



Identifier des noeuds IoT en espionnant leur signal radio

Mémoire réalisé par
Arnaud TULIPPE HECQ

Département d’Informatique
SERVICE RESEAU ET TELECOMMUNICATION
Directeur : Professeur Bruno QUOITIN

Année académique 2023-2024

Remerciements

Je tiens à exprimer toute ma reconnaissance à mon directeur de mémoire, Mr Bruno Quoitin, pour sa disponibilité, ses conseils et ses commentaires ainsi que son soutien et ses encouragements durant cette année académique, mais également durant tout mon parcours universitaire.

Je remercie également Mme Véronique Moeyaert pour son aide sur la compréhension de certains concepts de télécommunication.

Enfin, je remercie tous ceux qui, de près ou de loin, ont rendu possible la rédaction de ce travail par leur soutien, leurs conseils ou leurs connaissances qu'ils m'ont transmises.

Table des matières

Liste des acronymes	iv
Introduction	1
1 Rappels et nomination des technologies	5
1.1 Signal radio	5
1.2 Traitement du signal	7
1.2.1 Principe de la modulation	7
1.2.2 Modulation en amplitude	8
1.2.3 Modulation en phase	9
1.2.4 Modulation en fréquence	11
1.2.5 Gestion du bruit	12
1.2.6 Transformée de Fourier	13
1.3 LoRa	16
1.3.1 Couche physique de LoRa	18
1.3.2 LoRaWAN	22
2 Expérimentations	28
2.1 Matériel	28
2.1.1 Radio logicielle	28
2.1.2 Module d'émission Lora	34
2.1.3 Logiciels	38
2.2 Python	42
2.3 Génération et réception d'un signal LoRa	44
2.3.1 Analyse avec GQRX	44
2.3.2 Analyse avec URH	46
2.3.3 Analyse avec Python	50
2.3.4 Automatisation du signal et preprocessing	51
3 Identification d'appareils LoRa par la méthode des constellations traces figures	54
3.1 Radio Frequency Fingerprinting avec DCTF	55

TABLE DES MATIÈRES

iii

3.2 Méthode DCTF en pratique	57
3.3 Résultats	63
Conclusion	68
A Annexes	72
A.1 Code module Arduino	72
A.2 Code module RN2483	74
A.3 Configuration RTL SDR via PyRTLSDR	75
A.4 Automatisation des captures de signaux	76
A.5 Implémentation de la méthode DCTF	78

Liste des acronymes

- ABP** Activation By Personalisation
ACG Automatic Gain Control
ADC Analog to Digital Converter
AES Advanced Encryption Standard
AM Amplitude Modulation
BW Bandwidth
CA Certificate Authority
CFT Continuous Fourier Transform
CR Coding Rate
CRC Cyclic Redundancy Check
CSS Chirp Spread Spectrum
DCTF Differential Constellations Traces Figure
DDC Digital Down Converter
DDoS Distributed Denial of Service
DFT Discrete Fourier Transform
DVB-T Digital Video Broadcasting Terrestrial
ECB Electronic Codebook
ECC Elliptic Curve Cryptography
EPC Electronic Product Code
FEC Forward Error Correction
FFT Fast Fourier Transform
FM Frequency Modulation
FSCM Frequency Shift Chirp Modulation
FSK Frequency Shift Keying
GFSK Gaussian Frequency Shift Keying
GUI Graphical User Interface
HTTP Hypertext Transfer Protocol
I/Q In phase / Quadrature
IDE Integrated Development Environment
IF Intermediate Frequency

- IoT** Internet of Things
ISM Industrial Scientific and Medical
LBT Listen Before Talk
LNA Low Noise Amplifier
LNB LO Low Noise Block Local Oscillator
LO Local Oscillator
LoRa Long Range
LPF Low Pass Filter
LPWAN Low Power Wide Area Network
MAC Media Acces Control
MIC Message Integrity Code
MQTT Message Queuing Telemetry Transport
OSI Open System Interconnection
OTAA Over The Air Activation
PKI Public Key Infrastructure
PLL Phase-Locked Loop
PM Phase Modulation
RF Radio Frequency
RFFI Radio Frequency Fingerprinting Identification
RFID Radio Frequency Identification
RGPD Règlement Général sur la Protection des Données
RMS Root Mean Square
RSA Rivest-Shamir-Adleman
RSSI Received Signal Strength Indication
SDR Software Defined Radio
SF Spreading Factor
SNR Signal to Noise Ratio
SR Sample Rate
TCP Transmission Control Protocol
TOA Time On Air
TX/RX Transmitter / Receiver
TDOA Time Difference On Arrival

UART Universal Asynchronous Receiver Transmitter

URH Universal Radio Hacker

USB Universal Serial Bus

VGA Variable Gain Amplifier

WAN Wide Area Network

Introduction

L'avènement de Internet of Things (IoT) a lancé une nouvelle ère d'appareils connectés, ouvrant de nouvelles possibilités de partage de l'information, d'automatisation et de protection. Bien que le concept lui-même soit prometteur, la technologie qui l'accompagne est essentielle. Les premières technologies utilisées pour l'IoT étaient les technologies sans fil déjà présentes comme le Wifi ou le Bluetooth. Elles ont cependant plusieurs limitations : une consommation en énergie élevée, une portée restreinte et parfois même un coût d'infrastructure trop important. Dans ces circonstances, est apparue Long Range (LoRa), une technologie développée en particulier pour l'IoT. Sa capacité à gérer les communications longue portée, même dans des environnements urbains très denses, est un grand atout pour le domaine.

L'expansion de L'IoT soulève une nouvelle problématique de sécurité. Entre autres, l'identification des noeuds au sein des réseaux est essentielle. Il a été découvert que des noeuds fabriqués avec les mêmes microprocesseurs et modèles d'émetteurs-récepteurs radio peuvent présenter de subtiles particularités dans les caractéristiques de leurs signaux. Cette variabilité intrinsèque de la transmission des signaux radio peut être exploitée pour distinguer les noeuds d'un réseau. En écoutant leurs signaux radio et en analysant leurs signatures distinctes, il devient possible de les identifier.

Ce travail est structuré en trois parties. Le premier chapitre sert d'aperçu global du signal radio afin d'y développer et rappeler les concepts de base. Ce chapitre présente également les technologies LoRa et LoRaWAN à travers leurs caractéristiques et leur pertinence dans l'IoT. Le deuxième chapitre est dédié à l'étude expérimentale du sujet. Les aspects pratiques y seront appliqués, notamment l'utilisation de radio logicielle afin de capturer des signaux radio. Ces signaux seront ensuite analysés et automatisés pour la suite du travail. Le troisième chapitre présentera la méthode utilisée pour réaliser l'objectif du mémoire, ainsi que son application pratique sur les appareils décrits au chapitre précédent. Enfin le travail sera achevé en concluant sur de potentielles implications plus larges à ce sujet ainsi que des recherches plus approfondies.

Afin de bien comprendre les enjeux du mémoire, voici un petit historique de l'évolution des préoccupations dans l'IoT au cours des deux décennies précédentes. Les technologies mais également le concept même d'*Internet of Things* ont évolué depuis.

Bien que le concept d'appareils connectés remonte aux années 70, l'avènement de l'Internet of Things arrive en fin de millénaire. Ce concept est associé à la technologie Radio Frequency Identification (RFID) [29], qui permet d'utiliser les ondes radios afin d'identifier des objets ou des personnes. Le but initial était de rendre tout objet dans le monde identifiable par un code Electronic Product Code (EPC) [26], un peu comme un code barre. Durant ces années, plusieurs entreprises lancent leurs premiers appareils connectés. Tout cet enthousiasme pour la connectivité met au second plan les questions de sécurité. Ainsi la première partie du développement de l'IoT se concentre surtout sur la qualité de communication entre les objets plutôt que sur leur sécurité.

Vers la fin des années 2000, l'augmentation du nombre d'appareils est si grande qu'elle a atteint tous les domaines de la société. Certains domaines étant plus critiques que d'autres d'un point de vue sécurité (l'énergie, les transports, la santé, etc.), l'intégrité des données, la confidentialité et les accès réseaux deviennent le centre de l'attention. Le concept de certificats x.509, initialement développé pour le World Wide Web avant les années 2000, a un regain d'attention dans cette période. Plus largement, la structure de la technologie Public Key Infrastructure (PKI), qui utilise les certificats x.509 [7] a été adaptée pour s'intégrer aux problématiques de l'embarqué. Un certificat est un document digital permettant de vérifier l'identité d'une entité, comme d'un appareil, un utilisateur ou une organisation. Il se base sur la liaison d'une clé publique à l'entité établie par une Certificate Authority (CA). La CA agit en tant que tiers de confiance et assure la légitimité de l'information grâce au certificat. Ainsi, les trois axes principaux de la sécurité dans l'IoT émergent : l'authentification, l'intégrité des données et la confidentialité.

Vers les années 2010, le nombre d'appareils connectés dépasse le nombre d'êtres humains, forçant une transition vers l'IPv6 tant le nombre d'appareils est élevé et continue d'augmenter. L'information a pris de la valeur et de l'ampleur. Ainsi, viennent se greffer de nouveau enjeux économiques aux enjeux sécuritaires. La quantité de données générées nécessite de revoir le stockage de l'information. C'est ainsi que va apparaître le edge computing [18], qui est une réponse directe aux besoins des architectures de gérer autant de données en périphérie de réseau. Le concept du edge computing vise à effectuer des calculs et des analyses des données directement sur les appareils connectés, plutôt que de les envoyer vers un centre de données centralisé. Cela réduit la latence, améliore l'efficacité du réseau et permet des analyses en temps réel. Le premier malware spécialement

centré sur l’IoT fait son apparition. Mirai[19] exploite une faille qui lui permet de récupérer les mots de passe d’appareils afin de s’en servir pour lancer des attaques Distributed Denial of Service (DDoS) à grande échelle. En quelques années, l’IoT est passé d’un gadget d’entreprise à un véritable enjeu économique et sécuritaire, centré autour de l’information. Les seules perspectives de législation concernant la sécurité de l’Internet of Thing n’apparaîtront que tardivement à la fin des années 2010 avec la loi européenne sur le Règlement Général sur la Protection des Données (RGPD)¹. Cette loi ne couvre pas la sécurité des appareils mais plutôt l’utilisation des données sur internet en général.

A partir de la fin des années 2010, le stockage et la transmission de données, l’authentification d’appareils ou encore la confidentialité sont au centre des préoccupations. Initialement utilisée dans les cryptomonnaies, la technologie Blockchain est un mécanisme de base de données qui permet un partage transparent des informations au sein d’un réseau. Une base de données Blockchain stocke les données dans des blocs qui sont reliés entre eux dans une chaîne. Les données sont chronologiquement cohérentes, car il n’est pas possible de supprimer ou modifier la chaîne sans le consensus du réseau. Par conséquent, la technologie Blockchain peut servir de livre inaltérable ou immuable pour le suivi des ordres, des paiements, des comptes et d’autres transactions. Le système dispose de mécanismes intégrés qui empêchent les entrées de transactions non autorisées et créent une cohérence dans la vue partagée de ces transactions. L’implémentation de la blockchain pour l’IoT confère les avantages suivants[9] :

- l’immutabilité. La Blockchain permet de créer un enregistrement immuable de toutes les interactions et communications des appareils. Cet enregistrement peut être utilisé pour détecter et empêcher l’accès non autorisé ou la modification des appareils ou des données dans l’IoT.
- La décentralisation. Il est possible de créer un système décentralisé pour l’authentification et la communication des appareils. Chaque appareil IoT se connecte au réseau Blockchain et se voit attribuer une identité numérique unique, qui est vérifiée grâce à l’utilisation de signatures numériques ou de contrats intelligents. Cela élimine le besoin d’une autorité centrale pour authentifier les appareils et annule ainsi les risques de “single point of failure”.
- La confidentialité. La technologie Blockchain peut sécuriser la communication entre les appareils IoT grâce à l’utilisation de la cryptographie à clé publique ou asymétrique. Cela permet l’échange sécurisé d’informations entre appareils sans avoir recours à des intermédiaires.

Les menaces de sécurité sont de plus en plus sophistiquées au début des

1. loi RGPD : <https://commission.europa.eu/law/law-topic/data-protection/data-protection-eu-en>

années 2020. Comment faire encore confiance aux infrastructures qui doivent gérer autant d'appareils ? La réponse est de ne plus leur faire confiance. Le zero trust model est donc un modèle basé sur l'absence totale de confiance et une vérification constante, que la demande d'accès provienne de l'intérieur ou de l'extérieur du réseau. Dans un modèle de sécurité classique, une fois qu'un utilisateur ou un appareil accède au réseau interne, on lui fait souvent implicitement confiance, ce qui lui permet une grande liberté d'action au sein du réseau. Le zero trust model suppose cependant que des menaces peuvent exister à la fois à l'intérieur et à l'extérieur du périmètre du réseau et nécessite donc une vérification continue de la confiance. Un modèle qui s'applique sur ce principe devrait contenir les éléments suivants [17] :

- la vérification d'identité. Les utilisateurs et les appareils doivent subir une authentification avant d'accéder à n'importe quel service ou ressource du réseau.
- Le least privilege access. Les permissions sont accordées de manière limitée selon le besoin de l'utilisateur ou de l'appareil.
- La micro segmentation. Diviser le réseau en segments pour limiter son accès par les appareils.
- La surveillance en continu. L'analyse du trafic, du comportement et des activités des appareils.
- Le chiffrage des données.

Avec l'arrivée des ordinateurs quantiques dans les prochaines années, les mécanismes de chiffrement basés sur la complexité mathématique comme Rivest-Shamir-Adleman (RSA) ou Elliptic Curve Cryptography (ECC) sont voués à disparaître [22]. La puissance de calcul des ordinateurs quantiques est déjà considérée comme une véritable menace pour la sécurité informatique. Fort heureusement, c'est également un nouveau champ de possibilités qui s'ouvre pour la sécurité, avec le développement du post quantum cryptography. Un premier protocole résistant aux menaces quantiques, Quantum Key Distribution permet d'établir des canaux de communication entre différents appareils dans l'IoT. Ce protocole n'est pas encore en service dans l'IoT, mais les premiers tests réalisés en laboratoire sont très prometteurs [8].

Chapitre 1

Rappels et nomination des technologies

1.1 Signal radio

Les concepts suivants peuvent être retrouvés dans le chapitre 2 du livre *The Scientist and Engineer's guide to Digital Signal Processing* [20] ainsi que dans le cours de *Communications analogiques et numériques* donné par le professeur Véronique Moeyaert à l'université de Mons.

Un signal est une variation dans l'espace ou dans le temps d'une quantité physique contenant de l'information. Un signal peut être continu ou discret. On le nomme alors respectivement analogique ou numérique. Le type de signal dépend notamment de l'information qu'il contient. Un signal analogique est continu en amplitude, ce qui veut dire qu'il peut contenir un nombre infini de valeurs, ainsi que prendre toutes les valeurs possibles, là où un signal numérique contient généralement un nombre fini de valeurs (par exemple des 0 et 1). Les deux catégories ne sont pas incompatibles car il est souvent nécessaire en télécommunication de pouvoir passer de l'un à l'autre.

L'utilisation de signaux radio en télécommunication confère de nombreux avantages, comme la portée, la vitesse de transmission ou encore le coût non récurrent d'utilisation. Pouvoir transporter de l'information sans avoir recours à du support matériel complet (pas besoin de câble ni de fibre optique, le signal passe dans l'espace libre) réduit considérablement le coût de la transmission. Il est possible d'adapter un signal pour le rendre compatible avec divers canaux de transmission et de réception, grâce à la modulation. La modulation est une technique permettant de modifier les propriétés du signal lui permettant de transporter de l'information.

En télécommunication, les signaux sont des ondes électromagnétiques. Ses ondes comportent de nombreuses caractéristiques qui les déterminent :

- la fréquence. Elle est mesurée en *Hertz (Hz)* et détermine le nombre de cycles qu’accomplit le signal par seconde. Une onde radio possède une fréquence entre 9kHz et 300GHz.
- La largeur de spectre. Elle dépend de la fréquence car c’est l’écart entre la plus haute et la plus basse fréquence du signal. Une plus grande largeur permet de transmettre plus d’informations, mais consomme plus d’énergie.
- L’amplitude. Selon le type de signal, l’attribut possède différentes fonctions. Dans le cas d’un signal analogique l’amplitude détermine la magnitude de l’onde pour n’importe quel point dans le temps. Dans un signal numérique, l’amplitude est interprétée différemment. Les signaux numériques sont encodés avec des valeurs discrètes, où chaque valeur représente un niveau (par exemple 0 ou 1). L’amplitude permet de faire la distinction entre ces niveaux.
- La puissance. C’est la force du signal, mesurée en *Watt (W)*, un attribut important pour la réception du signal notamment. Bien que le Watt soit utilisé pour décrire la puissance à l’émission ou la réception, les variations de puissance sont généralement exprimées en décibels (dB). Le décibel est une unité logarithmique permettant de mesurer plus facilement les relations entre les différents niveaux de puissance.
- Le Signal to Noise Ratio (SNR). Cet attribut exprimé en décibels mesure la qualité du signal. Le SNR peut se calculer de la façon suivante :

$$SNR(dB) = 10 \log_{10} \frac{P_{signal}}{P_{noise}} \quad (1.1)$$

où P_{signal} et P_{noise} sont respectivement la puissance du signal et du bruit. Une valeur élevée indique que le pourcentage de bruit est faible.

- Le bit rate. C’est le taux de transmission, une mesure de la quantité de données transmises en bits par seconde. Cet attribut est exclusif aux signaux numériques. On parle de Baud rate pour mesurer la quantité de symboles transmise par seconde. Ce n’est pas exactement l’équivalent du bit rate car un symbole peut contenir plusieurs bits, mais le Baud rate est utilisé pour les signaux numériques et analogiques.

1.2 Traitement du signal

1.2.1 Principe de la modulation

Les différentes approches de modulations et les choix de notations ont été repris du livre *An introduction to analog and digital communication* de S. Haykin[1].

La réception et l'émission d'un signal radio nécessitent une antenne dont les dimensions dépendent de la longueur d'onde du signal. La longueur d'onde d'un signal représente la distance entre deux points de l'espace consécutifs de même phase dans l'onde. La longueur d'onde s'obtient par la formule suivante :

$$c = f\lambda \quad (1.2)$$

où c est la vitesse de la lumière, f est la fréquence et λ est la longueur d'onde.

Il est donc possible d'adapter les caractéristiques d'un signal pour le rendre compatible à différentes antennes, via la modulation. La modulation est le procédé par lequel un ou plusieurs attributs du signal en bande de base (*baseband signal*) soit le signal modulant, contenant l'information à transmettre vont être altérés par le *carrier signal*, un signal porteur, utilisé pour être combiné avec le signal modulant. La combinaison des deux devient alors le signal modulé, le *modulated signal*. Les trois modulations les plus utilisées sont basées sur les attributs de la fréquence, de l'amplitude et de la phase.

La modulation est au final un décalage du signal en bande de base sur une porteuse de fréquence plus élevée. Cette relation peut s'exprimer de la façon suivante :

$$m(t) = \operatorname{Re}\{g(t).e^{-j2\pi f_c t}\} \quad (1.3)$$

où $m(t)$ représente le signal modulé, $g(t)$ représente l'enveloppe complexe du signal en bande de base, f_c est la fréquence porteuse et $e^{-j2\pi f_c t}$ est le signal porteur dans sa forme complexe. $\operatorname{Re}\{\}$ signifie qu'on s'intéresse à la partie réelle de l'équation. Le signal porteur peut être représenté autrement (formule d'Euler) :

$$e^{-j2\pi f_c t} = \cos(2\pi f_c t) + j \sin(2\pi f_c t). \quad (1.4)$$

$m(t)$ peut donc être exprimé par la relation suivante :

$$\begin{aligned} m(t) &= \operatorname{Re}\{x(t) \cos(2\pi f_c t) + jx(t) \sin(2\pi f_c t) \\ &\quad + jy(t) \cos(2\pi f_c t) - y(t) \sin(2\pi f_c t)\} \end{aligned} \quad (1.5)$$

$$m(t) = x(t) \cos(2\pi f_c t) - y(t) \sin(2\pi f_c t) \quad (1.6)$$

car l'enveloppe complexe $g(t)$ peut être exprimée selon ses composantes In phase / Quadrature (I/Q). Dans le plan complexe, la composante I est représentée par l'axe des réels, tandis que la composante Q est représentée sur l'axe imaginaire. Un nombre complexe z peut être représenté selon ses composantes, telles que :

$$z = I + jQ. \quad (1.7)$$

Ainsi, l'enveloppe complexe d'un signal modulé $g(t)$ peut être interprétée comme la somme de ses composantes formulées comme 1.7 c'est à dire :

$$g(t) = I(t) + jQ(t) = x(t) + jy(t). \quad (1.8)$$

On peut donc interpréter I comme étant aligné avec le cosinus dans le plan complexe, et Q aligné en quadrature avec le cosinus.

1.2.2 Modulation en amplitude

La modulation en amplitude, Amplitude Modulation (AM), est la plus ancienne et est encore utilisée dans beaucoup d'applications en radio transmission. Cette technique consiste à encoder l'information en faisant varier l'amplitude tout en maintenant la fréquence constante. Elle possède moins de contraintes et est notamment plus simple à implémenter que les deux autres modulations citées.

Considérons,
le signal porteur $c(t)$:

$$c(t) = A_c \cos(2\pi f_c t + \theta_c) \quad (1.9)$$

Le signal modulé $m(t)$ en amplitude est par définition :

$$m(t) = A_c s(t) \cos(2\pi f_c t + \theta_c) \quad (1.10)$$

où $s(t)$ est le signal en bande de base. La phase du signal modulé :

$$\phi(t) = 2\pi f_c t + \theta_c \quad (1.11)$$

est une fonction linéaire du temps, indépendante du message en bande de base $s(t)$. θ_c est une constante arbitraire.

