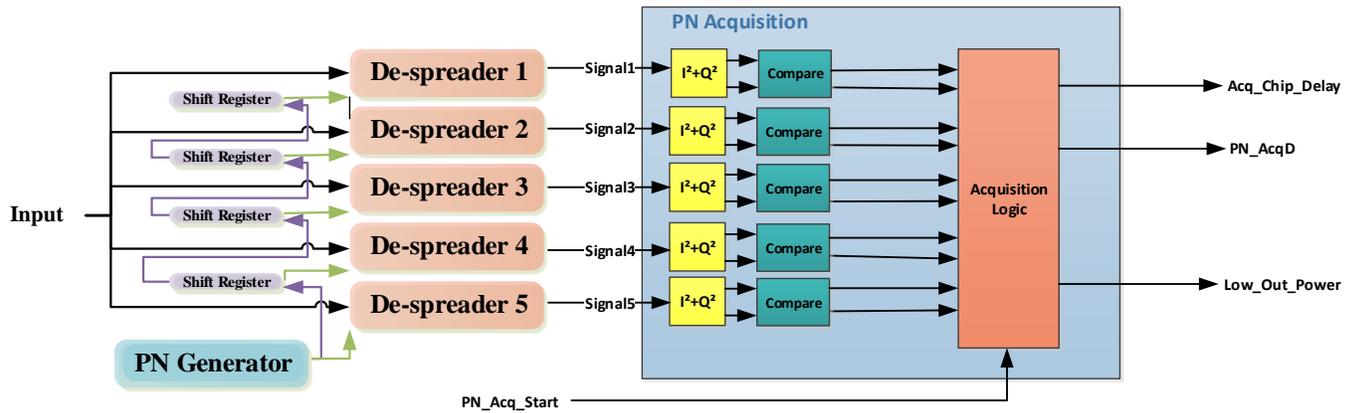


Figure 28: La structure de l'acquisition de PN.

Le signal d'entrée du temps  $t$  est multiplié par le PN généré dans les temps  $t$ ,  $t-1$ ,  $t-2$ ,  $t-3$  et  $t-4$ . Cette procédure est présentée à la Figure 29.

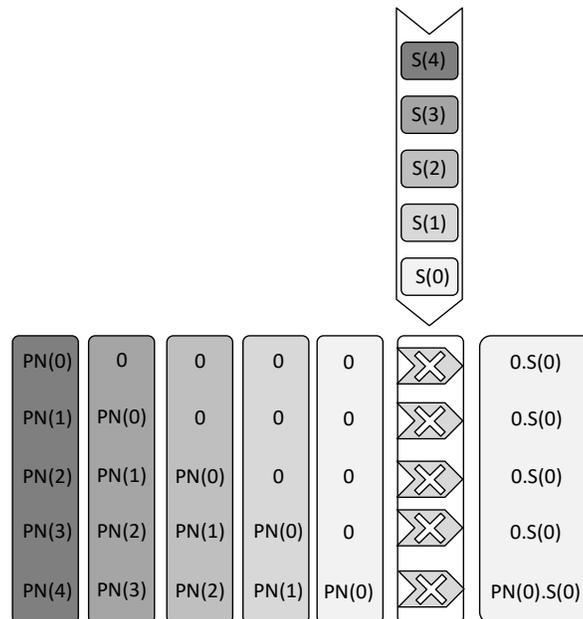


Figure 29: La procédure de multiplication en parallèle.

On peut supposer que les résultats seront une matrice identique à celle de la Figure 30.

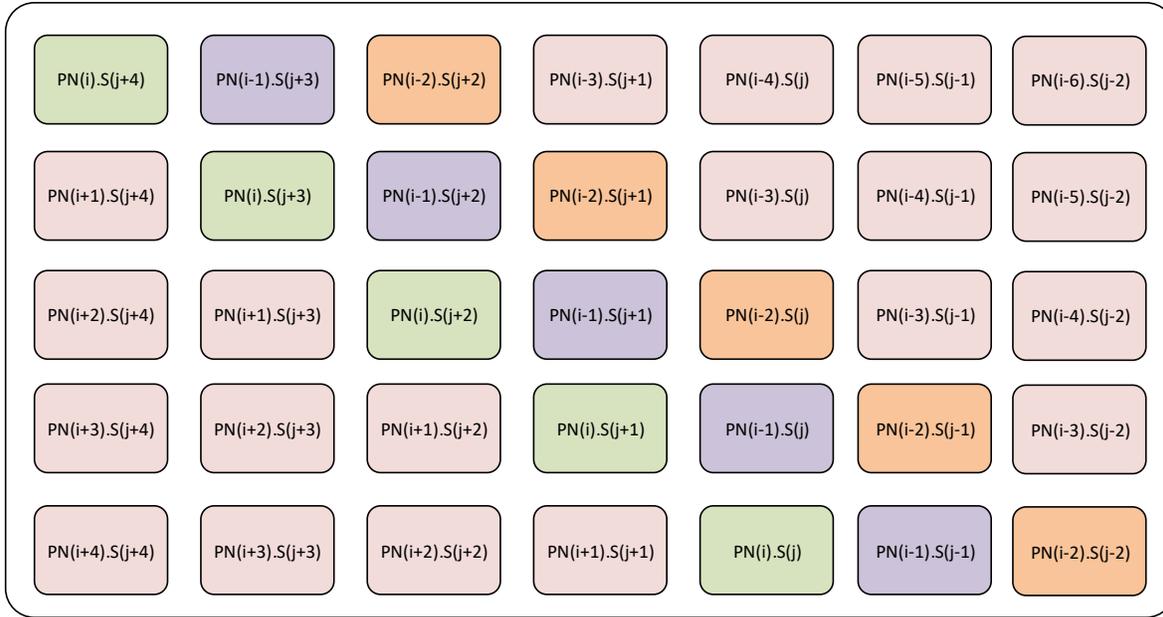


Figure 30: La matrice dans l'unité d'acquisition PN.

Après avoir trouvé la puce correcte, l'unité d'acquisition PN est verrouillée et l'unité PN-Tacking commence la tâche.

### 3.3.5 Suivi de PN

La tâche de cette unité est de suivre l'emplacement du code PN dans le signal reçu. Lorsque l'unité d'acquisition PN détecte l'emplacement du code avec la précision d'une puce, l'unité de suivi PN suit cet emplacement avec la précision d'un échantillon. L'unité de suivi PN Tracking a une structure Non-Cohérente et ne dépend pas de la phase du signal. Pour cette raison, ce processus est indépendant de l'unité Carrier-Recovery. En pratique, la conception d'un circuit de suivi de code capable de fonctionner en présence d'une petite erreur de fréquence est très courante. On a conçu l'unité de suivi PN sur la base de la porte tôt-tard de la DLL (Delay-Locked-Loop) [33].

Dans notre boucle, nous avons désalé le signal DSSS reçu avec deux signaux PN, l'un étant le signal PN à l'instant  $t$  et l'autre le signal PN à l'instant  $t-5$ , car nous avons 5 échantillons par symbole dans notre conception. Cette opération repose sur le fait que la recherche du maximum de la fonction de vraisemblance équivaut à la recherche des passages à zéro de sa dérivée première.

Comme le montre la Figure 31, deux multiplicateurs sont impliqués. Dans un chemin, les signaux d'entrée (I et Q) sont retardés de 5 échantillons et multipliés dans la séquence PN, tandis que dans

l'autre chemin, la séquence PN est retardée de 5 échantillons et multipliée dans le signal (sans retard). Ensuite, nous appliquons une intégration.

En intégrant et en calculant l'amplitude au carré dans ces deux trajectoires, on obtient deux signaux, la différence de ces valeurs nous donne l'erreur dans la localisation de la séquence PN. Ce signal d'erreur est envoyé à un intégrateur d'erreur et la sortie est un délai de puce et un délai d'échantillonnage. Le délai généré sera envoyé à l'unité génératrice PN, ce qui modifiera également l'emplacement de la synchronisation PN et Sym-Clk.

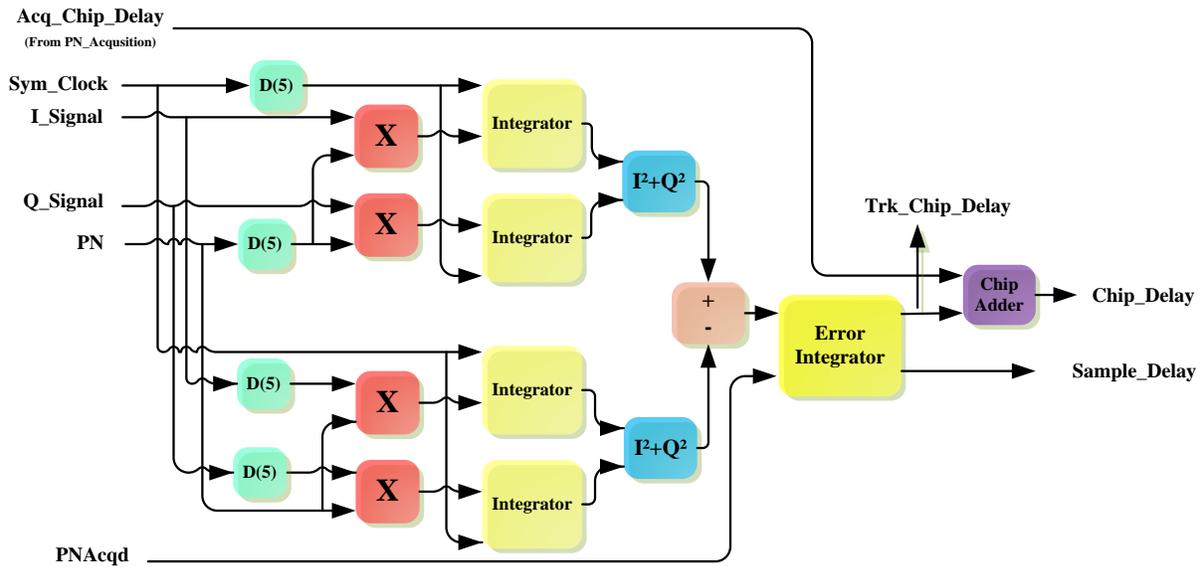


Figure 31: Structure de l'unité PN-Tracking.

### 3.3.6 Récupération du temps

Lorsque les unités PN-Acquisition et PN-Tracking alignent la séquence PN du récepteur avec le code PN du signal reçu, le début de la séquence PN peut être considéré comme le début d'un symbole. Cette synchronisation conduit à une récupération de synchronisation. Un signal est défini pour indiquer le début d'un symbole à toutes les unités du récepteur, à savoir Sym-Clk contrôlé par l'unité PN-Generator.

### 3.3.7 Récupération de la porteuse

Ce sous-système récupère la fréquence porteuse et la phase et ajuste le LO. Comme expliqué précédemment, étant donné la modulation QPSK, il est nécessaire de faire correspondre la fréquence et la phase de l'OL avec la porteuse.

Le signal d'entrée du récepteur est un signal en bande de base complexe. Idéalement, ce signal est centré à la fréquence de 0 Hz. Cependant, en raison de l'erreur de fréquence, le LO et la porteuse seront légèrement mal adaptés [34]. La compensation de l'erreur dans le mélangeur d'entrée est telle que le signal d'erreur qui est  $e^{-j\Delta\omega t}$  change de fréquence de  $\Delta\omega$  en se mélangeant au signal d'entrée

La correction de phase est effectuée par multiplication complexe avant le démodulateur. Le signal de déphasage généré par l'unité de récupération de phase est  $e^{-j\theta}$  et corrige la phase.

Comme expliqué, les unités de correction de fréquence et de phase ont deux chemins différents. Nous l'avons fait pour éviter l'effet de distorsion du saut de phase. Cependant, il est à noter que les deux chemins sont des boucles fermées et qu'ils s'affecteront finalement l'un l'autre.

#### 3.3.7.1 Récupération de fréquence

Cette unité effectue une récupération de fréquence porteuse. Les signaux d'entrée correspondent à la sortie du démodulateur (signal démodulé), à la sortie du déséaleur (signal modulé) et au signal de débit (expliqué dans les signaux de commande). Cette unité démarre le processus après que l'unité d'acquisition PN a aligné la séquence PN. La structure de cette unité est illustrée à la Figure 32.

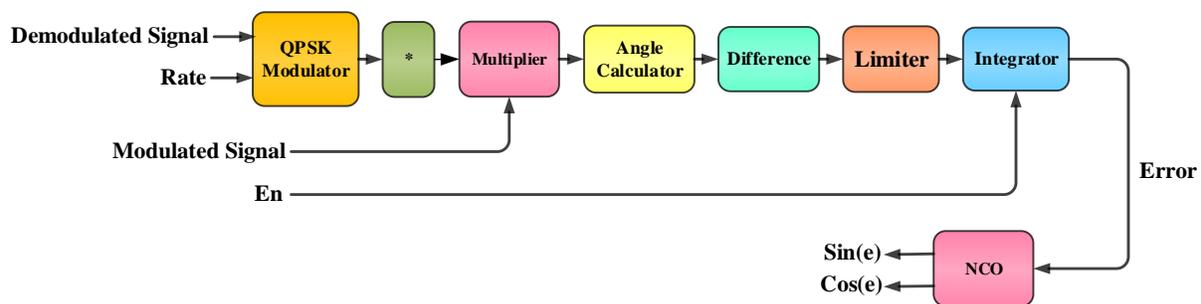


Figure 32: La structure de l'unité de récupération des fréquences

L'opération de récupération de la fréquence porteuse est réalisée sous forme de boucle fermée, qui n'est pas complètement décrite à la Figure 32. Cette boucle se ferme dans tout le récepteur. Cela signifie que l'effet de la correction de fréquence est appliqué au signal d'entrée et apparaît après le désétalement. La sortie du désétalement retourne à l'unité de récupération de fréquence.

Les sorties de l'appareil sont des signaux sinusoïdaux qui seront mélangés à l'entrée du récepteur.

Le signal de post-démodulation est un signal à deux bits qui est la sortie du démodulateur QPSK dans le récepteur. Le signal de pré-démodulation est un signal complexe et la sortie du désétalement.

Nous calculons la différence et obtenons ensuite l'erreur d'angle par  $\tan^{-1} \frac{Q}{I}$ , comme on peut le voir dans la Figure 32. Ceci mesurera l'erreur entre l'angle de la sortie du désétalement avec idéal  $\pi/4$ .

La partie Limiter compare la valeur absolue de son signal d'entrée à une valeur constante qui est 1 dans notre simulation. Si l'entrée est supérieure à 1, la sortie ne change pas. Sinon, l'entrée apparaîtra dans la sortie. Cette action est nécessaire pour éviter les changements soudains dans la sortie lors du passage de  $-\pi/4$  à  $\pi/4$  et vice versa.

Le signal d'erreur est envoyé à un intégrateur qui fait office de filtre passe-bas. En fin de compte, la sortie de l'intégrateur changera la fréquence du signal à l'aide d'un mélangeur, comme illustré à la Figure 21.

### 3.3.7.2 Récupération de phase

Puisque la modulation est QPSK, nous devons récupérer la phase de la porteuse. Le processus de récupération de phase se fait en deux unités. La première unité, que nous appelons la récupération de phase, déplace la constellation du signal vers les coefficients de  $\pi/4$ . L'autre unité, la correction de quadrant, fait tourner le signal vers la constellation d'origine

#### 3.3.7.2.1 Récupération de phase

Cette unité a une structure en boucle fermée comme le montre la Figure 33.

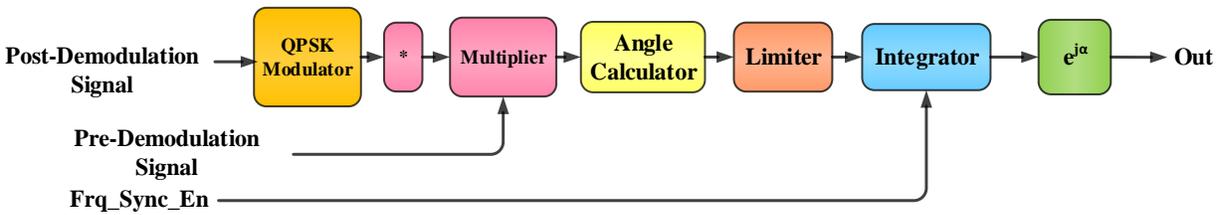


Figure 33: Rotation de la phase à  $\pi / 4$  dans Phase-Recovery.

