



HAL
open science

Analyse automatique du canal de propagation pour l'adaptation des liens radiofréquence ultra-faible consommation dédiés aux applications à très grande autonomie

Chhayarith Heng Uy

► **To cite this version:**

Chhayarith Heng Uy. Analyse automatique du canal de propagation pour l'adaptation des liens radiofréquence ultra-faible consommation dédiés aux applications à très grande autonomie. Traitement du signal et de l'image [eess.SP]. Université Grenoble Alpes [2020-..], 2020. Français. NNT : 2020GRALT083 . tel-03252948

HAL Id: tel-03252948

<https://theses.hal.science/tel-03252948v1>

Submitted on 8 Jun 2021

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

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



THÈSE

pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ GRENOBLE ALPES

Spécialité : SIGNAL IMAGE PAROLE TELECOMS

Arrêté ministériel : 25 mai 2016

Présentée par

Chhayarith HENG UY

Thèse dirigée par **Sylvie CHARBONNIER**, Université Grenoble Alpes

et co-encadrée par **Carolynn BERNIER**, Commissariat à l'énergie atomique et aux énergies alternatives

préparée au sein du **Laboratoire Grenoble Images Parole Signal Automatique (GIPSA-Lab)**

dans l'**École Doctorale Electronique, Electrotechnique, Automatique, Traitement du Signal (EEATS)**

Analyse automatique du canal de propagation pour l'adaptation des liens radiofréquence ultra-faible consommation dédiés aux applications à très grande autonomie.

Automatic analysis of the propagation channel for the adaptation of ultra-low power radio frequency links dedicated to applications at very high autonomy.

Thèse soutenue publiquement le **25 juin 2020**,
devant le jury composé de :

Monsieur Antoine PICOT

Maître de conférences, INP Toulouse, Examineur

Monsieur Jean-Marie GORCE

Professeur, INSA Lyon, Rapporteur

Monsieur Pierre BEAUSEROY

Professeur, Université de Technologie de Troyes, Rapporteur

Madame Michèle ROMBAUT

Professeur, Université Grenoble Alpes, Présidente

Remerciements

La thèse est un cheminement de longue haleine dont l'achèvement se matérialise par la rédaction de ce manuscrit. Ce document marque donc la fin d'une belle aventure très riche professionnellement et personnellement. Une longue aventure incluant plusieurs acteurs qui m'ont aidé et soutenu. Par ces quelques mots, je tiens à remercier toutes les personnes qui ont contribué de près ou de loin à mes travaux de thèse.

Tout d'abord, je remercie les membres de mon jury de thèse, la présidente Michèle Rombaut, les rapporteurs Jean-Marie Gorce et Pierre Beuseroy et à Antoine Picot de m'avoir fait l'honneur et le plaisir d'évaluer ma thèse. Merci pour leurs retours et conseils très constructifs ainsi que les perspectives professionnelles qu'ils m'ont proposées.

Encore une fois, ce travail de thèse n'a pas été un cheminement solitaire, loin de là ! Cette thèse n'aurait jamais eu lieu sans Sylvie Charbonnier ma directrice de thèse et Carolyn Bernier. Pendant ces années, vous m'avez aidé et orienté dans ce monde de la recherche. Un immense merci pour vos enseignements, conseils et relectures ainsi que votre patience et bienveillance. Merci d'avoir été d'une disponibilité sans failles. Je repense à nos longues réunions très intéressantes et enrichissantes qui ont sans cesse apporté plus de clarté dans l'exploration scientifique de cette thèse. Aussi un grand merci à François Dehmas pour les longues discussions constructives concernant l'implémentation des radios.

Durant ces années, j'ai eu le plaisir de partager le bureau avec Ronak, Christophe, Estéban et Dimitris, merci d'avoir pu supporter mes rires à 70 décibels et les agaçants cliquetis de mon clavier. Merci pour votre bonne humeur constante et les discussions à rallonge qui vous ont dévié de votre travail. Aux autres collègues et amis du gipsa, Nadia, Diego, Kaouther, Makia, Amgad, Mariana, Sohaïb, Esteban, François, Raj, Karthik, Mohammad, Maxime, Phong et d'autres que j'oublie sûrement, merci pour les pauses déjeuné, pauses café qui étaient l'occasion d'avoir des discussions à propos de tout et de n'importe quoi, ainsi que des délires métaphysiques. Si on remonte un peu plus loin dans le temps, merci aux « anciens », Clément, Édouard, Erika et Reda qui ont su me supporter plus longtemps que les autres, merci pour votre soutien. Merci également aux permanents du gipsa qui animent le deuxième étage du bâtiment B. Christophe, Catherine, Ahmad, Antoneta et Nacim je vous remercie pour vos conseils et votre aide pour les heures d'enseignements. Je pense également à Leticia et à Sébastien qui m'ont sans cesse soutenu, vous m'avez fait confiance et je vous en remercie. Sans oublier le personnel du gipsa qui agit dans l'ombre pour faciliter mon séjour au sein du laboratoire, merci à vous ! Note spéciale pour ceux qui me sont venu en aide régulièrement, Martine, Virginie, Nadine, Anne, Mikaël et Lucia, merci à vous. Cette thèse est financée par le LabEx PERSYVAL-Lab (ANR-11LABX-0025-01) et le CEA-Leti de Grenoble, merci donc à eux avec une mention particulière pour Anne-Laure Bernardin, Magali Melquiond et Olivia Ravet qui ont activement œuvré pour la mise en place de cette collaboration.

Enfin, ces derniers remerciements sont plus personnels et s'adressent à toute ma famille, merci à toutes les personnes qui ont su être présentes dans les moments difficiles. Vous m'avez toujours soutenu et encouragé, c'est grâce à vous que je suis arrivé à terme de ce travail et que j'en suis là aujourd'hui, merci à vous !

Table des matières

Table des sigles et acronymes	xvii
Introduction	1
1 La transmission radio et son environnement applicatif dans le domaine de l'Internet des Objets	5
1.1 L'internet des objets (IoT) : Le contexte applicatif	6
1.1.1 LPWA : l'IoT longue portée	6
1.1.2 Architecture des réseaux LPWA	8
1.2 Transmission numérique et description d'un système de transmission radiofré- quence	9
1.2.1 La trame : l'unité de base de la communication	10
1.2.2 Le codage NRZ bipolaire	11
1.2.3 La modulation GMSK	11
1.2.4 La réception du signal	13
1.3 Le cas particulier du standard IEEE 802.15.4k	15
1.3.1 La trame IEEE 802.15.4k LECIM FSK	15
1.3.2 Le rôle du préambule et SFD	15
1.3.3 Le rôle de l'entête et du CRC	16
1.3.4 Le rôle du codage correcteur d'erreurs	16
1.3.5 Le rôle de l'entrelacement	17
1.3.6 Le rôle du blanchiment	17
1.3.7 Le rôle de l'étalement spectral DSSS	17
1.4 Le canal de communication radiofréquence	18
1.4.1 La propagation d'une onde électromagnétique dans un milieu	19

1.4.2	Le masquage	20
1.4.3	L'évanouissement	21
1.4.4	Les interférences électromagnétiques	21
1.5	Conclusion du chapitre	22
2	L'état de l'art sur l'analyse du canal et l'adaptation du transceiver	23
2.1	Analyse automatique du canal de communication	24
2.1.1	LQE basés sur plusieurs trames	25
2.1.2	LQE basés sur une trame	26
2.1.3	LQE basés sur les symboles	27
2.1.4	Bilan sur les LQE de la qualité du lien	31
2.2	Techniques d'adaptation de la radio	32
2.2.1	Réduction de la consommation d'énergie par modification de puissance instantanée	33
2.2.2	Réduction de la consommation d'énergie par modification de la durée d'émission	33
2.2.3	Un exemple de radio adaptative	34
2.3	Positionnement de notre recherche	35
2.3.1	Scénario applicatif visé	36
2.3.2	Hypothèses sur l'architecture du système radio adaptatif	36
2.3.3	Analyse du canal radiofréquence : les besoins	38
2.3.4	Spécifications du système d'analyse du canal	39
3	Mise en place de l'expérimentation	41
3.1	SDR : La radio logicielle	42
3.1.1	Architecture d'une radio logicielle	42
3.2	Le standard IEEE 802.15.4k-2015 LECIM FSK	44
3.2.1	La trame IEEE 802.15.4k-2015 LECIM FSK	44

3.2.2	Récepteur numérique en bande de base	45
3.2.3	Évaluation du récepteur numérique en bande de base	47
3.3	Création d'une base de données	51
3.3.1	Les caractéristiques de la base de données	51
3.3.2	Présentation de l'expérimentation	52
3.4	La constitution de la base de données	55
3.4.1	La trame : l'entité élémentaire de la base de données	56
3.4.2	Composition et structure de la base de données	56
3.5	Conclusion du chapitre	58
4	Méthodes pour l'estimation de la nature du canal de communication	59
4.1	Outils d'analyse de l'état du canal	60
4.1.1	Rappels sur les traitements numériques en bande de base	60
4.1.2	Trois exemples de trames réelles	63
4.1.3	Signal d'Analyse du Canal : CAS	64
4.1.4	Estimation du rapport signal à bruit	84
4.1.5	Les indicateurs de l'état du canal : CSI	94
4.2	Outils utilisés pour la prise de décision	110
4.2.1	Utilisation de la courbe ROC	110
4.2.2	Arbre de décision	113
4.2.3	Classifieur évolutif	114
4.2.4	Classification des interférences par niveaux de perturbation	117
4.3	Conclusion du chapitre	117
5	Résultats	119
5.1	Analyse des données	120
5.1.1	Distribution des CSI par classe	120