Soient $s(t)$ un baseband signal et $c(t)$ un carrier signal, la modulation en amplitude s'effectue en multipliant les deux signaux pour obtenir le signal modulé

$$m_{\text{AM}}(t) = s(t) \cdot c(t) \quad (1.12)$$

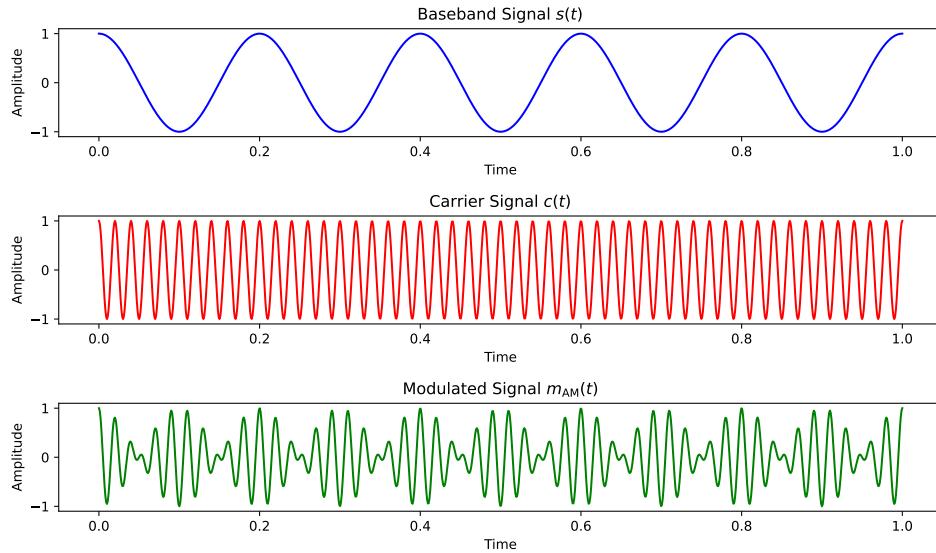


FIGURE 1.1 – Exemple de modulation en amplitude

Prenons par exemple

$$s(t) = \cos(2\pi f_s t) \text{ avec } f_s = 5 \text{ Hz}, \\ c(t) = \cos(2\pi f_c t) \text{ où } f_c = 50 \text{ Hz}.$$

La Figure 1.1 montre le signal modulé $m_{AM}(t)$ via la modulation en amplitude, représenté par l'équation suivante :

$$m_{AM}(t) = \frac{A_c}{2} \cos(2\pi f_s + f_c t) + \frac{A_c}{2} \cos(2\pi f_s - f_c t) \quad (1.13)$$

Pour rappel, l'identité trigonométrique :

$$\cos(a)\cos(b) = \frac{1}{2}(\cos(a+b) + \cos(a-b)). \quad (1.14)$$

1.2.3 Modulation en phase

La modulation en phase, Phase Modulation (PM), permet généralement d'obtenir une meilleure utilisation de la bande passante que les autres modulations car les variations de phase peuvent encoder plus d'informations, ce qui augmente la quantité de données transmises. La modulation en phase est associée à celle en fréquence, celles-ci sont dites "angulaires" [24]. Sous l'effet de ces modulations, la phase constante de la porteuse non modulée devient un angle de phase variable dans le temps, véhiculant l'information du message en bande de base.

Le signal modulé $m(t)$ peut s'exprimer ainsi :

$$m(t) = A_c s(t) \cos(2\pi f_c t + \theta(t) + \theta_c) \quad (1.15)$$

La phase du signal modulé vaut :

$$\phi(t) = 2\pi f_c t + \theta(t) + \theta_c \quad (1.16)$$

Contrairement à 1.11, $\phi(t)$ n'est plus une fonction linéaire du temps comme dans la modulation en amplitude. En modulation de phase, $\theta(t)$ est le produit du message $s(t)$ par une constante K représentant la sensibilité du modulateur. Soient $s(t)$ un baseband signal et $c(t)$ un carrier signal, le signal modulé en phase $m_{PM}(t)$ est le résultat suivant :

$$s(t) = \sin(2\pi f_s t) \quad (1.17)$$

$$c(t) = \cos(2\pi f_c t + \phi_c) \quad (1.18)$$

$$m_{PM}(t) = \cos(2\pi f_c t + K \cdot s(t)) \quad (1.19)$$

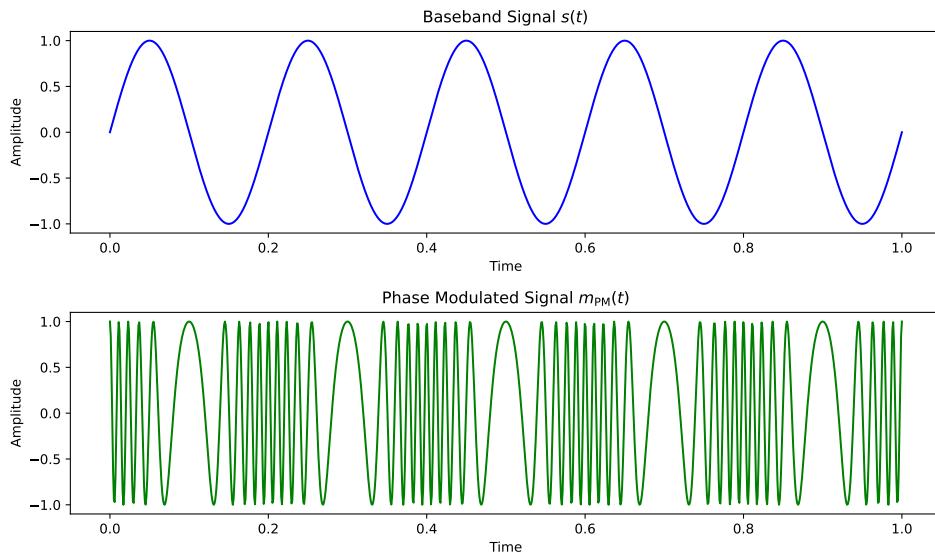


FIGURE 1.2 – Exemple de modulation en phase

Prenons par exemple

$$s(t) = \sin(2\pi f_s t) \text{ avec } f_s = 5 \text{ Hz},$$

$$c(t) = \cos(2\pi f_c t + \phi_c) \text{ où } f_c = 50 \text{ Hz}.$$

La Figure 1.2 montre le signal modulé $m_{PM}(t)$ en phase pour une phase initiale du carrier signal $\phi_c = 0$ avec un index de modulation de phase $K = 8$.

1.2.4 Modulation en fréquence

La modulation en fréquence, Frequency Modulation (FM), encode les informations dans les caractéristiques temporelles du signal transmis, ce qui la rend plus robuste aux interférences liées à l'amplitude que la modulation AM. La fréquence d'un signal ne peut pas être modifiée par le bruit ou la distorsion. Cependant, d'autres types de distorsions comme le *frequency drift* (un changement non désiré de la fréquence dans le temps) peuvent affecter la qualité d'un signal modulé en fréquence. Cette modulation est également une modulation angulaire, mais en faisant varier cette fois la fréquence instantanée. Pour déterminer la fréquence instantanée, il faut dériver la phase instantanée c'est à dire :

$$f_i(t) = \frac{1}{2\pi} \frac{d\phi_i(t)}{dt} \quad (1.20)$$

Ainsi, il est possible de représenter l'accumulation de la phase due à la modulation par l'équation :

$$m(t) = A_c \cdot \cos(2\pi \int_0^t f_i(\tau) d\tau + \theta_c) \quad (1.21)$$

Soient $s(t)$ un baseband signal et $c(t)$ un carrier signal, le signal modulé en fréquence $m_{\text{FM}}(t)$ est le résultat suivant :

$$s(t) = \sin(2\pi f_s t) \quad (1.22)$$

$$c(t) = \cos(2\pi f_c t + \phi_c) \quad (1.23)$$

$$m_{\text{FM}}(t) = \cos(2\pi f_c t + \Delta f \cdot s(t) + \phi_c) \quad (1.24)$$

Reprendons le même signal en bande de base $s(t) = \sin(2\pi f_s t)$ avec $f_s = 5$ Hz et la même porteuse $c(t) = \cos(2\pi f_c t + \phi_c)$ où $f_c = 50$ Hz.

La Figure 1.3 montre le signal modulé $m_{\text{FM}}(t)$ via la modulation en fréquence pour une phase initiale du carrier signal $\phi_c = 0$ avec une dérivation en fréquence $\Delta f = 5$ Hz. On remarque la présence d'une constante représentant un décalage de phase. La modulation en fréquence n'est pas détachée de la modulation en phase. Les deux modulations fonctionnent à partir de la phase instantanée $\phi_i(t)$. La modulation en fréquence fait varier linéairement la fréquence instantanée $f_i(t)$ (qui dépend de $\phi_i(t)$ par 1.20) tandis que la modulation en phase fait varier linéairement la phase instantanée $\phi_i(t)$. Ajouté à cela, $s(t)$ est un sinus, or

$$\int_0^t \sin(2\pi f \tau d\tau) = \frac{1 - \cos(2\pi f t)}{2\pi f} \quad (1.25)$$

Ce qui implique que le signal modulé a subi un décalage de $\frac{\pi}{2}$ radian car l'identité trigonométrique indique que :

$$\cos(x + \frac{\pi}{2}) = -\sin(x) \quad (1.26)$$

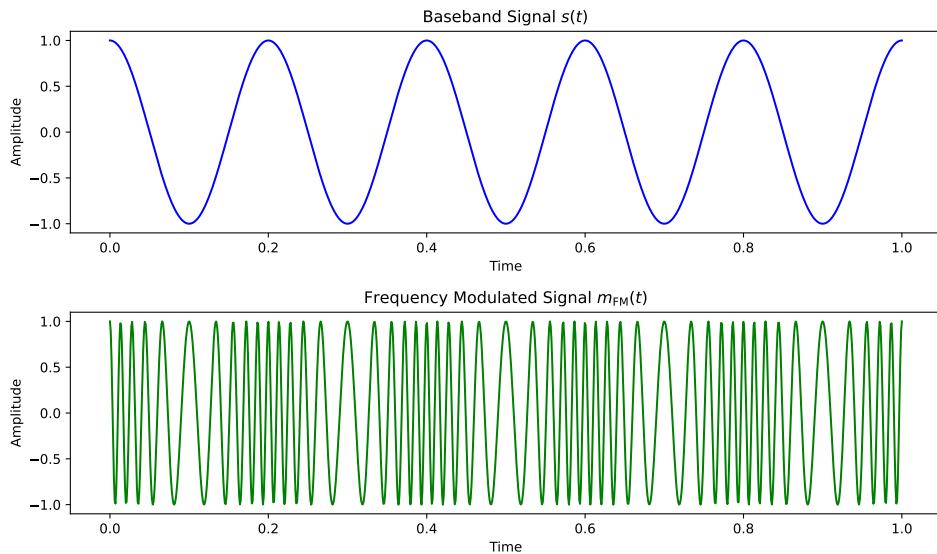


FIGURE 1.3 – Exemple de modulation en fréquence

On constate que, pour un signal sinusoïdal, il est assez difficile de différencier la modulation en fréquence de celle en phase. La différence a lieu à l'emplacement des variations de la vitesse d'oscillation. Pour la modulation en fréquence, on constate que l'oscillation accélère jusqu'à atteindre le maximum quand l'amplitude du signal en bande de base est maximale, et inversément quand l'amplitude est au minimum.

1.2.5 Gestion du bruit

L'un des attributs cité concerne le bruit. Un signal est toujours affecté de petites fluctuations plus ou moins importantes, et dont les origines peuvent être diverses. Ces perturbations, appelées "bruit" en télécommunication, se définissent par l'altération non souhaitée de l'intégrité d'un signal. Le bruit peut prendre différentes formes, des perturbations essentiellement impulsionales engendrées par des commutations de courants ou alors du bruit de fond généré dans les câbles et les composants électroniques en raison des mécanismes statistiques de la conduction électrique. Il est possible de réduire voire d'éliminer l'influence des perturbations impulsionales. En revanche, le bruit de fond est, lui, irréductible.

Un signal sans bruit n'existe pas, même à l'émission. Il est cependant possible que le bruit devienne invisible si son niveau est très faible. L'attribut SNR est donc un critère de la qualité du signal.

1.2.6 Transformée de Fourier

Les notations sont également reprises du livre *An introduction to analog and digital communication* de S. Haykin[1].

Pour effectuer une analyse de signal, sa représentation est capitale. Les Figures 1.1, 1.3 et 1.2 représentent des signaux en fonction du temps écoulé, soit dans le domaine temporel. Il est possible de représenter des signaux selon une autre composante, la fréquence, c'est-à-dire dans le domaine fréquentiel.

La transformée de Fourier est un outil fondamental utilisé pour analyser et décomposer des signaux complexes en composantes fréquentielles. En transformant un signal dans le domaine temporel en sa représentation dans le domaine fréquentiel, la transformée de Fourier révèle les différentes composantes fréquentielles présentes dans le signal.

Pour les signaux continus, la Continuous Fourier Transform (CFT) convertit une fonction du temps en fonction de la fréquence en intégrant le signal par rapport aux sinusoïdes de toutes les fréquences possibles. Cette transformation fournit les informations d'amplitude et de phase pour chaque composante de fréquence présente dans le signal. La CFT peut être calculée de la manière suivante :

$$G(f) = \int_{-\infty}^{\infty} g(t)e^{-j\omega t} dt \quad (1.27)$$

où : $G(f)$ est la Transformée de Fourier du signal $g(t)$ à la fréquence f . ω représente la fréquence angulaire ($2\pi f$). Il est également possible de revenir dans le domaine temporel, grâce à la Transformée de Fourier inverse (IFT) :

$$g(t) = \int_{-\infty}^{\infty} G(f)e^{j\omega ft} df \quad (1.28)$$

Les deux équations 1.27 et 1.28 sont les complexes conjugués l'une de l'autre.

Reprendons la modulation en amplitude de la section 1.2.1. En utilisant la CFT sur les trois signaux (le signal en bande de base, la porteuse et le signal modulé) de la figure 1.1, la figure 1.4 montre leurs CFT respectives.

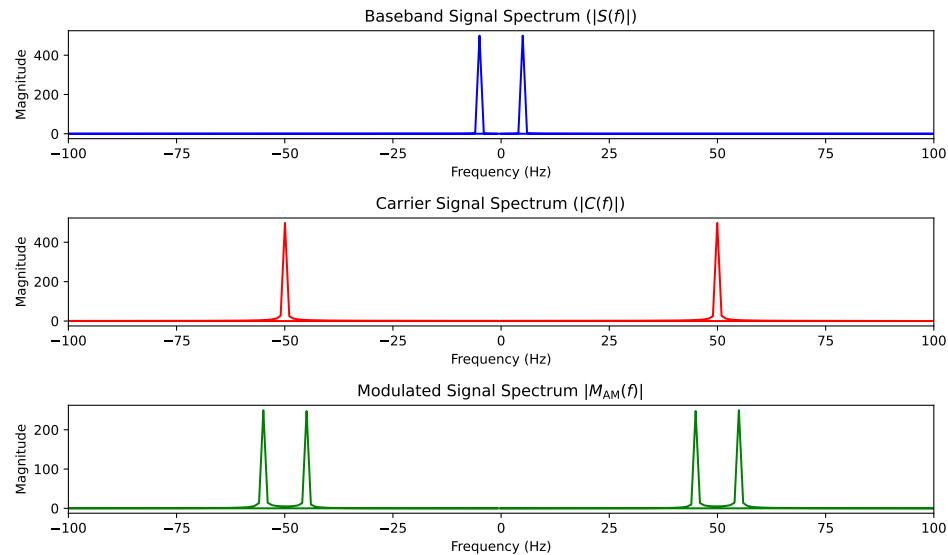


FIGURE 1.4 – Exemple de CFT

La première chose que l'on constate, c'est que pour le signal en bande de base et la porteuse, on observe pour chacun d'entre eux deux pics. Ces pics correspondent à la fréquence des différents signaux (pour rappel $f_s = 5\text{Hz}$ et $f_c = 50\text{Hz}$) mais aussi à leur fréquence négative. Cette duplication est due au fait que la Transformée de Fourier produit un spectre symétrique par rapport à l'origine (dans notre cas, le centre où la fréquence vaut 0Hz). La CFT d'un signal réel possède deux valeurs (positive et négative) pour chaque composante du signal. On constate également que sur la CFT du signal modulé il y a 4 pics. Ces pics sont expliqués par un décalage en fréquence dû à la modulation. En effet le troisième signal est un produit de deux signaux. Dans le domaine fréquentiel, ce produit apparaît comme un décalage de la fréquence du signal en bande de base de part et d'autre de la fréquence du signal de la porteuse. C'est le théorème de la modulation. Pour des signaux $u(t)$ et $v(t)$ ayant pour CFT respectives $U(f)$ et $V(f)$, alors leur relation peut être exprimée de la manière suivante :

$$u(t)v(t) = \int_{-\infty}^{\infty} U(f)V(t-f)df \quad (1.29)$$

Ainsi, par l'identité trigonométrique 1.14, le signal modulé possède un pic à $50 - 5\text{ Hz}$ et à $50 + 5\text{ Hz}$ selon le signal en bande de base. Comme le signal est réel, les mêmes pics sont observés à l'opposé du centre de la symétrie.

Pour les signaux discrets et échantillonnés, la Discrete Fourier Transform (DFT) calcule un ensemble fini de composantes de fréquence. Il est calculé à l'aide d'un nombre fini d'échantillons, ce qui donne des composantes de fréquence

discrètes. Il existe une méthode optimisée pour les signaux discrets appelé Fast Fourier Transform (FFT) [12]. Il s'agit d'un moyen plus rapide et moins coûteux de calculer la transformée de Fourier, en particulier pour les signaux numériques comportant un grand nombre de points de données. La DFT calcule la transformée de Fourier pour une séquence de N échantillons en $O(N^2)$ tandis que la FFT optimise le temps de calcul en $O(N \log N)$ pour la même séquence. Il existe diverses variantes de la FFT (par exemple le Cooley-Tukey FFT [5]) ce qui peut légèrement faire varier les performances en fonction de l'algorithme utilisé. Les logiciels utilisés pour l'analyse de signaux dans la section 2.1.3 utilisent des algorithmes de FFT pour leurs affichages dans le domaine fréquentiel.

1.3 LoRa

LoRa est une technologie de communication sans fil qui permet de transmettre des données sur de longues distances avec une faible consommation d'énergie. Elle a été développée par la société française Cycleo (qui a été rachetée par Semtech¹ en 2012) et est maintenant gérée par la fondation LoRa Alliance, qui regroupe plusieurs entreprises et organisations du monde entier. Toutes les informations de base concernant LoRa sont disponibles sur le site LoRa Alliance²

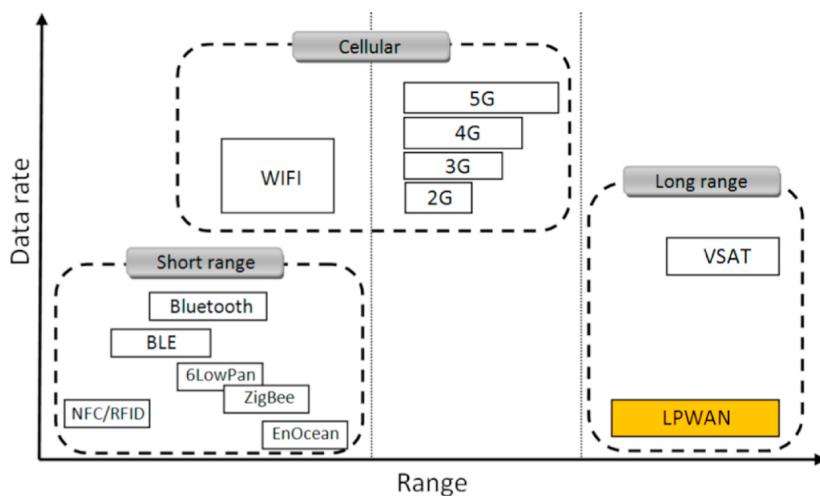


FIGURE 1.5 – Spectre des technologies sans fil

LoRa est principalement utilisée dans l'IoT. Elle se distingue par sa portée étendue, qui peut atteindre plusieurs kilomètres en milieu urbain et plusieurs dizaines de kilomètres en milieu rural, ainsi que par sa faible consommation d'énergie, qui permet de prolonger la durée de vie des appareils connectés. LoRa fait partie des technologies appelées Low Power Wide Area Network (LPWAN). La figure 1.5 montre le spectre des technologies sans fil actuelles. Cette image est reprise du document *A comparative study of LPWAN technologies for large-scale IoT deployment* [15]. Une longue portée avec un puissance limitée induit un débit de transmission plus faible que les autres technologies sans fil (le WiFi, la 4G, Bluetooth etc.).

LoRa utilise une bande de fréquences qui varie selon les régions du monde où LoRa est déployée :

- en Europe, la bande de fréquences autorisée est comprise entre 863 et 870 MHz, ce qui correspond à l'Industrial Scientific and Medical (ISM)

1. Semtech : <https://blog.semtech.com/a-brief-history-of-lora-three-inventors-share-their-personal-story-at-the-things-conference>

2. LoRa Alliance : <https://lora-alliance.org>

radio band, une bande dédiée aux recherches qui ne nécessite pas de licence d'émission.

- aux États-Unis, elle se situe entre 902 et 928 MHz,
- en Chine, la fréquence autorisée varie entre 779 et 787 MHz,
- les régions restantes ont aussi une fourchette unique.

La technologie LoRa utilise la modulation appelée Chirp Spread Spectrum (CSS). La modulation CSS utilise un signal chirp, c'est-à-dire un signal modulé linéairement en fréquence. Ce signal a une amplitude constante mais balaie tout le spectre de la bande passante de manière linéaire dans une période de temps définie. Cette technique de modulation est détaillée à la section 1.3.1.2

La technologie LoRa utilise également une technique de multiplexage en temps partagé (Time Division Multiple Access) pour permettre à plusieurs appareils de partager la même bande de fréquences de manière à maximiser l'utilisation de la capacité de transmission. Elle utilise également une technique de diffusion de données (multicast)³ pour envoyer les mêmes données à plusieurs appareils simultanément, ce qui permet de réaliser des économies de bande passante et d'énergie.

En plus de sa portée étendue et de sa faible consommation d'énergie, LoRa se distingue par sa sécurité de transmission via LoRaWAN, qui est assurée grâce à l'utilisation de codes de sécurité uniques et à la possibilité de chiffrer les données transmises. LoRa n'est pas exclusivement lié au protocole LoRaWAN. Ce protocole est décrit en détails à la section 1.3.2. Si LoRa opère à un niveau plus bas que la plupart des protocoles réseau, LoRaWAN via son infrastructure (notamment les gateways) permet, entre autres, aux appareils LoRa de pouvoir servir d'intermédiaires avec différents protocoles et d'être compatibles avec un grand nombre de protocoles de communications comme Transmission Control Protocol (TCP), Hypertext Transfer Protocol (HTTP) ou Message Queuing Telemetry Transport (MQTT).

Toutes ces particularités font de LoRa une technologie complémentaire à celles déjà existantes plutôt que rivale. LoRa se compose de deux éléments principaux : la couche physique de la technologie et LoRaWAN, la couche Media Acces Control (MAC), une sous-couche de la couche liaison de données dans le modèle Open System Interconnection (OSI). La couche physique de LoRa gère la fréquence radio ainsi que la modulation. LoRaWAN gère les aspects réseaux comme la sécurité, la propagation, l'adressage et la sécurité.