Le modulateur QPSK avec la constellation grise, déplace le signal aux coefficients de  $\pi / 4$ .

L'erreur angulaire est calculée par  $\tan^{-1} \frac{Q}{I}$ . La sortie de l'intégrateur est comprise entre  $-\pi$  et  $\pi$ .

Les valeurs Sin et Cos de cet angle sont mélangées au le signal et la phase du signal subit une rotation.

### 3.3.7.2.2 Correction du quadrant

L'unité de récupération de phase place le signal au centre d'un des quatre quadrants. Mais il n'y a aucune garantie que le quadrant est le bon. Par exemple, le symbole 00 peut ne pas être placé dans le premier quart. La Figure 34 montre le schéma fonctionnel de cet appareil.

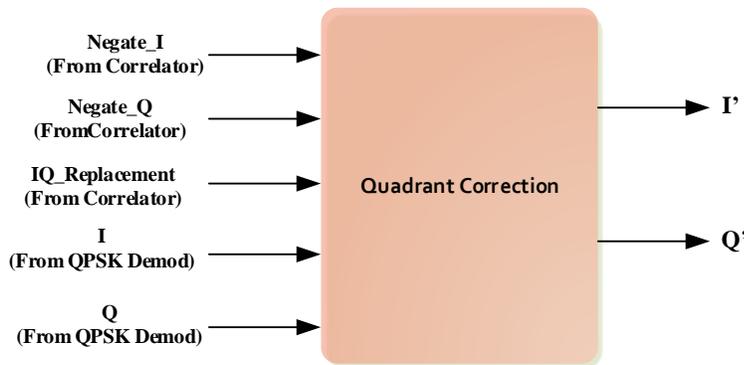


Figure 34: Le schéma fonctionnel de l'unité Quadrant – Correction.

L'unité de synchronisation de trames génère trois signaux de commande pour l'unité de correction quadrant: le signal Negate-I qui indique si le signal I a été complété logiquement ou non, le signal Negate-Q qui indique si le signal Q a été complété logiquement ou non, et le signal IQ-Replacement qui indique si I et Q sont remplacés ou non. Le processus de génération de ces signaux sera expliqué dans la section Synchroniseur de trames.

La décision de l'unité récupération de phase est basée sur 4 cas différents:

- rotation 0

Dans ce cas, I et Q ne sont pas complétés ou remplacés. Le quadrant est donc déjà correct et le signal de données n'a besoin d'aucune rotation. Les sorties de cette unité sont donc:

$$I' = I$$

$$Q' = Q$$

- rotation  $\pi/2$

Dans ce cas, I et Q sont remplacés l'un par l'autre et le signal I est complété. Ils ont donc besoin d'une rotation de  $\pi/2$  degrés. Les sorties seront:

$$I' = -Q$$

$$Q' = I$$

- rotation  $\pi$

Dans ce cas, les signaux I et Q ne sont pas remplacés, mais tous deux sont complétés logiquement. Les résultats sont donc les suivants:

$$I' = -I$$

$$Q' = -Q$$

- rotation  $3\pi/2$

Dans ce cas, les signaux I et Q sont remplacés et Q est complété logiquement. Les sorties sont:

$$I' = Q$$

$$Q' = -I$$

Les signaux I' et Q' sont maintenant les signaux de données et seront transmis aux unités de traitement des données.

### 3.3.8 Démodulation QPSK

Cette unité démodule le signal. La QPSK étant caractérisée par la phase du symbole, il est important de connaître la phase et la fréquence de la porteuse et de lancer le processus de récupération de phase avant la démodulation. Donc, Le signal de sortie n'est pas un signal de données valide tant que la fréquence et la phase de la porteuse ne sont pas récupérées dans d'autres unités et que la séquence PN n'est pas trouvée par les unités PN-Acquisition et PN-Tacking.

### 3.3.9 Data-Frame-Recovery

Cette unité est responsable de l'exécution du processus de récupération des données. Il tire parti du préambule envoyé par l'émetteur. Comme expliqué dans la section Préambule de l'émetteur, nous envoyons une séquence PN d'une longueur de 63 bits en tant que bloc pilote pour 20 blocs de données. Le graphique de flux de données de cette unité est présenté à la Figure 35. Dans notre unité de récupération de données conçue, elle est mise en œuvre par l'utilisation de fonctions S et l'écriture de codes dans MATLAB. Cet appareil contrôle la précision de tous les autres circuits de synchronisation.

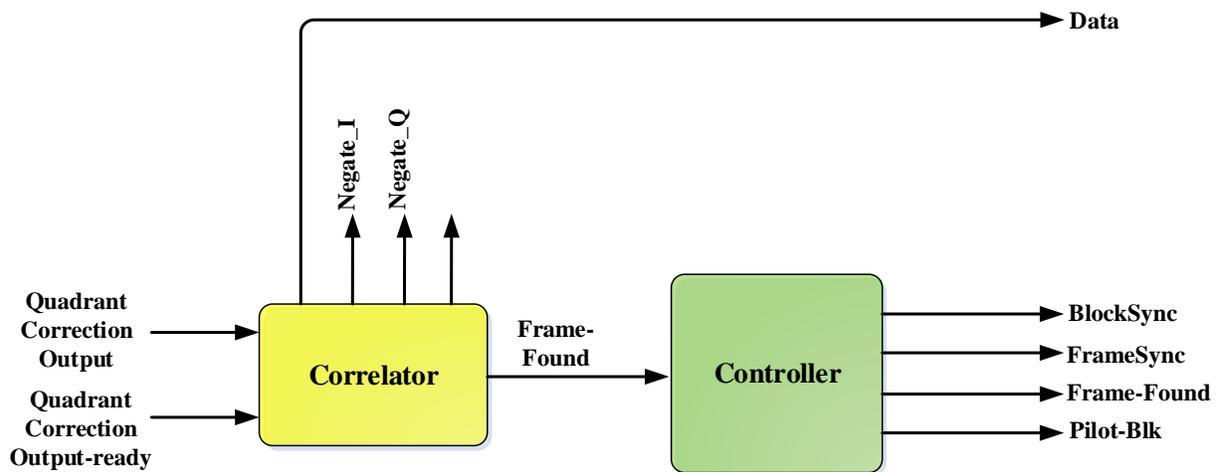


Figure 35: L'unité de récupération des données.

Cette unité génère sept signaux de commande. Trois de ces signaux, Negate-I, Negate-Q et IQ-Replacement sont envoyés à l'unité Quadrant- Correction, comme expliqué dans la section 2.6.2.2. Les quatre autres signaux seront décrits dans cette section.

### 3.3.9.1 Corrélateur

Cette unité gère la tâche de calculer la corrélation croisée entre les données d'entrée et la séquence PN stockée (connue).

Comme le montre la Figure 36, la sortie 2 bits de l'unité de correction quadrant entre dans cette unité et est stockée dans 2 parties de stockage de données différentes, une pour le bit 0 et l'autre pour le bit 1. Le signal "Quadrant-correction-output-ready" indique le nouveau symbole de données.

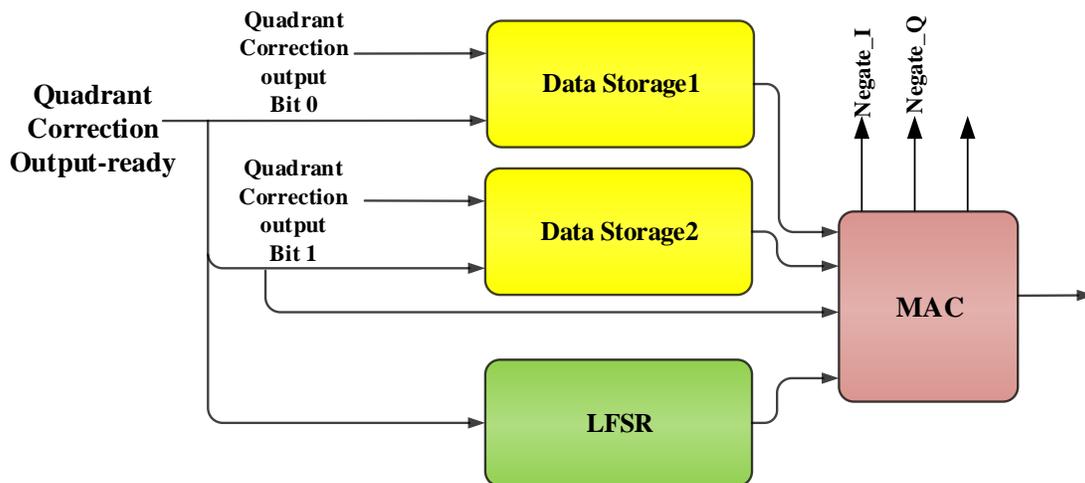


Figure 36: Le schéma fonctionnel du corrélateur.

Le remplissage initial du LFSR (Linear-Feedback Shift register) est la séquence PN connue de 63 bits et sa sortie est une séquence PN bit par bit (du bit bas au bit haut).

Nous avons appelé la partie Multiplicateur-Accumulateur "MAC" qui effectue une corrélation croisée. Le bit de sortie des données de Data Storage1, est comparé au bit de sortie des données du LFSR. Si elles sont identiques, un compteur (appelons compteur1) augmente de 1, sinon le compteur diminue de 1, la procédure est la même pour le bit de sortie des données de Data Storage2 sauf pour le fait que la comparaison a un effet sur un autre compteur (appelé compteur2).

A la fin du calcul, si la magnitude absolue de l'un de ces deux compteurs est supérieure à un seuil, on peut dire que ce bloc de données est le préambule et on active le signal "Frame-Found", qui indique le succès de la recherche du préambule. Ce signal reste élevé tant que le corrélateur trouve le préambule au premier bloc de chaque 21 blocs de données.

L'unité MAC génère également trois autres signaux de commande. Nous savons que la séquence du préambule a été placée dans le bit 0 du symbole à deux bits des données. Ainsi, si la valeur du compteur1 est supérieure au seuil, on peut dire que les signaux I et Q ne sont pas remplacés et que le signal IQ- Remplacement est '0', par contre si le compteur2 a une valeur supérieure au seuil ce signal doit obtenir une valeur de '1', ce qui signifie que I et Q sont remplacés entre eux. Si la valeur de l'un de ces deux compteurs est inférieure à zéro, cela signifie que le bit correspondant est complété logiquement, de sorte que le signal Negate-Q ou Negate-I doit devenir '1'.

Lorsque le corrélateur trouve le préambule, tout autre signal que le préambule est Data, c'est-à-dire que les informations envoyées dans l'émetteur sont récupérées.

#### *3.3.9.2 Contrôleur*

Cet appareil génère des signaux de contrôle lorsque "Frame-Found" est '1'. À chaque activation de "Quadrant-Correction-Output-ready", un compteur augmente pour compter les symboles et générer les signaux BlockSync, FrameSync et Pilot-Blk (comme dans la Figure 35) qui ont la même définition et le même but que décrit dans la partie émetteur, section 3.2.1.

## 4 RÉSULTATS ET CONCLUSION

Comme indiqué dans les derniers chapitres, une bande passante de 7 GHz est disponible dans notre système à six ports, de 57 GHz à 64 GHz. Il est possible de concevoir diverses liaisons à spectre étalé avec différentes longueurs de code PN, afin de pouvoir envoyer différents débits de données dans cette bande passante.

On a choisi Direct Sequence Spread Spectrum pour ses grands avantages tels que :

- Il a la meilleure discrimination contre les signaux à trajets multiples, puisque les signaux sur différents trajets ont des retards différents. Le chemin le plus puissant correspondra à la séquence PN du récepteur.
- Le signal étalé est plus résistant aux interférences qu'un signal non étalé, car seule l'énergie du signal original sera amplifiée par désétalement tandis que les autres signaux seront affaiblis.
- Le bruit thermique ou le signal de brouillage peut affecter un signal d'étalement moins qu'un signal non étalé, puisque dans le désétalement, l'énergie du bruit restera faible pendant que le signal est activé.
- Cette technique est utilisée dans des applications à haute fiabilité, elle est donc connue de l'industrie et peut être mise en œuvre et appliquée à différents projets.
- Le niveau de puissance d'un signal étalé est inférieur à celui d'un signal non étalé, de sorte que, sans la connaissance de l'existence d'une communication étalée, la communication est presque invisible et difficile à détecter.

De plus, même dans le cas de la détection du signal, il n'est pas possible pour un récepteur d'extraire des données sans connaître la séquence PN.

Les liens à spectre étalé de différentes longueurs pour PN ont des propriétés différentes telles que le gain de traitement, la sécurité, le signal détectable minimum de fonctionnement, le SNR minimum et le temps de synchronisation. Le principal avantage du gain de traitement est son impact sur la résistance du signal DSSS au brouillage à bande étroite. Comme cela a été expliqué, le code PN diffuse le signal transmis dans la bande passante. Le récepteur d'un système DSSS désimprime le signal et diffuse en même temps la forme d'onde parasite. L'opération de désétalement dans le

récepteur étale le brouilleur PSD (densité spectrale de puissance) et abaisse son maximum. Le gain du traitement plus élevé de la forme d'onde DSSS entraîne une plus grande résistance aux interférences dans le signal DSSS.

Le choix du PN le plus approprié dépend de l'application. Il est à noter qu'un ordre plus grand du polynôme conduit à une séquence PN avec des propriétés plus probables à une séquence aléatoire.

Dans le DSSS, le paramètre qui limite la longueur PN est la largeur de bande disponible, car la longueur PN détermine le facteur d'étalement du signal.

## 4.1 Résultats

Dans ce mémoire, nous avons testé deux codes PN pour comparer différentes applications : Comme nous avons une bande passante disponible de 7 GHz, une liaison est en mesure d'envoyer un maximum de 5 Mbps de données et l'autre d'envoyer un débit de données de 350 Mbps. Bien sûr, ces deux modèles sont également capables d'envoyer des données avec des débits inférieurs.

Dans ces modèles, afin de faciliter la comparaison, nous avons assigné le même nombre d'échantillons et le même facteur de décroissance dans le filtre de sortie de l'émetteur. En même temps, nous avons utilisé le même préambule et conservé la taille des trames de données fixes.

Dans cette partie, les résultats des simulations sont décrits avec des figures.

### 4.1.1 Modèle avec gain de traitement 33 dB

Ce lien est conçu pour envoyer 5 Mbps de données dans une bande passante maximale de 7 GHz. Par conséquent, la longueur du code PN est fixée à 2047. Le polynôme générateur pour ce PN dans notre modèle est [11 9 0].

Comme nous l'avons mentionné précédemment, nous avons gardé la taille du préambule fixe, qui est de 63 bits et qui est décrite en détail à la section 3.2.2.2. Pour chaque 1260 symboles de données, 63 bits du préambule seront envoyés.

Les signaux de commande sont définis au paragraphe 3.2.1. A chaque activation du signal "Rate", 2 bits de données sont transmis à la modulation QPSK comme décrit dans le chapitre 3. Ce signal sera actif à chaque fois que le taux de puce  $\times$  le nombre (Chip-Rate  $\times$  Sample-Factor) d'impulsions

d'horloge du facteur d'échantillonnage sera actif. Nous avons 5 échantillons par symbole dans notre design, donc le signal "Rate" est actif toutes les  $2047 \times 5$  impulsions d'horloge. L'autre signal de commande est le BlockSync qui est spécifié par le nombre de symboles dans le préambule, dans notre projet, le préambule est de 63 bits et est affecté au bit 0 de l'entrée QPSK. Ainsi, le signal BlockSync sera activé tous les  $63 \times 2047 \times 5$  impulsions d'horloge. Pilot-Blk est le signal qui dicte d'alimenter le modulateur QPSK avec le préambule et non les données. Ce signal sera faible pour 20 blocs de données et restera élevé pour la durée d'un bloc. Lorsque le Pilot-Blk s'élève, le FrameSync se déclenche pour 1 impulsion d'horloge, parce que nous mettons le préambule dans le premier bloc d'une trame de données.