5.1.2	Visualisation des données par analyse discriminante	121
5.1.3	Analyse du pouvoir discriminant à l'aide de la courbe ROC	123
5.2	Classification à l'aide de l'arbre de décision	127
5.2.1	Arbre induit à partir des CSI temporels noté T_t	127
5.2.2	Arbre induit à partir des CSI Fréquentiels noté T_f	130
5.2.3	Arbre induit avec tous les CSI noté T_{tf}	132
5.2.4	Bilan sur les arbres de décisions proposés	133
5.3	Performances détaillées de l'arbre T_t	134
5.3.1	Performances de T_t selon le type d'interférences	135
5.3.2	Perfromances de T_t selon le SNR	136
5.4	Classifieur évolutif	137
5.4.1	Classifieur à 3 classes N, M et I	137
5.4.2	Classifieur à 12 classes : N, M et 10 niveaux d'interférence	141
5.4.3	Classifieur évolutif à 3 classes avec un unique CSI	142
5.5	Conclusion du chapitre	142
6	Discussion générale	145
6.1	Discussion sur l'objectif de la thèse	145
6.2	Discussion à propos du respect du cahier des charges	147
6.2.1	La non utilisation de trame sonde	147
6.2.2	Utiliser les signaux préexistants dans la DBB	147
6.2.3	Réactivité de l'identification du canal	147
6.2.4	Fonctionnement indépendant des leviers d'action et du SNR	148
6.2.5	Fonctionnement robuste face à la diversité des sources de perturbation	148
6.3	Discussion sur les choix du CAS et des CSI	149
6.4	Discussion sur la longueur de la trame	149
6.5	Conclusion du chapitre	150

Table des matières	vii
<hr/>	
Conclusion et perspectives	151
A Description de la partie matérielle des SDR	155
A.1 L'USRP des radios logicielles de RIESCO	155
A.2 Configuration de la radio logicielle	155
Bibliographie	164

Table des figures

1.1	Exemple d'un réseau LPWA composé de plusieurs nœuds de communications gérés par une station de base.	9
1.2	Schéma bloc simplifié de la transmission de données entre l'émetteur TX et le récepteur RX à travers un canal de communication.	10
1.3	Représentation graphique de signaux permettant de visualiser les différentes étapes de la modulation GMSK.	12
1.4	Illustration des étapes nécessaires à la génération du signal modulé $x_{GMSK}(t)$ à la fréquence porteuse $f_p = 2\pi\omega_p$	13
1.5	Schéma bloc du récepteur permettant de transposer le signal reçu $r(t)$ en bande de base et de le numériser pour générer le signal numérique en bande de base.	13
1.6	Structure des trames IEEE 802.15.4k-2015 LECIM FSK.	15
1.7	Illustration de trois cas de figure qui peuvent engendrer des perturbations de type interférence.	22
2.1	Différentes répartitions temporelles des erreurs chips dans la trame, figure extraite de [44].	31
2.2	Architecture du système adaptatif proposé.	37
3.1	Schéma bloc d'une radio logicielle RX/TX constituée d'un USRP supporté par GnuRadio et MATLAB.	43
3.2	Schéma permettant de visualiser le rôle de l'USRP et de MATLAB dans la chaîne de réception du signal.	43
3.3	Structure des trames IEEE 802.15.4k-2015 LECIM FSK implémentées sur les SDR.	44
3.4	Schéma bloc de l'algorithme de traitement de signal en bande de base en émission correspondant à la couche physique de la radio IEEE 802.15.4k-2015 LECIM FSK.	45
3.5	Structure simplifiée de l'algorithme de la bande de base numérique en réception compatible avec IEEE 802.15.4k-2015 LECIM FSK.	47

3.6	Schéma de la simulation pour obtenir les performances en BER des radios IEEE 802.15.4k-2015 LECIM FSK implémentées pour la plateforme expérimentale . . .	48
3.7	Taux d'erreur binaire BER de la bande de base numérique en réception de IEEE 802.15.4k-2015 LECIM FSK implémentée en MATLAB. La série ExpSF4 est obtenue avec des mesures expérimentales effectuées sur la plateforme de radio logicielle.	50
4.1	Schéma bloc simplifié qui rappelle la structure du récepteur.	61
4.2	Illustration des étapes de démodulation, de désétalement et de décodage correcteur d'erreurs. La branche « <i>soft</i> » est issue d'une démodulation <i>soft</i> et la branche « <i>hard</i> » est issue de la démodulation <i>hard</i> . Les signaux représentés dans les graphes correspondent aux bits du message : 0 1.	61
4.3	Structure simplifiée (reprise de la figure 3.5) de l'algorithme en bande de base numérique en réception compatible avec IEEE 802.15.4k-2015 LECIM FSK, avec le calcul des CAS, des CSI et les deux estimateurs de SNR.	63
4.4	Illustration des étape de démodulation et de décimation dans un schéma bloc simplifié de la chaîne de traitement numérique en bande de base.	65
4.5	Signal $ x[k] $ d'une trame collectée expérimentalement dans un environnement perturbé par une source d'interférence de type IEEE 802.15.4k. Avec une fréquence d'échantillonnage $f_e = 35,7$ kHz et contenant 80 000 chips ce signal à une durée de 2,13 secondes. Les flèches indiquent le début et la fin de la perturbation.	66
4.6	$CASchip[k]$ d'une trame collectée expérimentalement dans un environnement perturbé par une source d'interférence de type IEEE 802.15.4k et obtenu avec une fenêtre de moyenne glissante égale à 1000 chips. Avec une fréquence d'échantillonnage $f_e = 35,7$ kHz et contenant 80 000 chips, ce signal a une durée de 2,13 secondes. Les flèches indiquent le début et la fin de la perturbation.	67
4.7	Signaux $ x[k] $ et $CASchip[k]$ calculés à partir des trois exemples de trames collectées dans des canaux de type non perturbé, mobilité et interférence.	68
4.8	Illustration des phénomènes de sous-estimation des niveaux de certitude élevés et surestimation des niveaux de certitude faible du $CASchip[k]$ par rapport au signal $ x[k] $	69
4.9	Illustration de l'étape de désétalement spectral dans un schéma bloc simplifié de la chaîne de traitement numérique en bande de base.	70
4.10	Illustration des chips <i>soft</i> et <i>hard</i> et respectivement en dessous, les bits codés obtenus après le processus de désétalement spectral pour l'exemple de la transmission de deux bits : 0 1.	70

4.11	Correspondance entre la valeur du bit codé et la séquence de chips <i>soft</i> pour les différentes valeurs du facteur d'étalement autorisées par le standard IEEE 802.15.4k.	71
4.12	Signaux $CASbit[n]$ calculés à partir des trois exemples de trames collectées dans des canaux de type non perturbé, mobilité et interférence.	72
4.13	Correspondance entre la valeur du bit et la séquence de chips <i>hard</i> pour les différentes valeurs du facteur d'étalement autorisées par le standard IEEE 802.15.4k. 73	73
4.14	Signaux $ADDH[n]$ calculés à partir des trois exemples de trames collectées dans des canaux de type non perturbé, mobilité et interférence.	75
4.15	Illustration de l'étape de décodage correcteur d'erreurs dans un schéma bloc simplifié de la chaîne de traitement numérique en bande de base.	77
4.16	Illustration des signaux $ADDH[n]$ et $PEB[n]$ calculés à partir de la trame d'exemple labellisée comme mobilité.	78
4.17	Schéma bloc simplifié permettant de localiser les signaux $ x[k] $, $CASchip[k]$, $CASbit[n]$, $ADDH[n]$ et $PEB[n]$ dans la chaîne de traitement numérique en bande de base.	79
4.18	Illustration des signaux $ x[k] $, $CASchip[k]$, $CASbit[n]$, $ADDH[n]$ et $PEB[n]$ calculés à partir de la trame d'exemple labellisée comme mobilité. Les bandes en couleur indiquent deux zones de perturbation.	80
4.19	Schéma bloc simplifié permettant de localiser les bloc FIR1, AGC, correction de CFO et FIR2 dans la chaîne de traitement numérique en bande de base.	81
4.20	Structure des trames IEEE 802.15.4k-2015 LECIM FSK implémentées sur les SDR.	84
4.21	Schéma bloc simplifié illustrant les simulations pour évaluer l'estimateur de SNR basé sur l'algorithme de synchronisation de la radio.	88
4.22	Résultats de l'évaluation par simulation de l'estimateur du SNR basé sur la synchronisation de la radio en supposant une largeur de bande de bruit complexe de 30,7 kHz. Les barres d'erreur indiquent l'écart-type des résultats.	88
4.23	Schéma bloc simplifié illustrant le calcul des valeurs estimées \widehat{SNR} avec l'estimateur basé sur la synchronisation de la radio à partir des trames réelles collectées sur la plateforme expérimentale.	89
4.24	Schéma bloc simplifié illustrant les simulations pour évaluer l'estimateur de SNR basé sur l'algorithme de démodulation de la radio.	91

4.25	Résultats de l'évaluation par simulation de l'estimateur du SNR basé sur la démodulation de la radio en supposant une largeur de bande de bruit complexe de 30,7 kHz. Les barres d'erreur indiquent l'écart-type des résultats.	92
4.26	Schéma bloc simplifié illustrant le calcul des valeurs estimées \widehat{SNR} avec l'estimateur basé sur la démodulation de la radio à partir des trames réelles collectées sur la plateforme expérimentale.	93
4.27	Représentation des trois $CASchip[k]$ servant d'exemples pour les canaux : (A) non perturbé N, (B) Mobilité M et (C) Interférence I.	95
4.28	Histogramme du signal $CASchip[k]$ des trois trames d'exemple.	96
4.29	Illustration des portions $CASchip_{sup}[k]$ et $CASchip_{inf}[k]$ du $CASchip[k]$ ainsi que la valeur moyenne $\mu_{CASchip}$, calculés à partir de la trame d'exemple I.	104
4.30	Illustration graphique de l'aire de la perturbation sur un $CASchip[k]$ calculée à partir de la trame d'exemple I.	105
4.31	Illustration montrant les différents $CASchip(kT_e)$ et les scalogrammes correspondants pour les trois trames d'exemple N, M et I.	107
4.32	Trois exemple de courbe ROC : en bleu : un exemple d'une courbe ROC illustrant les performances de l' ACC pour un classer N versus P. En rouge : courbe ROC du classifieur idéal. En jaune : courbe ROC d'un classifieur aléatoire.	111
5.1	Boxplot des CSI temporel pour les classes N (non perturbée), M (mobilité) et I (interférence).	121
5.2	Boxplot des CSI fréquentiels pour les classes N (non perturbée), M (mobilité) et I (interférence).	121
5.3	Visualisation des données par analyse discriminante dans l'espace des deux premières variables canoniques c1 et c2.	122
5.4	Visualisation des données de la classe interférence en prenant en compte les 10 niveaux d'interférence par analyse discriminante dans l'espace des deux premières variables canoniques c1 et c2.	123
5.5	Courbes ROC des CSI temporels et fréquentiels pour un classifieur P versus N.	125
5.6	Courbes ROC des CSI temporels et fréquentiels pour un classifieur M versus I.	126
5.7	Arbre de décision Tt induit à partir des CSI temporels.	128
5.8	Projection des données en deux dimensions, $DDSL$ en fonction de ADA avec les quatre premières divisions notées δ_1 , δ_2 , δ_3 et δ_4	129