3. LoRa Alliance : <https://resources.lora-alliance.org/technical-trainings/lorawan-device-to-device-multicast-communications>

1.3.1 Couche physique de LoRa

1.3.1.1 Découpage de la couche physique

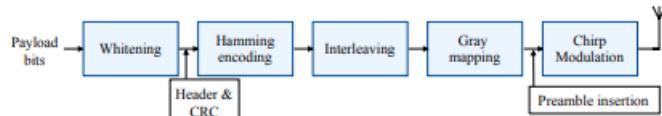


FIGURE 1.6 – Etapes de la transformation des données dans un émetteur LoRa [23]

Les étapes de la conception de l’envoi de données dans la couche physique de LoRa sont montrées dans la figure 1.6. Cette analyse a été faite en rétro engineering par Alexandre Marquet, Nicolas Montavont et Georgios Z. Papadopoulos [14]. Le rétro engineering consiste à analyser un produit ou un système afin de comprendre comment il fonctionne ou d’identifier ses principes de conception. Dans le contexte de LoRa, le rétro engineering examine la technologie derrière LoRa afin de comprendre ses principes de base et sa conception. Les principales étapes de la conception de la couche physique LoRa sont les suivantes :

- le blanchiment de canal (channel whitening). Cette technique consiste à utiliser une transformation aléatoire ou pseudo-aléatoire des données avant de les transmettre, de manière à répartir le spectre des fréquences de la transmission sur une large gamme de fréquences. C'est une technique mathématique qui consiste à effectuer une transformation linéaire des données avec une matrice de covariance en un nouveau set de données. Le but du blanchiment est de réduire la corrélation entre les différentes composantes fréquentielles et assurer que le signal possède une puissance similaire tout le long de son spectre.
- Le codage de canal (channel coding) est une technique utilisée dans les systèmes de communication sans fil pour améliorer la robustesse et la fiabilité de la transmission des données. Dans le cas de LoRa, le codage de canal utilise le Forward Error Correction (FEC) pour corriger les erreurs causées par du bruit. La méthode FEC ajoute de l'information redondante sur les données.
- Le mélange (interleaving) suit le codage de canal. Cette technique consiste à réarranger les bits ou les symboles de données en les dispersant sur plusieurs canaux (ici on fait référence à des streams ou à des bandes de fréquences spécifiques plutôt qu'à des canaux physiques). Cela permet de réduire l'impact de burst errors, des erreurs consécutives.
- Le Gray mapping. Le code de Gray est une méthode d'ordonnancement de symboles. Le principe de cette méthode est que dans la séquence or-

donnée, chaque symbole ne diffère du précédent que d'un seul bit. Utiliser le code de Gray permet de réduire les erreurs dues au bruit ou aux interférences. Les erreurs les plus probables sont celles en deux symboles voisins, soit un bit d'erreur.

- La modulation CSS est l'étape principale de LoRa. En effet, les étapes précédentes sont communes à de nombreuses technologies, mais la particularité de LoRa provient de la modulation. Cette étape est détaillée dans la section 1.3.1.2.

Chacune des étapes décrites doit être inversément réalisée pour le récepteur. Ainsi, pour la récupération de données à l'arrivée, l'appareil récepteur gère la démodulation, le déblanchiment, le démêlement et le décodage.

1.3.1.2 Modulation CSS

Le principe de la modulation LoRa est détaillé en profondeur dans l'article *Frequency Shift Chirp Modulation : The LoRa Modulation* [28] de Lorenzo Vangelista.

La modulation LoRa repose sur le principe de Frequency Shift Chirp Modulation (FSCM), qui est une combinaison de la modulation Frequency Shift Keying (FSK) et CSS. La modulation CSS étale le signal sur une large bande de fréquences tandis que la modulation FSK décale la fréquence périodiquement dans le temps. Le signal modulé est composé de chirps. Un chirp est un signal dont la fréquence change en continu tout en conservant une amplitude constante. Il existe deux types de chirps : les upchirps et downchirps. Dans un upchirp la fréquence augmente avec le temps tandis que dans un downchirp la fréquence diminue. Soit $s_{chirp}(t)$ un signal chirp avec

$$s_{chirp}(t) = \sin(2\pi(f_0 + (\frac{f_1 - f_0}{2T_s})t)t) \quad (1.30)$$

alors la figure 1.7 montre s_{chirp} en fonction du temps où $f_0 = 10\text{Hz}$, $f_1 = 100\text{Hz}$ et $T_s = 1$ seconde. On observe que le signal oscille de plus en plus vite au fur et à mesure que le temps augmente.

Supposons que la bande passante du canal soit β , LoRa impose qu'un échantillon soit transmis tous les $T = \frac{1}{\beta}$. Un symbole $s(nT_s)$ est envoyé à l'entrée de la modulation tous les $T_s = \frac{2^{SF}}{\beta}$ où Spreading Factor (SF) est le facteur d'étalement. Le symbole $s(nT_s)$ est un nombre réel formé en utilisant un vecteur de chiffres binaires du facteur d'étalement. Les valeurs de SF pour LoRa sont comprises entre 7 et 12. LoRa utilise donc au total 2^{SF} symboles. L'onde transmise en bande de

base pour une durée T_s pour un certain $s(nT_s)$ vaut :

$$c(nT_s + kT) = \frac{1}{\sqrt{2^{SF}}} e^{j2\pi((s(nT_s)+k)mod2^{SF})kT\frac{\beta}{2^{SF}}} \quad (1.31)$$

pour $0 \leq k \leq 2^{SF} - 1$ et $0 \leq s(nT_s) < 2^{SF}$. Le signal modulé est donc une onde composée de chirps. Chaque fragment de l'onde diffère de l'onde possèdant une fréquence initiale à 0, par un décalage de fréquence $s(nT_s)$. Cette caractéristique est la raison de l'appellation FSCM.

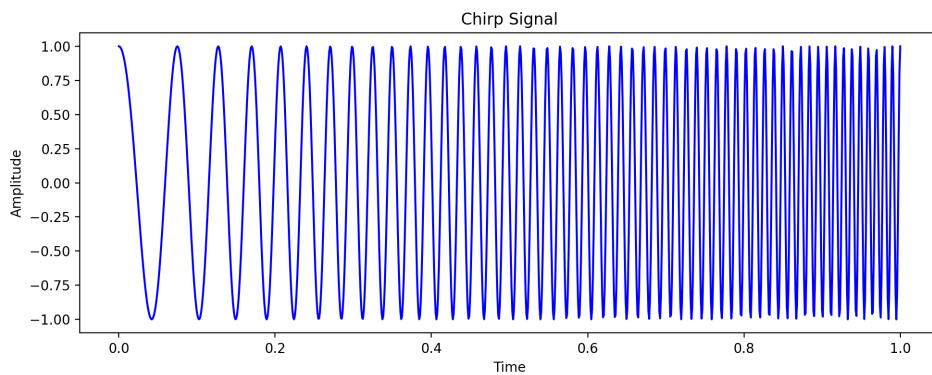


FIGURE 1.7 – Exemple d'un upchirp

1.3.1.3 Spreading factor

LoRa permet d'envoyer des paquets sur une longue distance à faible puissance. Selon l'environnement dans lequel les appareils LoRa sont présents, il peut être utile de pouvoir ajuster certaines capacités.

Le facteur d'étalement⁴ permet de déterminer le taux de variation de fréquence pour un signal. Modifier le SF ajuste différentes propriétés de la communication . Par exemple, si on augmente le SF, les quatre conséquences principales sont :

- une augmentation de la portée. En effet augmenter le SF réduit le bitrate et augmente le processing gain (l'augmentation de la puissance du signal atteint en l'étalant sur une plus large bande).
- Une augmentation de la résistance aux interférences. Comme le signal est étalé sur une bande plus large, il y a moins de risque de subir des interférences.
- Un plus petit débit de données. Le spreading factor contrôle le taux de chirp, et du coup la vitesse de transmission de données. Augmenter le

4. The Thing Network on Spreading Factor :<https://www.thethingsnetwork.org/docs/lorawan/spreading-factors/>

spreading factor signifie ralentir la vitesse d'émission des chirps. Pour chaque augmentation du spreading factor, le taux de transmission de données est réduit de moitié.

- Une plus grande consommation. Si les données sont transmises à un taux plus faible, la durée de transmission est donc plus longue ce qui prolonge le coût pour envoyer l'information.

Diminuer le spreading factor engendre l'effet inverse.

1.3.1.4 Structure d'un paquet LoRa

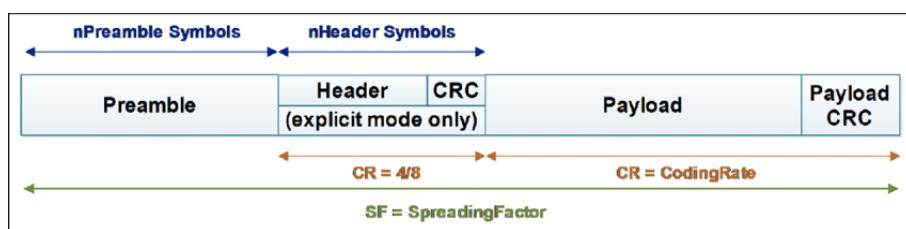


FIGURE 1.8 – Structure d'un paquet LoRa[11]

La figure 1.8 montre la structure d'un paquet LoRa. Un paquet LoRa contient 3 parties différentes [23] :

- le préambule. La première partie du paquet, composée d'un nombre variable d'upchirps. La valeur par défaut est fixée à 8 upchirps minimum. L'émetteur radio ajoute à cela un peu plus de 4 symboles (4,25), qui contiennent l'identificateur réseau ainsi que deux downchirps de synchronisation de fréquence. Ceci fixe le préambule à 12,25 symboles.
- Le header du paquet. Les informations sur la taille du paquet, le code rate, la présence d'un Cyclic Redundancy Check (CRC) et la checksum sont incluses dans l'en-tête.
- Le payload. La dernière partie du paquet qui contient les données à transmettre. La taille maximale du payload est de 255 octets. En plus des données, le payload peut également contenir un CRC pour la détection d'erreurs. La longueur du CRC est par défaut de 16 bits.

1.3.2 LoRaWAN

LoRaWAN est un protocole de type LPWAN conçu pour la communication longue portée. Ce protocole opère avec la technologie LoRa et lui fournit une infrastructure capable de maintenir une communication à longue portée et à faible coût dans l'IoT.

1.3.2.1 Aspects généraux de la technologie

Le cœur de LoRaWAN réside dans la gestion de l'énergie, permettant aux appareils de fonctionner avec une consommation d'énergie minimale, prolongeant leur durée de vie tout en garantissant une fonctionnalité à long terme. Elle est également efficace dans différents environnements. Le signal est capable de pénétrer divers terrains et structures. Cela rend la technologie efficace aussi bien en milieu rural qu'en milieu urbain. Le déploiement d'une infrastructure LoRa ne nécessite pas de licence, et son réseau peut être public ou privé.

LoRaWAN opère sur une bande de fréquences qui ne nécessite pas de licence d'émission, par exemple sur la bande ISM. Les bandes ISM (868 MHz en Europe ou 915 MHz aux USA) sont disponibles pour l'utilisation de différentes technologies, incluant LoRaWAN.

LoRaWAN possède des capacités de géolocalisation, permettant au réseau de détecter et de localiser précisément les appareils au sein de son domaine. LoRaWAN utilise différentes méthodes pour localiser ses appareils comme Received Signal Strength Indication (RSSI), Time Difference On Arrival (TDOA), une triangulation ou alors une combinaison de plusieurs de ces méthodes.

LoRaWAN utilise des protocoles de sécurité end-to-end, aussi bien dans un réseau public intégré que dans un réseau privé. L'architecture LoRaWAN (décrise en détails dans la section 1.3.2.2) contient plusieurs couches de sécurité. Au niveau des end devices, une routine d'identification est imposée avant l'accès au réseau. Seul les appareils de confiance sont donc autorisés à communiquer. Ensuite, une fois la communication commencée, les données sont chiffrées avant d'être transmises dans le réseau. Le framework sécuritaire de LoRa ne se limite pas à l'authentification et au chiffrement. LoRaWAN gère également les mises à jour en continu par les airs, ainsi qu'une supervision continue sur d'éventuelles intrusions. Les caractéristiques générales de LoRaWAN sont disponibles sur le site The Thing Network⁵.

Avec toutes ces caractéristiques, LoRaWAN s'est développé dans de nombreux domaines aussi bien environnementaux qu'industriels⁶ :

5. The Thing Network :<https://www.thethingsnetwork.org/docs/lorawan/>

6. liste des applications de LoRaWAN : <https://www.semtech.com/lora/lora-applications>

- la surveillance environnementale en général [16]. LoRaWAN peut être déployé pour surveiller des niveaux de température, d'humidité, de bruits ou encore d'autres paramètres dans n'importe quel milieu. Une compagnie Hollandaise, Sensoterra⁷, utilise notamment LoRaWAN pour surveiller la qualité des sols.
- Les smart cities [4]. LoRaWAN est actif sur différents aspects comme la gestion intelligente de l'éclairage, la gestion des déchets, la surveillance, etc.
- L'embarqué industriel [3]. La maintenance et la surveillance de matériel et de l'équipement peuvent être gérées par LoRaWAN. TataSteel⁸, une compagnie indienne, utilise LoRaWAN pour ces équipements industriels.
- La prévention de catastrophes naturelles. Que ce soit en prévision[27] ou après[2] d'éventuelles catastrophes naturelles, la longue portée et la surveillance en temps réel sont des atouts cruciaux pour ce genre d'évènement.

Cependant, toutes ces caractéristiques entraînent un certain nombre de limitations. La restriction de la fréquence en fonction de la région peut rendre le déploiement d'une même infrastructure à différents endroits dans le monde plus difficile. Cela peut aussi entraîner des problèmes de compatibilité entre régions, notamment pour des chaînes logistiques ou d'approvisionnement qui en traversent plusieurs.

Une faible consommation de puissance avec une grande portée a un impact sur la taille et la vitesse de l'information. La taille du payload d'un message est limitée entre 51 et 241 octets. La vitesse de transmission est également peu élevée, atteignant un maximum de 5.5kbps sur une largeur de bande de 125kHz pour un facteur d'étalement SF = 7.

La communication au sein d'un réseau LoRaWAN se fait en grande partie de manière asynchrone. La synchronisation dépend de la classe d'appareils, qui est détaillé dans la section 1.3.2.2. C'est un avantage pour maintenir une grande autonomie de batterie pour les appareils. LoRaWAN possède un système pour limiter les collisions entre messages si plusieurs appareils communiquent simultanément. Ce système est basé sur une combinaison entre Listen Before Talk (LBT) et des délais aléatoires[13]. Il est néanmoins possible que, dans un environnement très dense, des collisions puissent encore se produire. La communication asynchrone et le système d'évitement de collisions entraînent une augmentation du temps entre les envois et la réception de messages.

7. Sensoterra : <https://www.sensoterra.com/technology/global-lorawan-networks/>

8. TataSteel : <https://consulting.tatasteel.com/ourexpertise/>

1.3.2.2 Topologie de LoRaWAN

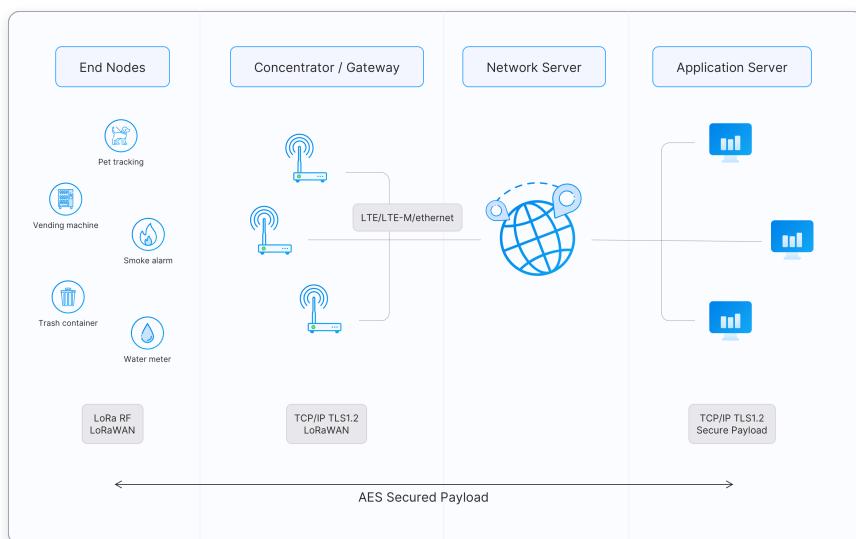


FIGURE 1.9 – Topologie de l’infrastructure LoRaWAN⁹

La figure 1.9 montre les 4 types d’appareils qui composent la topologie d’une infrastrucure LoRaWAN. Les end devices sont les noeuds qui collectent les informations à envoyer à travers le réseau. Ils sont catégorisés en trois sous-classes : A, B et C. Les appareils de classe A sont les plus économies en énergie. Ils ont été créés pour conserver leur énergie et communiquer exclusivement en communication asynchrone. Les appareils de classe A écoutent les messages provenant des serveurs uniquement après avoir eux-même transmis un message. Les appareils de classe B sont assez similaires à ceux de la classe A, mais sont occasionnellement synchronisés avec les serveurs du réseau. Ils possèdent des capacités supérieures de réception leur permettant de se synchroniser avec le scheduler des serveurs, ce qui augmente considérablement l’efficacité du temps de réponse dans le réseau. Finalement, les appareils de classe C sont en écoute permanente de messages provenant des serveurs. Ils sont les plus réactifs mais également les plus énergivores. Les end devices sont donc classés selon deux paramètres : leur réactivité et leur consommation d’énergie. En fonction de leur classe, ils ont également la possibilité de recevoir des messages server après avoir transmis de l’information. L’envoi d’un message d’un end devices vers les serveurs est appelé *uplink message* et l’envoi d’un message depuis les serveurs vers les end devices est appelé *downlink message*.

Les gateways jouent le rôle d’intermédiaire entre les end devices et le serveur réseau. Ils reçoivent les transmissions depuis les end devices dans leur zone

de couverture et forwardent les messages vers le serveur réseau. Les gateways peuvent écouter plusieurs fréquences simultanément (multichanneling) là où les end devices n'écoulent qu'une seule fréquence. Les gateways gèrent la communication radio avec les end devices en utilisant la modulation de LoRa.

Le serveur réseau est la composante centrale de l'infrastructure. Il gère tout le réseau, que ce soit les données reçues des gateways, l'identification et l'activation des end devices dans le réseau, le routing ou encore l'adaptation du data rate. Le serveur réseau supervise également l'aspect sécurité au sein du réseau en gérant les clés de chiffrement et les protocoles de sécurité.

Le serveur application de LoRaWAN reçoit les données transmises depuis le serveur réseau. C'est l'interface entre le réseau de LoRaWAN et les différents services ou applications d'utilisateurs finaux. Les utilisateurs interagissent avec le serveur d'application pour n'importe quelle action à effectuer sur le réseau ou pour la récupération de données du réseau. Les données reçues par le serveur réseau sont traduites par le serveur d'application avant d'être interprétées par l'utilisateur final.

1.3.2.3 Sécurité

La sécurité dans l'architecture LoRaWAN se concentre sur trois axes principaux :

- l'authentification : qui communique avec qui.
- L'intégrité : les données ne sont pas altérées entre l'émetteur et le récepteur.
- La confidentialité : les données ne sont visibles par personne au sein du réseau hormis l'émetteur et le récepteur.

La sécurité repose sur le chiffrement des données. Les données sont chiffrées en utilisant l'algorithme de cryptographie Advanced Encryption Standard (AES). La taille des clés est de 128 bits. Ce choix est motivé par un équilibre entre une sécurité suffisante et une consommation réduite des ressources [25].

Il y a deux types de clés utilisées dans LoRaWAN. La *root key* est la clé partagée entre un end device et le serveur réseau. Cette clé est utilisée pour l'authentification initiale et l'établissement d'une communication entre deux éléments du réseau. Cette clé n'est jamais transmise par les airs, elle est stockée dans un join server. Un join server est un serveur dédié au contenu sensible à l'activation du matériel dans un réseau LoRaWAN. Il authentifie le réseau et les applications du serveur. Il gère les root keys et génère également le second type de clés de LoRaWAN, les session keys.

Les *session keys* sont des clés générées dynamiquement par le join server et utilisées durant l'échange de données pendant une session. Il y a deux session keys différentes, la AppSKEY pour le chiffrement des payloads d'application, et

la nwkSKEY pour les fonctionnalités du réseau (le chiffrement à la couche MAC, les vérifications d'intégrité, etc).

1.3.2.4 Session

L'établissement d'une session entre un end device et le réseau LoRaWAN peut se faire de deux façons différentes. Le procédé des sessions est disponible sur le site The Thing Network¹⁰.

La première méthode est une méthode dynamique appelée Over The Air Activation (OTAA) et se déroule de la façon suivante :

- Le device possède initialement deux identificateurs, un DevEUI et un appEUI.
- La requête pour rejoindre le réseau est initiée par le end device. Il envoie un message join request au serveur réseau. La join request contient ses identificateurs, ainsi qu'un nombre aléatoire généré par le device. La requête contient également le Message Integrity Code (MIC), un code calculé à partir de tous les champs de la join request.
- Le serveur réseau accepte (ou décline) la requête et vérifie les identifiants du device dans ses enregistrements.
- Si la requête est acceptée, le server génère ensuite un nombre aléatoire appelé DevNonce et renvoie un message join accept contenant le DevNonce, l'adresse du device ainsi que les clés (NwkSKey et appSKey) de session. Le serveur utilise AES en mode Electronic Codebook (ECB) pour chiffrer le message de join accept. Si le serveur a refusé le join request, il n'y a pas de réponse envoyée au device.
- le end device reçoit le message join accept. Il extrait les clés envoyées et calcule ses propres clés de session avec ses paramètres (les clés envoyées par le join server ainsi que le devNonce).
- le device fait maintenant partie du réseau. Il possède les informations additionnelles suivantes : la DevAddr (son adresse assignée par le serveur réseau), la NwkSKey (utilisée pour calculer le MIC pour garantir l'intégrité des messages) et l'AppSKey (pour chiffrer et déchiffrer les payloads d'application dans les messages pour garantir la confidentialité).