Tableau 3 Tableau 1 montre également d'autres paramètres.

**Tableau 3: Les paramètres dans la conception**

<b>Débit de données</b>	5 Mbps
<b>Nombre de puces/symbole</b>	2047
<b>Taux de symbole QPSK</b>	2.625 Mbps
<b>Nombre d'échantillons/symbole</b>	5
<b>Largeur de bande du signal théorique</b>	6.44805 GHz

#### 4.1.1.1 Émetteur

L'envoi du préambule et des données est contrôlé par les signaux de commande. Toutes les  $2047 \times 5$  impulsions d'horloge, deux bits sont envoyés à la modulation QPSK. Ce module génère la sortie à la même vitesse, puisqu'il a des symboles de 2 bits. La Figure 37 montre la constellation du signal avant et après la modulation.

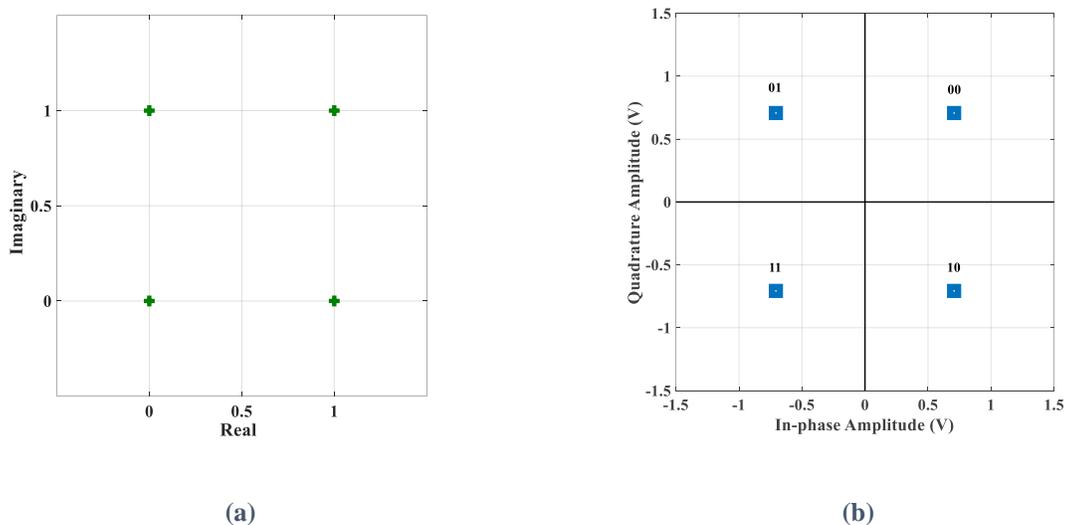


Figure 37: Constellation du signal, (a) avant modulation, (b) après modulation

Le signal avant étalement, la sortie du modulateur QPSK, est un signal à bande étroite comme le montre la Figure 38. Tandis que Figure 39 montre le signal après l'étalement. Comme on peut le voir, la largeur de bande s'est étendue et la densité de puissance du signal est plus faible que celle de la Figure 38. Ces chiffres montrent comment le DSSS peut réduire la puissance du signal au niveau de puissance du bruit, donc le rendre caché et sécurisé.

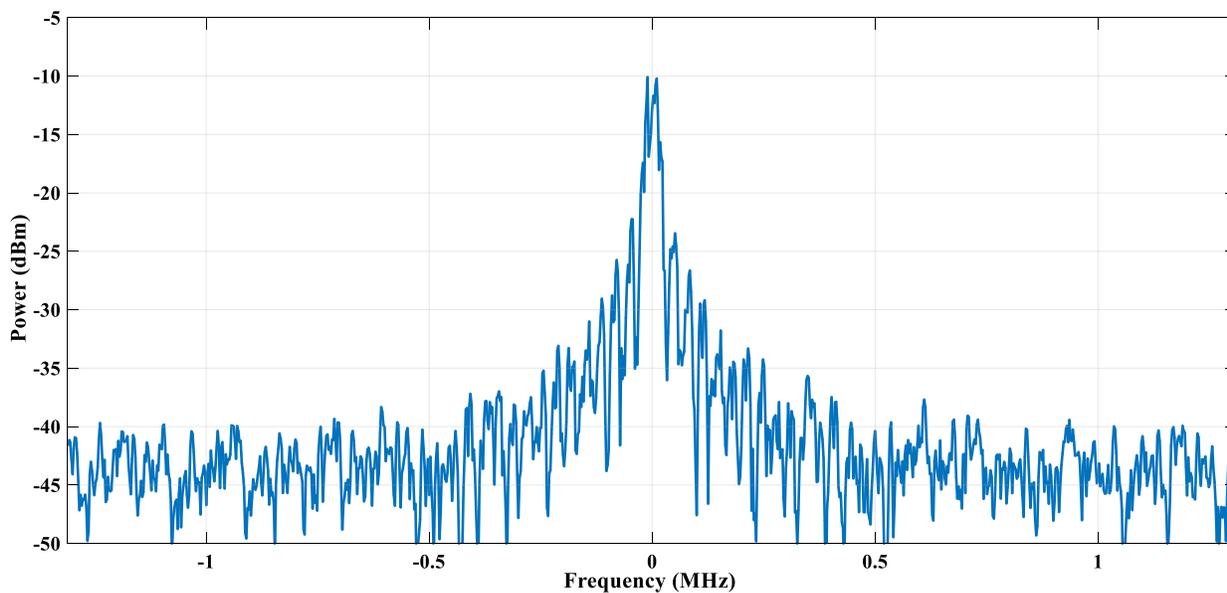
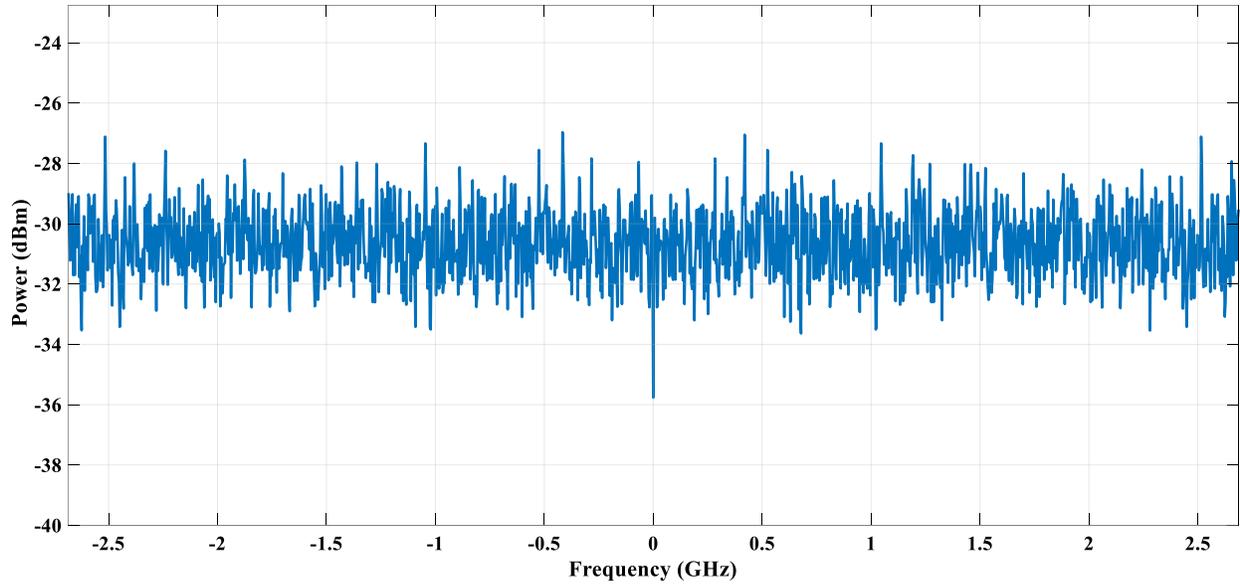


Figure 38: Signal en bande de base avant étalement



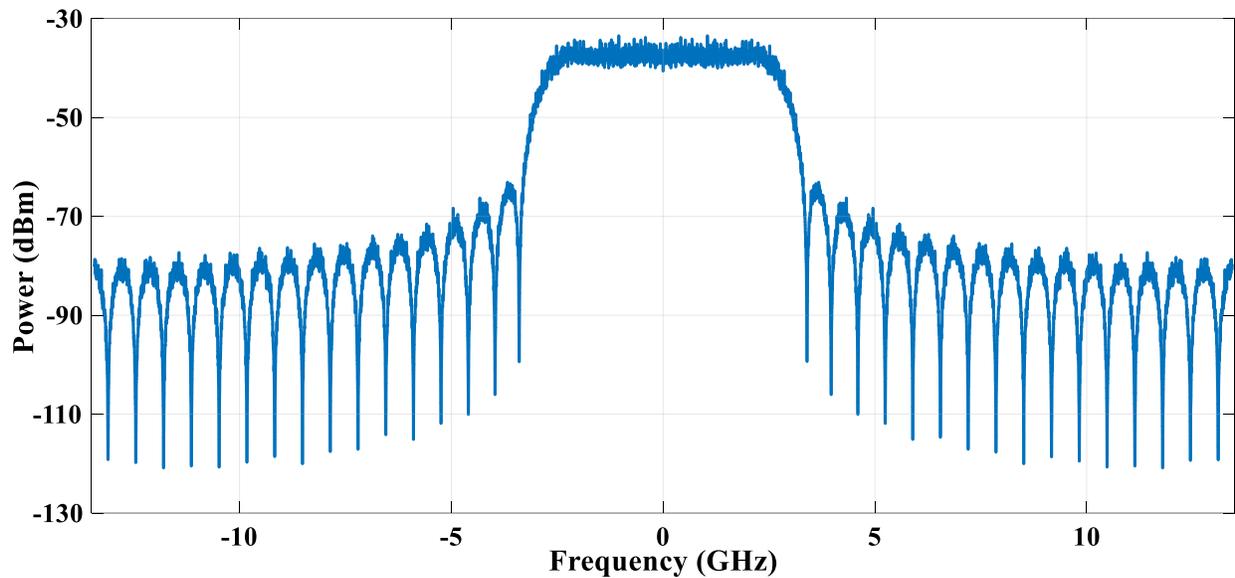
**Figure 39: Signal après étalement**

Pour éviter que le signal ne soit déformé par des interférences entre symboles (ISI), nous avons utilisé un filtre de mise en forme des impulsions dans l'émetteur. Pour minimiser l'ISI, la réponse globale du filtre d'émission, de la réponse du canal et du filtre de réception doit satisfaire au critère ISI de Nyquist; par conséquent, il est courant d'utiliser un filtre de mise en forme d'impulsions tel que RRC. Les filtres RRC (Root Raised Cosine) sont les filtres les plus populaires, utilisés pour effectuer un filtrage adapté dans un système de communication numérique.

Les paramètres du filtre sont:

- Le facteur de décroissance : dans notre conception choisie pour être de 0,2.
- Nombre d'échantillons par symbole : dans notre conception est de 5.
- Le gain du filtre est de 1.

Avec ces paramètres, nous avons une bande passante acceptable et une atténuation dans la bande d'arrêt. La Figure 40 montre le signal après la mise en forme de l'impulsion.



**Figure 40: Signal étalé après mise en forme de l'impulsion**

Lorsque la puissance du canal du signal est conçue pour être de  $-6.7 \text{ dBm}$  et que le niveau du signal est  $-33.5 \text{ dBm}$ .

#### 4.1.1.2 Paramètres du canal

Comme nous l'avons vu précédemment, le Tableau 2 montre la puissance du bruit thermique dans les canaux avec différentes largeurs de bande.

Puisque nous avons conçu notre liaison pour utiliser la totalité des  $7 \text{ GHz}$  de la bande passante, la puissance de bruit dans le canal sera de  $-75 \text{ dBm}$ .

Le bruit dans le canal est modélisé en AWGN. Un autre avantage de notre conception, est la possibilité d'ajouter un décalage Doppler au signal, dans le canal.

Le SNR doit être défini pour le bloc AWGN en tant que paramètre. Ce SNR détermine la puissance de la sortie de canal dans notre conception.

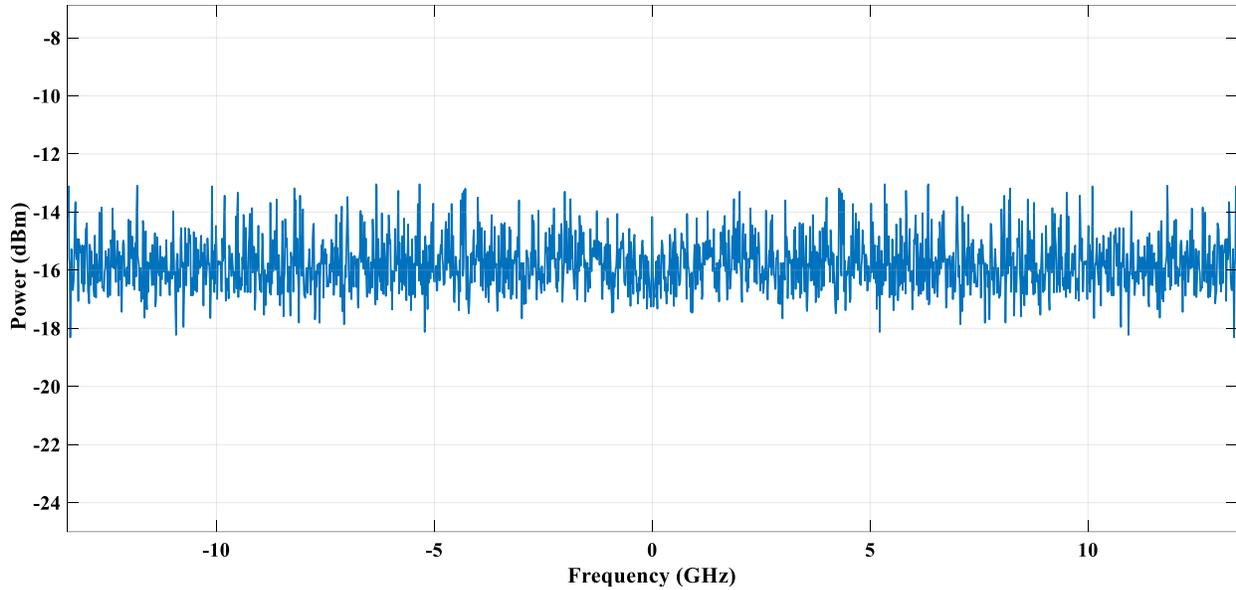


Figure 41: La sortie du canal avec SNR=-15 dBm.

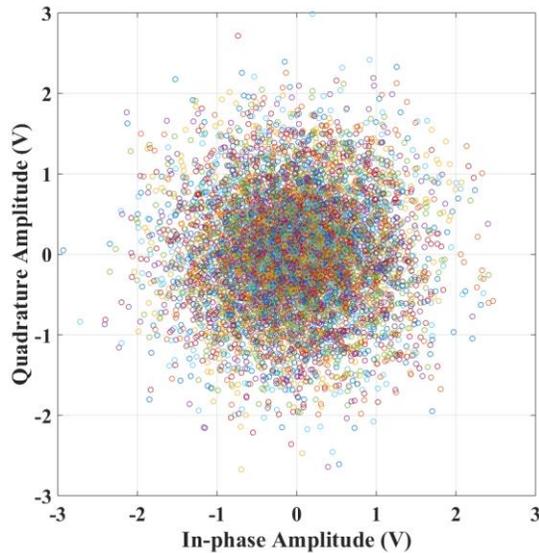


Figure 42: Constellation de la sortie de canal

Comme on peut le voir sur la Figure 41 le signal est affaibli en passant par le canal. La Figure 42 montre l'ambiguïté des symbols.