5.9	Arbre de décision Tf induit à partir des CSI fréquentiels.	131
5.10	Projection des données en deux dimensions, $B3$ en fonction de $B1$ avec les deux divisions notées $\delta1$ et $\delta2$	131
5.11	Arbre de décision Ttf induit à partir des CSI temporels, fréquentiels et l'estimation du SNR.	133
5.12	Taux de classification de l'arbre de décision Tt en fonction de l'intensité de l'interférence.	135
5.13	Taux de classification de l'arbre de décision Tt en fonction de l'intensité de l'interférence de type IEEE 802.15.4k (A), Sigfox (B) et LoRa (C).	136
5.14	Taux de classification de l'arbre de décision Tt en fonction du SNR et de l'intensité de l'interférence.	137
5.15	Taux de classification du classifieur évolutif avec seulement des CSI temporels en fonction de l'intensité de l'interférence.	138
5.16	Taux de classification du classifieur évolutif avec seulement des CSI fréquentiels en fonction de l'intensité de l'interférence.	139
5.17	Taux de classification du classifieur évolutif avec tous les CSI sauf le SNR, en fonction de l'intensité de l'interférence.	140
5.18	Les performances du classifieur à 12 classes : N, M et 10 niveaux d'interférence.	141
5.19	Pourcentage de M et I classés en N en fonction du taux moyen de classification pour chacun des CSI, temporels et fréquentiels.	142
5.20	Taux de classification du classifieur évolutif à 3 classes avec <i>ADA</i> , en fonction de l'intensité de l'interférence.	143
A.1	Schéma bloc de l'USRP avec une carte mère N210 et une carte fille WBX, utilisé dans le cadre de nos expérimentations. Schéma issu de [101].	156

Liste des tableaux

1.1	Correspondance entre la valeur du bit et la séquence de chips pour les différentes valeurs du facteur d'étalement autorisées par le standard IEEE 802.15.4k. . . .	18
3.1	Valeurs de CIR_{min} pour chaque type d'interférences obtenues expérimentalement sur un ensemble de 300 trames collectées.	55
3.2	Structure de la base de données obtenue à l'aide de la plateforme expérimentale.	56
3.3	Répartition des trames dans la base d'apprentissage et dans la base de validation.	57
4.1	Comparaison des différents CAS proposés en terme de complexité de calcul et de la sensibilité aux perturbations à SNR élevé.	83
4.2	Tableau de comparaison entre les valeurs estimées à l'aide de l'estimateur basé sur la synchronisation de la radio et les valeurs réelles de SNR des trames collectées sur la plateforme expérimentale.	89
4.3	Tableau de comparaison entre les valeurs estimées à l'aide de l'estimateur basé sur la démodulation de la radio et les valeurs réelles de SNR des trames collectées sur la plateforme expérimentale.	93
4.4	Exemples de <i>skewness</i> calculés à partir des trois $CAS_{chip}[k]$ de la figure 4.27 .	99
4.5	Trois exemples de <i>kurtosis</i> calculés à partir de trame non perturbée, perturbée par de la mobilité et perturbée par une source d'interférence.	100
4.6	Trois exemples d'entropie calculés à partir de trame non perturbée, perturbée par de la mobilité et perturbée par une source d'interférence.	101
4.7	Trois exemples d'étendues <i>MinMax</i> calculés à partir de trame non perturbé, perturbé par de la mobilité et perturbé par une source d'interférence.	102
4.8	Trois <i>ACC</i> calculés à partir des trois trames d'exemple N, M et I.	103
4.9	Trois <i>DDSL</i> calculées à partir des trois trames d'exemple N, M et I.	104
4.10	Trois <i>ADA</i> calculées à partir des trois trames d'exemple N, M et I.	106
4.11	Définitions des bandes de fréquences pour le calcul des CSI fréquentiels à partir d'un signal du $CAS_{chip}[k]$	107

4.12	Tableau comparatif de la complexité des CSI proposés. Les variables en rouge indiquent des opérations effectuées sur des nombres complexes.	110
5.1	L'aire sous la courbe de chaque CSI dans les cas P versus N et M versus I. . . .	124
5.2	Taux de classification de l'arbre de décision T_t induit à partir des CSI temporels.	129
5.3	Taux de classification de l'arbre de décision T_f induit à partir des CSI fréquentiels.	132
5.4	Taux de classification et de confusion de l'arbre de décision T_{tf} induit à partir de tous les CSI (temporels et fréquentiels).	134
5.5	Taux de classification du classifieur évolutif avec seulement des CSI temporels. .	138
5.6	Taux de classification du classifieur évolutif avec seulement des CSI fréquentiels.	139
5.7	Taux de classification du classifieur évolutif avec tous les CSI.	140
5.8	Taux de classification du classifieur évolutif à 3 classes avec un unique CSI : <i>ADA</i>	143

Nomenclature

Sigles et acronymes

ACC	Average Crossing Count : le nombre de passage par la moyenne
AD	Arbre de Décision
ADA	Average of the Disturbance Area : aire moyenne de la perturbation
AGC	Automatic Gain Control : contrôle automatique du gain
BER	Bit Error Rate : taux d'erreur binaire
CAN	Covertisseur Analogique-Numérique
CAS	Channel Analysis Signal : Signal d'analyse du canal
CNA	Covertisseur Numérique-Analogique
CRC	Cyclic Redundancy Check : contrôle de redondance cyclique
DDSL	Difference between the averaged Disturbance and Signal Levels
DSSS	Direct Sequence Spread Spectrum : étalement de spectre à séquence directe
FSK	Frequency-Shift Keying : modulation par déplacement de fréquence
GMSK	Gaussian Minimum-Shift Keying : modulation à déplacement minimum gaussien
IoT	Internet of Things : internet des objets
ISM	Bandes de fréquences industrielles, scientifiques, médicales, domestiques ou similaires
IX	Émetteur d'interférence intentionnelle
LECIM	Low-energy critical infrastructure monitoring : surveillance des infrastructures critiques à faible consommation d'énergie
LNA	Amplificateur faible bruit
LPWA	Low Power Wide Area : liaisons sans fil à faible consommation énergétique
MCRA	Modulation and Coding Rate Adaptation
PA	Amplificateur de puissance
PSR	Power Scalable Receiver
ROC	Receiver Operating Characteristic : caractéristique de fonctionnement du récepteur
RX	Récepteur
SDR	Software Defined Radio : radio logicielle

SFD	Start of Frame Delimiter : séquence de délimitation de début de trame
ToA	Time on Air
TPC	Transmission Power Control
TX	Émetteur
USRP	Périphérique universel de radio logicielle
WiFi	Wireless Fidelity : protocoles de communication sans fil définis par les normes du groupe IEEE 802.11

Introduction

Les progrès technologiques et les innovations techniques ont permis un déploiement massif des objets connectés. Selon l'article [1], le marché de l'internet des objets (IoT : Internet of Things) atteindra une valeur de 48 milliards de dollars d'ici 2023. Et selon le rapport annuel de la compagnie Ericsson [2], d'ici 2024, plus de 30 milliards de dispositifs seront connectés à l'internet dont plus de 20 milliards seront liés à l'internet des objets. La globalité du secteur de l'IoT est portée par les réseaux de capteurs sans fil. Ce marché représente à lui seul 10,5 milliards de dollars en 2017, selon une étude menée par le cabinet américain BCC Research [3].

Dans notre environnement de vie quotidienne, de plus en plus d'objets « intelligents » sont désormais connectés aux services internet. Ces objets sont considérés comme « intelligents », car ils sont dotés de capteurs et de microprocesseurs qui leur permettent d'avoir des fonctionnalités avancées. Actuellement, il existe une grande diversité de type de capteurs : capteur de température, capteur de pression, d'humidité, capteur de luminosité, etc. Pour cette raison, ces dispositifs sont utilisés dans divers domaines d'applications répondant à des besoins de contrôle, de surveillance et d'observation accrus des phénomènes physiques, chimiques et biologiques. Ainsi ces objets « intelligents » sont capables de collecter des données et de les envoyer vers une entité de gestion selon les applications. Ces dispositifs sont utilisés pour des applications militaires, industrielles, pour la santé, pour l'environnement, pour l'agriculture, etc.

L'ensemble de ces dispositifs forment des réseaux nommés réseaux de capteurs sans fils (WSN : wireless sensor network). Une grande partie de ces dispositifs est déployée dans des zones géographiques étendues sans, ou avec très peu d'infrastructures pré-existantes (des détecteurs de feux de forêt par exemple). Dans ce contexte, la notion de « déployer et oublier » prend tout son sens : après le déploiement, les nœuds sont oubliés. Ils ne nécessitent aucune intervention humaine, mais restent fonctionnels sur une période étendue de l'ordre de dix à vingt ans. Les technologies de communication sans fil existantes dans ce domaine ont une durée de vie de l'ordre de dix ans, ce sont des technologies dites LPWA (Low Power Wide Area Network). Mais, pour répondre au mieux à la notion de « déployer et oublier », prolonger la durée de vie de ces systèmes est nécessaire.