10. End device activation : <https://www.thethingsnetwork.org/docs/lorawan/end-device-activation/>

La seconde méthode est hardcodée et permet à un end device de rejoindre directement le réseau sans passer par l'identification. Cette méthode est appelée Activation By Personalisation (ABP). Voici la procédure de la session :

- le device possède à l'avance son adresse ainsi que ses clés de session.
- Le device est déployé au préalable dans la zone de couverture du réseau LoRaWAN.
- Sans devoir initialiser de procédure join request, le end device transmet directement ses données au serveur en utilisant ses clés préconfigurées. L'échange de clés avec le serveur n'a pas lieu.

Cette seconde procédure a comme avantage d'être plus rapide à exécuter car toute la partie d'initialisation est passée. Le processus d'initialisation peut être contraignant en ressources ce qui rend la méthode ABP moins énergivore. Cependant, l'utilisation de clés hardcodées directement dans les devices est une pratique moins sécuritaire : comme pour la taille de clés, il y a un équilibre entre consommation d'énergie et sécurité.

Chapitre 2

Expérimentations

2.1 Matériel

2.1.1 Radio logicielle

La radio logicielle ou Software Defined Radio (SDR) est une technologie qui permet de mettre en œuvre des systèmes de radio à l'aide de logiciels plutôt que de matériels. Le site RTL-SDR¹ donne des informations sur le fonctionnement des radios logicielles, et mentionne également les SDRs utilisées pour ce travail.

Dans les systèmes de radio traditionnels, les différentes fonctions de la radio, comme l'accord sur une fréquence spécifique, la modulation et la démodulation du signal, et le filtrage du bruit, sont mis en œuvre à l'aide de composants matériels tels que des oscillateurs, des amplificateurs et des filtres. En revanche, les systèmes SDR utilisent des logiciels pour effectuer ces fonctions, ce qui les rend beaucoup plus flexibles car chaque composante est reconfigurable. Les radios logicielles sont capables d'opérer sur une large portée de fréquences, aussi bien très basses que hautes fréquences. Les SDRs peuvent jouer le rôle d'émetteur ou de récepteur ou les deux. Différentes radios logicielles sont testées pour ce travail, ce qui est motivé par plusieurs raisons. Cela permet tout d'abord d'observer certaines variations (comme la qualité du signal, la distance) entre les différents récepteurs pour une même expérience et ainsi définir la SDR la plus adéquate. Ensuite, la diversité de radios logicielles permet d'approfondir l'apprentissage de cette technologie et de comprendre plus aisément le fonctionnement d'une radio logicielle. Une version plus simple permet d'assimiler les bases de la pratique avec une SDR, mais pouvoir utiliser des versions plus abouties permet d'expérimenter de manière plus précise les expériences.

1. RTL-SDR : <https://www rtl-sdr com/about-rtl-sdr/>

2.1.1.1 RTL SDR DVB-T

La *RTL SDR DVB-T* est la version la moins chère des radios utilisées. Cette radio est initialement utilisée pour recevoir des signaux Digital Video Broadcasting Terrestrial (DVB-T) télévisés. La figure 2.1 montre la radio, qui est un device Universal Serial Bus (USB) qui inclut un *chipset RTL2832U* et un *RF tuner chip*.



FIGURE 2.1 – RTL SDR DVB-T dongle

Le chipset RTL2832U digitalise les signaux RF et les envoie à l'ordinateur. Le tuner permet d'ajuster la fréquence pour couvrir une large portée. La radio est raccordée à l'ordinateur via le port USB. Le site RTL SDR² ajoute quelques informations sur l'origine de l'utilisation de DVB-T tuner en tant que SDR. Le schéma bloc de la SDR est représenté sur la figure 2.2.

2. RTL-SDR : <https://www rtl-sdr.com/about-rtl-sdr/>

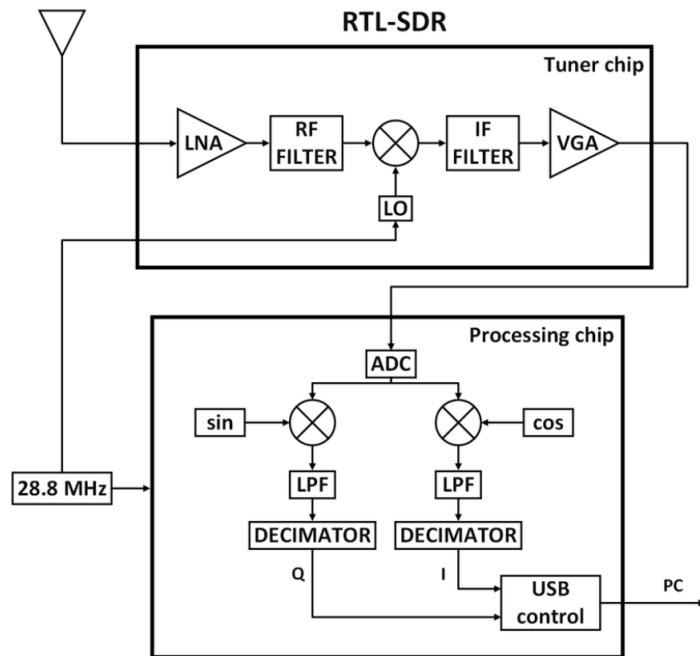


FIGURE 2.2 – Schéma bloc de la RTL SDR[6]

Le tuner comporte les éléments suivants :

- **Low Noise Amplifier (LNA).** le LNA amplifie le signal tout en minimisant l'ajout de bruit, afin de maintenir un SNR faible.
- **Radio Frequency (RF) Filter.** Le filtre permettant d'isoler la fréquence désirée.
- **Local Oscillator (LO).** La fréquence du LO n'est pas fixe, mais elle est contrôlée par un circuit Phase-Locked Loop (PLL) qui utilise une horloge de référence de 28.8 MHz. Cela permet à la SDR d'opérer sur une plage de fréquence approximative entre 24 MHz et 1.7 GHz. L'utilisation de l'oscillateur local, réglable par le PLL, couplée au signal reçu, produit un signal à une fréquence intermédiaire.
- **Intermediate Frequency (IF) Filter.** Ce filtre permet d'isoler le signal à fréquence intermédiaire. L'utilisation d'une fréquence intermédiaire est importante pour pouvoir opérer sur le signal. Par exemple, la démodulation est bien plus abordable sur un signal possédant une fréquence réduite que sa valeur originale.
- **Variable Gain Amplifier (VGA).** Le VGA ajuste l'amplitude du signal pour maintenir un niveau constant.

Le chipset contient les éléments suivants :

- **Analog to Digital Converter (ADC)** Le signal sortant du tuner est échantillonné par l'ADC à une fréquence d'échantillonnage de 28.8MHz.

L'ADC permet de convertir un signal analogique en signal numérique.

- **Digital Down Converter (DDC)** Le signal est ramené en bande de base grâce au DDC. Le Digital Down Converter mixe le signal avec une sinusoïde complexe et applique ensuite un filtre Low Pass Filter (LPF).
- **Decimator**. La dernière étape utilise la décimation pour réduire le taux d'échantillonnage du signal.
- **USB control**. Le signal est réduit uniquement aux échantillons complexes I/Q. Ils sont récupérés depuis l'USB de la SDR.

Une description détaillée du déroulement de la récupération du signal par la SDR est disponible sur le site *Ajoo's blog*³.

2.1.1.2 RTL-SDR R820T2



FIGURE 2.3 – RTL SDR R820T2

3. Ajoo's blog : <https://ajoo-github-blog-old.pages.dev/intro-to-rtl-sdr-part-i-principles-and-hardware>

La deuxième radio logicielle utilisée est la *RTL SDR R820T2*. Il y a deux différences majeures avec la radio DVB-T. L'antenne de cette radio logicielle est de meilleure qualité et le tuner chip de cette SDR est un R820T2. Cette version est une version améliorée du tuner qui se trouve dans la DVB-T, ce qui a pour impact une réduction du bruit, une meilleure sensibilité et une couverture de fréquence plus large. La figure 2.3 montre la SDR en question. Le schéma bloc de la SDR présentée à la section 2.1.1.1 est le même que pour celui-ci. En effet la différence entre le tuner T et T2 n'est pas visible sur la description du schéma. Une description détaillée de la RTL-SDR R820T2 est disponible sur le site RTL-SDR⁴

2.1.1.3 HackRF One

La dernière radio logicielle utilisée est la *HackRF One*. Au-delà du prix plus élevé, cette dernière radio est différente des deux autres. Elle est notamment capable de gérer la transmission et la réception de signaux, les deux autres sont uniquement des récepteurs. Si la R820T2 offrait déjà une qualité de signal supérieure à la DVB-T, celui de la HackRF est encore plus net. La figure 2.4 montre la SDR avec l'antenne utilisée montée sur un trépied.



(a) SDR HackRF One

(b) Antenne

FIGURE 2.4 – SDR HackRf One avec son antenne

Le schéma bloc de la SDR est affiché sur la figure 2.5. Ce dernier est beaucoup plus complexe que celui de la RTL-SDR. La HackRF est un transceiver

4. Datasheet R820T2 : <https://www rtl-sdr com /wp-content/uploads/2013/04/R820T-datasheet-Non-R-20111130-unlocked1.pdf>

(transmitter and receiver), donc elle possède les étapes nécessaires à l'émission que la RTL-SDR ne possède pas. Ensuite, il y a plusieurs étapes de fréquences intermédiaires. L'architecture de la HackRF¹⁰ permet d'utiliser plusieurs étapes de mixeur pour atteindre la fréquence désirée. Chaque étape possède sa fréquence intermédiaire.

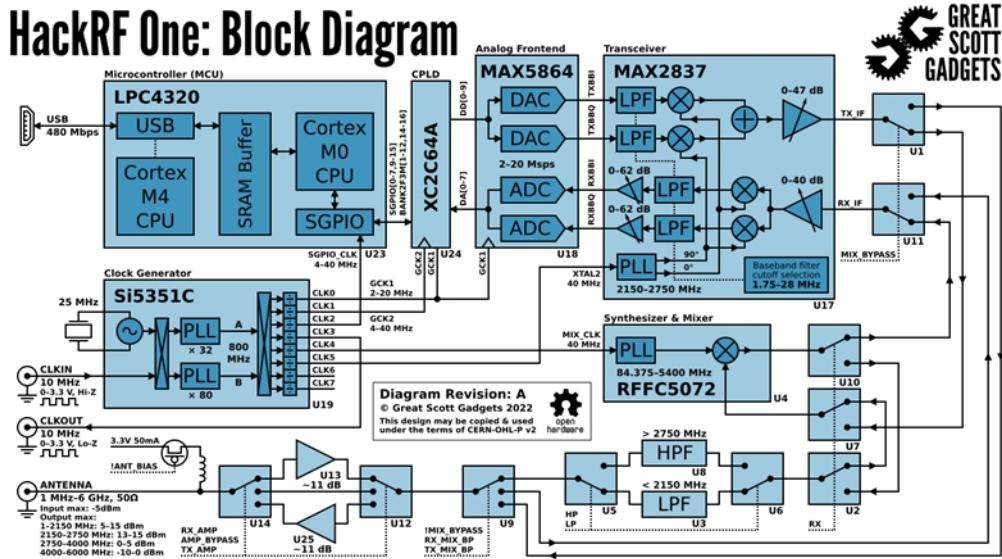


FIGURE 2.5 – Schéma bloc de la HackRF One¹⁰

La table 2.1 résume les différents critères pertinents pour les trois radios logicielles. Ces critères permettront de sélectionner la SDR la plus adéquate pour les expérimentations.

	RTL SDR DVB-T	RTL SDR R820T2	HackRF One
Portée (Fréquence)	24MHz - 1.7GHz	1MHz - 6GHz	
Taux d'échantillonnage	jusqu'à 3.2MHz	jusqu'à 20MHz	
Largeur de bande	jusqu'à 2.4MHz	jusqu'à 20MHz	
Résolutions de l'ADC	8 bits		
RX		oui	
TX	non		oui
Compatibilité logicielle	oui, notamment avec ceux décrits dans la section 2.1.3		
Qualité du signal	mauvaise	très bonne	
Prix	+ – 20 euros	+ – 30 euros	> 250 euros

TABLE 2.1 – Table comparative des radios logicielles utilisées

10. HackRF One : <https://www.hb9afo.ch/articles/HackRF/default.htm>

2.1.2 Module d'émission Lora

La transmission de signaux via la technologie LoRa est un aspect essentiel du travail. Afin de garantir la meilleure qualité de transmission possible, différents modules sont testés. Cela permet de distinguer les variations de performance et de capacité entre les modules. Certains modules sont plus facilement configurables que d'autres, et d'autres nécessitent des composants hardware ou software spécifiques.

2.1.2.1 Module RN2483



FIGURE 2.6 – 3 modules RN2483

Le microchip RN2483⁵ est un module de technologie spécifique à LoRa permettant de communiquer à longue portée et à faible coût. Le Schéma bloc⁶ du module est représenté à la figure 2.7. Le module RN2483 de la figure 2.6 est un simple transceiver radio de type SX127x couplé à un micro-contrôleur. Les informations relatives à ce type de transceivers sont disponibles sur le site de Semtech⁷.

5. Datasheet RN2483 :<https://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/>

6. Schéma bloc RN2483 : <https://www.mouser.be/new/microchip/microchip-rn2483-module/>

7. Semtech : <https://www.semtech.com/products/wireless-rf/lora-connect/sx1278>

Voici quelques spécificités du module :

- il comprend la technologie de modulation LoRa, ce qui lui donne son atout de faible consommation et de longue portée. Il gère également les modulations FSK et Gaussian Frequency Shift Keying (GFSK).
- Une faible consommation induit une faible puissance, le module possède un amplificateur de puissance maximale de 14dBm.
- Les bandes de fréquences disponibles sont compatibles avec la bande ISM. Le module couvre de 863MHz à 870MHz pour la région européenne.
- Le data rate maximum en modulant avec LoRa est de 27343.75 bps (bits par seconde) pour un largeur de bande de 125KHz et un facteur d'étalement de 7.
- Tous les paramètres TX sont configurables.

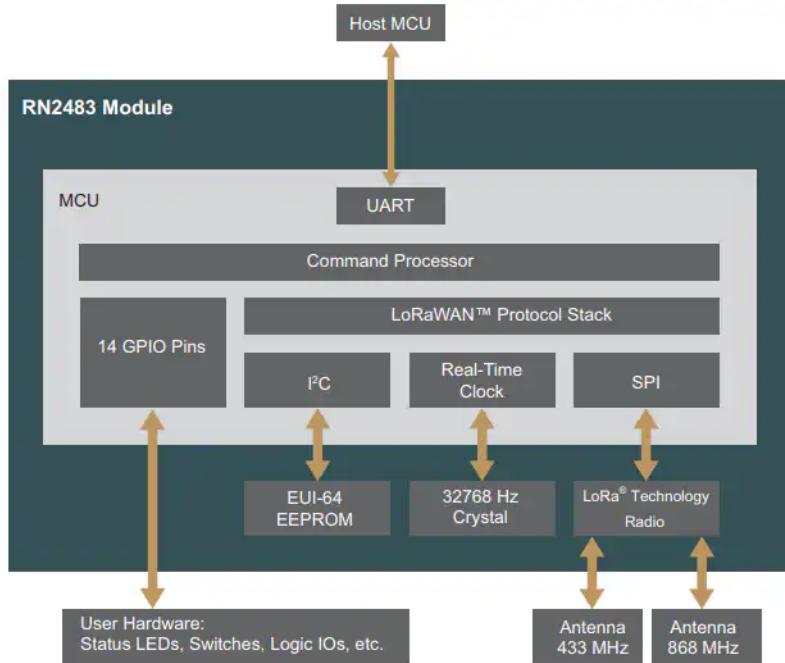


FIGURE 2.7 – Schéma bloc du module RN2483

L'utilisation du module RN2483 est détaillée dans la section 2.3.

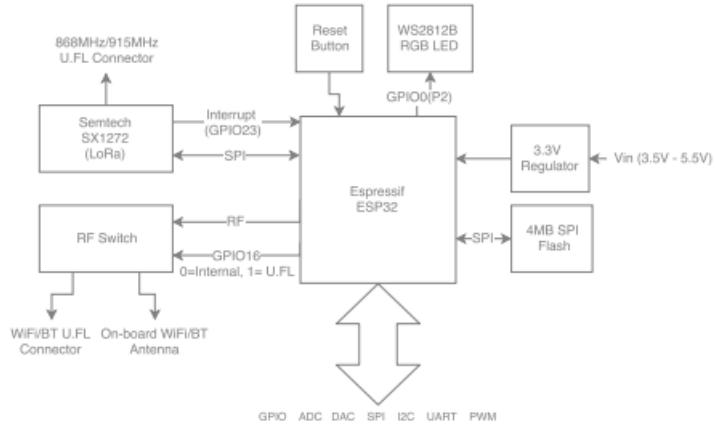
2.1.2.2 Module Pycom LoPy

Le module Pycom LoPy¹¹ est un appareil programmable en micro Python. Il comprend un micro-contrôleur ainsi qu'une série de pins numériques input/output, des composantes de connectivité sans fil et un port micro USB. La figure 2.8 montre le module connecté à une antenne.



FIGURE 2.8 – Un module Pycom lopy avec une antenne

Le schéma bloc ¹¹ est représenté à la figure 2.9. Contrairement au module RN2483, on remarque que le module LoPy possède des fonctions supplémentaires (qui ne sont pas intéressantes pour l’expérimentation) comme une connexion Wifi ou Bluetooth. Le micro-contrôleur possède aussi plusieurs interfaces autres que UART (qui est la seule disponible sur le module RN2483).

FIGURE 2.9 – Schéma bloc du module Pycom LoPy¹¹

2.1.2.3 Module Arduino couplé à un transceiver LoRa

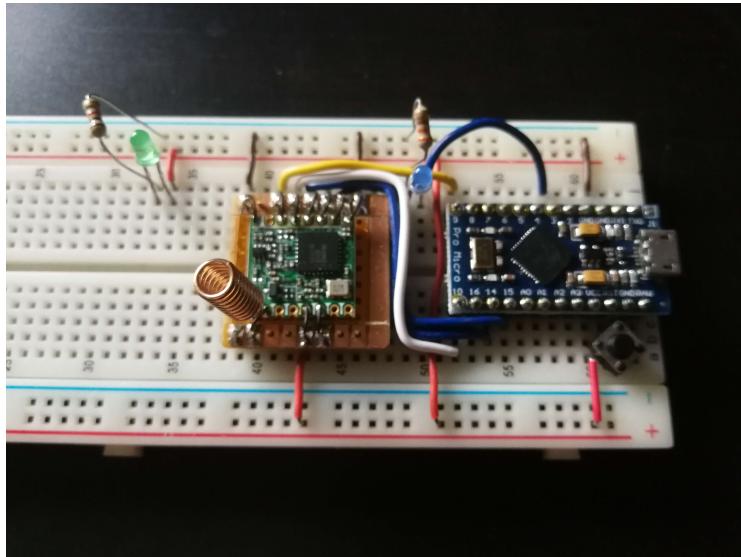


FIGURE 2.10 – Un module Arduino

L'avantage principal du module Arduino⁸ est qu'il est possible de configurer une largeur de bande bien plus faible qu'avec les autres modules. Les modules RN2483 ou LoPy ont une largeur de bande minimale de 125KHz, tandis qu'avec

11. Datasheet Pycom LoPy : <https://docs.pycom.io/gitbook/assets/specsheets/Pycom002SpecsheetsLoPyv2.pdf>
 8. Arduino Pro Micro : <https://docs.arduino.cc/retired/boards/lilypad-arduino-usb/>

l'Arduino il est possible de descendre jusqu'à 7.8KHz. Il est également possible de réduire le facteur d'étalement en dessous de la valeur imposée par LoRa (minimum de LoRa SF = 7, ici SF = 6 possible). Pour rappel, une largeur de bande plus faible permet un Time On Air (TOA) plus grand, ce qui est très utile pour analyser les signaux. Le transceiver est de type SX127x (comme celui du RN2483).

L'utilisation de l'Integrated Development Environment (IDE) Arduino 2.2.1 est nécessaire pour la configuration du module Arduino décrit dans la section 2.1.2.3. L'IDE permet d'uploader le code dans le module. Le code est disponible dans l'annexe A.1.

2.1.3 Logiciels

Une fois les différents appareils choisis, il faut les accompagner avec les softwares adéquats. Ainsi il faut des logiciels d'analyse de signaux compatibles avec les différents modules et radios logicielles.

2.1.3.1 GQRX

Le premier logiciel choisi est GQRX⁹. C'est un logiciel open source d'analyse de fréquences radio pour les SDR. La figure 2.11 montre comment configurer le logiciel.

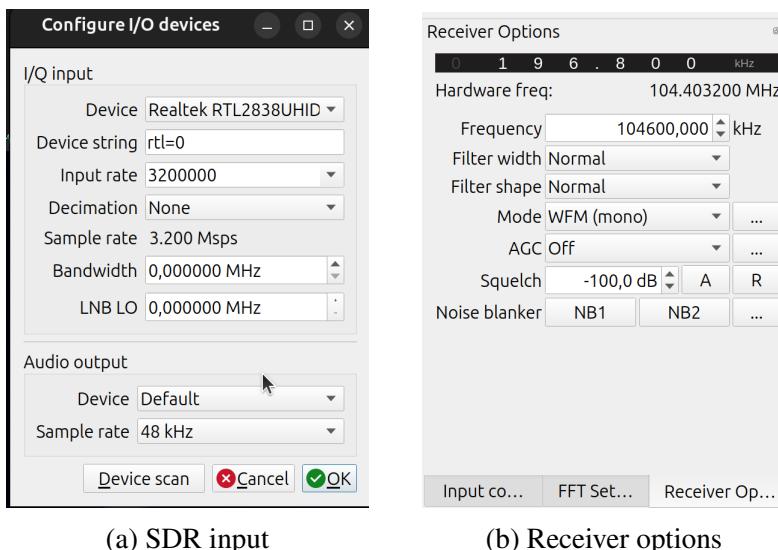


FIGURE 2.11 – Configuration de GQRX

La figure 2.11a demande de compléter les paramètres suivants :

9. GQRX : <https://www.gqrx.dk>

- **Device** : il faut sélectionner la SDR dans la liste des appareils. Le Device String fait référence à cet appareil dans GQRX.
- **Input rate** : le taux d'échantillonnage capturé par la SDR, il apparaît plus bas comme sample rate.
- **Decimation** : c'est un procédé qui permet de réduire le nombre d'échantillons générés par le logiciel, pour économiser des ressources.
- **Bandwidth (BW)** : la largeur de bande supplémentaire que peut gérer la SDR.
- **Low Noise Block Local Oscillator (LNB LO)** : ce paramètre est spécifique à la réception satellite et représente le frequency offset appliqué par l'oscillateur local dans un LNB downconverter.
- **L'Audio output** concerne la sortie sonore du signal.