Un autre avantage de notre conception est la possibilité d'ajouter un décalage Doppler au signal, dans le canal. Le décalage Doppler est une augmentation ou une diminution de la fréquence des signaux transmis telle que perçue à l'extrémité de réception. Le signal reçu subit une augmentation

de fréquence lorsque le récepteur se déplace vers l'émetteur. Inversement, une diminution de la fréquence est due à l'éloignement du récepteur de l'émetteur. l'Équation 13 est la formule générale pour calculer le Doppler. Pour un signal en 60 GHz avec  $C = 3 \times 10^8$ , nous pouvons dériver l'Équation 14.

$$\Delta f = \frac{\Delta v}{c} f_0 \quad \text{Équation 13}$$

$$\Delta f = 200 \Delta v \quad \text{Équation 14}$$

Où  $\Delta f$  est  $f - f_0$ .

Dans Notre simulation, nous avons modélisé le décalage Doppler en mélangeant le signal sinusoïdal résultant du décalage de fréquence de test sur le signal, dans la partie canal. Nous avons conçu un système pour trouver et compenser le décalage Doppler dans le signal reçu.

#### 4.1.1.3 Récepteur

Nous avons besoin de plusieurs synchronisations dans le récepteur, de la synchronisation à la fréquence et à l'acquisition PN. Le signal reçu est dirigé vers un filtre qui est un filtre adapté pour RCC. Ensuite, les parties en phase et en quadrature du signal sont transmises au désétaleur pour être multipliées par la séquence PN.

Il est à noter qu'à ce point I et Q sont des signaux de tension avec des valeurs continues. En ce qui concerne la section 3.4.2 de ce memoire, un intégrateur calcule l'énergie du signal désétalé et un comparateur décide de l'alignement PN. Cet intégrateur sera réinitialisé au début d'un nouveau symbole (la taille d'une séquence PN).

Comme nous avons implanté une acquisition de rake, nous avons besoin des résultats de tous les doigts. Si dans 4 doigts sur 5, l'énergie du symbole est inférieure au seuil, le temps de propagation de la puce dans le générateur PN augmente pour trouver le temps de propagation approprié. La Figure 43 montre cette recherche en série. Dans cette conception, nous avons 2047 puces, comme le montre la Figure 44.

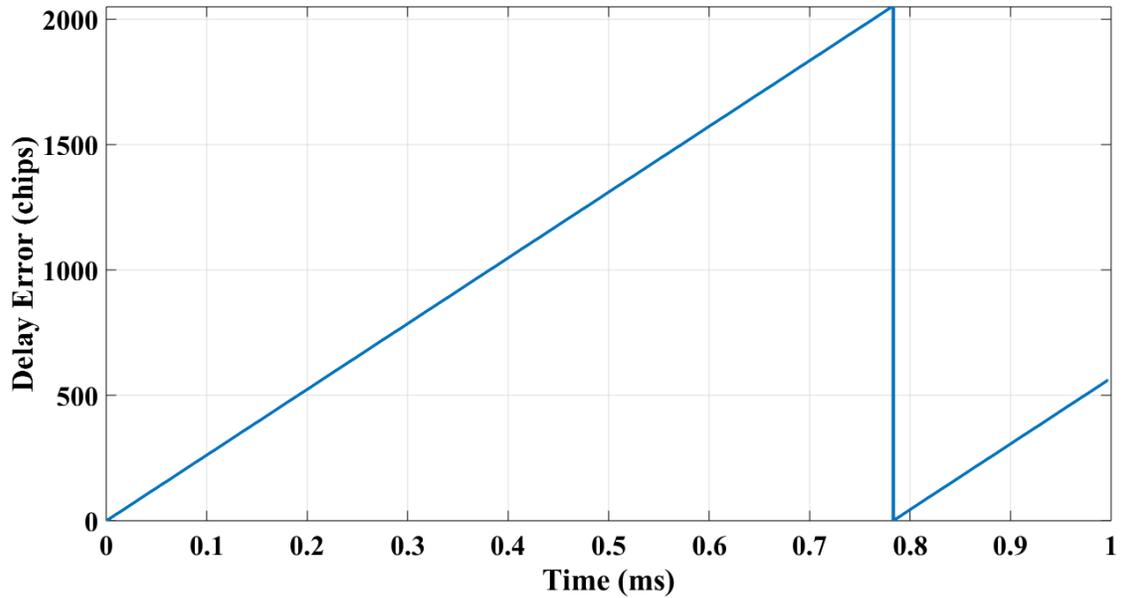


Figure 43: La recherche en série du retard de la puce

Dans un fonctionnement normal du système, à un moment donné, l'énergie du symbole dans au moins 4 doigts est supérieure au seuil et le PN est aligné. Selon la section 3.4.4. le cinquième chemin a un retard de 5 puces par rapport au premier chemin, donc, lorsque l'énergie du cinquième chemin est supérieure au seuil, le retard réel est le dernier cinquième. La Figure 44 et Figure 45 montrent respectivement l'acquisition de la puce et la puissance du symbole après l'acquisition, dans une série de notre conception.

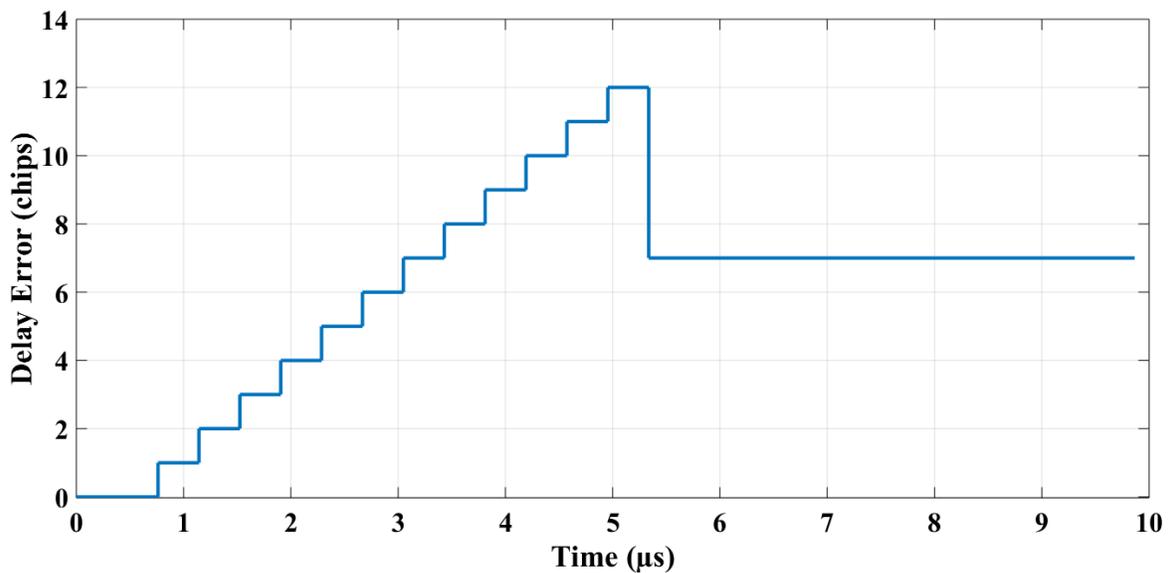


Figure 44: Retard d'acquisition de la puce

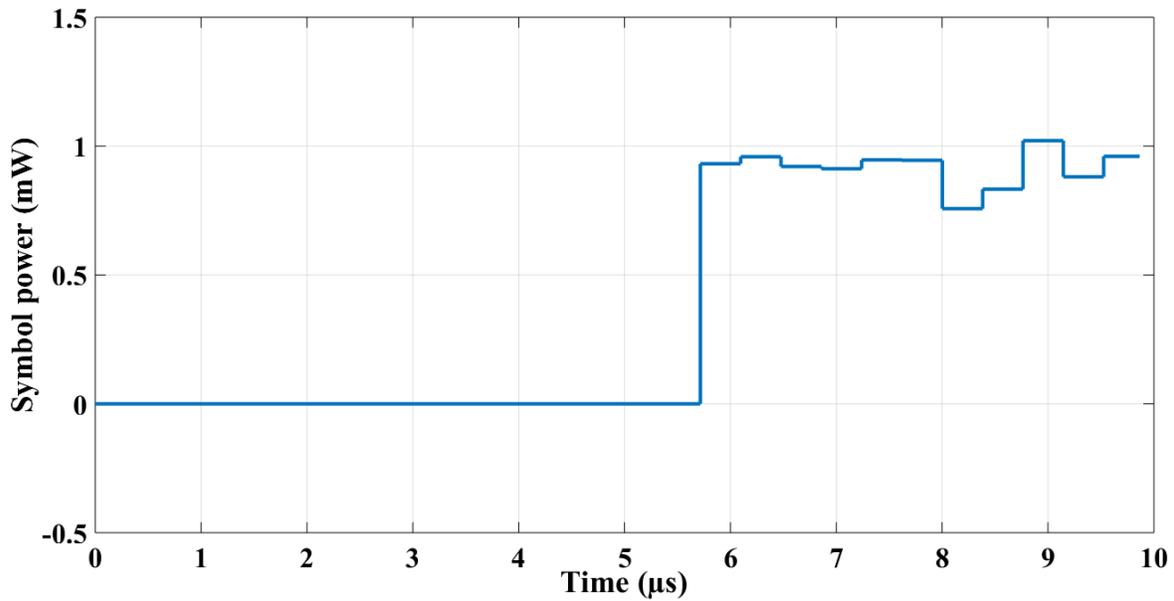


Figure 45: La puissance du symbole avant et après l'acquisition du PN

Dès que la séquence PN est alignée, deux autres circuits de synchronisation démarrent le processus. L'un d'entre eux est le PN-Tracking, décrit à la section 3.4.5. La Figure 46 montre la sortie de l'intégrateur d'erreur dans ce circuit.

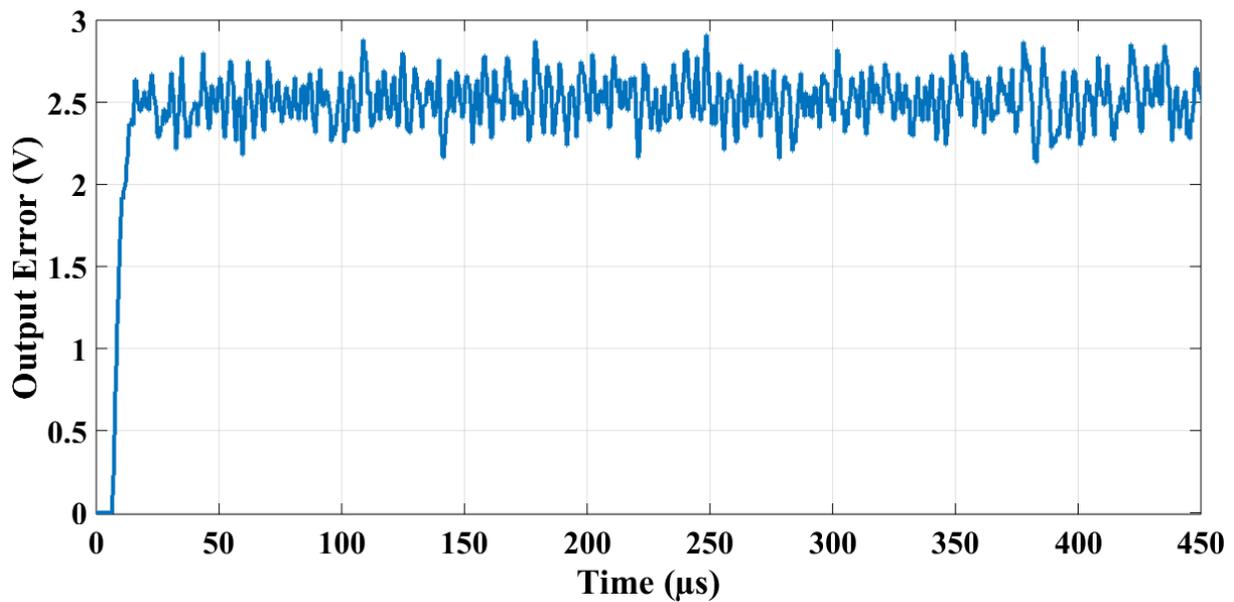


Figure 46: La sortie du circuit intégrateur d'erreur dans le PN-Tracking

Cette sortie est quantifiée et génère un retard de puce et d'échantillon pour modifier l'alignement PN, dans l'unité génératrice PN. La valeur de ce chiffre est convertie en 0 puce et 2 échantillons.

L'autre circuit important, qui s'active lorsque l'acquisition PN est effectuée, est la récupération de la porteuse, décrite à la section 3.4.7.

Nous avons testé le circuit de récupération de porteuse avec plusieurs décalages Doppler. Les FiguresFigure 47,Figure 48 etFigure 49 montrent la sortie de l'intégrateur d'erreur dans le processus de recherche du décalage Doppler, avec 0, 3.5 kHz et 11 kHz de décalage, respectivement.

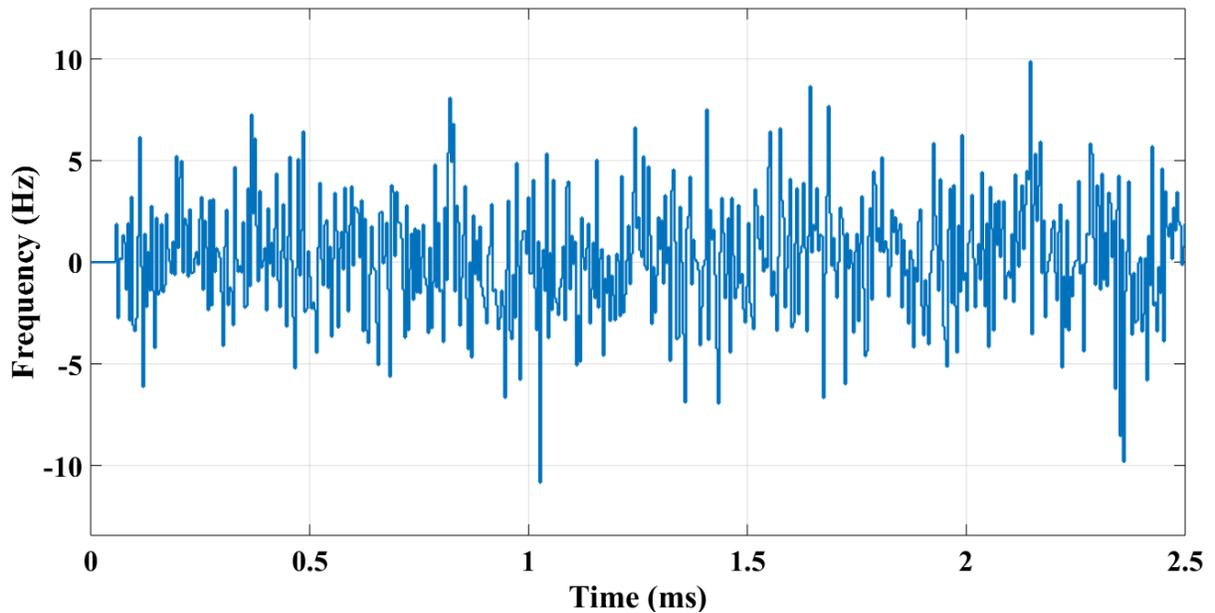


Figure 47: Sortie d'intégrateur de récupération de porteuse sans décalage Doppler dans le signal