La durée de vie des nœuds communicants est directement liée à leur consommation moyenne d'énergie. Puisque ces systèmes ont une source d'énergie limitée, car fonctionnant à l'aide d'une batterie, une des solutions pour prolonger leur durée de vie est d'optimiser leur consommation d'énergie. Actuellement, ces nœuds sont conçus et configurés pour fonctionner en supposant le pire scénario, correspondant aux pires conditions de propagation, ceci afin de garantir la transmission de l'information. Ainsi, ils gaspillent une quantité importante d'énergie quand ils fonctionnent dans des conditions de communication favorables.

Dans ce contexte, une des percées majeures dans ce domaine du WNS est le développement de stratégies performantes pour diminuer la consommation moyenne des nœuds du réseau.

Une des perspectives de recherche se base sur l'adaptation automatique des performances des transceivers RF aux conditions dynamiques du canal de propagation dans le but de minimiser la consommation moyenne d'énergie. Un des enjeux majeurs est de développer des outils d'analyse et d'estimation précises et efficaces de la qualité et de la nature du canal de communication pour établir avec précision les causes de détérioration du signal transmis. L'objectif est de permettre au système de prendre conscience des conditions de propagation dans son environnement réel pour qu'il puisse s'adapter au mieux et ainsi minimiser sa consommation d'énergie sans nuire à la qualité de la transmission.

Le but de cette recherche est de développer des algorithmes d'analyse automatique du canal de propagation afin de connaître son état et la qualité de communication qu'il offre, en temps réel. L'objectif final étant l'adaptation des paramètres de la radio afin de réduire sa consommation, les algorithmes d'analyse développés doivent être de coût computationnel faible, pour ne pas dépenser d'énergie. Ils doivent être réactifs, c'est à dire capable d'analyser l'état du canal sur un temps très court afin de permettre à la radio de s'adapter rapidement à des phénomènes transitoires de courte durée. Notre recherche s'appuie sur des données réelles collectées à l'aide d'une plateforme expérimentale que nous avons implémentée. Cette plateforme utilise des périphériques universels de radios logicielles (USRP). Nous avons fait le choix de travailler à partir de signaux réels plutôt que simulés afin de mieux appréhender les situations que peuvent réellement rencontrer les noeuds de communication déployés dans leur environnement réel.

Ainsi, notre contribution porte sur la proposition de signaux d'analyse du canal à partir d'informations déjà disponibles dans le récepteur, sur la proposition d'indicateurs de l'état du canal extraits des signaux d'analyse et finalement sur la mise en œuvre d'algorithmes d'apprentissage automatique, entraînés sur la base de données collectée, permettant de reconnaître trois situations de canal communément rencontrés par les noeuds IoT. Le manuscrit est organisé comme suit :

- Le chapitre 1 introduit le principe de la transmission numérique sans fil avec le cas particulier du standard de communication IEEE 802.15.4k. Le canal de transmission radio-fréquence ainsi que les différents types de canaux sont présentés.
- Le chapitre 2 présente une analyse bibliographique sur l'état de l'art actuel concernant les estimateurs de la qualité du canal et des techniques de réduction de la consommation de transceiver dans le domaine LPWA. Il se conclut par le positionnement de notre travail de recherche.
- Le chapitre 3 décrit la plateforme expérimentale avec une présentation du principe de fonctionnement de la radio logicielle. Les différentes expérimentations réalisées et la base de données collectées sont présentées.
- Le chapitre 4 présente les techniques d'analyse des données et de calcul des signaux d'analyse du canal (CAS) ainsi que les techniques d'extraction des indicateurs de l'état du canal (CSI). Les méthodes de prise de décision et d'apprentissage automatique utilisées sont aussi présentées.
- Le chapitre 5 montre les résultats obtenus par les méthodes décrites au chapitre 4 sur

les données collectées et présentées au chapitre 3.

- Le chapitre 6 propose une discussion critique de nos travaux par rapport à l'objectif de la thèse ainsi que le cahier des charges que nous nous sommes fixés. Des discussions sur la validation du choix du CAS, des CSI et sur l'influence du SNR, du type d'interférences, de la longueur de la trame sur les résultats obtenus y sont proposées.

La transmission radio et son environnement applicatif dans le domaine de l'Internet des Objets

Sommaire

1.1	L'internet des objets (IoT) : Le contexte applicatif	6
1.1.1	LPWA : l'IoT longue portée	6
1.1.2	Architecture des réseaux LPWA	8
1.2	Transmission numérique et description d'un système de transmission radiofréquence	9
1.2.1	La trame : l'unité de base de la communication	10
1.2.2	Le codage NRZ bipolaire	11
1.2.3	La modulation GMSK	11
1.2.4	La réception du signal	13
1.3	Le cas particulier du standard IEEE 802.15.4k	15
1.3.1	La trame IEEE 802.15.4k LECIM FSK	15
1.3.2	Le rôle du préambule et SFD	15
1.3.3	Le rôle de l'entête et du CRC	16
1.3.4	Le rôle du codage correcteur d'erreurs	16
1.3.5	Le rôle de l'entrelacement	17
1.3.6	Le rôle du blanchiment	17
1.3.7	Le rôle de l'étalement spectral DSSS	17
1.4	Le canal de communication radiofréquence	18
1.4.1	La propagation d'une onde électromagnétique dans un milieu	19
1.4.2	Le masquage	20
1.4.3	L'évanouissement	21
1.4.4	Les interférences électromagnétiques	21
1.5	Conclusion du chapitre	22

L'objectif de ce chapitre est de décrire brièvement tous les éléments nécessaires qui permettront à un.e non-spécialiste de comprendre le contexte technique dans lequel se déroulent ces travaux de thèse. Dans un premier temps, nous décrirons le contexte applicatif des réseaux LPWA utilisés dans le domaine de l'internet des objets ainsi que leurs caractéristiques. Ensuite, les principes de la transmission radiofréquence numérique seront présentés. Enfin dans

la dernière partie du chapitre, nous décrivons le canal de transmission radiofréquence ainsi que les différents types de canaux.

1.1 L'internet des objets (IoT) : Le contexte applicatif

Cette section est destinée à introduire le contexte et les caractéristiques applicatifs de nos travaux dans le domaine de l'internet des objets et en particulier dans le sous domaine des réseaux dits « Low Power Wide Area » (LPWA). Les technologies LPWA ouvrent en effet de nouvelles possibilités pour déployer à faible coût des systèmes de communication sans fil à basse consommation d'énergie de manière massive sur de larges zones géographiques. Différemment des systèmes de communications cellulaires traditionnels qui ont vocation à être rechargés régulièrement par leurs utilisateurs, les systèmes LPWA proposent une interface de communication sans fil à efficacité énergétique élevée qui, combinée à de faibles taux d'utilisation, permettent d'offrir des durées de vie en fonctionnement sur batterie de l'ordre de dix ans dans certains cas. En effet, les systèmes cellulaires ont un coût énergétique élevé car ils utilisent des formes d'ondes et modulation complexes optimisées pour transmettre la voix et les données à haut débit et dans des situations à forte mobilité (voiture, train, etc.). La basse consommation des systèmes LPWA est due au fait qu'ils n'ont pas besoin d'une telle complexité ce qui permet de réduire leur consommation moyenne d'énergie et leur coût de production et de déploiement. Les technologies LPWA visent à fournir une communication sans fil à bas débit, à basse consommation et pouvant être déployées sur de grandes distances mais avec des contraintes de mobilité limitées (nœuds faiblement mobiles).

1.1.1 LPWA : l'IoT longue portée

Les systèmes LPWA sont conçus pour permettre la transmission de faibles quantités de données sur de grandes distances ou dans des environnements aux nombreux obstacles physiques nécessitant des pouvoirs de pénétration élevés (caves, parkings, etc.). Ceci permet aux appareils de communiquer avec une station de base éloignée de quelques kilomètres à quelques dizaines de kilomètres, selon que l'environnement soit urbain ou rural. Les systèmes LPWA utilisent des fréquences porteuses et des schémas de modulations spécifiques. Souvent, les bandes de fréquences sollicitées par les systèmes LPWA sont dans le domaine du sub-gigahertz, bien que quelques standards emploient la bande ISM à 2,4 GHz. En effet, les bandes sub-gigahertz ont comme propriété de permettre une moindre atténuation du signal en fonction de la distance du fait de la plus faible absorption du signal dans l'atmosphère. Pour minimiser les coûts de déploiement de l'opérateur, la majorité des applications sont conçues pour fonctionner dans les bandes d'accès libre¹ : les bandes dites « industrielles, scientifiques et médicales » (ISM). Ces bandes sont réglementées par les organismes compétents nationaux ou régionaux et sont destinées à être utilisées par des applications industrielles, scientifique, médicales, domestiques ou similaires. Par exemple, la bande ISM européenne à 433 mégahertz est majoritairement

1. Les bandes propriétaires sont également sollicitées pour le déploiement de réseaux LPWA, notamment pour le déploiement du standard NB-IoT.

utilisée pour des applications telle que la télécommande de portail, jouets, vidéophones sans fil, etc. alors que les applications domotiques ou de capteurs sans fil sollicitent plus la bande à 868 mégahertz (en Europe). C'est le cas en particulier des réseaux LPWA LoRa et Sigfox déployés en Europe.