La figure 2.11b ajoute des paramètres pour le récepteur, c'est-à-dire pour l'interface de GQRX :

- **Frequency** : la fréquence que l'on souhaite écouter.
- **Filter Width** : ce paramètre permet de changer la taille de la largeur de bande du filtre appliquée au signal.
- **Filter Shape** : contrairement au Filter Width, ce n'est pas la taille mais la forme du filtre que l'on peut modifier.
- **Mode** : le mode de démodulation.
- **Automatic Gain Control (ACG)** : l'ACG ajuste le gain du récepteur pour maintenir un signal constant.
- **Squelch** : c'est un threshold qui coupe la sortie sonore s'il est franchi.
- **Noise blanker** : c'est une fonctionnalité qui permet de réduire l'impact des interférences sur le signal.

La figure 2.12 montre un exemple de ce qu'on observe quand on écoute la fréquence radio de Classic21. GQRX affiche le signal reçu sous deux formes différentes : en spectre et en cascade.

L'affichage du spectre fournit une représentation graphique en temps réel du spectre RF sur une gamme de fréquences. Il montre la puissance du signal de différentes fréquences sur une plage de fréquences spécifiée. L'axe horizontal représente la fréquence, tandis que l'axe vertical affiche la force du signal (mesurée en dB).

L'affichage en cascade est un spectrogramme qui visualise la force du signal au fil du temps. Il montre une série de spectres instantanés empilés les uns sur les autres, où l'intensité de la couleur représente la force du signal. Chaque ligne horizontale du tracé en cascade représente une vue du spectre capturée à un moment précis, créant ainsi un enregistrement de l'activité du signal. L'axe horizontal représente la fréquence et l'axe vertical représente le temps.

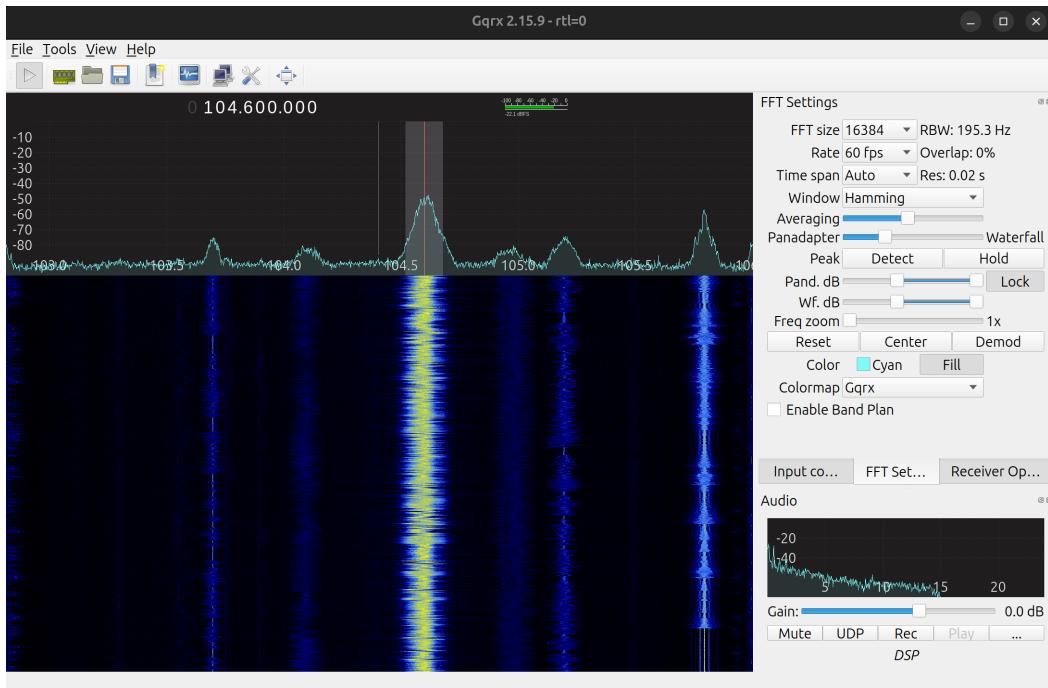


FIGURE 2.12 – Réception de la station radio Classic21

Durant la réception du signal, il est possible de modifier l'affichage. A droite de l'affichage en spectre et en cascade sur la figure 2.12, il y a différents paramètres : pour l'affichage en spectre, le paramètre **Panadapter dB** représente la force du signal des fréquences radio reçues affichées sur l'axe vertical du graphique du spectre. Pour l'affichage en cascade, le paramètre **Waterfall dB** modifie l'intensité utilisée pour afficher la force du signal, permettant ainsi d'ajuster le contraste ou la visibilité des signaux plus faibles ou plus forts.

Les paramètres suivants sont communs et affectent les deux affichages : le paramètre **FFT size** détermine le nombre d'échantillons utilisés dans chaque calcul de la FFT. Une valeur plus large donne un meilleure résolution, mais consomme plus de ressources. La valeur est une puissance de deux pour des raisons d'efficacité de calculs. Le paramètre **Rate** détermine le taux de rafraîchissement de l'affichage. Un taux relativement faible avec une taille de frame FFT élevée induit un effet d'overlap, c'est-à-dire que des frames consécutives partagent des échantillons, ce qui donne un affichage plus lisse du spectre.

2.1.3.2 Universal radio hacker, URH

Universal Radio Hacker (URH) est un logiciel open source similaire à GQRX. Son rôle principal est l'analyse de signaux radio. Au-delà de l'écoute en temps réel, URH peut sauvegarder des signaux et lire des enregistrements à partir de fichiers. La figure 2.13 montre comment enregistrer un signal. Les paramètres à configurer sont similaires à GQRX (le choix de la SDR, la fréquence, le taux d'échantillonnage, la largeur de bande et le gain). Comme URH est le principal outil d'analyse pour ce travail, les analyses avec ce dernier sont détaillées dans la section 2.3.2.

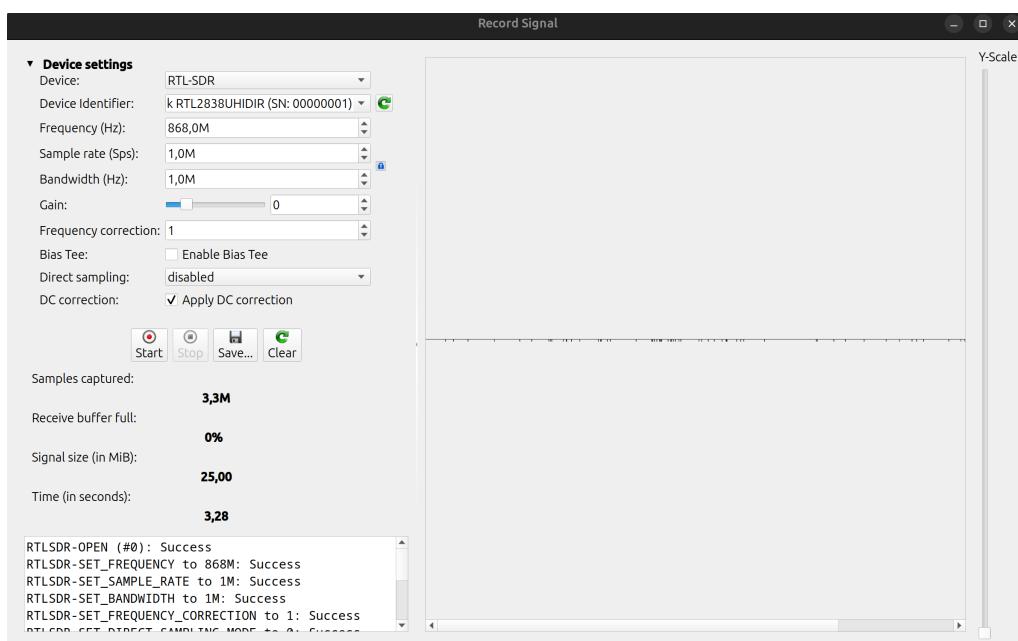


FIGURE 2.13 – Enregistrement d'un signal avec URH

Les fichiers qu'URH peut interpréter ou enregistrer sont au format *.complex*. Ce format est utilisé pour sauvegarder les signaux sous forme d'échantillons I/Q. Il existe plusieurs variantes de ce format supportées par URH :

	Taille I (bits)	Taille Q (bits)	Type
.complex	32	32	float
.complex64	32	32	float
.complex16u	8	8	unsigned int
.complex16s	8	8	int
.complex32u	16	16	unsigned int
.complex32s	16	16	int

TABLE 2.2 – Table des formats supportés par URH

2.2 Python

Le choix du langage pour l'implémentation du travail est Python (version 3.11.4). Python donne l'accès à plusieurs librairies très pertinentes pour faire du signal processing. Voici les principales librairies utilisées :

- Numpy. Cette librairie est fondamentale pour la gestion des arrays. Elle contient également de nombreuses fonctions et formats mathématiques utiles au projet.
- Matplotlib. Cette librairie permet d'effectuer des plots de données de manière simple et efficace.
- PyRTLSDR. La librairie PyRTLSDR est essentielle pour pouvoir manipuler la SDR R820T2. Il est possible de configurer la SDR sans devoir passer par un software tiers comme GQRX ou URH grâce à cette librairie.
- PyHackRF. L'équivalent de PyRTLSDR mais pour la SDR HackRF One.
- Datashader. Cette librairie permet la visualisation améliorée de grande quantité de données via l'ajout de gradient coloré.
- Serial. La manipulation des modules rn2483 est possible grâce à la librairie serial. Cette librairie permet d'interagir avec les appareils connectés via USB.

L'environnement de travail utilisé est Visual Studio Code (version 1.87.1). Cet IDE est open source et largement populaire, ce qui permet un apprentissage très rapide pour des travaux spécifiques via Internet. L'utilisation de VSCode est motivée par son système d'extension, qui contient plusieurs extensions qui permettent de manipuler directement les modules d'émission LoRa. Le module LoPy de Pycom est compatible avec VSCode via l'extension PyMakr. GitHub est également intégré dans VSCode, ce qui permet de simplifier la mise en ligne du travail. La table 2.3 donne une comparaison des différents logiciels basée sur plusieurs critères.

	GQRX	URH	Python	
Interface Utilisateur	GUI avec affichage en temps réel	GUI avec outils plus poussés pour analyse	Pas de GUI	
Réception de signaux	oui			
Génération de signaux	non	oui		
Sauvegarde des données	pas de sauvegarde possible	sauvegarde et chargement possibles		
Format des données	/	voir table 2.2	.complex64 jusqu'à .complex512	
Démodulation	les plus communes ¹²		toutes	
Courbe d'apprentissage	prise en main très rapide	prise en main rapide	plus de possibilités donc plus de temps d'apprentissage	
Analyse du signal	concentrée sur le temps réel	concentrée sur l'analyse en profondeur		
SDR supportées	toutes les SDR présentées			

TABLE 2.3 – Table comparative des logiciels utilisés

GQRX offre globalement de meilleurs outils pour la visualisation en temps réel, là où URH permet l'analyse de manière plus précise et avec plus de possibilités. Python permet une customisation encore plus poussée à condition de manuellement rajouter ces fonctionnalités.

12. AM, FM, PM, ASK, FSK, PSK, CW, CSS

2.3 Génération et réception d'un signal LoRa

La première étape de l'expérimentation consiste à générer, via un module, un signal LoRa et à le capturer à l'aide d'une radio logicielle. Pour cette première étape, le module d'émission choisi est le module RN2483, car il est le plus facile et rapide à configurer. Via Python, il est possible d'utiliser la librairie Serial pour se connecter au port USB reliant le module à l'ordinateur. Ensuite, via les différentes commandes, on configure le module en modifiant les paramètres suivants :

- la modulation, en LoRa.
- La fréquence. 868MHz, la fréquence de la bande ISM , la bande d'émission en Europe.
- La largeur de bande ou BW choisie est de 125KHz, ce qui est la plus petite valeur possible que permet le module.
- La puissance du module, au maximum (14dBm).
- Le spreading factor, la valeur la plus grande possible est choisie (SF = 12).
- Le Coding Rate (CR). Il y a 4 valeurs possibles : 4/5, 4/6, 4/7 and 4/8. Cela signifie que tout les 4 bits seront codés par 4, 5, 6, 7 ou 8 bits de transmission en fonction de cette valeur. Plus la valeur est faible (la plus faible étant 4/8), plus le TOA sera élevé, car cela prend plus de temps pour transmettre le message.
- Le message à envoyer. Le but de cette expérimentation n'est pas de récupérer l'information initiale (le contenu du message), il n'a donc pas un grand intérêt. Le message à envoyer est un nombre hexadécimal : `0x1509ACF`.

Le choix des valeurs pour les différents paramètres a pour but de maximiser le TOA. Les commandes relatives à la configuration sont disponibles dans l'annexe A.2

2.3.1 Analyse avec GQRX

Une fois que le module est configuré, il faut paramétriser le récepteur, la radio logicielle. La SDR choisie est la RTL-SDR T820R2. Voici les paramètres de la SDR :

- la fréquence. La fréquence d'écoute, idéalement la même fréquence de celle de l'émetteur (868MHz).
- Le taux d'échantillonnage. Il est possible de choisir la quantité d'échantillons traités chaque seconde. Un taux plus élevé donnera un signal plus complet.
- Le gain. Dépendant de la qualité du signal, il peut être nécessaire d'ajouter un gain supplémentaire.

ter du gain, c'est à dire d'amplifier la force du signal. Un gain trop élevé peut saturer le signal, c'est-à-dire quand l'amplitude dépasse la portée du récepteur.

La figure 2.14 montre la capture de deux signaux LoRa. On remarque que malgré la configuration des paramètres pour maximiser le TOA, il est difficile d'observer en détail le signal. On observe également que le signal se situe entre la fréquence 867.915MHz et 868.040MHz, ce qui correspond bien à la largeur de bande de 125KHz choisie.

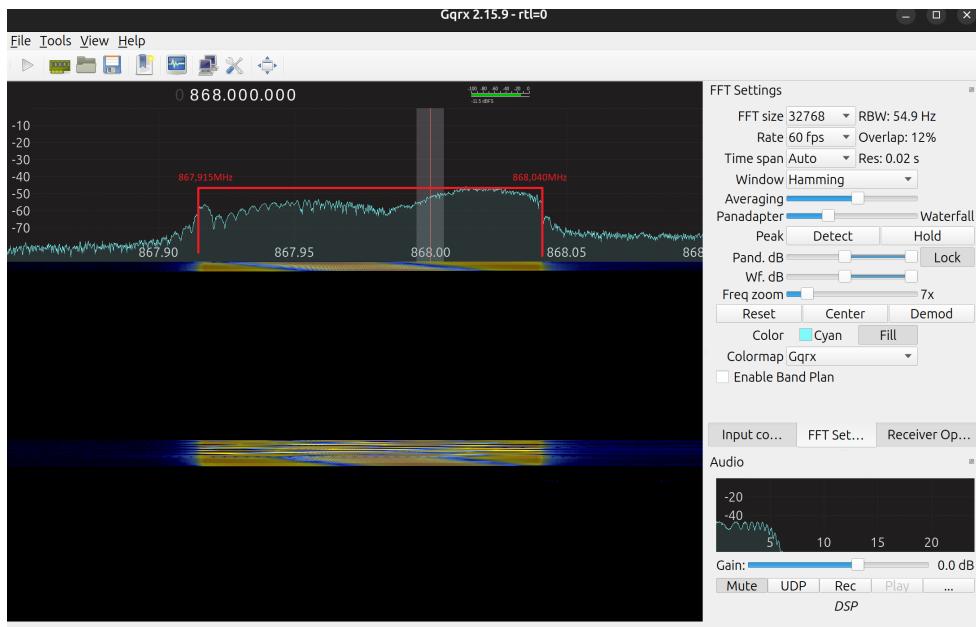


FIGURE 2.14 – capture module rn2483 sur GQRX avec RTL-SDR R820T2.
Sample rate = 1.8MHz

Le module Arduino, contrairement aux modules Pycom et RN2483, permet d'utiliser une largeur de bande beaucoup plus faible. La figure 2.15 montre la capture d'un signal LoRa émis depuis le module Arduino. La largeur de bande choisie est de 7.8KHz, les autres paramètres d'émission (la modulation, la fréquence et le spreading factor) sont similaires à ceux de la capture précédente. Cette fois-ci, on distingue clairement sur l'affichage en spectre un pic à 868.070MHz. Sur l'affichage en cascade, le signal se dessine sous forme de traits (les chirps). Cela correspond bien à la théorie de la modulation LoRa où le signal modulé est composé de upchirps et downchirps. Il y a, de part et d'autre du signal, des silhouettes. Cela est dû à la sensibilité de la SDR : si on observe les pics de fréquences dans l'affichage en spectre, on constate qu'ils sont négligeables car leurs échelles de puissances sont bien inférieures (environ 60dB plus faible) à celle du pic prin-

cipal. GQRX permet de visualiser le signal, mais pour pousser l'analyse plus en détails, l'utilisation d'Universal Radio Hacker est nécessaire.

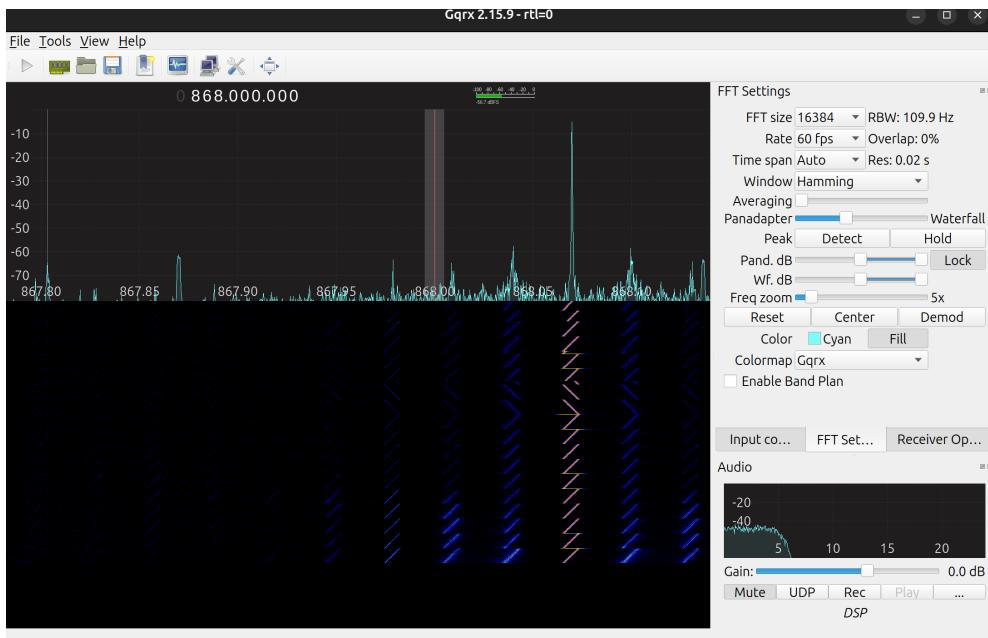


FIGURE 2.15 – capture module Arduino sur GQRX avec RTLSDR R820T2
Sample rate = 1.8MHz

2.3.2 Analyse avec URH

GQRX permet de zoomer sur les fréquences mais pas sur le temps, ce qui demande donc de générer un signal dont le TOA doit être le plus élevé possible. URH offre plus de flexibilité sur l'analyse ce qui permet de ne pas devoir utiliser des largeurs de bande aussi faibles que celles du module Arduino. Ainsi, pour l'analyse avec URH, les modules Pycom et RN2483 sont utilisés. La figure 2.16 et 2.17 montre la capture et la sauvegarde d'un signal LoRa. Le module utilisé est rn2483, la SDR est la R820T2. les paramètres d'émission sont les suivants : BW = 125KHz, SF = 8, fréquence = 868MHz, Mode = LoRa, CR = 4/8, power = 14. Les paramètres du récepteur sont les suivants : fréquence = 868MHz, Sample Rate (SR) = 1.8MHz, gain = 0dB. Pour des raisons de simplicité, le signal capturé avec ses paramètres sera utilisé comme référence pour toute la partie analyse jusqu'à la fin de la section 2.3.

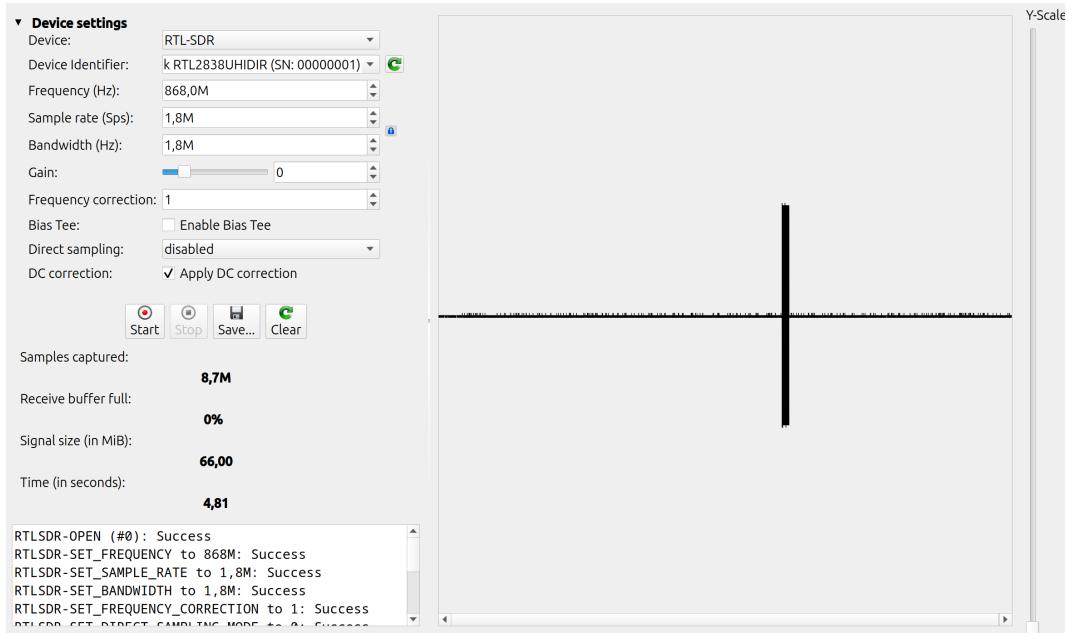


FIGURE 2.16 – Capture du signal



FIGURE 2.17 – Sauvegarde du signal

A partir de la figure 2.17, il est possible de couper une partie de l'enregistrement, notamment celle qui ne contient pas le signal. URH permet également d'afficher le signal sous forme de spectrogramme, la figure 2.18 montre le signal sous sa forme analogique et sous spectrogramme. On constate cependant que les deux affichages ne correspondent pas. En effet, si on se fie au spectrogramme, la fréquence devrait augmenter durant le premier chirp. Or, quand on zoomé sur le signal sur l'affichage analogique, celle-ci diminue dans un premier temps. (voir figure 2.19).