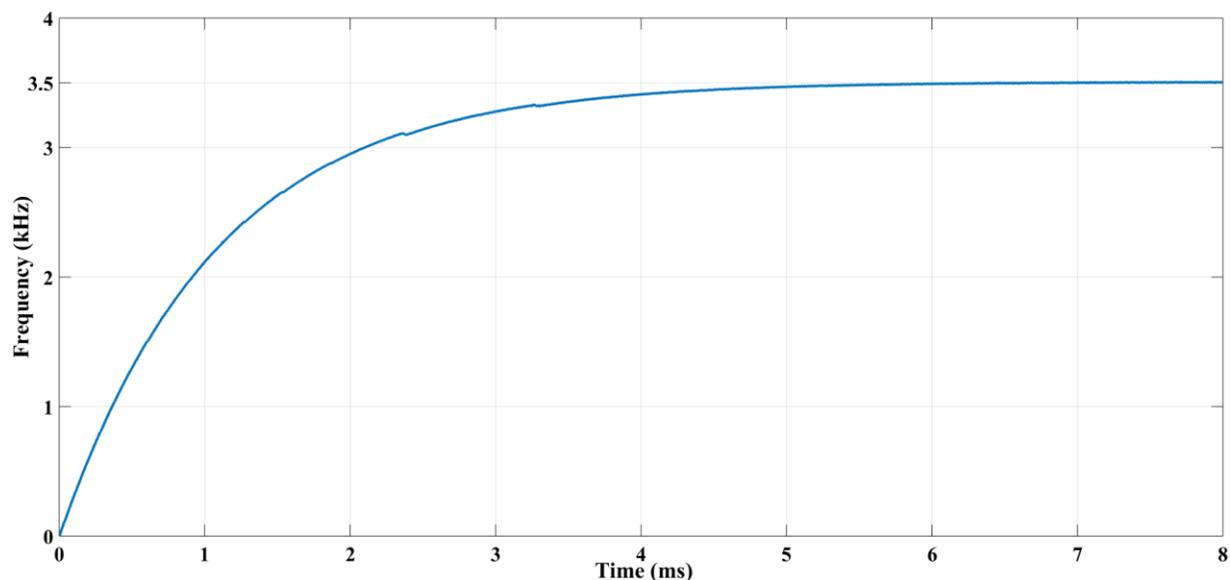


Figure 48: Sortie intégrateur de récupération de porteuse avec décalage Doppler 3500 Hz dans le signal

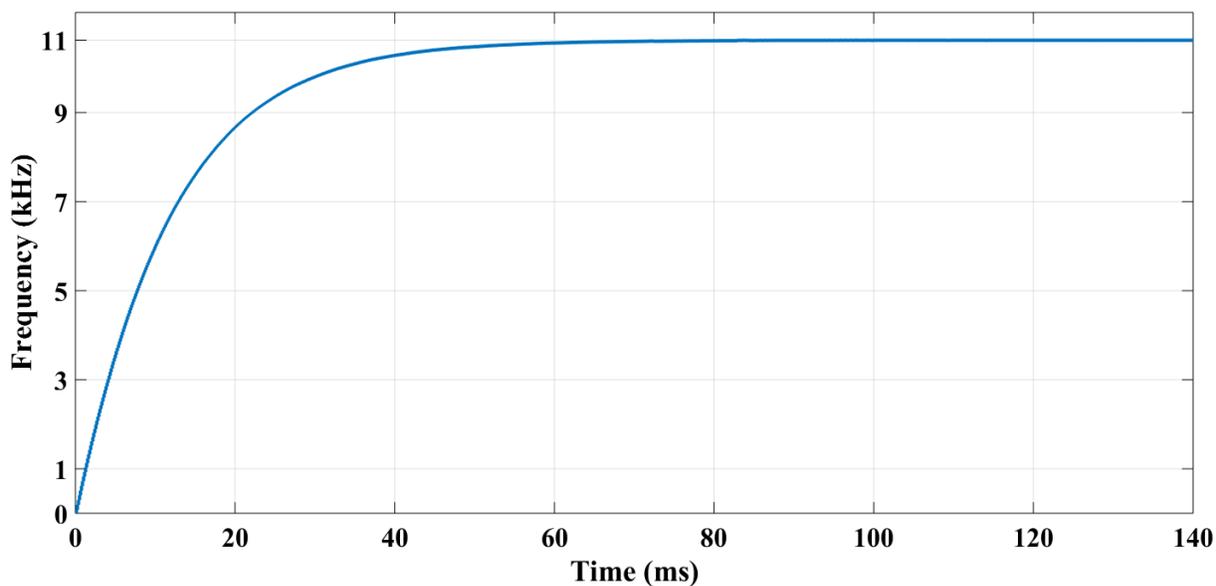


Figure 49: Sortie intégrateur de récupération de porteuse avec décalage Doppler de 11 kHz dans le signal

Pour plus de décalage de fréquence Doppler que 11 kHz, le circuit ne peut pas atteindre le décalage pour les limitations que nous avons en raison de la conception.

La Figure 50 montre la constellation des symboles avant démodulation, dans le cas d'un décalage Doppler de la fréquence. Comme on peut s'y attendre, il y a une ambiguïté dans la phase et par conséquent, la sortie du démodulateur n'est pas valide.

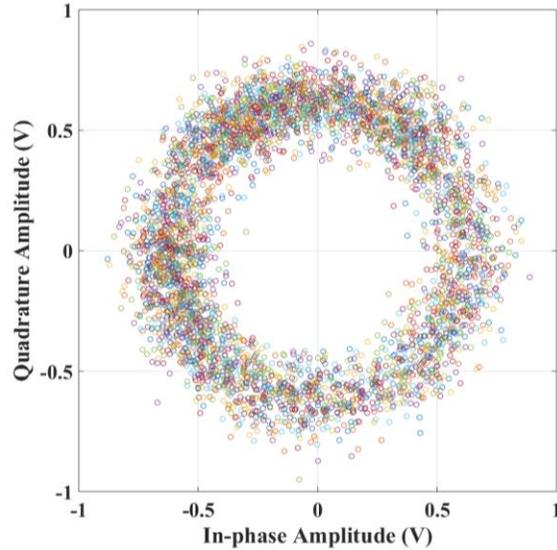


Figure 50: La constellation du signal avant démodulation QPSK avec décalage Doppler 5 kHz

Les circuits de la phase et de la fréquence travaillent ensemble pour compenser le décalage de la fréquence et la rotation de phase. La Figure 51 représente la constellation après correction de phase.

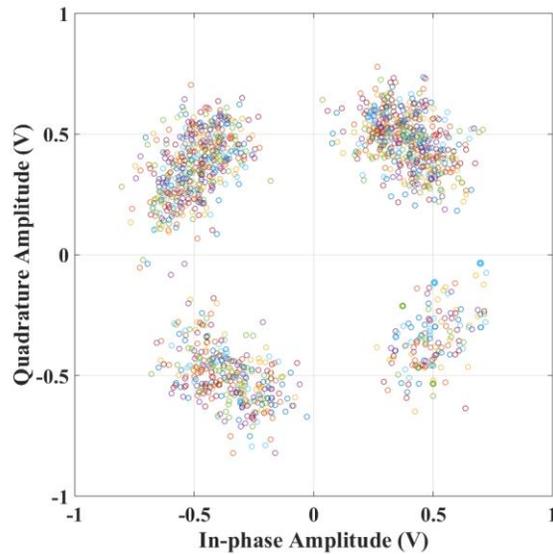


Figure 51: La constellation du signal avant démodulation QPSK après compensation Doppler

Les sorties du démodulateur QPSK sont des symboles à 2 bits. Indépendamment de l'ambiguïté du signal, la sortie de ce module est toujours la même que celle de la Figure 52.

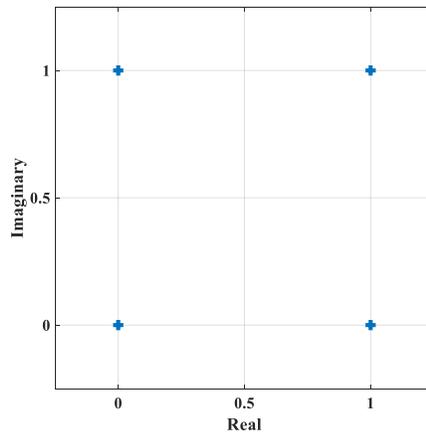


Figure 52: Constellation de signaux après démodulation QPSK

#### 4.1.2 Modèle avec gain de traitement 15 dB

Le modèle précédent est conçu pour envoyer 5 Mbps (bit par seconde) de données. Nous avons conçu un autre modèle pour envoyer 350 Mbps pour montrer que cette idée est utilisable dans différentes applications du 5G. Encore une fois, comme auparavant, la largeur de bande fournie est de 7 GHz. Le gain de traitement est de 15 dB et la longueur du code PN est de 31. Le polynôme générateur pour ce PN dans notre modèle est [5 3 0].

La taille du préambule est de 63 bits. Dans le paragraphe 3.2.1, les signaux de commande sont définis. A chaque activation du signal Rate, 2 bits de données sont envoyés à la modulation QPSK comme décrit dans le chapitre 3. Ce signal sera actif à chaque fois que le nombre d'impulsions d'horloge  $\text{Chip-Rate} \times \text{Sample-Factor}$ , qui dans ce modèle est de  $31 \times 5$  impulsions. L'autre signal de commande est le BlockSync qui est spécifié par le nombre de symboles dans le préambule, dans notre projet, le préambule est de 63 bits et est affecté au bit 0 de l'entrée QPSK. Ainsi, le signal BlockSync sera activé tous les  $63 \times 31 \times 5$  impulsions d'horloge. Pilot-Blk est le signal qui dicte d'alimenter le modulateur QPSK avec le préambule et non les données. Ce signal sera faible pour 20 blocs de données et restera élevé pour la durée d'un bloc. Lorsque le Pilot-Blk s'élève, le FrameSync se déclenche pour 1 impulsion d'horloge, parce que nous mettons le préambule dans le premier bloc d'une trame de données.

Le Tableau 4 montre également d'autres paramètres.

Tableau 4: Les paramètres dans la conception

<b>Débit de données</b>	350 Mbps
<b>Nombre de puces/symbole</b>	31
<b>Taux de symbole QPSK</b>	183.75 Mbps
<b>Nombre d'échantillons/symbole</b>	5
<b>Largeur de bande du signal théorique</b>	6.8355 GHz

#### 4.1.2.1 Émetteur

L'envoi du préambule et des données est contrôlé par les signaux de commande. Toutes les  $31 \times 5$  impulsions d'horloge, deux bits sont envoyés à la modulation QPSK. La fonction du modulateur est la même pour tous les débits de données.

La Figure 53 est le signal à bande étroite après le modulateur.

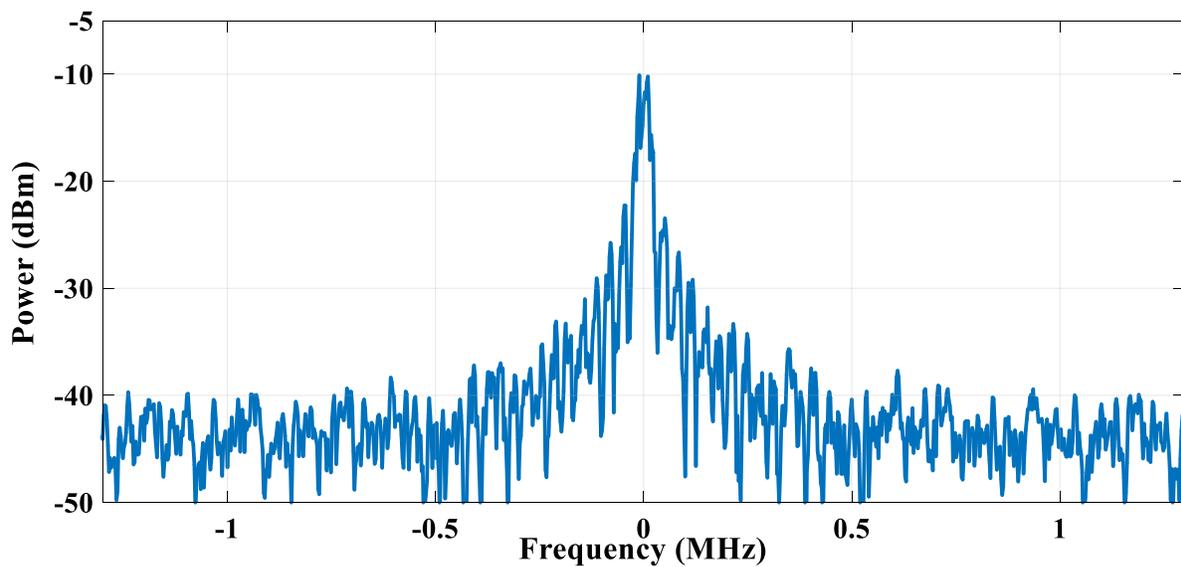


Figure 53: Signal en bande de base avant étalement.

Le signal étalé avec la séquence PN de longueur 31 est représenté sur la Figure 54.

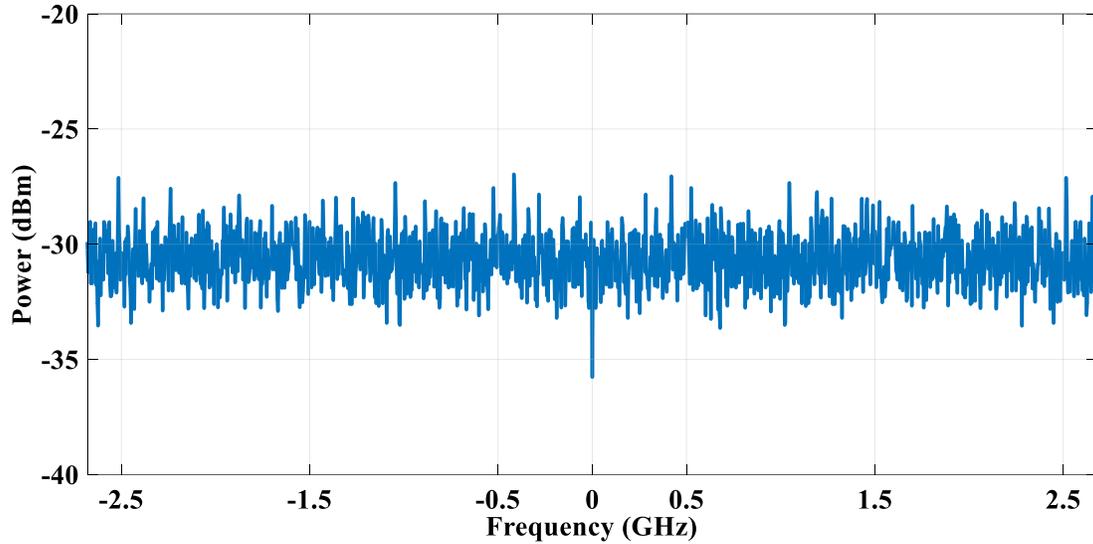


Figure 54: Le signal après épandage.

Le filtre de mise en forme du signal après l'impulsion, avec le même filtre que le modèle précédent, se trouve à la Figure 55.

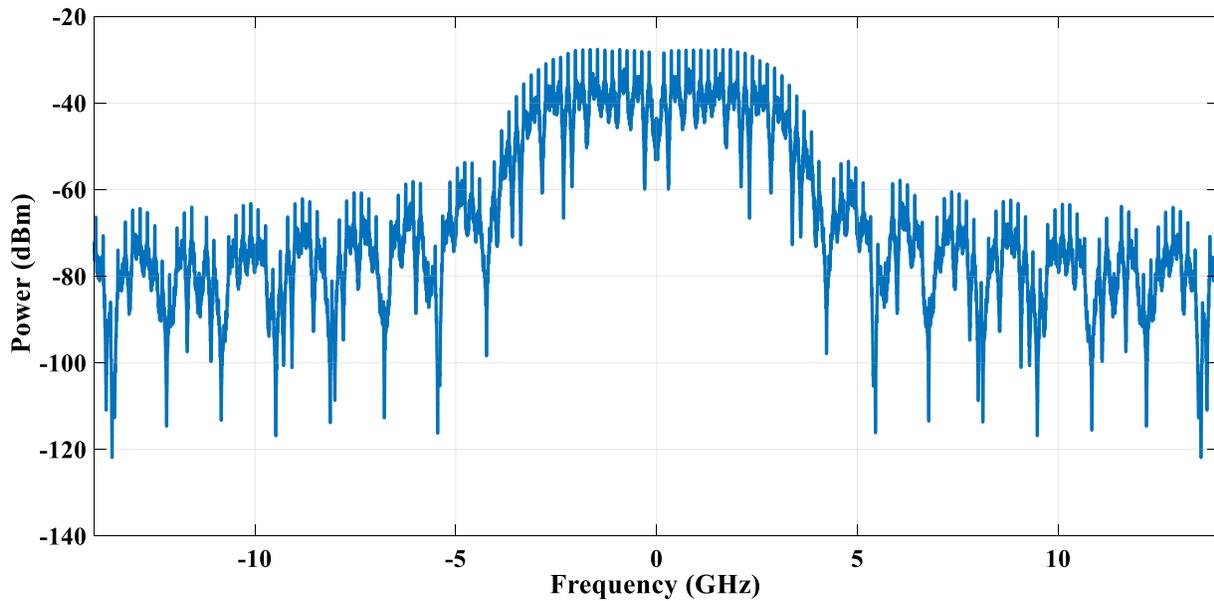


Figure 55: Le signal étalé après mise en forme de l'impulsion

Lorsque la puissance du canal du signal est conçue pour être de  $-7.1$  dBm et que le niveau du signal est  $-33.5$  dBm. On peut voir que le nombre de puces a un grand impact sur la forme du signal. On montrera que le système a d'autres limites que le gain de  $33$  dB.