Les méthodes de modulations utilisées par les systèmes de transmission LPWA ont été développées pour répondre à un compromis difficile : les communications longue portée nécessitent la réduction du débit de la transmission des données. En effet, pour que la communication puisse s'effectuer sur de grandes distances, il faut qu'en réception l'information puisse être retrouvée même lorsque le signal est très atténué. Ces applications ont des sensibilités en réception qui peuvent atteindre les -140 dBm. Pour arriver à ces niveaux de sensibilité, il existe deux catégories de techniques : les techniques dites à ultra bande étroites (approche retenue par Sigfox) et les techniques d'étalement de spectre (retenue par LoRa et IEEE 802.15.4k). Dans les deux cas, le but est de réduire la quantité de bruit reçu par le récepteur en même temps que le signal utile afin de maintenir le rapport signal à bruit (SNR) à des niveaux suffisant pour la détection. Dans le cas des techniques à ultra bande étroite, la puissance du bruit est limitée grâce à des filtres de bande passante très étroite. Dans le cas des techniques à étalement de spectre, la puissance du bruit est limitée grâce à des corrélations qui ont comme effet de moyenniser le bruit (qui tend donc vers zéro). Dans les deux cas, la contrainte de réduction de la puissance du bruit implique que la bande passante utile de la liaison est très faible et donc que la quantité de données pouvant être transmise est faible. La portée joue donc un rôle important dans le choix des bandes de fréquence utilisées et dans les schémas de modulation sollicités.

Les systèmes LPWA sont conçus pour avoir une faible consommation énergétique moyenne de façon à atteindre une durée de vie de l'ordre d'une dizaine d'années avec une pile de type AA ou même une pile bouton. Une telle durée de vie permet de diminuer le coût de maintenance des réseaux en minimisant l'intervention humaine. Cette faible consommation moyenne d'énergie est obtenue à la fois par la réduction des taux d'utilisation du système (réduction du *duty cycle*) et par la réduction de la complexité des circuits utilisés ce qui permet par la même occasion de réduire le coût de production des puces et donc des appareils qui les utilisent.

En particulier, la réduction de la complexité est permise par les facteurs suivants :

- l'utilisation de signaux occupant une bande passante analogique faible (typiquement inférieure à 2 MHz), ce qui permet de fortement limiter la consommation des circuits analogiques du système de transmission RF et d'éviter l'utilisation des techniques d'égalisation ;
- l'absence de support pour des niveaux de mobilité de type véhiculaire ;
- le transfert vers la station de base de la complexité requise pour maintenir la synchronisation temporelle du réseau ;
- la tolérance d'une latence de transmission de l'ordre de la seconde, voir de la dizaine de secondes ;
- l'utilisation de modulations à enveloppe constante ou à faible niveau de PAPR (le Peak to Average Power Ratio : rapport entre la puissance crête et la puissance moyenne d'un

signal modulé) à l'émission. Ceci permet de faire fonctionner l'amplificateur de puissance radiofréquence dans sa zone d'efficacité énergétique optimale. En effet, plus le PAPR est élevé, plus l'amplificateur de puissance consomme de l'énergie [4]. Les modulations à enveloppe constante sont typiquement celles qui exploitent soit le déplacement de la fréquence (e.g. FSK, modulation chirp) ou de la phase de la porteuse (e.g. PSK).

On voit ici que l'enjeu réside dans la sélection de choix optimal entre le débit applicatif, l'amélioration de la portée de la transmission et l'efficacité énergétique. Pour résumer, les principales caractéristiques des systèmes de communication LPWA sont :

- La longue portée. Selon les technologies utilisées, la portée entre un nœud et une station de base peut atteindre la dizaine de kilomètres.
- Faible débit applicatif. Pour minimiser la consommation moyenne du nœud, celui-ci ne peut se permettre qu'un faible nombre de transmissions de trames par jour, chaque trame ayant un contenu de quelques dizaines à quelques centaines d'octets.
- Des trames ayant des durées (ToA : Time on Air) relativement longues. En effet, afin d'atteindre les objectifs de portée, le débit de transmission est typiquement inférieur à 5 kbits/s. La durée des trames peut donc facilement atteindre plusieurs centaines de milli-secondes, voire plusieurs secondes.
- Basse consommation énergétique (en moyenne) qui permet d'avoir des durées de vie pouvant atteindre les dix ans.

1.1.2 Architecture des réseaux LPWA

La communication à longue distance permet aux systèmes de communication d'avoir un accès direct entre un nœud communicant et une station de base. Pour cette raison, la plupart des réseaux LPWA utilisent une topologie en étoile qui permet de connecter un nombre potentiellement très important de nœuds communicants à une station de base comme illustré dans la figure 1.1. La station de base, quant à elle, est directement connectée à un serveur de réseau ou internet qui la met en relation avec un ou plusieurs serveurs d'application. Ainsi, une fois reçu par la station de base, le message est redirigé vers un réseau local ou à internet qui fait le lien entre la station de base et le serveur d'application. L'application est définie par le client qui utilise les données reçues selon ses besoins. Les nœuds peuvent être des capteurs qui transmettent les valeurs mesurées vers une application donnée, par exemple. La topologie en étoile participe à la réduction de la consommation d'énergie des nœuds en simplifiant les protocoles de communication et les communications dédiées à la gestion et la synchronisation du réseau. De cette manière, la couche réseau est allégée.

De plus, les systèmes LPWA privilégient les transmissions montantes, c'est-à-dire une transmission dans le sens du nœud vers la station de base. C'est une solution économe en énergie, car elle sollicite peu (ou même pas du tout dans certains réseaux) la voie descendante, c'est-à-dire dans le sens de la station de base vers le nœud. En effet, l'utilisation de la voie descendante nécessite la mise en oeuvre d'un protocole de synchronisation permettant au nœud

de se réveiller au bon moment pour capter le message attendu. Les transmissions descendantes sont, la plupart du temps, utilisées pour transmettre des acquittements qui confirment la bonne réception du message transmis par le nœud ou pour modifier un paramètre de configuration du nœud. Cette configuration permet de simplifier la chaîne de traitement en réception des nœuds. Cela montre aussi que la plus grande part du budget énergétique du nœud est dédiée à la transmission de messages dans le sens montant. Pour cette raison, la transmission montante du nœud constitue une source privilégiée pour réaliser des économies d'énergie.

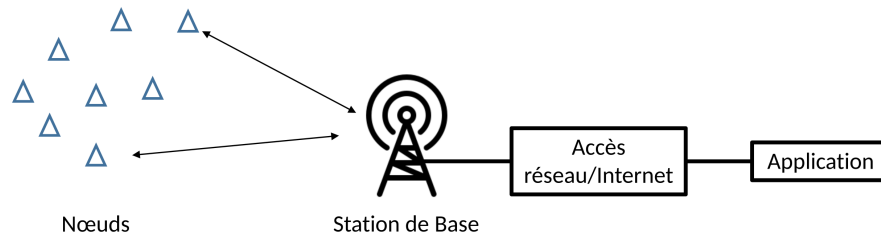


FIGURE 1.1 – Exemple d'un réseau LPWA composé de plusieurs nœuds de communications gérés par une station de base.

L'utilisation fréquente de cette topologie dans le domaine des réseaux LPWA nous pousse à nous intéresser aux transmissions descendantes pour l'analyse du canal et aux transmissions montantes pour réaliser des économies d'énergie. En effet, la topologie du réseau et la portée permettent de dégager les différents types de canaux de communication que le système peut rencontrer. De ce fait, nos expérimentations et nos analyses vont être focalisées sur les transmissions descendantes, c'est-à-dire de la station de base vers le nœud en considérant les caractéristiques typiques des systèmes LPWA.

1.2 Transmission numérique et description d'un système de transmission radiofréquence

Les systèmes de communication numériques s'échangent des informations sous forme binaire. Dans le cadre de nos travaux, le support utilisé pour l'échange d'information est l'onde électromagnétique. Le but du système de transmission radiofréquence est de transmettre fidèlement l'information d'un émetteur (TX) vers un récepteur (RX) qui est le destinataire de l'information. Pour une transmission sans fil, l'environnement physique et électromagnétique se trouvant entre l'émetteur et le récepteur est appelé canal de communication ou canal de propagation. Selon la nature du canal de communication, l'information peut être détériorée lors de sa propagation dans ce dernier par des sources de détérioration telles que le bruit thermique, d'autres émissions radiofréquence émises simultanément (interférence), du bruit électromagnétique, etc. Pour cette raison, il est souhaitable d'adapter le flux de bits aux détériorations du canal observées, et ceci en appliquant des techniques de la transmission numérique qui elles-mêmes sont déterminées par un protocole ou un standard de communication.

L'ensemble de ces règles interviennent à la fois sur les méthodes de modulation/démodulation en bande de base du signal ainsi que sur l'utilisation de la porteuse radiofréquence.

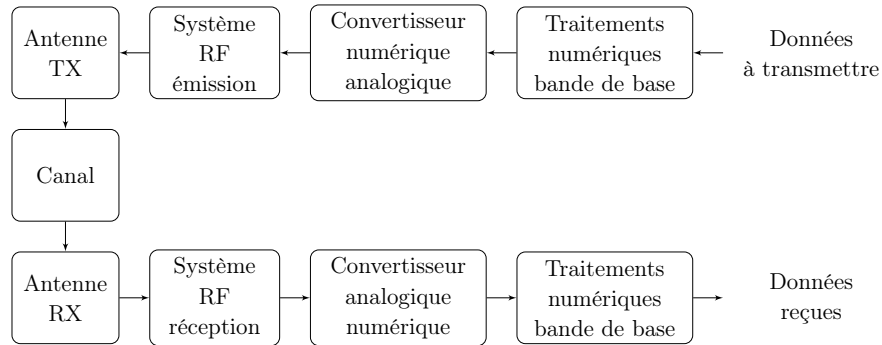


FIGURE 1.2 – Schéma bloc simplifié de la transmission de données entre l'émetteur TX et le récepteur RX à travers un canal de communication.

La figure 1.2 illustre les différentes étapes lors de la transmission numérique de données. Ce schéma permet de visualiser la chaîne d'émission et la chaîne de réception. Le système de transmission présenté sur cette figure est composé de :

Chaîne d'émission :

- Traitements numériques en bande de base : encapsulation des données dans une trame, modulation en bande de base, etc.
- Convertisseur numérique analogique (CNA) : permet de convertir le signal numérique à temps discret en un signal analogique à temps continu.
- Système RF en émission : filtrage, transposition du signal basse fréquence vers une porteuse haute fréquence f_p , amplificateur haute puissance (PA), etc.