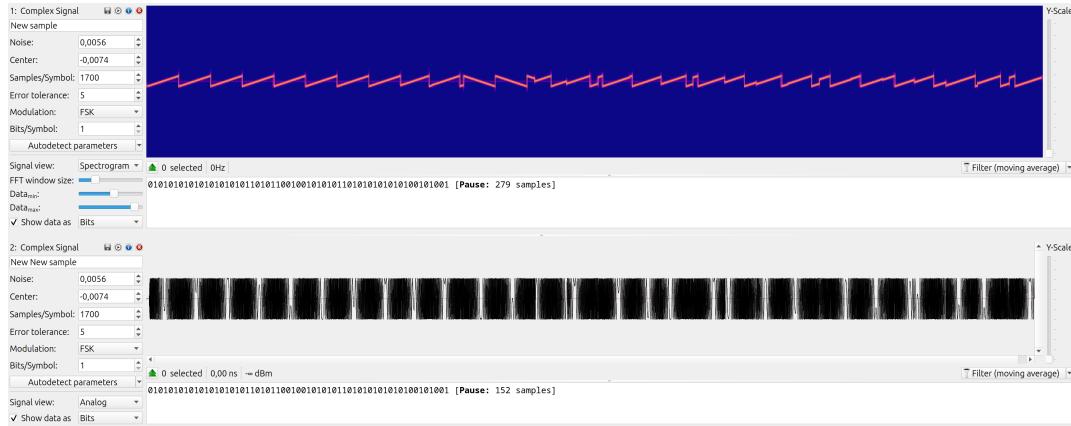


FIGURE 2.18 – Signal LoRa sous forme spectrogramme et analogique

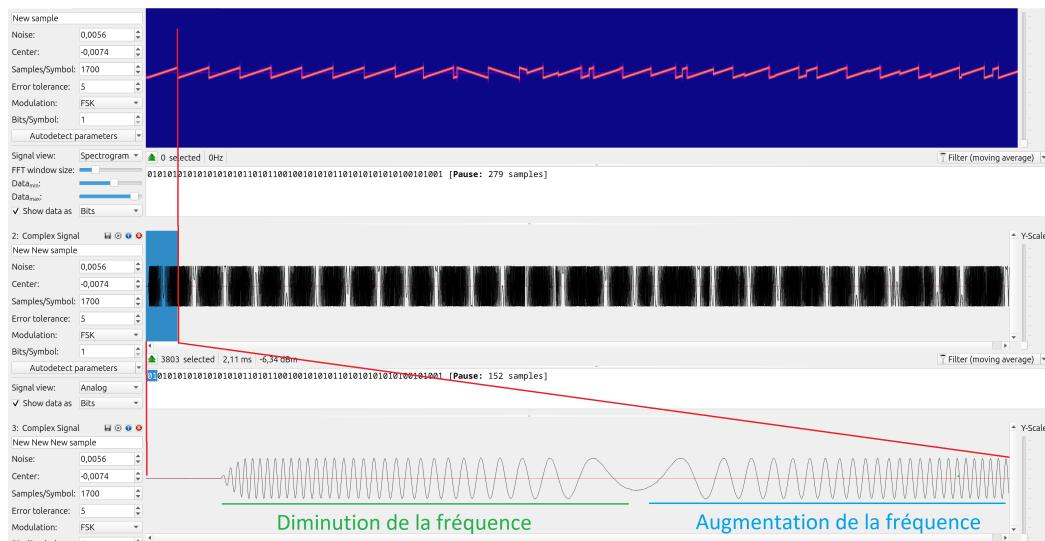


FIGURE 2.19 – Zoom d'un upchirp du signal LoRa capturé

Ce phénomène est dû à une interprétation faussée par URH. La fréquence du récepteur choisie étant la même que celle de l'émetteur, URH va interpréter 868MHz comme étant la fréquence centrale ayant pour valeur 0, ce qui signifie que pour un signal reçu à 868MHz, la moitié des échantillons sont interprétés comme ayant une fréquence "négative". Autrement dit, URH affiche la position inverse des échantillons qu'il considère comme négatifs. Pour éviter cette erreur, il suffit de décaler la fréquence d'écoute proportionnellement à la moitié de la taille de la largeur de bande du signal émis. Dans ce cas, le signal émis à une largeur de bande de 125KHz, il faut ajuster la fréquence d'écoute :

$$F_{\text{récepteur}} = F_{\text{émetteur}} - \frac{BW}{2} \text{ soit :} \quad (2.1)$$

$$868MHz - \frac{125KHz}{2} = 867.9375MHz \quad (2.2)$$

On observe également, au début du premier chirp, une période où l'amplitude est en train de s'ajuster. Ce phénomène, appelé période transitoire (transient part), est un état instable durant lequel différentes propriétés du signal peuvent subir des changements. Sur la figure 2.19, cela survient au début de la réception, ce qui peut s'expliquer par le fait que le module d'émission change d'état au moment de débuter la transmission.

Selon la section 1.3.1.4, la structure du paquet LoRa devrait contenir d'abord les symboles du préambule, soit 8 upchirps suivis de 4.25 chirps. La figure 2.20 montre le spectrogramme du signal complet, dont la partie fixe du préambule (les 8 upchirps par défaut) ont été mis en évidence sous forme analogique. Pouvoir identifier et récupérer le préambule du signal LoRa est crucial pour l'identification de l'appareil qui l'a émis.

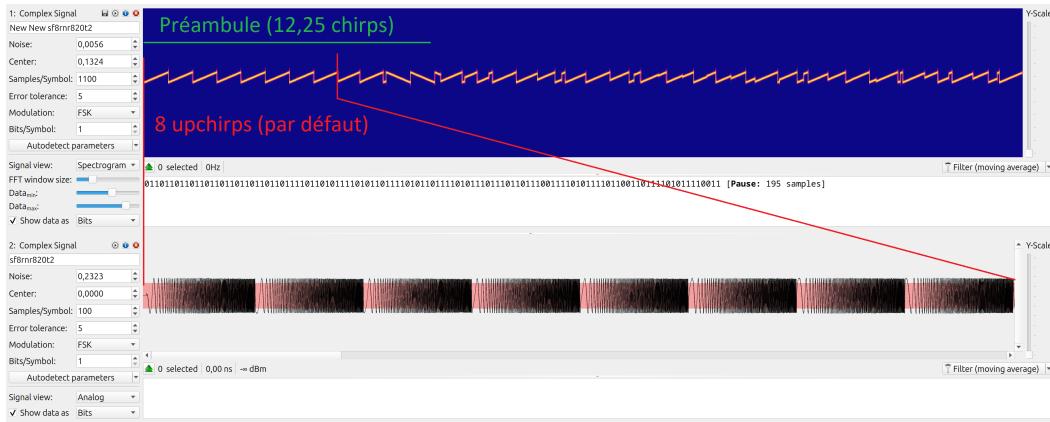


FIGURE 2.20 – Identification du préambule LoRa

Cependant, l'utilisation d'intermédiaires comme URH ou GQRX n'est pas efficace pour traiter un grand nombre de signaux. La dernière étape avant de commencer l'identification des noeuds à partir des signaux est d'automatiser le processus complet de la capture du signal. Bien qu'URH et GQRX ne soit pas nécessaires pour réaliser l'identification, leur utilisation a été d'une grande aide : par exemple pour l'apprentissage de la reconnaissance de signaux LoRa et de leur représentation, mais également pour l'observation de la partie transitoire d'un signal. Ils ont également permis de visualiser l'impact de paramètres comme le taux

d'échantillonnage, le facteur d'étalement ou encore la largeur de bande d'un signal.

2.3.3 Analyse avec Python

Une information importante que les deux logiciels de visualisation ont occultée est la composition du signal. En effet, la visualisation analogique du signal avec URH montre une seule onde continue. Cependant, il s'agit d'un signal complexe composé de deux ondes distinctes. Les échantillons du signal capturés par la SDR sont constitués de deux composantes : la composante *I* (In phase) et la composante *Q* (Quadrature) (voir section 1.2.1). URH combine les deux pour générer la vue analogique.

La librairie *Matplotlib* de Python permet d'afficher le contenu du signal capturé. La figure 2.21 est un plot des échantillons dont la partie réelle (orange) et imaginaire (bleue) ont été séparées. Le signal a été capturé avec un taux d'échantillonnage de 1.8MHz, malgré un TOA relativement court (quelques centièmes de secondes, le calcul du TOA est donné par l'équation 2.3) la quantité d'échantillons capturés est très grande (plus de 130,000 échantillons). Matplotlib permet également le zoom, la figure 2.22 fait un zoom sur les 4000 premiers échantillons. Les deux ondes apparaissent grâce au zoom.

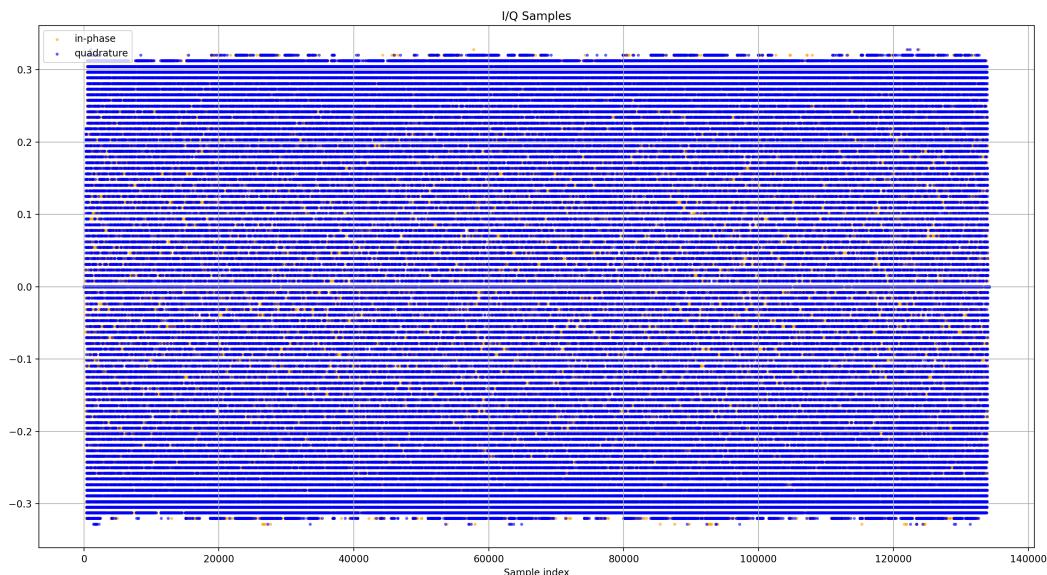


FIGURE 2.21 – Plot des échantillons I/Q avec matplotlib

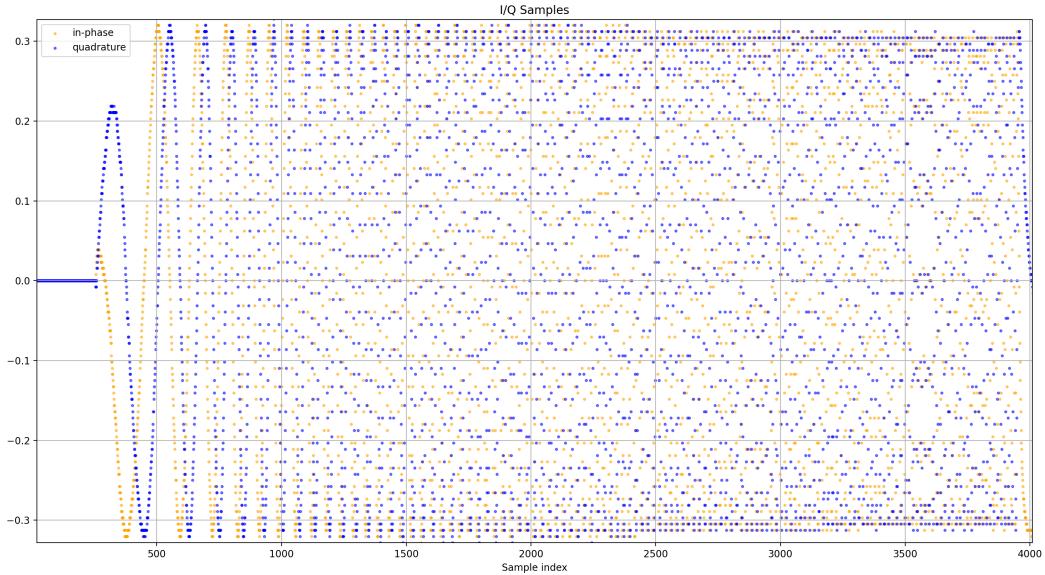


FIGURE 2.22 – Zoom sur les 4000 premiers échantillons I/Q

2.3.4 Automatisation du signal et preprocessing

Afin de pouvoir effectuer l’identification des appareils, il faut que l’environnement de test soit identique pour chaque module, donc tous les paramètres d’émission sont identiques. La même SDR est utilisée avec les mêmes paramètres de réception pour les mêmes raisons. Avec des paramètres d’émission et de réception fixes, il est possible d’automatiser le processus d’enregistrement d’échantillons LoRa.

La librairie PyRTLSDR permet de configurer la radio logicielle depuis un script Python (voir annexe A.3). La partie du signal que l’on cherche à conserver est le préambule (soit les 8 premiers chirps fixes ou les 12.25 premiers chirps). Si le taux d’échantillonnage est fixe et que le préambule est toujours de la même taille, alors il est possible de calculer le nombre d’échantillons à capturer.

Par exemple, la figure 2.23 indique qu’un préambule complet (12.25 chirps) contient environ 49,000 échantillons. Sachant que le taux d’échantillonnage est de 2MHz pour cet exemple, alors le TOA du préambule vaut :

$$TimeOnAir(TOA) = \frac{N_{samples}}{samplerate} = 0.0245 \quad (2.3)$$

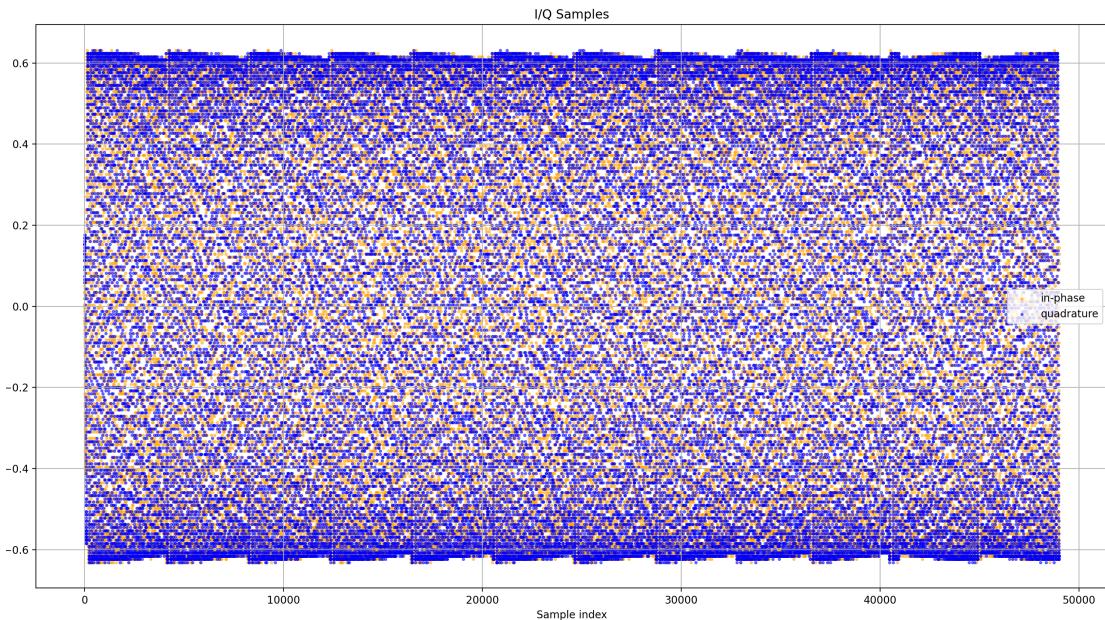


FIGURE 2.23 – Préambule LoRa (sample rate = 2MHz)

Maintenant que la durée de l'enregistrement est calculée, il reste à fixer le moment à partir duquel l'enregistrement commence. La méthode la plus facile est d'implémenter un threshold qui détermine si un signal est reçu durant l'écoute. Voici en résumé comment toute l'opération se déroule :

- les paramètres de l'émetteur sont configurés.
- Dès que l'émetteur est prêt à envoyer un signal, le récepteur commence à écouter.
- Le récepteur informe l'émetteur qu'il est en écoute, l'émetteur envoie un signal.
- Grâce au threshold, le récepteur commence à enregistrer le TOA du signal dès que le threshold est franchi. L'émetteur est en attente pendant que le signal est enregistré dans un fichier.
- Le récepteur se remet sur écoute et informe l'émetteur qu'il peut envoyer un nouveau signal.

Finalement, il reste une dernière étape avant de pouvoir commencer l'identification des modules. Bien que les prises d'échantillons soient en intérieur avec une faible distance entre l'émetteur et le récepteur (voir figure 2.24), les signaux sont parfois fortement atténusés. Il faut donc normaliser les données pour contrer les différences d'amplitude. Les données sont normalisées en utilisant Root Mean Square (RMS). La valeur du RMS pour un set x de n données x_1, x_2, \dots, x_n vaut la racine carrée de la moyenne arithmétique des carrés des valeurs soit :

$$x_{\text{RMS}} = \sqrt{\frac{1}{n}(x_1^2 + x_2^2 + \dots + x_n^2)} \quad (2.4)$$

L'implémentation de l'automatisation et de la normalisation est disponible en annexe A.4. L'application de RMS a lieu une fois que les données ont été sauvegardées en fichier. Pour chaque répertoire contenant différents signaux capturés, RMS est appliqué individuellement sur chacun des fichiers.

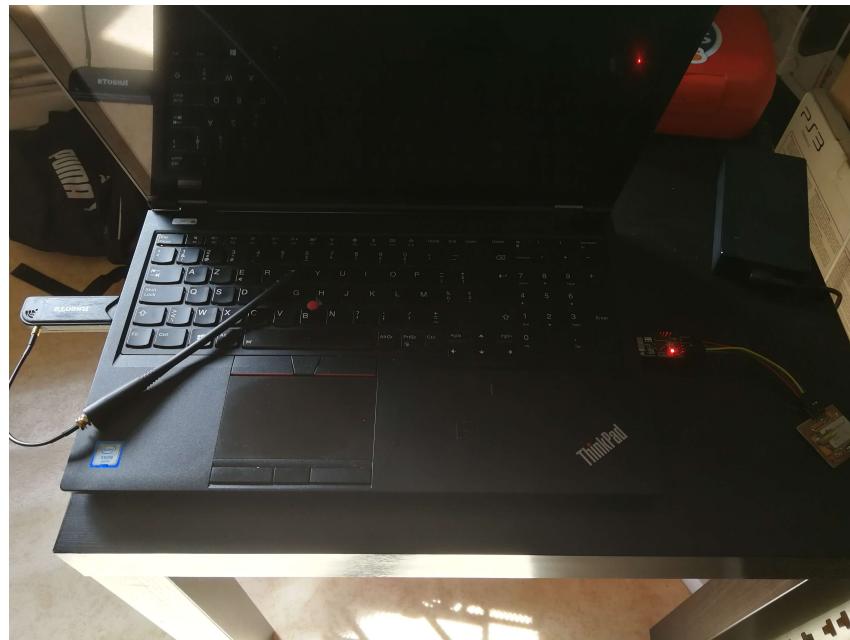


FIGURE 2.24 – Configuration en intérieur

Chapitre 3

Identification d'appareils LoRa par la méthode des constellations traces figures

Comme tout appareil au sein d'un réseau, un appareil connecté dans l'IoT possède, de base, différents moyens d'authentification : son adresse MAC, son adresse IP, des informations relatives à sa manuafacturation comme un numéro de série par exemple. De manière plus spécifique, les noeuds au sein d'un réseau LoRaWAN possèdent un DevEUI, un numéro unique accordé par le réseau à l'appareil. Cependant, ces informations peuvent être compromises si les appareils sont victimes de devices spoofing, c'est à dire qu'un appareil malveillant usurpe l'identité de sa cible, afin d'accéder au sein du réseau. D'autres attaques comme Man in The Middle ou Replay attacks peuvent également compromettre l'identité d'un appareil si on se base uniquement sur ses identifiants classiques[10]. Il faut donc pouvoir identifier les appareils mais sans se fier à leurs informations d'authentification.

Ce chapitre a pour but d'approfondir l'analyse des caractéristiques uniques des fréquences radios. Plutôt que de s'intéresser aux routines entre les communications ou la distance d'où elles ont lieu, le Radio Frequency Fingerprinting Identification (RFFI) se concentre sur les propriétés physiques des signaux. Différentes techniques sont montrées par N. Soltanieh, Y. Norouzi et Y. Yang[21]. L'approche principale choisie se base la méthode des Differential Constellations Traces Figure (DCTF) développée dans l'article [30] par Yu Jiang, Lining Peng, Aiqun Hu, Sheng Wang, Yi Huang et Lu Zhang. Dans un premier temps, la méthode de l'article est présentée de manière théorique avant d'être appliquée sur les appareils afin de réaliser l'objectif du mémoire. Cependant, plusieurs modifications ont été ajoutées afin de pousser plus loin les possibilités de la méthode.

3.1 Radio Frequency Fingerprinting avec DCTF

Cette section se base sur l'article [30]. Les choix de notations des différentes équations sont basés également sur l'article. L'objectif principal de la méthode consiste à révéler la signature radio d'un signal permettant ainsi, à partir de cette signature, de retrouver l'appareil émetteur. La méthode des diagrammes de constellations est une projection des échantillons I/Q dans le plan complexe. Cette projection permet en théorie d'extraire des features comme :

- des erreurs ou offset de fréquences. Cela peut être une déviation de la fréquence du signal par rapport à la fréquence attendue. Cela se représente, sur le diagramme de constellations, par un décalage des échantillons.
- Une mauvaise synchronisation. Si le récepteur est mal synchronisé (sur la phase, le temps ou encore la fréquence), cela peut faire apparaître des distorsions sur le diagramme.
- I/Q origin offset. Un décalage entre les composantes I et Q peut provoquer un décalage des données par rapport à l'origine sur le diagramme de constellations.
- Des erreurs de magnitude. Des variations sur l'amplitude du signal altèrent la densité du diagramme de constellations.