#### 4.1.2.2 Canal

Nous avons les mêmes caractéristiques pour le canal dans toute la simulation. Comme la largeur de bande est de 7 GHz, le niveau de bruit thermique est de -75 dBm. Le SNR doit être défini pour le bloc AWGN en tant que paramètre. Ce SNR détermine la puissance de la sortie de canal dans notre conception. La Figure 56 montre la sortie du canal dans ce lien avec SNR = -5 dBm.

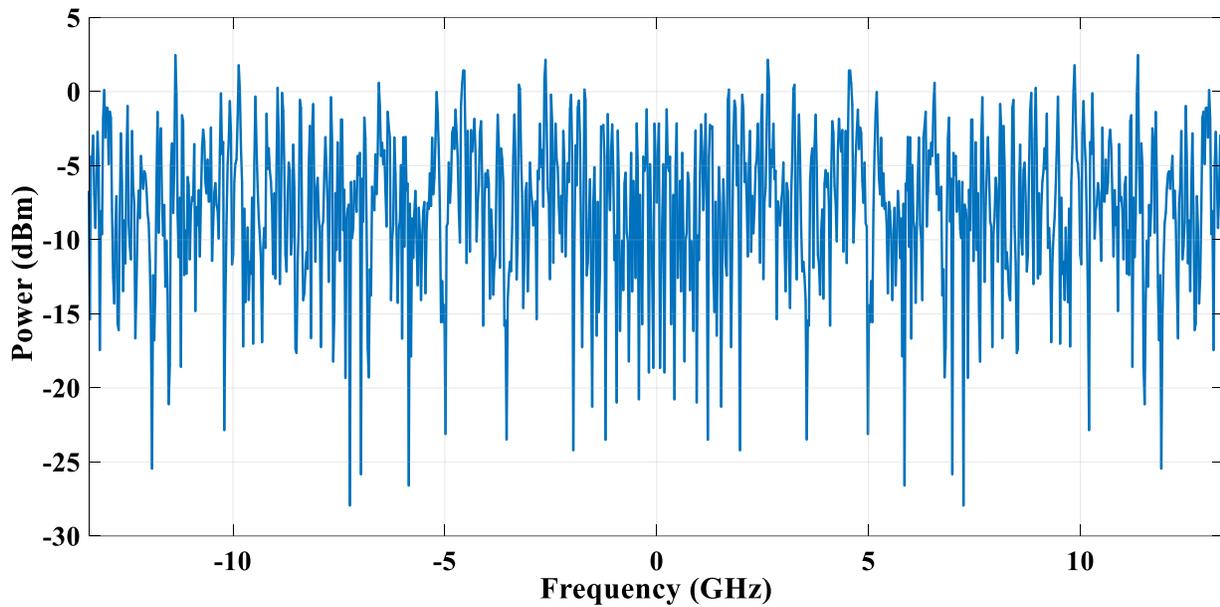


Figure 56: La sortie du canal avec SNR=-5 dBm

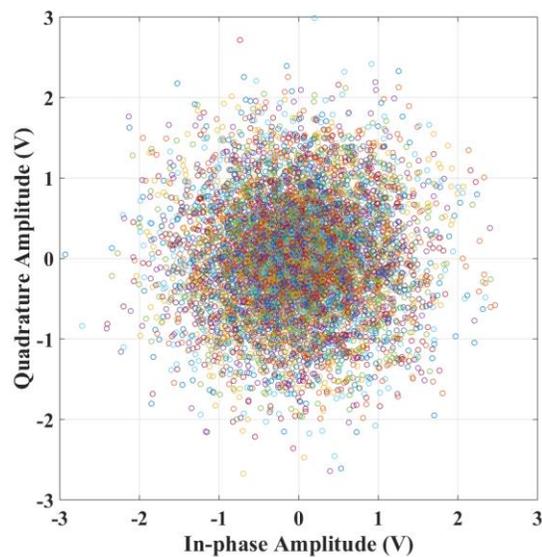


Figure 57: La constellation de la sortie de canal.

Nous pouvons également ajouter le décalage Doppler au signal ainsi que le bruit dans le modèle de canal.

#### 4.1.2.3 Récepteur

Les circuits de synchronisation s'activent l'un après l'autre dans le récepteur. La toute première est l'acquisition de PN.

La Figure 58 montre la recherche sérielle du retard de puce dans une conception avec 31 bits de séquence PN.

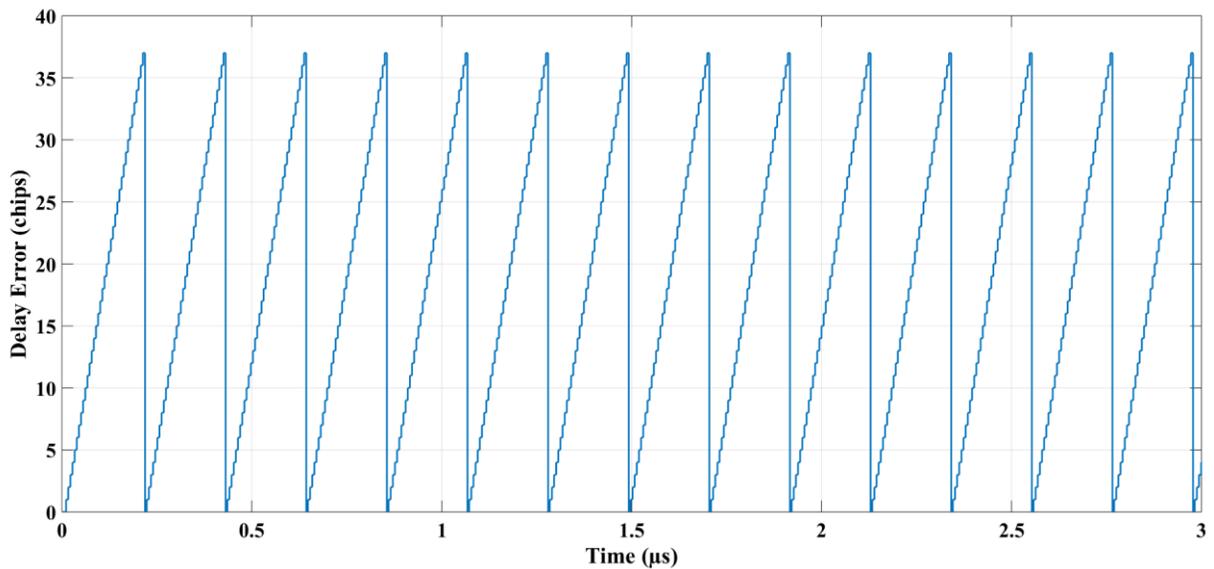


Figure 58: La recherche en série du retard de la puce

La Figure 59 représente le processus d'acquisition, tel qu'expliqué dans la conception précédente. L'effet de l'alignement des références numériques sur la puissance des symboles est présenté à la Figure 60.

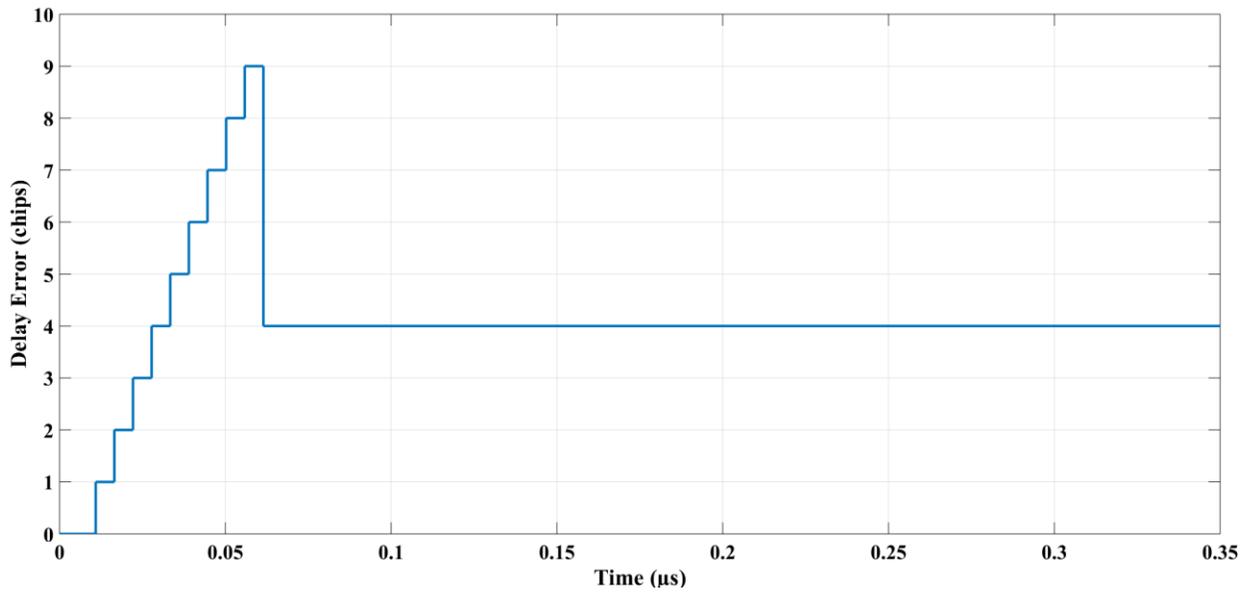


Figure 59: Retard de la puce lors de l'acquisition

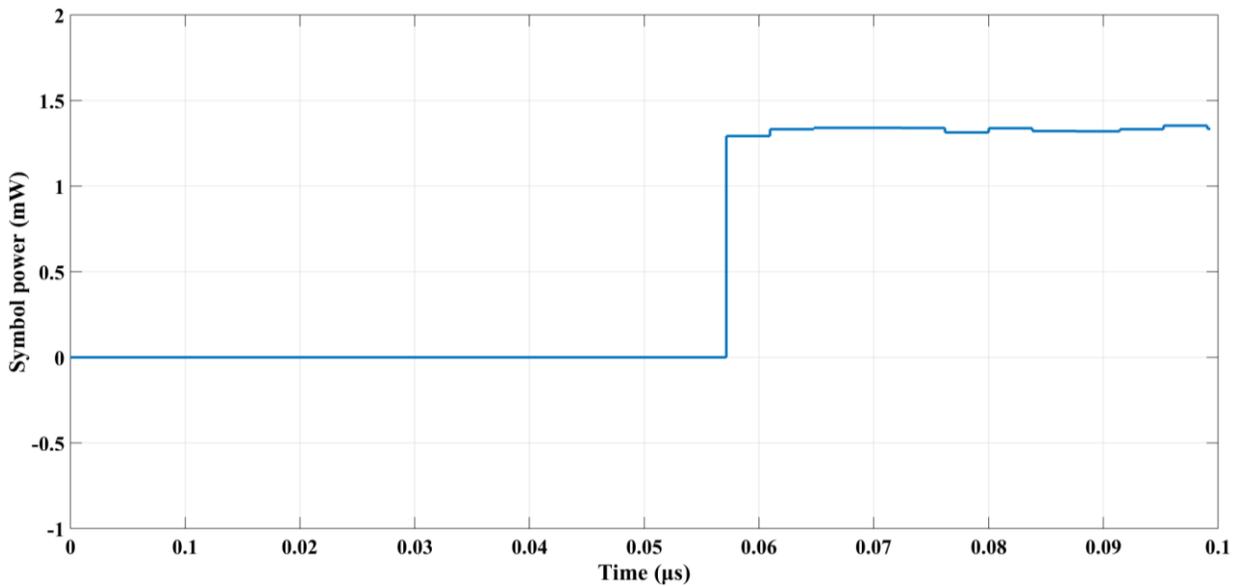
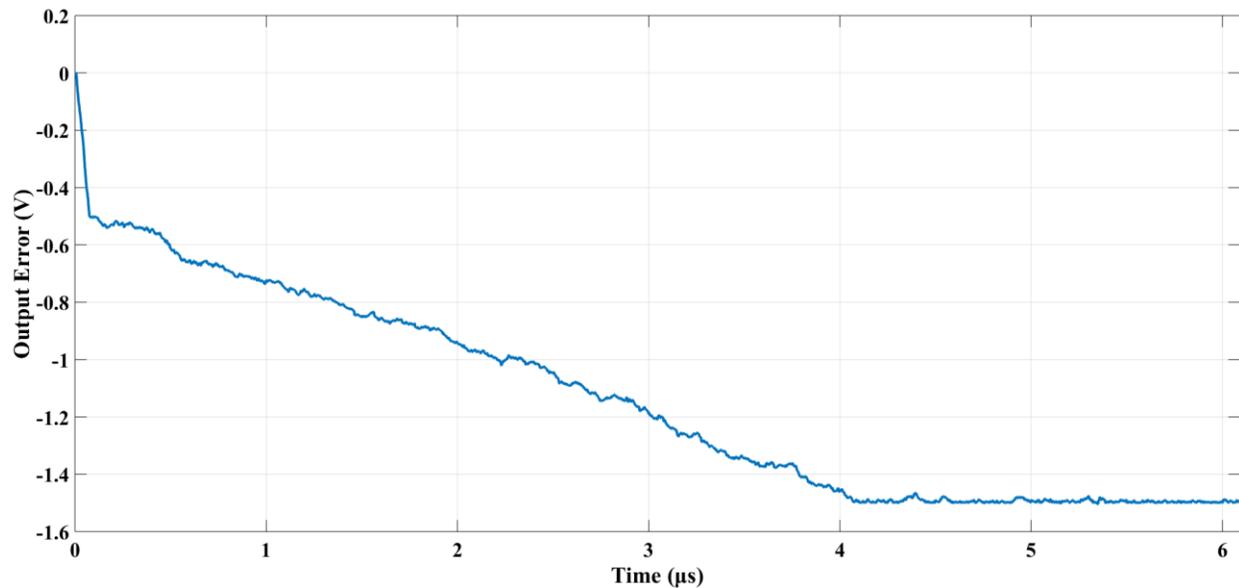


Figure 60: La puissance du symbole avant et après l'acquisition du PN

Dès que la séquence PN est alignée, deux autres circuits de synchronisation démarrent le processus. L'un d'entre eux est le PN-Tracking, décrit à la section 3.4.5. La Figure 61 montre la sortie de l'intégrateur d'erreur dans ce circuit.



**Figure 61: La sortie du circuit intégrateur d'erreur dans le PN-Tracking**

Cette sortie est quantifiée et génère un retard de puce et d'échantillon pour modifier l'alignement PN, dans l'unité génératrice PN. La valeur de ce chiffre est convertie en 0 puce et 1 échantillon. Bien sûr, cette valeur négative diminue l'adresse PN.

L'autre circuit important, qui s'active lorsque l'acquisition PN est effectuée, est la récupération de la porteuse, décrite à la section 3.4.7.