Chaîne de réception :

- Système RF en réception : filtrage canal, amplificateur faible bruit (LNA), transposition de la porteuse vers la basse fréquence, etc.
- Convertisseur analogique numérique (CAN) : permet de convertir le signal analogique à temps continu en un signal numérique à temps discret avec une fréquence d'échantillonnage notée f_e .
- Traitements numériques en bande de base : démodulation en bande de base, extraction des données utiles.

1.2.1 La trame : l'unité de base de la communication

Dans le domaine des télécommunications numériques en général, l'émetteur et le récepteur communiquent en encapsulant les données utiles à l'intérieur de trames (parfois aussi appelées *paquets*). En plus des bits d'informations utiles qui constituent le message, une trame contient

aussi d'autres bits assurant des fonctions de synchronisation indiquant le début et la fin des données, d'identification de l'émetteur et du destinataire, d'interprétation des données ainsi que des informations permettant de vérifier l'intégrité du message. Le contenu et la longueur des séquences des bits de fonction sont fixés par le standard de communication. Par exemple, la figure 1.6 présente la structure de trame employée par le standard IEEE 802.15.k-2015 (LECOM) où les données utiles sont contenues dans le champs *Payload*. Tous les autres champs contiennent divers bits de fonction qui seront décrits dans la suite du chapitre.

1.2.2 Le codage NRZ bipolaire

Chaque bit correspondant à un niveau logique. Le codage NRZ (Non Return to Zero) bipolaire consiste à transformer la suite de bits de la trame, qui sont des niveaux logiques, en deux niveaux de tension électrique. Un exemple d'un signal électrique d'une suite de bits 101100101 obtenue à l'aide du codage NRZ bipolaire est illustré dans la figure 1.3. Si la durée d'un bit est T_b , le débit binaire est défini par $D_b = 1/T_b$, D_b étant exprimé en bits/seconde. Certaines modulations exigent que plusieurs bits soient rassemblés pour former un symbole, dans quel cas le débit symbole est défini par $D_s = 1/T_s$, où T_s est la durée d'un symbole. Le débit symbole est exprimé en bauds.

1.2.3 La modulation GMSK

Le signal NRZ bipolaire obtenu n'est pas adapté à être transmis directement et nécessite une mise en forme de telle sorte à faciliter sa transition à travers le canal. Les processus de mise en forme du signal pour l'adapter à son canal de transmission sont appelés méthodes de modulation. Nous nous limitons ici à la description de la modulation GMSK qui sera employée dans la suite de ce travail.

La modulation GMSK (Gaussian Minimum Shift Keying) est une modulation numérique par déplacement de fréquence qui consiste à traduire le signal NRZ bipolaire en variation d'argument (fréquence ou phase) d'une onde de forme sinusoïdale haute fréquence appelée la porteuse. La GMSK fait partie de la famille des modulations numériques de fréquence à phase continue. Pour cette modulation, le signal NRZ bipolaire est tout d'abord mis en forme par un filtre gaussien avant d'être traduit en une variation d'argument de la porteuse. Ce filtre de mise en forme lisse les transitions du signal NRZ bipolaire dans l'objectif de réduire la puissance des bandes latérales du spectre du signal émis. La réduction des bandes latérales permet de réduire les interférences hors bande en particulier avec les canaux de fréquences adjacentes. Le filtre gaussien est caractérisé par le produit BT, où B est la bande passante à -3 dB et T correspond à T_s la durée d'un symbole (identique à T_b , la durée d'un bit, dans notre cas).

$$x_{GMSK}(t) = A_p \cos\left(\omega_p t + \frac{1}{2} \int_0^t NRZ(\tau) * h(\tau) d\tau\right) \quad (1.1)$$

L'équation (1.1) permet de calculer le signal modulé $x_{GMSK}(t)$ à partir du signal $NRZ(t)$. Ici, $h(t)$ est la réponse impulsionnelle du filtre de mise en forme gaussien, $\omega_p = 2\pi f_p$ est la pulsation de la porteuse, où f_p est la fréquence de la porteuse, et A_p correspond à l'amplitude de la porteuse [5]. La figure (1.3) illustre la mise en forme du signal $NRZ(t)$ bipolaire à travers le filtre gaussien et montre l'allure du signal modulé $x_{GMSK}(t)$. Ces courbes sont obtenues avec le paramètre $BT_s = 1$ et $f_p = 100$ Hz. Cette figure montre aussi que le bit 0 est traduit par un signal sinusoïdal de fréquence f_0 et le bit 1 par un signal sinusoïdal de fréquence f_1 , avec $f_1 > f_0$. Ces deux fréquences sont définies en fonction de f_p et l'excursion de fréquence Δf : $f_0 = f_p - \Delta f$ et $f_1 = f_p + \Delta f$. Pour la modulation GMSK, $\Delta f = D_b/4$ (ici $D_b = 100$ bits/seconde, ce qui donne un Δf égal à 25 Hz).

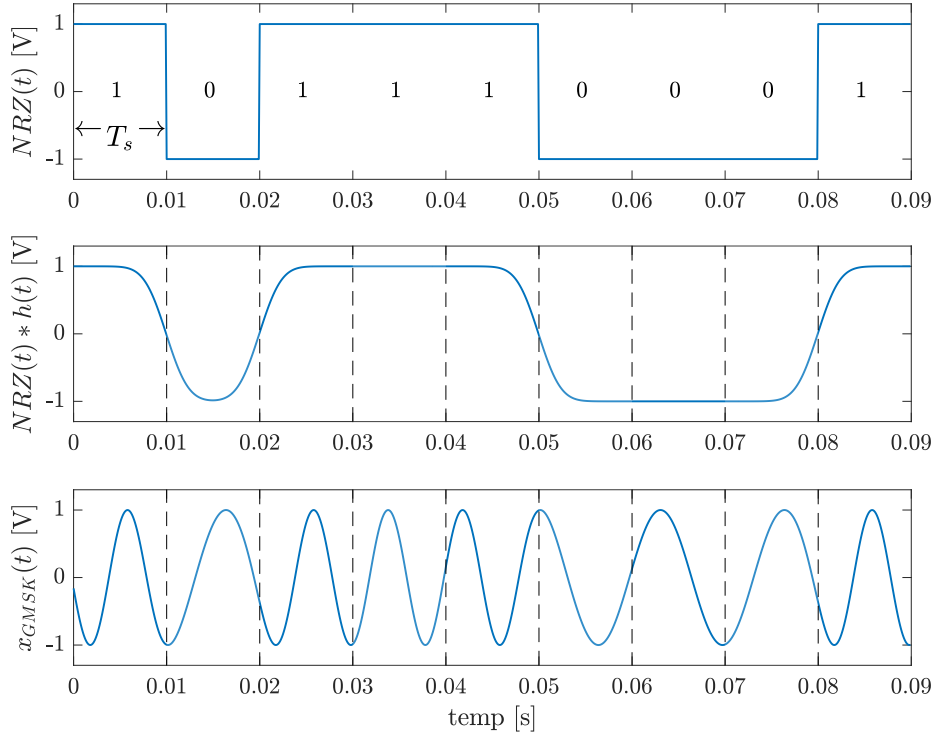


FIGURE 1.3 – Représentation graphique de signaux permettant de visualiser les différentes étapes de la modulation GMSK.

Avec la formule trigonométrique suivante : $\cos(a + b) = \cos a \cos b - \sin a \sin b$ et à partir de l'équation (1.1), le signal $x_{GMSK}(t)$ peut être présenté sous la forme suivante :

$$\begin{aligned}
 x_{GMSK}(t) &= \underbrace{\cos\left[\frac{1}{2}\int_0^t NRZ(\tau) * h(\tau)d\tau\right]}_{=I_{TX}(t)} \cdot A_p \cos(\omega_p t) - \underbrace{\sin\left[\frac{1}{2}\int_0^t NRZ(\tau) * h(\tau)d\tau\right]}_{=Q_{TX}(t)} \cdot A_p \sin(\omega_p t) \\
 &= \Re\{[I_{TX}(t) + jQ_{TX}(t)] \cdot A_p e^{j\omega_p t}\}
 \end{aligned} \tag{1.2}$$

Cette nouvelle formulation du signal modulé $x_{GMSK}(t)$ permet de construire le modulateur comme le montre la figure 1.4, où un filtre gaussien est suivi d'un intégrateur et de deux bras qui calculent le cosinus et le sinus. La complexité de ces opérations est beaucoup plus facile à supporter dans le domaine numérique que dans le domaine analogique [6], c'est pour cette raison qu'ils sont effectués avant la conversion numérique analogique.

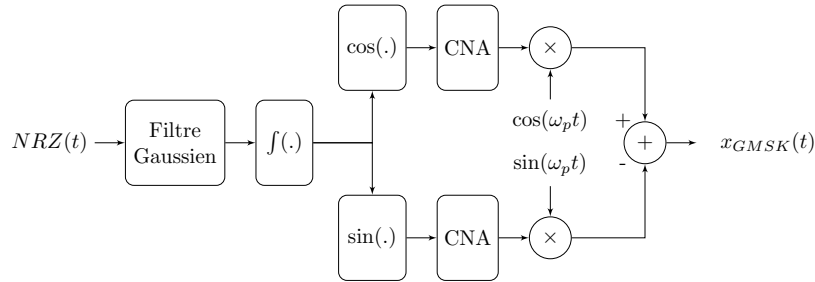


FIGURE 1.4 – Illustration des étapes nécessaires à la génération du signal modulé $x_{GMSK}(t)$ à la fréquence porteuse $f_p = 2\pi\omega_p$.

Cette nouvelle formulation permet aussi de définir le signal complexe en bande de base en émission, c'est-à-dire sans la porteuse, sous la forme $I_{TX}(t) + jQ_{TX}$ avec $j^2 = -1$, où $I_{TX}(t)$ est la composante réelle (aussi appelée *en phase*) et Q_{TX} est la composante imaginaire (aussi appelée *en quadrature*). Cette forme de signal sera utilisée par la suite pour définir le signal sans porteuse. Une fois la modulation effectuée, le signal est envoyé vers l'antenne qui le convertit en onde électromagnétique en le rayonnant dans l'environnement physique.