Ajoutée à toutes ces possibles features, l'article mentionne la possibilité de trouver, via le diagramme de constellations, *l'unique caractéristique physique du signal*. Cependant, cette caractéristique n'est pas immédiatement visible. L'influence de l'offset de fréquence fait dévier les symboles de leurs positions originales, ce qui couvre l'information tout le long du diagramme de constellations.

Cela peut se représenter mathématiquement de la manière suivante. Soit $X(t)$ le signal en bande de base et f_{ct1} la fréquence porteuse de l'émetteur, alors le signal transmis $S(t)$ vaut :

$$S(t) = X(t)e^{-j2\pi f_{ct1}t} \quad (3.1)$$

L'article considère, pour cette expérimentation, que le canal de transmission ne perturbe pas le signal, ce qui signifie que le signal reçu $R(t)$ est équivalent au signal transmis $S(t)$. Le signal est down converted grâce à la SDR, qui est maintenant exprimé comme $Y(t)$ où :

$$Y(t) = R(t)e^{j(2\pi f_{ct2}t + \phi)} = S(t)e^{j(2\pi f_{ct2}t + \phi)} \quad (3.2)$$

avec f_{ct2} la fréquence porteuse du récepteur et ϕ l'offset de phase. Comme l'émetteur et le récepteur ont chacun un offset de fréquence, $\Delta f = f_{ct2} - f_{ct1}$. On peut alors réécrire l'équation 3.1 avec 3.2 :

$$Y(t) = X(t).e^{-j2\pi f_{ct1}t}.e^{j2(\pi f_{ct2}t + \phi)} = X(t).e^{j(2\pi \Delta f t + \phi)} \quad (3.3)$$

Le signal reçu contient donc un facteur de rotation $e^{j2\pi\Delta ft}$. Comme les points sont également positionnés en rond, ce facteur occulte la présence de la signature du signal. Pour supprimer l'effet du facteur de rotation, les données sont traitées différentiellement, en effectuant l'opération suivante :

$$D(t) = Y(t).Y^*(t + n) \quad (3.4)$$

$$\begin{aligned} &= X(t).e^{j2\pi\Delta ft+\phi}.X^*(t + n).e^{j(2\pi\Delta f(t+n)+\phi)} \\ &= X(t).X^*(t + n).e^{j2\pi\Delta fn} \end{aligned} \quad (3.5)$$

où $X^*(t)$ est le complexe conjugué de $X(t)$ et n l'intervalle différentiel. $X(t)$ représente le signal en bande de base, celui-ci est inconnu car la SDR ne reproduit pas l'intégralité du processus de démodulation. En effet on ne récupère pas l'information, juste le signal transmis ramené en bande de base $Y(t)$. Selon l'équation 1.7, $Y(t)$ peut être exprimé de la façon suivante :

$$Y(t) = Y_I(t) + jY_Q(t) \quad (3.6)$$

Il est donc possible d'exprimer le traitement différentiel en fonction des composantes I et Q du signal récupérées par la SDR :

$$\begin{aligned} D(t) &= Y(t).Y^*(t + n) \\ &= (Y_I(t) + jY_Q(t)).(Y_I(t + n) - jY_Q(t + n)) \\ &= Y_I(t)Y_I(t + n) + Y_Q(t)Y_Q(t + n) + j(Y_Q(t)Y_I(t + n) - Y_I(t)Y_Q(t + n)) \end{aligned} \quad (3.7)$$

L'équation 3.7 peut donc être directement appliquée sur les données. Pour rappel, les signaux sont conservés dans des fichiers sous forme d'échantillons I/Q. L'implémentation de l'équation 3.7 est disponible dans l'annexe A.5. La dernière inconnue reste l'intervalle différentiel n . Il représente le nombre de points échantillonnés pour chaque symbole de LoRa. Il peut être calculé par :

$$R_s = \frac{BW}{2^{SF}} \quad (3.8)$$

$$n = \frac{f_s}{R_s} \quad (3.9)$$

où R_s est le taux de symbole de LoRa, calculé par la division de la largeur de bande par le nombre possible de symboles LoRa (qui dépend donc du facteur d'étalement). L'intervalle différentiel est donc la division du taux d'échantillonnage par le taux de symbole LoRa.

Après avoir effectué l'opération différentielle, le facteur de rotation toujours présent dans l'équation 3.4 reflète directement l'offset de fréquence du signal dans le diagramme de constellations. Cette anomalie dans la DCTF est donc la signature unique du signal qui permet l'identification. L'article s'intéresse ensuite à la position géographique de l'offset de fréquence sur la DCTF pour permettre la distinction entre les différents appareils émetteurs. Ainsi, les coordonnées du centre de l'offset (représenté par la zone de densité élevée sur la DCTF) sont récupérées. La figure 3.1 montre les résultats obtenus dans l'article. Pour chaque module, la position du centre de la signature permet de former des clusters de points, ce qui permet l'identification des différents appareils. Chaque nouveau point est évalué selon sa distance à un cluster, un point trop éloigné d'un cluster est associé à un appareil inconnu.

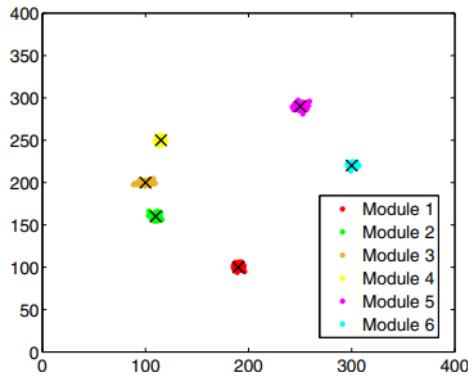


FIGURE 3.1 – Plots des clusters pour les 6 modules de l'article[30]

3.2 Méthode DCTF en pratique

L'analyse suivante est basée sur la section 3.1. Cette section a pour but de présenter la méthode DCTF sur le matériel qui a été présenté dans le chapitre précédent. Cette section détaille toutes les étapes de la méthode pour un seul appareil avec un seul set de paramètres. Afin de rendre pertinente la méthode, les résultats (sans les étapes intermédiaires) sont présentés dans la section 3.3.

Le signal test pour cette analyse est le signal contenant les paramètres suivants :

- émetteur : module RN2483, modulation : LoRa, SF = 8, BW = 125KHz, fréquence = 868MHz, power = 14dBm, CR = 4/8.
- Récepteur : RTL SDR R820T2, fréquence = 866MHz, SR = 2MHz, gain = 5dB.

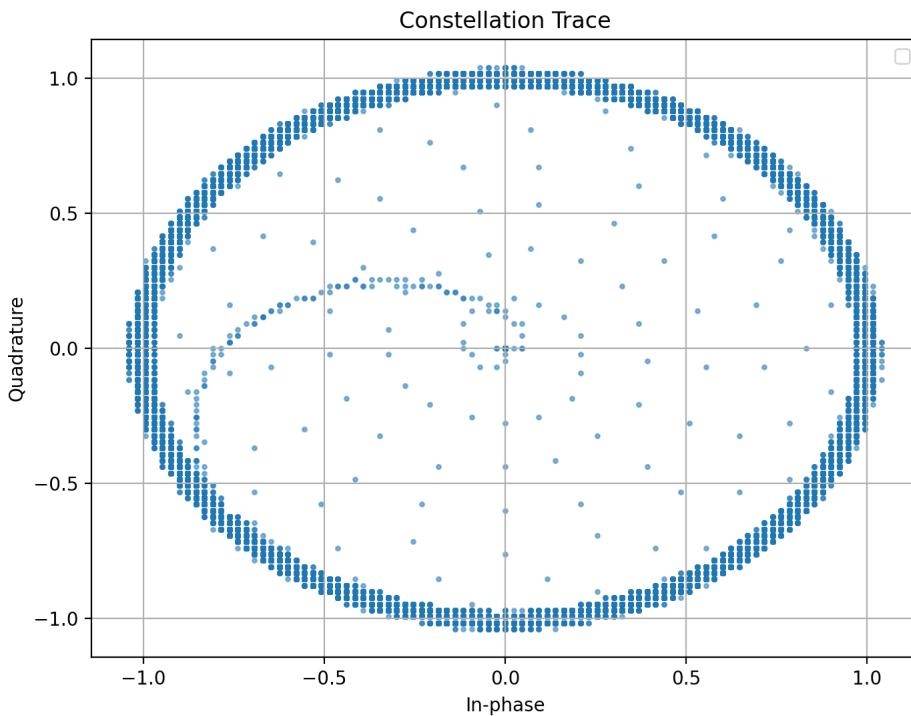


FIGURE 3.2 – Diagramme de constellations

La méthode DCTF se base sur l'utilisation de constellations traces pour pouvoir identifier sur base de propriétés uniques un appareil. Un diagramme de constellations est une représentation dans le plan complexe de la distribution spatiale des points du signal. La figure 3.2 montre la représentation du signal sous forme de constellations. On remarque que le diagramme forme un cercle contenant la majorité des points. Cependant, certains points dévient vers le centre, ce sont les échantillons correspondant à la partie transitoire (observée à la figure 2.19).

Selon la section 3.1, le diagramme de constellations seul n'est pas suffisant pour pouvoir identifier des composantes uniques au signal. Pour pouvoir observer l'émergence d'une signature, il faut appliquer la méthode différentielle décrite par l'équation 3.4. La figure 3.3 montre le diagramme différentiel de constellations DCTF du signal. L'équation 1.2 possède une inconnue, n . L'intervalle différentiel se calcule via 3.8 et vaut 4096 (pour ces paramètres uniquement).

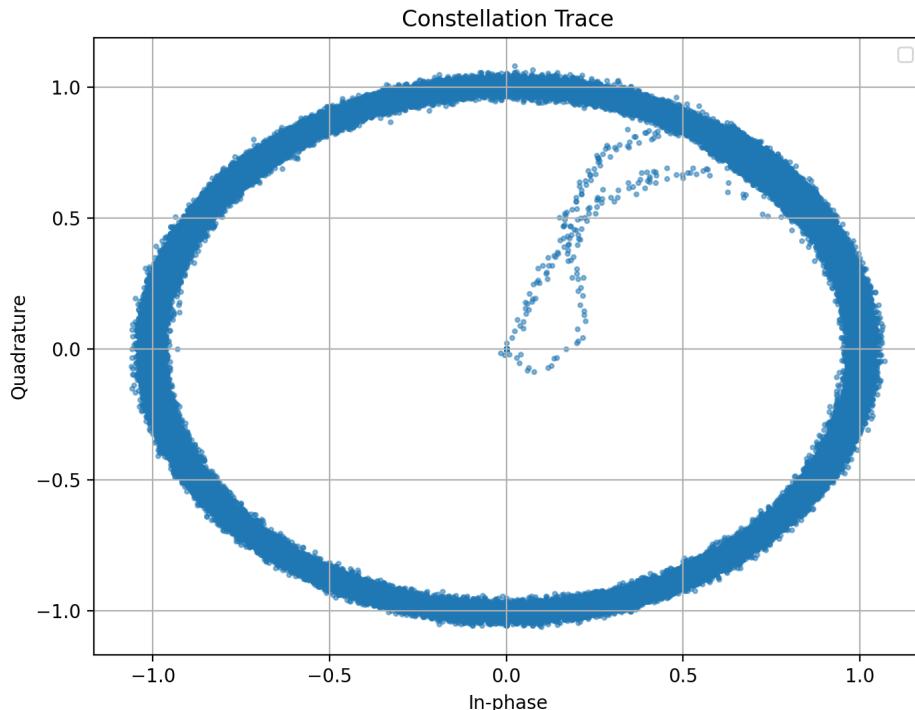


FIGURE 3.3 – DCTF du signal test

On remarque que la forme de la constellation est similaire, mais l’application de la méthode différentielle juxtapose les points les uns sur les autres à tel point qu’il devient difficile d’analyser en détails sa composition. Pour pouvoir observer une composante susceptible d’être une signature, il faut appliquer un gradient coloré pour évaluer la densité des points de la constellation. La figure 3.4 montre le même diagramme qu’à la figure 3.3 mais avec l’utilisation de la librairie Python Datashader, qui ajoute une échelle de densité (en pourcentage, où 100 représente la zone la plus dense du diagramme). On observe que dans le coin supérieur droit la densité de points est un peu plus élevée que dans le reste de la constellation.

Jusqu’à présent, l’analyse a été faite en utilisant l’intégralité du signal comme donnée. Cependant, l’article [30] a montré qu’il est possible de filtrer une partie des données et ainsi ne conserver qu’une partie suffisante du signal pour déterminer sa signature. Premièrement, d’un point de vue physique, le signal possède une partie appelée *transient part*, c’est la portion initiale du signal qui contient la transition d’un état vers un autre.

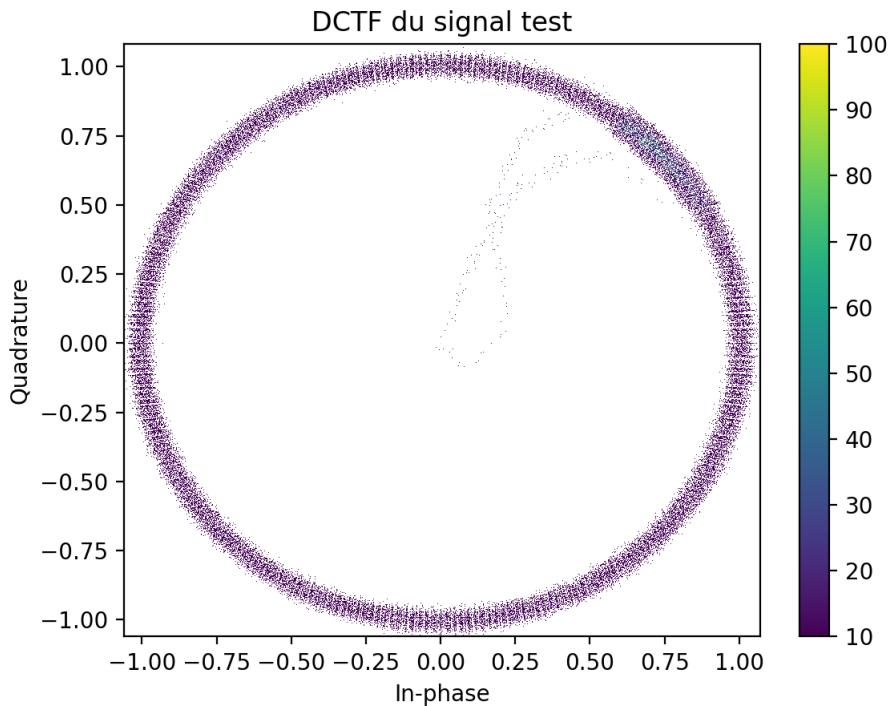


FIGURE 3.4 – DCTF du signal test avec gradient

Cette partie se caractérise sur la figure 3.4 par les points qui ne se situent pas sur la constellation mais entre la constellation et le centre du plot. La partie transitoire a déjà été discutée dans la section 2.3.2. Cette partie seule étant instable, elle est écartée des données analysées en supprimant de l’analyse une partie du premier chirp du signal. Ensuite, l’intégralité du signal n’est pas nécessaire. En effet, le contenu du message (dans la partie payload du paquet LoRa) est sujet à variations et n’est pas pertinent pour l’analyse, seule la partie incluant le préambule est conservée. Ainsi, du signal complet on ne conserve que le préambule (12.25 chirps) auquel on supprime la *transient part* au début des données. La figure 3.5 permet de distinguer clairement la région de plus haute densité dans le coin supérieur droit après avoir supprimé les données jugées non pertinentes.

Maintenant que la région d’intérêt est identifiée, il faut l’extraire. C’est ce qui sera extrait de cette DCTF qui sera la signature du signal, et donc permettra l’identification du module. Pour déterminer la meilleure valeur dans le plan à récupérer, la méthode suivante permet de récupérer le centre de la zone dense. La librairie Numpy de Python permet de créer un histogramme en deux dimensions de la DCTF. Afin d’extraire la valeur la plus pertinente (le centre de la zone dense), le point le plus dense de l’histogramme sert de référentiel. Sa valeur de densité est calculée, c’est à dire le nombre d’échantillons présents dans cette zone définie par

l'histogramme. Afin de mieux refléter le centre de la zone dense, tous les points ayant une valeur de densité au moins égale à 90 pour cent (valeur choisie dans l'article [30]) de la zone la plus dense sont également considérés. La figure 3.6 montre les points sélectionnés pour le signal test dans la DCTF. Les coordonnées du centre sont calculées à partir des points éligibles. Ces coordonnées sont celles de la signature du signal.

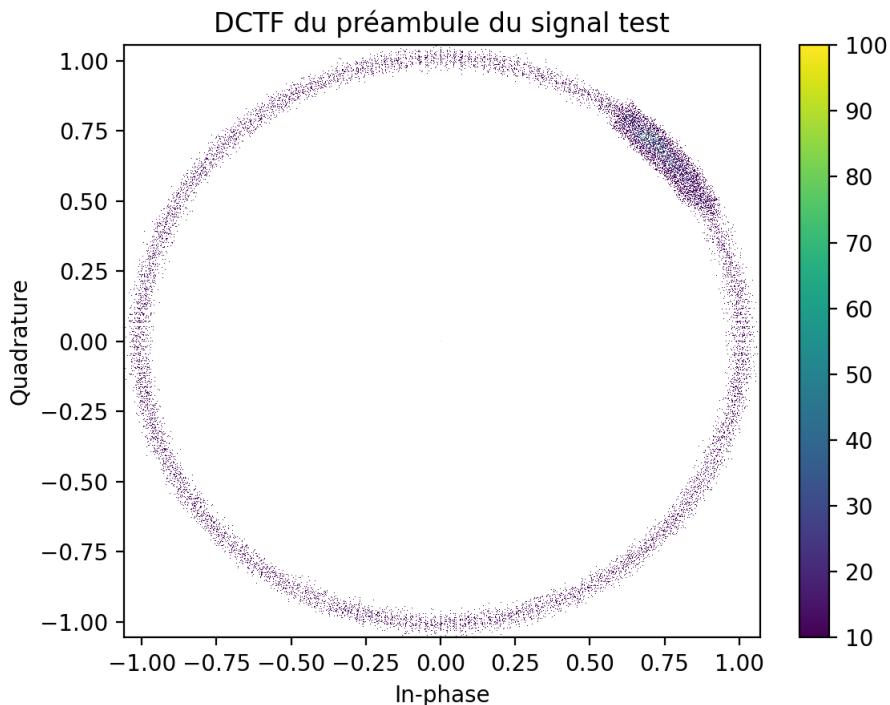


FIGURE 3.5 – DCTF du préambule du signal test avec gradient

Finalement, pour obtenir un cluster permettant l'identification de chaque signal provenant ou non du module d'émission, il faut répéter cette opération pour chaque nouveau signal. Selon l'article, la position géographique des centres est relativement proche, ce qui permet de former le cluster de points. Ainsi, en conservant les mêmes paramètres d'émission, 24 autres signaux sont générés avec le même émetteur et la figure 3.7 montre les points de chaque signal dans le plan cartésien.

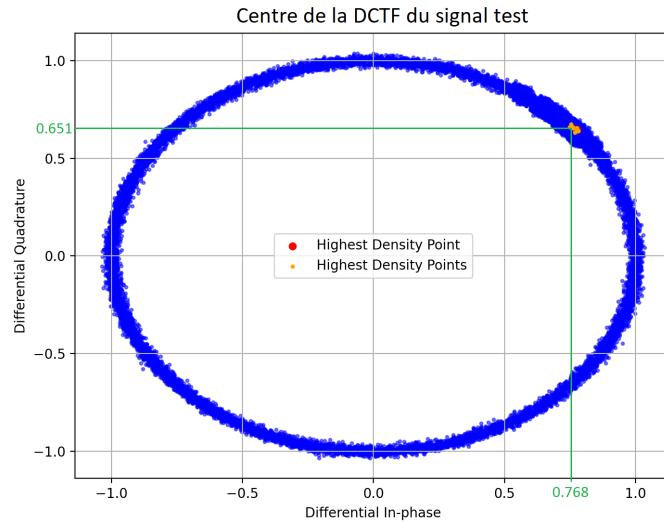


FIGURE 3.6 – Points de haute densité dans la DCTF du signal test

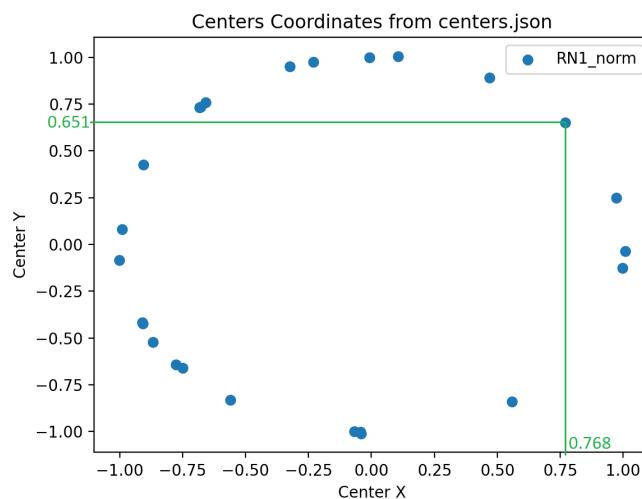


FIGURE 3.7 – Répartition des centres des signaux normalisés

On remarque que contrairement à l'article et à la figure 3.1, les points ne forment pas un cluster mais sont en revanche dispersés tout le long du cercle. Afin de déterminer les causes de cette différence de résultats, la section 3.3 va présenter des alternatives et également tester la méthode sur plusieurs appareils.

3.3 Résultats

Les résultats obtenus lors de la démonstration à la section 3.2 ne coïncident pas avec ceux de la figure 3.1 de la section 3.1. Cette section va, dans un premier temps, proposer différents paramétrages et appareils afin de confirmer les résultats, ou constater des variations en fonction de différents critères. Ensuite, une alternative à l'article sera évoquée mais encore basée sur la signature mise en évidence dans la section 3.1.

Ainsi, 3 appareils sont désormais choisis pour réappliquer la méthode 3.1. Afin d'approfondir l'analyse, plusieurs paramétrages différents ont été testés sur chacun des émetteurs. La table 3.1 donne tous les sets de paramètres qui ont été testés. Les variations impliquent le facteur d'étalement, la largeur de bande du signal ainsi que le taux d'échantillonage. Afin de tenter d'analyser le comportement de la DCTF, des dégradations sur le signal sont aussi ajoutées. Une dégradation est basée sur la saturation du signal par un gain trop élevé à la réception par la SDR. Une autre dégradation est basée sur une perte importante d'une partie des données. Une dernière est basée sur des variations de l'amplitude du signal, en réduisant successivement l'amplitude durant chaque chirp.