Nous avons testé le circuit de récupération de porteuse avec plusieurs décalages Doppler. Les Figures 62 et 63 montrent la sortie de l'intégrateur d'erreur dans le processus de recherche du décalage Doppler, avec des décalages 0 et 8 kHz.

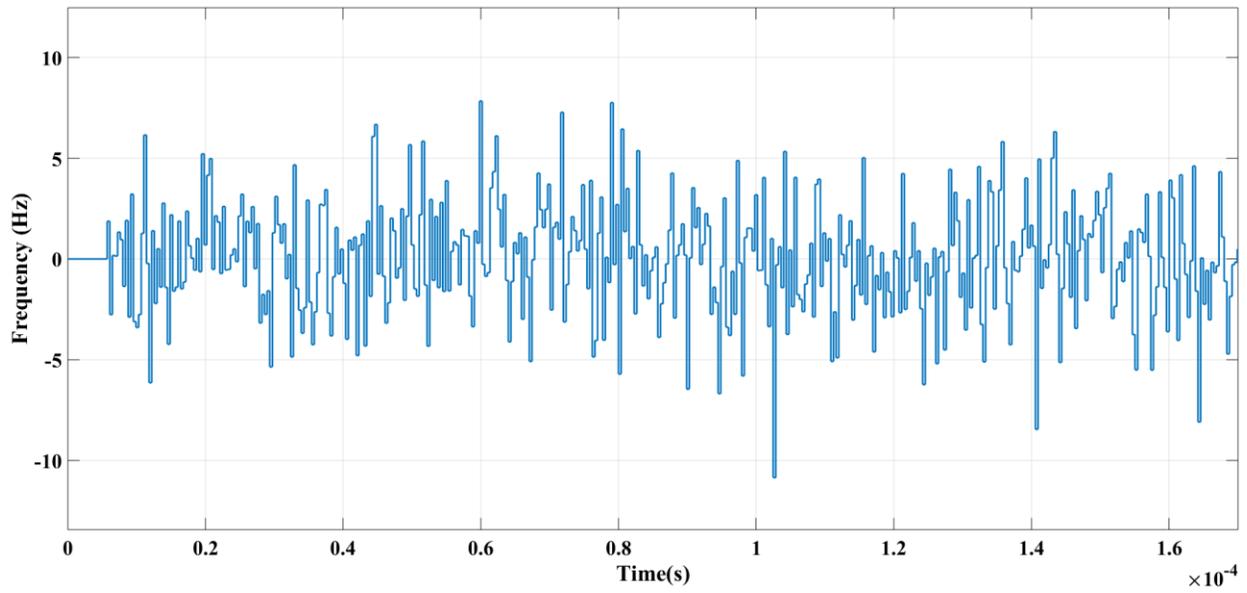


Figure 62: Sortie d'intégrateur de récupération de porteuse sans décalage Doppler dans le signal.

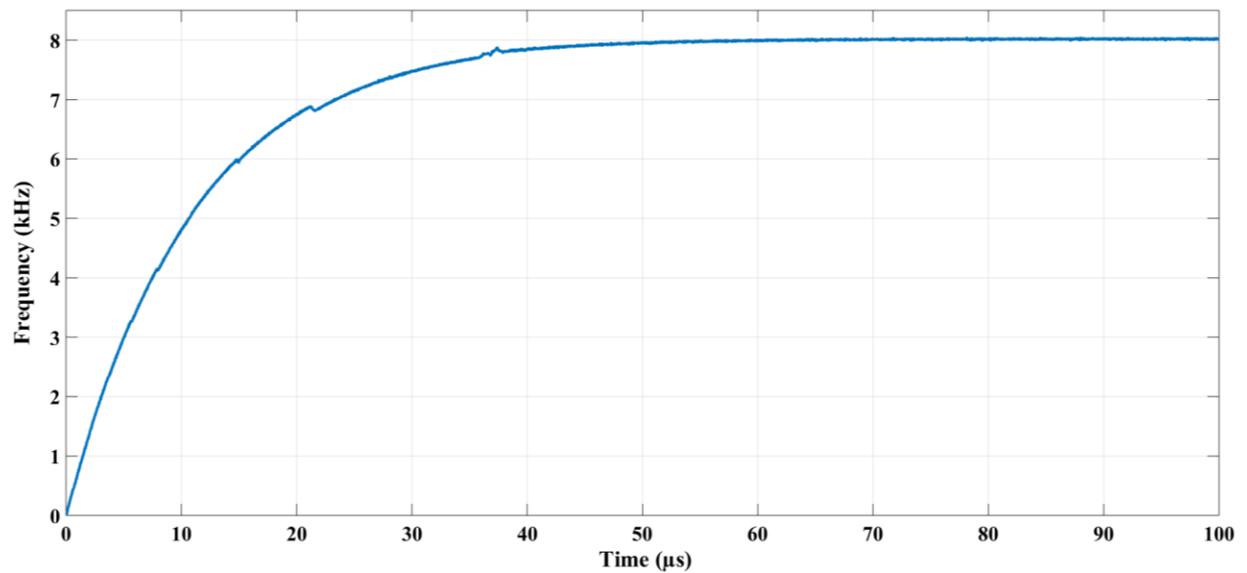
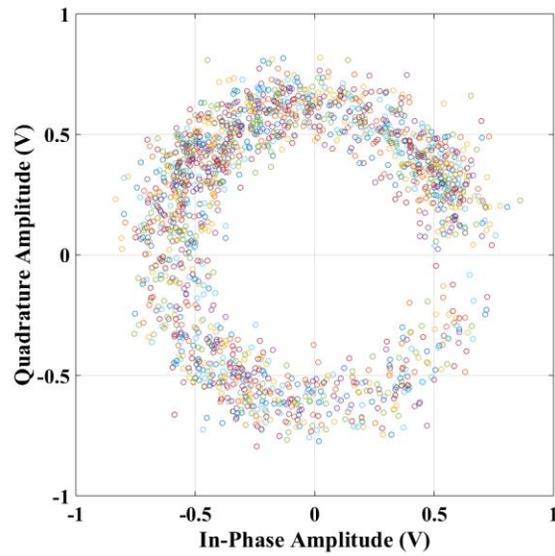


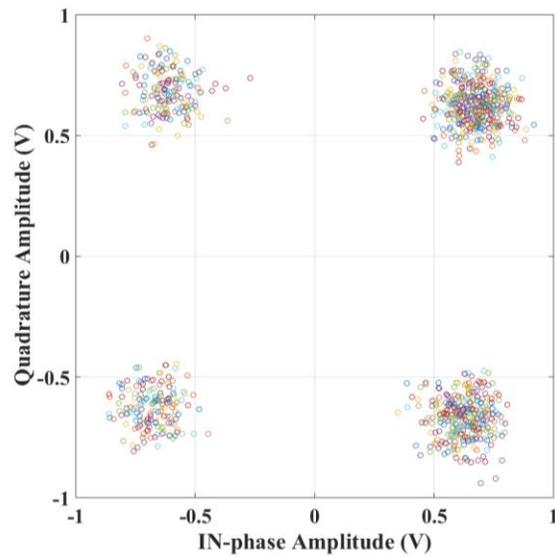
Figure 63: Sortie intégrateur de récupération de porteuse avec 8 kHz de décalage Doppler

Dans le cas où nous avons un décalage Doppler dans la fréquence, la constellation des symboles avant démodulation est sur la Figure 64. Comme on peut s'y attendre, il y a une ambiguïté dans la phase et en conséquence la sortie du démodulateur n'est pas valide.



**Figure 64: La constellation de signaux avant démodulation QPSK avec décalage Doppler**

Les circuits de la phase et de la fréquence travaillent ensemble pour compenser le décalage de la fréquence et la rotation de phase. La Figure 65 représente la constellation après correction de phase.



**Figure 65: La constellation de signaux avant démodulation QPSK après compensation Doppler**

La constellation de symboles de la sortie du démodulateur est représentée sur la Figure 66.

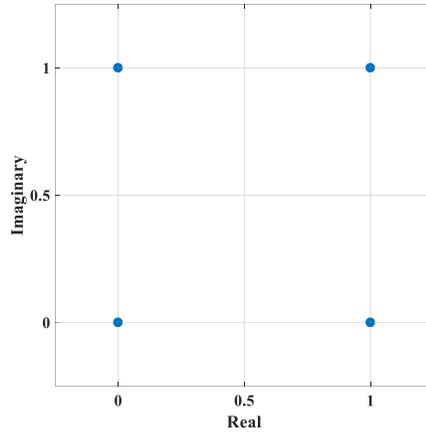


Figure 66: La constellation des symboles de sortie du démodulateur QPSK.

### 4.1.3 Comparison

On a simulé deux liaisons différentes à spectre étalé, pour en faire une comparaison. Dans les 7 GHz disponibles dans la largeur de bande, on peut transmettre des débits de données comme indiqué au Tableau 5.

Tableau 5: Comparaison des caractéristiques de liaison

	Gain de traitement de 33 dB	Gain de traitement de 15 dB
Nombre d'éléments	2047	31
Débit de données	5 Mbps	350 Mbps
Débit de symboles QPSK	2.625 Mbps	183.75 Mbps
Nombre d'échantillons/symboles	5	5
Largeur de bande des signaux théoriques	6.44805 GHz	6.8355 GHz

On a choisi la largeur de bande comme indiqué au Tableau, pour que la largeur de bande effective soit maintenue en dessous de 7 GHz. Il est évident que dans une largeur de bande limitée déterminée, on peut transmettre un débit supérieur de données dans une liaison à spectre étalé à séquence directe, avec un PN d'une longueur plus courte.

On peut établir le nombre des sequences selon le débit de données de l'application.

Une liaison est conçue de telle manière qu'elle ait un gain de traitement supérieur à l'autre. Un effet du gain de traitement est la résistance du signal DSSS au brouillage à bande étroite. Puisque, dans le récepteur, le signal initial est désétalé et le signal de brouillage est étalé en même temps, un gain de traitement supérieur conduit à une meilleure résistance du signal DSSS aux interférences. Pour la même raison, le système peut fonctionner à un SNR inférieur.

Dans cette section, on fait une comparaison entre quelques paramètres de fonctionnement de ces deux modèles :

#### 4.1.3.1 MDS

Le niveau minimal de puissance à l'entrée d'un récepteur, nécessaire pour le traitement d'un signal, est appelé le signal détectable minimal (MDS) [33]. Pour obtenir le MDS, on peut calculer le plancher de bruit comme dans l'Équation 15.

*Plancher de bruit*

$$= 10 * \log_{10} (KT \times 1000) + NF + 10 \\ \times \log_{10}(\text{largeur de bande})$$

Équation 15

Où  $T$  représente la température du système de récepteur en degrés Kelvin,  $K$  est la constante de Boltzmann  $K = 1.38 \times 10^{-23}$  joules par kelvin, et  $NF$  est le facteur de bruit.

Le module de récepteur de notre liaison est un récepteur six-port composé d'éléments passifs. Le facteur de bruit de ce récepteur est d'environ 21 dB. Cela signifie que le plancher de bruit du système est de -54 dBm.

L'étape suivante est de prendre en considération le SNR requis pour le récepteur. Pour calculer le signal détectable minimal, on ne doit qu'ajouter au plancher de bruit, le SNR requis en dB comme dans l'Équation 16.

$$MDS = \text{plancher de bruit} + SNR$$

Équation 16

Pour un SNR typique = 10 dB, la puissance minimale du signal afin qu'il soit détectable sera de presque -44 dBm.

Toutefois, on a la liaison DSSS. Comme indiqué ci-dessus, dans la phase de désétalement d'un récepteur DSSS, la puissance de chaque symbole du signal est amplifiée par le facteur de gain de traitement, tandis que la puissance de bruit ne change pas et la puissance d'un brouilleur à bande étroite est diminuée par le gain de traitement. Par conséquent, pour notre modèle, on peut utiliser un récepteur à un SNR inférieur.

Pour avoir un taux d'erreur binaire de  $10^{-7}$ , un circuit de détection cohérent typique pour QPSK, comme celui de notre modèle, requiert un SNR de 11 dB. À noter que les entrées du démodulateur sont les sorties du désétaleur.

Dans le modèle à un gain de traitement de 33 dB, afin d'avoir un SNR de 11 dB, le SNR à l'entrée du désétaleur peut être de -22 dB, qui est le SNR idéal moins le gain de traitement. Donc, le MDS théorique de ce modèle est de -76 dBm.

Dans le modèle à un gain de traitement de 15 dB, afin d'avoir un SNR de 11 dB, le SNR à l'entrée du désétaleur peut être de -4 dB, qui est le SNR idéal moins le gain de traitement. Donc, le MDS théorique de ce modèle est de -58 dBm.

Cette amélioration du signal détectable minimal est considérable et a un grand impact sur la distance de fonctionnement entre l'émetteur et le récepteur dans la liaison de télécommunication.

#### 4.1.3.2 *Distance entre le récepteur et l'émetteur*

L'un des facteurs pour déterminer la distance maximale entre l'émetteur et le récepteur est la perte de propagation. On peut calculer la perte de propagation en espace libre dans un champ lointain par l'Équation 17:

$$FSPL = \left( \frac{4\pi df}{c} \right)^2 \quad \text{Équation 17}$$

Où  $FSPL$  est la perte de propagation en espace libre,  $d$  représente la distance entre le récepteur et l'émetteur, en mètres,  $f$  signifie la fréquence du signal en Hertz et  $c$ , la vitesse de la lumière dans le vide, qui est de  $2.99792458 \times 10^8$  mètres par seconde, même si, la plupart du temps, dans la pratique, l'on considère qu'elle est de  $3 \times 10^8$  mètres par seconde.

Donc, on peut exprimer la perte de propagation en espace libre (en dB), pour une communication en 60 GHz, comme FSPL (dB)= 20 log( $d$ ) +128, ce qui signifie que la perte est de 68 dB à une distance d'un mètre.

Comme expliqué ci-dessus, le MDS de fonctionnement du récepteur six-port fabriqué dans le laboratoire RF est de -44 dBm. Dans le modèle à un gain de traitement de 33 dB, le MDS théorique est de -76 dBm, ce qui signifie que le système peut fonctionner même si l'on multiplie la distance entre le récepteur et l'émetteur de presque 45 fois. Pour un système ayant une distance d'un mètre, cela signifie 45 mètres. Dans le modèle à un gain de traitement de 15 dB, le MDS théorique est de -58 dBm, ce qui signifie que le système peut fonctionner à une distance de presque 6 fois supérieure à la distance antérieure.

#### 4.1.3.3 *Le décalage Doppler*

Le décalage Doppler est une augmentation ou une réduction de la fréquence des signaux émis telle que perçue à l'extrémité de réception. Comme l'explique la section 3.3.3, l'Équation 18 présente la relation entre le décalage Doppler et la vitesse, où  $f_0$  est la fréquence initiale du signal,  $\Delta v$  est la vitesse relative entre la source et le récepteur,  $c$ , la vitesse du milieu et  $\Delta f$ , le décalage de fréquence.

$$\Delta f = \frac{\Delta v}{c} f_0 \quad \text{Équation 18}$$

Pour la communication en 60 GHz, on peut écrire l'Équation 18 comme l'Équation 19:

$$\Delta f = 200 * \Delta v \quad \text{Équation 19}$$

Dans le modèle à un gain de traitement de 33 dB, l'alignement PN et la récupération de porteuse peuvent être réalisés à un décalage Doppler de 11 kHz, ce qui signifie que la vitesse relative, pour une transmission à 60 GHz, peut atteindre 55 m/s. Pour le modèle à un gain de traitement de 15 dB, l'alignement PN et la récupération de porteuse peuvent être réalisés à un décalage Doppler de 8 kHz, ce qui signifie que la vitesse relative peut atteindre 40 m/s.