1.2.4 La réception du signal

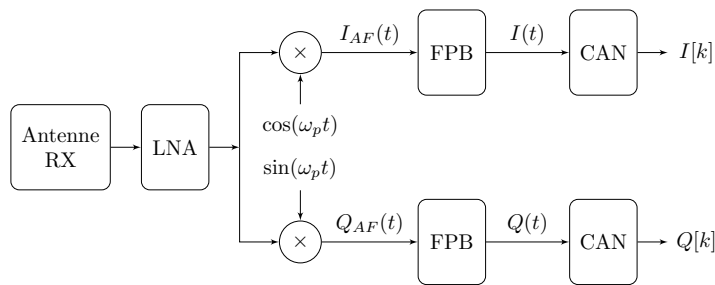


FIGURE 1.5 – Schéma bloc du récepteur permettant de transposer le signal reçu $r(t)$ en bande de base et de le numériser pour générer le signal numérique en bande de base.

Le récepteur reçoit au niveau de son antenne un signal $r(t)$ qui est une version du signal $x_{GMSK}(t)$ pouvant avoir subi des distorsions et retards introduits lors de sa propagation et auquel se rajoute un bruit électromagnétique ambiant. Dans le but de réduire les cadences de calcul, la chaîne de traitement du récepteur supprime la porteuse radiofréquence en transposant ce signal vers la bande de base. La génération du signal numérique en bande de base est

assurée par le récepteur comme le montre la figure 1.5. Sans prendre en compte les distorsions et retards induits par la propagation, et en considérant $\Phi(t) = 1/2 \int_0^t NRZ(\tau) * h(\tau) d\tau$, alors le signal reçu est de la forme :

$$r(t) = A_r \cos(\omega_p t + \Phi(t)) \quad (1.3)$$

où A_r est l'amplitude du signal reçu après l'amplificateur faible bruit (LNA) et ω_p est la pulsation de la porteuse. La transposition de la fréquence porteuse vers la basse fréquence s'effectue en deux étapes. Dans la première étape deux bras calculent, avant les filtres passe bas, les produits suivants :

$$I_{AF} = r(t) \cos(\omega_p t) \quad (1.4)$$

$$= \frac{A_r}{2} [\cos(\Phi(t)) + \cos(2\omega_p t + \Phi(t))] \quad (1.5)$$

et

$$Q_{AF} = r(t) \sin(\omega_p t) \quad (1.6)$$

$$= \frac{A_r}{2} [-\sin(\Phi(t)) + \sin(2\omega_p t + \Phi(t))] \quad (1.7)$$

La deuxième étape élimine respectivement les termes qui sont en hautes fréquences $\cos(2\omega_p t + \Phi(t))$ et $\sin(2\omega_p t + \Phi(t))$ de (1.5) et de (1.7) à l'aide de deux filtres passe bas. Après le filtrage, on obtient les signaux réels en bande de base $I(t)$ et $Q(t)$, qui sont dépourvus de la fréquence porteuse et sont définis comme :

$$I(t) = \cos(\Phi(t)) \quad (1.8)$$

et

$$Q(t) = -\sin(\Phi(t)) \quad (1.9)$$

Les deux convertisseurs analogique-numériques échantillonnent les signaux $I(t)$ et $Q(t)$ à une fréquence d'échantillonnage f_e pour générer les signaux numériques en bande de base. Le signal échantillonné est obtenu en effectuant le produit entre le signal à échantillonner et un peigne de Dirac de période T_e égale à $1/f_e$. Ainsi les signaux échantillonnés sont de la forme :

$$I_{\text{échantillonné}}(t) = I(t) \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \delta(t - kT_e) \quad (1.10)$$

et

$$Q_{\text{échantillonné}}(t) = Q(t) \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \delta(t - kT_e) \quad (1.11)$$

où k est un nombre entier. On note respectivement $I[k]$ et $Q[k]$ les signaux échantillonnés de $I(t)$ et $Q(t)$. Finalement, le signal échantillonné en bande de base obtenu est mis sous la forme complexe suivante :

$$A[k] = I[k] + jQ[k] \quad (1.12)$$

En fonction du standard employé, la chaîne de traitement en bande de base traite les échantillons complexes reçus pour retrouver les bits envoyés par l'émetteur. La chaîne de traitement utilisée dans le cadre de ces travaux sera présentée en détail dans le chapitre 3.

1.3 Le cas particulier du standard IEEE 802.15.4k

Le but de cette section est d'introduire le vocabulaire et les notions techniques nécessaires à la compréhension des différents éléments de la couche physique définie par le standard IEEE 802.15.4k. Les raisons qui justifient le choix de ce standard comme point de départ de ces travaux de thèse seront présentées au chapitre 3.

1.3.1 La trame IEEE 802.15.4k LECIM FSK

Dans la section 1.2.1, la trame est définie comme l'unité de base de la communication numérique qui encapsule les bits de données que nous voulons transmettre au récepteur avec des bits de fonctions qui assurent le bon fonctionnement de la communication. Dans le cas du standard IEEE 802.15.4k [7] ces bits additionnels forment différents blocs qui sont : le préambule, le SFD, l'entête et le CRC . L'ensemble des bits de message est appelé payload. La répartition de ces différents blocs dans une trame IEEE 802.15.4k est illustrée par la figure 1.6.

Trame				
Préambule	SFD	Entête	Payload	CRC

FIGURE 1.6 – Structure des trames IEEE 802.15.4k-2015 LECIM FSK.

Les paragraphes suivants ont pour but de présenter simplement le principe et le rôle que jouent ces blocs.

1.3.2 Le rôle du préambule et SFD

Un préambule est typiquement composé d'une longue suite de symboles identiques et connus du récepteur. Grâce à une opération de corrélation glissante entre le signal reçu et la séquence connue, le préambule permet au récepteur de détecter la présence d'un signal utile au milieu d'un signal composé essentiellement de bruit. Ensuite, la répétition des symboles au sein du préambule permet au récepteur de se synchroniser sur le signal reçu et retrouver

l'horloge symbole employée à l'émission. Ceci permet au récepteur de décimer le signal reçu à l'instant optimal.

L'étape de synchronisation permet également de supprimer les offsets fréquentiels qui subsistent toujours entre les références de l'émetteur et du récepteur. En effet, ces références sont produites par des oscillateurs asservis par des composants piézoélectriques à fort facteurs de qualité (quartz) mais naturellement dispersés.

Puisqu'il est fréquent de rater les premiers symboles du préambule, la détection du début de la trame s'effectue grâce au SFD (Start of Frame Delimiter), composé de symboles différents de ceux du préambule. La détection du SFD permet de valider qu'une trame est bien présente (la détection du préambule pouvant entraîner de faux positifs) et d'extraire les bits de l'entête et du message selon la structure définie par le standard, voir figure 1.6.

1.3.3 Le rôle de l'entête et du CRC

L'entête correspond aux bits qui se trouvent juste après le SFD. Dans le cas du standard IEEE 802.15.4k, les différents champs de l'entête indiquent au récepteur quel est le type de codage correcteur d'erreurs utilisé ainsi que le taux de codage correspondant, si la trame a été blanchie ou pas, quelle est la taille du payload, etc.

Enfin, le CRC (Contrôle de Redondance Cyclique) est un ensemble de bits qui permet au récepteur de détecter la présence d'au moins une erreur dans la trame reçue. Les bits de CRC sont le résultat d'une combinaison logique des bits du payload et sont ajoutés systématiquement par l'émetteur à la suite du payload. Côté récepteur, une fois tous les traitements de la chaîne de réception effectués (désétalement, déblanchiment, désentrelacement et correction d'erreurs)² le CRC est recalculé et comparé à celui qui a été reçu pour s'assurer de l'absence d'erreurs dans la trame. Au final, si le CRC est bon, la trame est considérée comme correcte. Dans le cas d'un CRC incorrect, la trame est rejetée car elle est considérée comme corrompue. Aucune information ne peut donc en être tirée.

1.3.4 Le rôle du codage correcteur d'erreurs

Comme son nom l'indique, le rôle du codage correcteur d'erreurs est de permettre au récepteur de détecter et de corriger un certain nombre d'erreurs binaires survenues lors de la transmission. La capacité de détection et de correction dépend des techniques de codage utilisées. Peu importe la technique employée, le principe reste le même : à l'émission, des calculs sont effectués sur les bits du message afin d'obtenir un ensemble de bits nommés bits de parité. Les bits de parité sont ensuite concaténés aux bits du message pour former un mot de code. Ceux-ci sont concaténés pour former le payload. Le calcul des bits de parité s'effectue de manière récursive par petits paquets de bits de message. Par exemple, à partir de paquets de 4 bits, 3 bits de parité peuvent être générés et concaténés pour former des mots de code de

2. Tous ces termes sont définis ci-dessous.

7 bits : cela correspond à un code correcteur d'erreur de type Hamming de dimension 7, de longueur 4 et de distance 3. Comme indiqué dans [8], [9] et [10], ce code correcteur d'erreur permet au récepteur de localiser et de corriger un bit erroné par mot de code. Le rapport entre le nombre de bits du mot de code et le nombre de bits de message qu'il contient est appelé taux de codage. Dans l'exemple précédent, avec un mot de code de 7 bits obtenu à partir de 4 bits de message, le taux de codage est égal à $4/7$. Différents code correcteur d'erreurs existent, chacun proposant des taux de codage différents ainsi que des capacités de localisation et de correction d'erreurs différentes. Dans le cas du standard IEEE 802.15.4k, le code correcteur d'erreur est un code convolutionnel avec un taux de codage de $1/2$.