Set #	BW	SF	SR	Qualité du signal	Nombre d'échantillons
1	125kHz	7	2 MHz	Elevée	25
2	125kHz	8	2 MHz	Elevée	25
3	125kHz	9	2 MHz	Elevée	25
4	125kHz	10	2 MHz	Elevée	25
5	125kHz	11	2 MHz	Elevée	25
6	125kHz	12	2 MHz	Elevée	25
7	250kHz	8	2 MHz	Elevée	25
8	250kHz	8	1 MHz	Elevée	25
9	125kHz	8	2 MHz	faible (saturation par gain)	25
10	125kHz	8	2 MHz	faible (perte de 50% du signal)	5
11	125kHz	8	2 MHz	faible (variation de l'amplitude)	5

TABLE 3.1 – Table des paramètres

Les tables 3.2, 3.3 et 3.4 montrent pour chaque set de la table 3.1 s'il est possible d'obtenir un cluster de points pour chaque module. Les tables fournissent des informations concernant la position et la forme de la signature si cette dernière est identifiable.

Set #	signature identifiable	position	forme	cluster possible
1	oui	variable		non
2	oui	variable		non
3	oui	variable		non
4	oui	variable		non
5	oui	variable		non
6	oui	variable		non
7	oui	variable		non
8	oui	variable		non
9	oui	variable	variable	non
10	non	inconnu	inconnu	non
11	oui	variable		non

TABLE 3.2 – Table des caractéristiques de la signature pour le device RN2483 #1

On remarque, dans la table 3.2, qu'augmenter le spreading factor altère fortement la forme de la signature. Elle s'apparente à une comète tournant le long de la DCTF dont la queue s'étend avec le spreading factor. Sa position est variable dans le diagramme, mais sa forme est similaire pour un SF fixé. Modifier la largeur de bande n'a pas d'impact sur la signature (sa position ou sa forme). Réduire le taux d'échantillonage réduit la netteté de la constellation, donc le taux d'échantillonnage affecte la densité de la DCTF sans modifier sa forme ou sa position. La détérioration du signal a des conséquences variables sur la DCTF. Saturer le signal provoque une dégradation importante du cercle, à tel point que la forme

de la signature devient également variable. Une perte trop importante du signal entraîne tout simplement la disparition de la signature. Finalement, les variations d'amplitude font converger les points vers le centre de la DCTF, ce qui donne une projection de la signature étirée vers le centre. Cette anomalie, citée à la section 3.1 est bien confirmée dans les expérimentations.

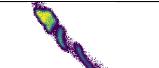
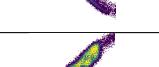
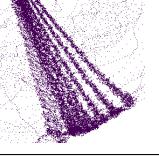
Set #	signature identifiable	position	forme	cluster possible
1	oui	variable		non
2	oui	variable		non
3	oui	variable		non
4	oui	variable		non
5	oui	variable		non
6	non	multiples		non
7	oui	variable		non
8	oui	variable		non
9	non	inconnu	inconnu	non
10	non	inconnu	inconnu	non
11	non	variable		non

TABLE 3.3 – Table des caractéristiques de la signature pour le device RN2483 #2

La plupart des commentaires sur la première table sont valables pour la table 3.3. Cependant, on constate qu'un spreading factor maximal (SF = 12) génère une seconde signature. On remarque également que la signature se trouve à l'extérieur du cercle.

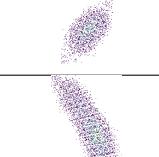
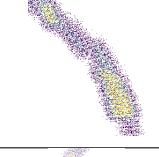
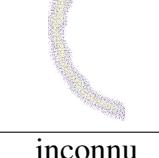
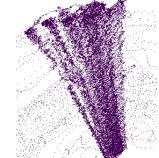
Set #	signature identifiable	position	forme	cluster possible
1	oui	variable		non
2	oui	variable		non
3	oui	variable		non
4	oui	variable		non
5	oui	multiples		non
6	oui	variable		non
7	non	inconnu	inconnu	non
8	non	inconnu	inconnu	non
9	non	inconnu	inconnu	non
10	non	inconnu	inconnu	non
11	non	multiples		non

TABLE 3.4 – Table des caractéristiques de la signature pour le device RN2483 #3

La dernière table 3.4 confirme les éléments analysés dans les tables 3.2 et 3.3. Les signaux de ce module sont cependant moins nets, ce qui entraîne des signatures moins denses, plus difficiles à repérer, voire carrément absentes.

Selon les résultats des tables 3.2, 3.3 et 3.4, il n'est pas possible de pouvoir identifier un noeud émetteur LoRa en se basant sur la position de la signature dans la DCTF du signal analysé. Cependant, une autre possibilité non mentionnée par l'article s'est révélée durant les expérimentations. Si la position de la signature pour un même set de paramètres est variable, sa forme en revanche, est similaire.

Mieux encore, pour deux noeuds différents ayant les mêmes paramètres, on peut constater des différences dans la forme des signatures. **Il existe donc bel et bien une propriété physique unique associée à chaque signal qui permettrait d'identifier son noeud émetteur.** La table 3.5 montre les signatures capturées de 6 échantillons différents pour chacun des modules testés. Le set choisi pour la comparaison est le set #4

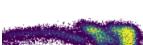
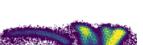
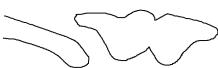
échantillons #	module #1	module #2	module #3
1			
2			
3			
4			
5			
6			
forme générale			

TABLE 3.5 – Table comparative des formes géométriques des signatures pour le set #4

Même si dans un premier temps les signatures ont des formes proches, s'apparentant à des comètes, il y a cependant des différences notables entre chaque module. En effet, les signatures du premier module ont une tête de comète arrondie, là où celles du second module ont une finition pointue. La queue de la comète des signatures du second module est systématiquement détachée du reste du corps. La tête de la comète des signatures du troisième module est plus grosse que les deux autres, avec un corps plus étendu.

Conclusion

L'objectif du travail était de pouvoir identifier des noeuds de l'Internet of Things utilisant la technologie LoRa en se basant uniquement sur les caractéristiques spécifiques de leur signal radio, différenciées par une dispersion sensible de la performance des composants électroniques intégrés dans chaque émetteur.

Cette étude, le Radio Frequency Fingerprinting Identification, a notamment été réalisée par Yu Jiang, Lining Peng, Aiqun Hu, Sheng Wang, Yi Huang et Lu Zhang dans leur article [30] via l'utilisation de diagrammes de constellation. Ils ont montré qu'il était possible, en analysant les coordonnées géographiques d'une signature radio dans une DCTF, de pouvoir retrouver l'appareil LoRa émetteur. Ces auteurs se sont concentrés sur la fréquence de transmission unique des émetteurs LoRa, de leur déviation spécifique vis-à-vis de la fréquence théorique, comme signature d'identification. Les diagrammes de constellation ont ainsi été générés à partir des composantes I/Q des signaux modulés transmis par ces émetteurs selon leurs caractéristiques fréquentielles différencierées.

Afin de reproduire cette étude, il a fallu dans un premier temps apprendre en détails le fonctionnement de la technologie LoRa et de la modulation qu'emploient les émetteurs LoRa. Ensuite, il a fallu maîtriser le fonctionnement et l'utilisation d'une radio logicielle avant de finalement commencer à capturer des signaux radio.

L'analyse des signaux a été possible grâce à des logiciels *open source* et flexibles comme GQRX et URH, avant d'avoir recours à des bibliothèques Python pour pouvoir étudier plus en profondeur les caractéristiques de ces signaux.

Finalement, la reproduction de l'étude aura révélé des résultats qui ne s'alignent pas avec les affirmations de l'article [30]. Ceux-ci montrent cependant qu'une identification basée sur le RFFI est bien possible, non pas selon les coordonnées géographiques de la signature, mais plutôt selon sa forme géométrique.

Ainsi, une nouvelle piste dans l'identification de noeuds LoRa basée sur la méthode des diagrammes de constellation pourrait se concentrer sur la reconnaissance d'images afin de retrouver, pour des paramètres d'émission fixes, une image correspondant à la signature du signal. L'utilisation des réseaux de neu-

rones convolutifs est déjà présente dans le RFFI. Son ajout à la méthode des DCTF pourrait permettre de facilement reconnaître la signature.

Bibliographie

- [1] *An Introduction To Analog And Digital Communications*. Wiley India Pvt. Limited, 2009.
- [2] M. I. Arsyad, A. A. Pekerti, and B. A. Nugraha. Time-Slotted LoRaWAN Implementation of GPS Tracker System for Post-Disaster Utilization. pages 172–178, 2020.
- [3] M. Ballerini, T. Polonelli, D. Brunelli, M. Magno, and L. Benini. NB-IoT Versus LoRaWAN : An Experimental Evaluation for Industrial Applications. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, 16(12) :7802–7811, 2020.
- [4] P. J. Basford, F. M. Bulot, M. Apetroaie-Cristea, S. J. Cox, and S. J. Ossont. LoRaWAN for smart city IoT deployments : A long term evaluation. *Sensors*, 20(3) :648, 2020.
- [5] A. Bekele. Cooley-tukey FFT algorithms. *Advanced algorithms*, 2016.
- [6] N. BniLam, D. Joosens, J. Steckel, and M. Weyn. Low cost AoA unit for IoT applications. In *2019 13th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, pages 1–5. IEEE, 2019.
- [7] R. Canetti, D. Shahaf, and M. Vald. Universally composable authentication and key-exchange with global PKI. In *Public-Key Cryptography–PKC 2016 : 19th IACR International Conference on Practice and Theory in Public-Key Cryptography, Taipei, Taiwan, March 6-9, 2016, Proceedings, Part II 19*, pages 265–296. Springer, 2016.
- [8] Y. Cao, Y. Zhao, Q. Wang, J. Zhang, S. X. Ng, and L. Hanzo. The evolution of quantum key distribution networks : On the road to the qinternet. *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, 24(2) :839–894, 2022.
- [9] D. Dasgupta, J. M. Shrein, and K. D. Gupta. A survey of blockchain from security perspective. *Journal of Banking and Financial Technology*, 3 :1–17, 2019.
- [10] J. Deogirikar and A. Vidhate. Security attacks in IoT : A survey. In *2017 International Conference on I-SMAC (IoT in Social, Mobile, Analytics and Cloud) (I-SMAC)*, pages 32–37, 2017.
- [11] E. Gambi, L. Montanini, D. Pigini, G. Ciattaglia, and S. Spinsante. A home automation architecture based on LoRa technology and Message Queue Telemetry Transfer protocol. *International Journal of Distributed Sensor Networks*, 14 :155014771880683, 10 2018.
- [12] P. Heckbert. Fourier transforms and the fast Fourier transform (FFT) algorithm. *Computer Graphics*, 2(1995) :15–463, 1995.
- [13] Q. L. Hoang, H. P. Tran, W.-S. Jung, S. H. Hoang, and H. Oh. A slotted transmission with collision avoidance for LoRa networks. *Procedia Computer Science*, 177 :94–101, 2020.

- [14] A. Marquet, N. Montavont, and G. Z. Papadopoulos. Towards an SDR implementation of LoRa : Reverse-engineering, demodulation strategies and assessment over Rayleigh channel. *Computer Communications*, 153 :595–605, 2020.
- [15] K. Mekki, E. Bajic, F. Chaxel, and F. Meyer. A comparative study of LPWAN technologies for large-scale IoT deployment. *ICT express*, 5(1) :1–7, 2019.
- [16] A. N. Rosli, R. Mohamad, Y. W. Mohamad Yusof, S. Shahbudin, and F. Y. Abdul Rahman. Implementation of MQTT and LoRaWAN System for Real-time Environmental Monitoring Application. pages 287–291, 2020.
- [17] M. Samaniego and R. Deters. Zero-trust hierarchical management in IoT. pages 88–95, 2018.
- [18] K. Sha, T. A. Yang, W. Wei, and S. Davari. A survey of edge computing-based designs for IoT security. *Digital Communications and Networks*, 6(2) :195–202, 2020.
- [19] H. Sinanović and S. Mrdovic. Analysis of Mirai malicious software. In *2017 25th International Conference on Software, Telecommunications and Computer Networks (SoftCOM)*, pages 1–5. IEEE, 2017.
- [20] S. Smith. *The Scientist and Engineer’s Guide to Digital Signal Processing*. California Technical Pub., 1997.
- [21] N. Soltanieh, Y. Norouzi, Y. Yang, and N. C. Karmakar. A review of radio frequency fingerprinting techniques. *IEEE Journal of Radio Frequency Identification*, 4(3) :222–233, 2020.
- [22] F. Song. A note on quantum security for post-quantum cryptography. In *International Workshop on Post-Quantum Cryptography*, pages 246–265. Springer, 2014.
- [23] J. Tapparel, O. Afisiadis, P. Mayoraz, A. Balatsoukas-Stimming, and A. Burg. An Open-Source LoRa Physical Layer Prototype on GNU Radio, 02 2020.
- [24] Telecom Lab. Notes on Telecommunications from ULG. http://www.telecom.ulg.ac.be/teaching/notes/total1/elen008/node39_mn.html, 2024. Accessed : 2024-05-23.
- [25] P. Thaenkaew, B. Quoitin, and A. Meddahi. Leveraging Larger AES Keys in LoRaWAN : A Practical Evaluation of Energy and Time Costs. *Sensors*, 23(22) :9172, 2023.
- [26] F. Thiesse and F. Michahelles. An overview of EPC technology. *Sensor review*, 26(2) :101–105, 2006.
- [27] K.-H. Tseng, M.-Y. Chung, L.-H. Chen, and Y.-W. Huang. Implementation of Composite LPWAN on the Slope Disaster Prevention Monitoring System. *IEEE Sensors Journal*, 22(3) :2658–2671, 2022.
- [28] L. Vangelista. Frequency Shift Chirp Modulation : The LoRa Modulation. *IEEE Signal Processing Letters*, 24(12) :1818–1821, 2017.
- [29] R. Weinstein. RFID : a technical overview and its application to the enterprise. *IT Professional*, 7(3) :27–33, 2005.
- [30] X. Wu, Y. Jiang, and A. Hu. Lora Devices Identification Based on Differential Constellation Trace Figure. In *Artificial Intelligence and Security : 6th International Conference, ICAIS 2020, Hohhot, China, July 17–20, 2020, Proceedings, Part I* 6, pages 658–669. Springer, 2020.

Annexe A

A.1 Code module Arduino

```

1
2 #define LED_BUILTIN 3
3 #define SX1276 NSS 10
4 #define SX1276_RESET 9
5 #define SX1276_DIO0 2
6
7 // the setup function runs once when you press reset or
   power the board
8 void setup() {
9   // initialize digital pin LED_BUILTIN as an output.
10  pinMode(LED_BUILTIN, OUTPUT);
11  Serial.begin(57600);
12  while (!Serial);
13  LoRa.setPins(10, 9, 2);
14
15  if (!LoRa.begin(868.1E6)) {
16    Serial.println("Lora init failed. Check your connections
      .");
17    while (true);
18  }
19
20  Serial.println("LoRa setup");
21  //LoRa.setSyncWord(0x12); // private
22  LoRa.setSyncWord(0x34); // LoRaWAN
23  Serial.println(" Sync Word = 0x34 (LoRaWAN) ");
24  LoRa.setSpreadingFactor(12);
25  Serial.println(" SF = SF12");
26  LoRa.setSignalBandwidth(7.8E3);
27  Serial.println(" BW = 7.8kHz");

```

```
28 LoRa.dumpRegisters(Serial);
29 }
30 }
31 int counter = 0;
32 // the loop function runs over and over again forever
33 void loop() {
34
35     digitalWrite(LED_BUILTIN, HIGH); // turn the LED on (HIGH
36         is the voltage level)
37     delay(1000); // wait for a second
38     digitalWrite(LED_BUILTIN, LOW); // turn the LED off by
39         making the voltage LOW
40     delay(1000); // wait for a second
41     Serial.println("Sending frame...");
42     unsigned long t0 = micros();
43     LoRa.beginPacket(0); // 0 = explicit header, 1 = implicit
44         header
45     LoRa.print("B");
46     //LoRa.print(counter);
47     LoRa.endPacket(0); // 0 = wait for end of packet
48         transmission
49
50     // Time on Air as calculated per https://loratools.nl/#/
51         airtime
52     // should be around 13 seconds, but measurements give
53         around 10 seconds (why ?)
54     Serial.print("ToA ~ ");
55     Serial.println(micros()-t0);
56
57     //LoRa.idle(); // Warning, further transmission do not
58         work; need to reset module ?
59     //LoRa.setSyncWord(0xFF); /* LoRaWAN */
60
61     counter++;
62 }
```

Listing A.1 – Module Arduino

A.2 Code module RN2483

```
1 import serial
2 import time
3 from utils import read_file, write_file
4
5 SERIAL_PORT = '/dev/ttyUSB0'
6 BAUD_RATE = 57600
7 SPREADING_FACTOR = 8
8
9 config_commands = [
10     "sys get ver\r\n",
11     "radio set mod lora\r\n",
12     "radio set freq 868000000\r\n",
13     "radio set pwr 14\r\n",
14     f"radio set sf sf{SPREADING_FACTOR}\r\n",
15     "radio set cr 4/8\r\n",
16     "radio set bw 125\r\n"
17 ]
18
19 MESSAGE_COMMAND = "radio tx 1509ACf\r\n"
20
21
22 def config(ser: serial.Serial):
23     # Send commands and read responses
24     for command in config_commands:
25         write_command(ser, command)
26
27
28 def send_signal(ser: serial.Serial):
29     write_command(ser, MESSAGE_COMMAND)
30
31
32 def write_command(ser: serial.Serial, command: str):
33     ser.write(command.encode())
34     response = ser.read(100)
35     print("Command:", command.strip())
36     print("Response:", response.decode().strip())
37     print("-----")
```

Listing A.2 – Configuration module RN2483

A.3 Configuration RTL SDR via PyRTLSDR

```

1 import math
2 import time
3 import numpy as np
4 from rtlsdr import RtlSdr
5 import hackrf
6 from utils import cut_preamble, save_signal_old, read_file,
7     write_file
8
9
10 SAMPLE_RATE = 2_000_000
11
12
13 def capture_signal_rtlsdr():
14     # Configure RTL-SDR parameters
15     sdr = RtlSdr()
16     sdr.sample_rate = SAMPLE_RATE
17     #sdr.bandwidth = 250000
18     sdr.center_freq = 867937500
19     sdr.gain = 5
20
21     # Start signal capture
22     capture_duration = 2.5 # in seconds
23
24     print(f"Capturing signal for {capture_duration} seconds
25         ...")
26     nb_samples = math.ceil(capture_duration * sdr.
27         sample_rate /16384)*16384
28     #samples = sdr.read_samples(5046272)
29     samples = sdr.read_samples(nb_samples)
30
31     sdr.close()
32     samples = np.array(samples, dtype=np.complex64)
33     return samples

```

Listing A.3 – Configuration RTL SDR

A.4 Automatisation des captures de signaux

```

1 if name == 'main':
2     SER = serial.Serial(SERIAL_PORT, BAUD_RATE, timeout=1)
3     for i in range(25):
4         time.sleep(1)
5         config(SER)
6         write_file('tmp.txt', '0')
7         time.sleep(1.5)
8         send_signal(SER)
9         while read_file('tmp.txt')[-1] != '1':
10             print('emmeteur is waiting')
11             time.sleep(1)
12     SER.close()

```

Listing A.4 – Emetteur

```

1
2 if name == "main":
3     PREAMBLEDURATION = 0.0245
4     for i in range(25):
5         while read_file('tmp.txt')[-1] != '0':
6             print('recepteur is waiting')
7             time.sleep(0.2)
8
9     SIGNAL = capture_signal_rtlsdr()
10    #SIGNAL = capture_signal_hackrf()
11    PREAMBLE = cut_preamble(SIGNAL, 0.03, int(
12        PREAMBLE_DURATION*SAMPLE_RATE))
13
14    if len(PREAMBLE) > 0:
15        save_signal_old(PREAMBLE, f'{SAMPLES_FOLDER}sample{
16            i+1}', np.complex64)
17        print(f'signal {i+1} saved')
18    else:
19        print(f"no signal found for {i+1}")

```

Listing A.5 – Récepteur

```

1
2 import numpy as np
3

```

```
4
5 def read_file(filename: str):
6     with open(filename, 'r', encoding='utf8') as reader:
7         return reader.readlines()
8
9 def write_file(filename: str, content: str):
10    with open(filename, 'a', encoding='utf8') as writer:
11        writer.write('\n' + content)
12
13 def save_signal(signal: np.ndarray, filepath: str, dtype):
14     -> None:
15     signal_to_save = np.array(signal, dtype=dtype)
16     print(f"Saving captured signal to {filepath}.npz")
17     np.savez_compressed(filepath, signal_to_save)
18
19 def load_signal(filepath: str, dtype) -> np.ndarray:
20     if filepath.endswith('.npz'):
21         return np.load(filepath)['arr_0']
22     return np.fromfile(filepath, dtype=dtype)
23
24 def cut_preamble(signal, threshold, preamble_size):
25     start_index = 0
26     consecutive_start = 0
27     while start_index < len(signal) and consecutive_start
28         <3:
29         if abs(np.real(signal[start_index])) > threshold or
30             abs(np.imag(signal[start_index])) > threshold:
31             consecutive_start += 1
32         else :
33             consecutive_start = 0
34             start_index += 1
35
36         if start_index + preamble_size > len(signal) -1:
37             return []
38
39     return signal[start_index:start_index+preamble_size]
40
41 def rms_normalize(samples: np.ndarray) -> np.ndarray:
42     rms_values = np.sqrt(np.mean(np.abs(samples)**2, axis=0)
43         ) # Compute RMS values
44     normalized_samples = samples / rms_values # Normalize
45     samples
```

```
42     return normalized_samples
```

Listing A.6 – Preprocessing

A.5 Implémentation de la méthode DCTF

```
1
2 import numpy as np
3
4 def compute_differential(
5     data: np.ndarray,
6     differential_interval: int=DIFFERENTIAL_INTERVAL
7 ) -> np.array:
8
9     differential_data = np.zeros(data.shape[0]-
10         differential_interval, dtype= data.dtype)
11
12     for i in range(data.shape[0] - differential_interval):
13         a = np.real(data[i])
14         b = np.imag(data[i])
15         c = np.real(data[i+differential_interval])
16         d = np.imag(data[i+differential_interval])
17         differential_data[i] = a * c + b * d + 1j * (b * c -
18             a *d)
19
20     return differential_data
```

Listing A.7 – Méthode DCTF