#### 4.1.3.4 Sécurité

Pour ce qui est de la sécurité, comme expliqué auparavant, un signal étalé est plus sécurisé qu'un signal non étalé. Le niveau de puissance d'un signal étalé est inférieur à celui d'un signal non étalé ; par conséquent, sans avoir connaissance de l'existence d'une communication par étalement, cette communication est presque cachée et difficile à détecter. En outre, même si le signal est détecté, aucun récepteur ne peut en extraire les données sans connaître la séquence PN. Une séquence PN supérieure conduit à un niveau de sécurité supérieur, puisque la puissance du signal est plus étalée ; en même temps, il est plus difficile à deviner une séquence plus longue.

Le Tableau 6 présente un résumé des fonctionnalités de ces deux modèles.

Tableau 6: Comparaison entre les fonctionnalités des liaisons conçues.

	Gain de traitement de 33 dB	Gain de traitement de 15 dB
<b>Le SNR pour une détection QPSK cohérente à l'entrée du désétaleur</b>	-22 dB	-4 dB
<b>MDS</b>	-76 dBm	-58 dBm
<b>Décalage Doppler compensable maximal</b>	11 kHz	8 kHz
<b>Vitesse @ 60 GHz</b>	55 m/s	40 m/s
<b>Sécurité</b>	Gain de traitement de plus de 15 dB	Supérieure par rapport à une communication non étalée

## 4.2 Conclusion

Les paramètres de performance des réseaux 5G répondent à toutes les exigences actuelles des communications mobiles. En même temps, ils doivent faire face au nombre croissant d'utilisateurs des applications mobiles et de l'internet des objets. Lorsque cette technologie est disponible, de nouvelles applications et de nouveaux services émergeront. Tout cela signifie que le réseau 5G compte beaucoup plus d'utilisateurs que la 4G et que le problème des interférences radio est plus important que celui de toute transmission radio actuelle. D'autre part les systèmes de communication en 5G sont soumis à davantage de bande passante et, par conséquent, à plus de distorsion du bruit thermique. De plus, les signaux à trajets multiples dans les communications sans

fil pourraient être destructifs dans le récepteur. Le dernier mais non le moindre est la sécurité des données, en particulier dans les réseaux tels que l'IoT. Cette protection comporte plusieurs couches, du cryptage des données à la dissimulation de toute la communication d'un observateur.

Le but de ce projet était de concevoir un lien pour faire face aux défis de la communication 5G en utilisant le récepteur à six ports. On a choisi l'étalement le spectre étalé à séquence directe pour ses grands avantages. On a conçu une liaison de télécommunication en bande de base complète, dans l'environnement Simulink de MATLAB. Dans notre simulation, on a pris en compte un canal ayant les mêmes paramètres qu'un canal de télécommunications réel, tels que le bruit thermique. Dans notre simulation, on peut ajouter du décalage Doppler au signal émis, afin de tester les circuits de synchronisation. On peut même ajouter un signal de brouillage afin de tester la résistance aux interférences. On a implanté tous les circuits de synchronisation. Dans notre processus d'acquisition PN, on a conçu 5 trajets afin de désétalement le signal avec 5 valeurs de séquence de retard différentes pour les séquences pseudo-aléatoires PN, afin de réduire le taux de fausses détections du système. On a conçu des circuits de récupération de phase et de fréquence ; leur fonctionnalité est présentée dans ce chapitre.

Dans notre liaison, les interférences propres aux trajets multiples sont gérées comme d'autres types d'interférences de signaux, par une très bonne discrimination en DSSS. Généralement, le signal étalé est plus résistant aux interférences qu'un signal non étalé. Cela aide aussi le signal à être plus résistant au bruit thermique et au brouillage des signaux. Dans le processus de désétalement, le PN est multiplié au signal ; par conséquent, lorsque le PN est aligné, le signal est plus puissant, tandis que l'énergie du bruit ne change pas. Ainsi, le SNR est meilleur.

Pour ce qui est de la sécurité, en DSSS, sans avoir connaissance de l'existence d'une communication par étalement, cette communication est presque cachée et difficile à détecter.

En outre, même si le signal est détecté, aucun récepteur ne peut en extraire les données sans connaître la séquence PN. Et, après tout, cette liaison peut être utilisée dans des environnements multi-utilisateurs.

On a conçu un système complet, y compris les circuits pour la synchronisation temporelle, la récupération de phase et de fréquence pour le signal de porteuse et la possibilité de détecter et de compenser le décalage Doppler dans le système. On a aussi développé un circuit d'acquisition PN Rake, pour une meilleure fiabilité du processus de détection.

On a conçu deux liaisons différentes pour transmettre 5 Mbps et 350 Mbps de données, à des facteurs de séquence de 2047, respectivement de 31. Le fait qu'on a simulé deux liaisons à séquence PN ayant deux longueurs différentes, nous permet de comparer les résultats et d'élargir notre perspective, en vue d'établir les caractéristiques de liaison selon les besoins de l'application. Le spectre étalé présente plusieurs avantages et nous a aidé à améliorer le système, mais il présente un inconvénient majeur. Le signal à spectre étalé occupe une largeur de bande beaucoup plus large qu'un signal non étalé. Étant donné que la bande passante est un goulot d'étranglement en télécommunication, cette technique limite le débit de données.

Chaque liaison a plusieurs circuits de synchronisation, qui sont nécessaires pour tout récepteur de télécommunication. Comme toute autre liaison, l'émetteur est plus simple par rapport au récepteur. On a montré le flux du signal dans l'émetteur. On a décrit le processus d'alignement de la séquence PN dans le récepteur, à l'aide des figures, ainsi que le processus de récupération de synchronisation.

Le processus de trouver le décalage de fréquence et la correction de phase est représenté avec différents décalages Doppler. On a montré la capacité de notre liaison de faire face au décalage de fréquence. La liaison à un gain de traitement de 33 dB peut compenser un décalage Doppler de 11 kHz. Dans le modèle à un gain de traitement de 15 dB, on peut compenser une fréquence Doppler de 8 kHz. Ces décalages Doppler sont les décalages résultant des vitesses relatives de 55 m/s, respectivement de 40 m/s, à 60 GHz.

Ces modèles présentent aussi des améliorations au niveau du signal détectable minimal. Pour une liaison ordinaire avec le même émetteur et le même récepteur, le MDS est d'environ -44 dBm, tandis que le MDS dans une liaison ayant notre traitement de signal est beaucoup moins. Dans le modèle à un gain de traitement de 33 dB, le MDS est de -76 dBm, et dans le modèle à un gain de traitement de 15 dB, le MDS est de -58 dBm. À noter que les deux valeurs MDS sont calculées à un taux d'erreur binaire de  $10^{-7}$  à l'entrée de la démodulation cohérente pour QPSK. Ces valeurs MDS montrent que notre récepteur peut détecter un signal à une distance de transmission de presque 45 fois (pour un gain de traitement de 33 dB) ou 6 fois (pour un gain de traitement de 15 dB) supérieure par rapport à une liaison n'ayant pas nos unités de traitement de signal.

Enfin, on a développé une liaison complète qui peut transmettre des données à un haut débit, à 60 GHz, et qui peut traiter le signal dans le récepteur afin d'obtenir les informations, tout en assurant la sécurité et la fiabilité des données.

### 4.3 Travaux futurs

Comme on l'a déjà décrit, ces deux liaisons sont capables de transmettre 5 Mbps et 350 Mbps de données, dans une largeur de bande de 7 GHz. Toutefois, dans certaines applications, on peut utiliser ces liaisons à spectre étalé d'une manière différente. Une méthode de synchronisation est de transmettre un signal pilote ; dans certaines applications, ce signal pilote est même transmis dans une fréquence différente de celle du signal des données. Puisque le signal pilote a un débit inférieur que les données, le spectre étalé donne de très bons résultats dans ces applications. Dans le modèle ayant un facteur de séquence de 31, un signal pilote à un débit de 20 kbps peut être transmis dans une largeur de bande inférieure à 500 kHz. Si l'on a une bande passante disponible plus large, on peut concevoir des liaisons à une séquence PN plus longue, pour en profiter. Cette méthode semble plus pratique. À noter que tous les blocs conçus dans ce mémoire, pour l'émetteur et le récepteur, peuvent être utilisés en toute liaison DSSS, à une séquence PN d'une longueur arbitraire.

Vu que les mesures six-port requièrent une compensation Doppler, l'étape suivante dans le laboratoire *RF d'INRS-EMT* est de mettre en œuvre ces liaisons. Dans ce cas, on peut mesurer les performances en les comparant aux données réelles, et en évaluant les circuits de synchronisation.

On a une idée liée à l'accélération du processus de synchronisation dans le récepteur ; cette idée implique la transmission du préambule après la modulation des données. Dans ce cas, le processus de récupération de phase est de faire tourner le signal afin de trouver le préambule à l'aide d'une corrélation croisée.

## 5 BIBLIOGRAPHIE

- [1] <https://en.wikipedia.org/wiki/5G>
- [2] “5G Use Cases and Requirements White Paper,” in *Nokia White Paper*, July 2014, [online]. Available: <http://resources.alcatel-lucent.com/asset/200010>.
- [3] Lin, J. et al, “A Survey on Internet of Things: Architecture, Enabling Technologies, Security and Privacy, and Applications”, *IEEE Internet of Things Journal*, Vol. 4, Issue: 5, Oct. 2017.
- [4] “The Road to 5G: Drivers, Applications, Requirements and Technical Development,” in *Global Mobile Suppliers Association (GSA) Executive Report*, November 2015, [online]. Available: [http://www.huawei.com/minisite/5g/img/GSA\\_the\\_Road\\_to\\_5G.pdf](http://www.huawei.com/minisite/5g/img/GSA_the_Road_to_5G.pdf).
- [5] Federal Communications Commission (FCC) Part 15.255 (57 - 64 GHz unlicensed band), May 2000.
- [6] FCC Docket 05 - 45 (71 - 76 GHz, 81 - 86 GHz, 92 - 95 GHz), March 2005.
- [7] S.O. Tatu, A. Serban, M. Helaoui, A. Köelpin, "Multiport Technology: The New Rise of an Old Concept", *IEEE Microwave Magazine, Special Issue of Radio and Wireless Week 2015*, vol. 15, no. 7, pp. 34- 44, 2015.
- [8] S.O. Tatu, E. Moldovan, S. Affes, “Multi-Port Front-End and Transceivers for V-Band Multi-Gigabit/s Communication Systems”, *Digital Front-End in Wireless Communications and Broadcasting Circuits and Signal Processing*, Cambridge University Press, UK, September 2011.
- [9] C. Hannachi, S.O. Tatu, “A New Compact V-band Six-port Receiver for High Data-rate Wireless Applications”, *Radio & Wireless Week*, pp. 1-3, San Diego, California, January 25-28, 2015.
- [10] T. Jiang, D. Hammou, C. Hannachi, J-F. Frigon, Ke Wu, M. Nedil, S.O. Tatu, “Six-port Technology for Millimeter-wave MIMO Systems”, *2013 European Microwave Week*, Nuremberg, Conference Proceedings, pp. 1591-1594, October 6-11, 2013.
- [11] C. Hannachi, D. Hammou, T. Djerafi, Z. Ouairhi, and S. O. Tatu, “Complete Characterization of Novel MHMICs for V-Band Communication Systems”, *Journal of Electrical and Computer Engineering*, Vol. 2013, 2013.

- [12] C. Hannachi, B. Zouggari, Razvan I. Cojocaru, T. Djerafi, S. O. Tatu, “A V-band high dynamic range planar integrated power detector: Design and characterization process”, *Microwave and Optical Technology Letters*, 2017.
- [13] M. Dashti Ardakani, Ch. Hannachi, B. Zouggari, E. Moldovan, and S. O. Tatu, “Accurate Millimeter-wave Carrier Frequency Offset Measurement using the Six-port Interferometric Technique,” *2018 48th European Microwave Conference (EuMC)*, Madrid, Spain, 2018, pp. 1061-1064.
- [14] Benjamin Sherlock; Jeffrey A. Neasham; Charalampos C. Tsimenidis, “Spread-Spectrum Techniques for Bio-Friendly Underwater Acoustic Communications”, *IEEE Access*, pp. 4506 – 4520, 2018.
- [15] Qiang Li, Miaowen Wen, Ertugrul Basar, and Fangjiong Chen, “Index Modulated OFDM Spread Spectrum”, *IEEE Transactions on Wireless Communications*, Vol. 17, Issue: 4, Page(s): 2360 – 2374, 2018,
- [16] Seong Joong Kim, Chang Soon Park, and Sang-Gug Lee, “A 2.4-GHz Ternary Sequence Spread Spectrum OOK Transceiver for Reliable and Ultra-Low Power Sensor Network Applications”, *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, Volume: 64, pp: 2976-2987, 2017.
- [17] I.B. Djordjevic, “Spread Spectrum, CDMA, and Ultra-Wideband Communications”, *Advanced Optical and Wireless Communications Systems*. Springer, 2018.
- [18] R.C. Dixon, *Spread Spectrum Techniques*, John Wiley & Sons Canada.
- [19] B. Sklar, *Digital Communications: Fundamentals and Applications*, Englewood Cliffs, N.J.: Prentice-Hall, 1988
- [20] S. Glisic, and B. Vucetic, *Spread spectrum CDMA systems for wireless communications*. Artech House, Inc, Boston/London, 1997.
- [21] S. Rappaport and D. Grieco, “Spread-spectrum signal acquisition: Methods and technology”, *Communications Magazine, IEEE*, vol.22, no.6, pp. 6-21, Jun 1984.
- [22] Louis J. Ippolito, “Satellite Communications Signal Processing”, in *Satellite Communications Systems Engineering: Atmospheric Effects, Satellite Link Design and System Performance*, Wiley, 2017.

- [23] Fan Zhang, Yazhi Luo, Yandan Wang, Li Li, Lixin Zhu, Zhangyuan Chen, and Chengbin Wu, "Experimental Comparison of Different BER Estimation Methods for Coherent Optical QPSK Transmission Systems", *IEEE Photonics Technology Letters*, Vol. 23, Issue: 18, 2011.
- [24] R. Koshti, and M. Jangalwa, "Performance Comparison of WRAN over AWGN and Rician Channel Using BPSK and QPSK Modulation with Convolution Coding", *2013 International Conference on Communication Systems and Network Technologies*, Gwalior, 2013.
- [25] <https://www.mathworks.com/products/matlab.html>
- [26] N. S. Alagha, and P. Kabal, "Generalized raised-cosine filters", in *IEEE Transactions on Communications*, vol. 47, no. 7, pp. 989-997, July 1999.
- [27] M. Vargas, and R. Pallas-Areny, "Thermal noise in a finite bandwidth", in *IEEE Instrumentation & Measurement Magazine*, vol. 4, no. 4, pp. 23-25, Dec. 2001.
- [28] Olga Boric-Lubecke, Victor M. Lubecke, Amy D. Droitcour, Byung-Kwon Park, and Aditya Singh, "Physiological Doppler Radar Overview", in *Doppler Radar Physiological Sensing*, IEEE, 2016.
- [29] Richard W. Middlestead, *Carrier acquisition and tracking*, in *Digital Communications with Emphasis on Data Modems: Theory, Analysis, Design, Simulation, Testing, and Applications*, Wiley, 2017.
- [30] K. M. Chugg, "A New Approach to Rapid PN Code Acquisition Using Iterative Message Passing Techniques", in *IEEE MILCOM Conference*, Boston, 2003.
- [31] H. Li, M. Lu and Z. Feng, "Partial-correlation-result reconstruction technique for weak global navigation satellite system long pseudo-noise-code acquisition", in *IET Radar, Sonar & Navigation*, vol. 5, no. 7, pp. 731-740, August 2011.
- [32] M. J. Zuo, Daming Lin and Y. Wu, "Reliability evaluation of combined k-out-of-n:F, consecutive-k-out-of-n:F and linear connected-(r, s)-out-of-(m, n):F system structures", in *IEEE Transactions on Reliability*, vol. 49, no. 1, pp. 99-104, March 2000.
- [33] Andreas F. Molisch, "*Spread Spectrum Systems*", in *Wireless Communications*, IEEE, 2011.
- [34] U. Mengali, and AN. D'Andrea, *Synchronization Techniques for Digital Receivers*. New York: Plenum, 1997.