1.3.5 Le rôle de l'entrelacement

Les codes correcteurs d'erreurs sont plus efficaces quand les erreurs sont équiréparties dans toute la trame plutôt que dans le cas de groupement d'erreurs. L'entrelacement permet de prévenir l'apparition d'erreurs par paquet et consiste, à l'émission, en une modification de l'ordre des bits selon certaines règles, [5], [11]. À la réception, les bits de la trame sont désentrelacés, c'est-à-dire ils sont remis dans l'ordre initial. Les perturbations dues au canal ayant tendance à affecter le signal ponctuellement, cette technique permet de répartir de manière uniforme les erreurs dans la trame, facilitant la localisation et la correction d'éventuelles erreurs.

1.3.6 Le rôle du blanchiment

Selon le message contenu dans la trame, celui-ci peut contenir de longues séquences de bits à 1 ou à 0. Ces longues séquences provoquent une polarisation, c'est-à-dire que le signal devient un signal continu (DC). Dans le cas de la modulation GMSK, le signal modulé est polarisé sur une seule fréquence, la fréquence f_0 ou f_1 . Dans ce cas, la distribution de puissance dans le spectre est déséquilibrée, soit sur f_0 , soit sur f_1 . Pour une répartition uniforme de l'énergie du signal sur toute la bande de fréquence allouée pour la transmission, l'idéal est que les données transmises soient aléatoires. À l'émission, l'algorithme de blanchiment transforme les bits du message à transmettre en un flux de bits pseudo-aléatoires en multipliant le message par une séquence aléatoire. À la réception, les bits du message sont retrouvés en dé-blanchissant le flux de bits reçu à l'aide de la même séquence aléatoire qui a permis d'effectuer le blanchiment.

1.3.7 Le rôle de l'étalement spectral DSSS

Le principe de l'étalement spectral consiste à transmettre le signal sur une bande de fréquence plus grande que celle du signal utile. Dans le cas de la technique d'étalement spectral par séquence directe (DSSS : Direct Sequence Spread Spectrum) utilisée dans le standard IEEE 802.15.4k, l'étalement est obtenu en multipliant le signal utile avec un signal à plus haute fréquence, ce qui a pour effet de démultiplier l'énergie utilisée pour transmettre chaque bit utile. L'avantage principal de cette technique est de réduire le rapport signal à bruit nécessaire pour détecter les données utiles, ce qui permet d'émettre sur de plus grandes distances.

Par ailleurs, les techniques d'étalement de spectre sont également utilisées pour réduire l'impact de l'interférence sur le signal reçu, mais aussi potentiellement de l'interférence causée par le signal émis, [12], [13]. Les techniques d'étalement de spectre les plus utilisées sont les techniques à séquences directes et les techniques à saut de fréquences.

Dans le cas du standard IEEE 802.15.4k, l'étalement s'effectue sur les bits qui constituent la trame, à l'exclusion des bits du préambule et du SFD. La technique utilisée est une technique d'étalement spectral par séquence directe. Ainsi l'étalement de spectre par séquence directe consiste à remplacer chaque bit utile par une séquence de chips prédéfinie par le standard, en fonction du facteur d'étalement souhaité. Le facteur d'étalement est défini par le nombre de chips que contient la séquence chips pour représenter un bit à étaler.

Facteur d'étalement	bit = 0	bit = 1
2	$c_1c_2 = 01$	$c_1c_2 = 10$
4	$c_1...c_4 = 0101$	$c_1...c_4 = 1010$
8	$c_1...c_8 = 01010101$	$c_1...c_8 = 10101010$
16	$c_1...c_{16} = 0101010101010101$	$c_1...c_{16} = 1010101010101010$

Tableau 1.1 – Correspondance entre la valeur du bit et la séquence de chips pour les différentes valeurs du facteur d'étalement autorisées par le standard IEEE 802.15.4k.

Le tableau 1.1 illustre la correspondance entre la valeur du bit à étaler et sa séquence chips pour les différents facteurs d'étalements ($SF = 2, 4, 8, 16$). Par exemple, pour un facteur d'étalement $SF = 4$, un bit 1 est remplacé par une séquence de 4 chips $c_1c_2c_3c_4 = 1010$ et un bit 0 est remplacé par $c_1c_2c_3c_4 = 0101$. De ce fait, une fois l'étape d'étalement de spectre effectuée, on ne parle plus de bits mais de chips. Pour cette méthode d'étalement de spectre, le débit chip D_c , le débit binaire D_b et SF sont liés par la relation : $D_c = D_b \times SF$. Au niveau du récepteur, l'étape de désétalement consiste à retrouver les bits à partir du flux de chips reçus grâce à des corrélations réalisées pour toutes les séquences chips possibles.

1.4 Le canal de communication radiofréquence

Une fois la trame structurée et modulée, le signal est envoyé vers une antenne qui le convertit en une onde électromagnétique qui permet une transmission dans l'espace. La possibilité de récupération du message émis est liée aux interactions survenues entre l'onde et son milieu durant son périple au travers du canal. Pour cette raison, on qualifie de *bonne qualité*³ un canal de propagation (ou de communication) dans lequel il est possible de transmettre un message sans détérioration. En pratique, les interactions de l'onde émise et du canal détériorent la qualité du signal reçu, typiquement mesurée par le rapport signal à bruit. De plus, on parle de canal *dynamique* dans le cas où l'effet du canal sur le signal varie dans le temps. A contrario, un canal *statique* se caractérise par une constance dans les interactions du milieu et du signal.

3. Bien qu'il existe de nombreuses façons d'exprimer précisément la qualité du canal, ici nous préférons sciemment une terminologie vague.

Avec un déploiement des réseaux LPWA sur des distances pouvant aller jusqu'à la dizaine de kilomètres, le canal de propagation peut présenter de grandes variations, à la fois au cours du temps mais aussi en fonction des déplacements du nœud. En effet, le déploiement des réseaux LPWA sur de grandes étendues géographiques augmente la probabilité que le système ait à faire face à des canaux fortement dynamiques. Ceci est d'autant plus vrai que les nœuds peuvent être mobiles. De nombreux travaux ont cherché à caractériser le canal de propagation directement, typiquement en réalisant des mesures dédiées. L'approche poursuivie dans ces travaux est différente en ce qu'elle cherche, en analysant le signal reçu, de retrouver une image des interactions survenues lors de la propagation de l'onde émise dans le canal et ainsi caractériser le canal sans réaliser des mesures dédiées. En effet, le fait d'éviter les mesures dédiées est indispensable pour des applications à forte contrainte énergétique qui sont celles visées par ces travaux.

Ces travaux de thèse s'intéressent donc à l'identification d'au moins trois phénomènes fréquemment rencontrés et pouvant avoir un impact majeur sur la qualité du canal :

- la variation de l'effet de masquage,
- l'évanouissement et
- la présence d'interférence électromagnétique.

Par abus de langage, nous parlerons de la *nature du canal* pour se référer à la nature du phénomène prédominant à un instant donné dans le canal de communication. Or, dans un contexte de canal dynamique, il est évident que ces phénomènes vont fluctuer au cours du temps et ils pourront même être présents dans le canal de communication au même moment.

Or, la nature des phénomènes présents dans le canal de communication produira un impact différent sur le signal reçu. Mais dans tous les cas, ces phénomènes pourront provoquer une perte d'information et donc des retransmissions de trames. Ces renvois sont à éviter puisqu'ils provoquent une surconsommation d'énergie et raccourcissent la durée de vie des batteries, abaissant par la même occasion la durée de vie des systèmes communicant concernés. Pour mieux comprendre les phénomènes que nous rechercherons par la suite à identifier, une brève description de chaque phénomène est présentée dans les paragraphes suivants.

1.4.1 La propagation d'une onde électromagnétique dans un milieu

Après émission par une antenne, l'onde électromagnétique est diffusée dans l'espace. L'énergie de l'onde se trouve atténuée, pour une diffusion en espace libre, en fonction du carré de la distance parcourue par l'onde, [14]. En pratique, l'atténuation moyenne subie par le signal est supérieure à celle observée en espace libre. La puissance du signal reçu par le récepteur, et donc le rapport signal à bruit correspondant, peut donc varier très fortement en fonction de la distance entre un nœud et la station de base.

De plus, après émission par une antenne, l'onde électromagnétique rebondit sur différents obstacles et peut emprunter des trajets de propagation différents entre l'émetteur et le récepteur : le trajet direct et les trajets indirects. Le trajet direct correspond au trajet pris par l'onde lorsque le récepteur et l'émetteur sont en vis-à-vis sans obstacle entre les deux. Lorsque

l'onde subit des réflexions, des réfractions et des diffractions dues à la présence d'obstacles entre les deux systèmes, on dit alors qu'elle s'est propagée par des trajets indirects. Ainsi selon la configuration de l'environnement, il peut exister beaucoup de trajets indirects. Chaque trajet produit une version de l'onde caractérisée par une amplitude, une phase, et une direction d'arrivée sur l'antenne. Pour cette raison, au niveau de l'antenne de réception, le signal capté résulte d'une combinaison des différentes versions de l'onde. Cette recombinaison donne lieu à des phénomènes constructifs ou destructifs, [15] :

- Recombinaisons constructives : toutes les versions de l'onde arrivent au niveau de l'antenne en phase (avec un déphasage égal à un multiple entier pair de π). Dans ce cas, leurs amplitudes s'ajoutent et ainsi l'amplitude finale de l'onde est maximale.
- Recombinaisons destructives : les différentes versions de l'onde arrivent au niveau de l'antenne en opposition de phase (avec un déphasage égal à un multiple entier impair de π). Dans ce cas, les amplitudes s'annulent et ainsi l'amplitude finale du signal reçu est minimale.

Dans un canal statique, c'est-à-dire qu'aucun élément en mouvement vient perturber les trajets parcourus par les différentes versions de l'onde et aussi que l'antenne de réception est immobile, la puissance du signal reçue est constante. À partir du moment où un élément situé sur le trajet parcouru par l'onde est en mouvement ou que le nœud récepteur est lui-même en mouvement, la puissance instantanée du signal reçue variera en fonction des recombinaisons constructives et destructives observées à tout instant. Il est courant de séparer les effets microscopiques (évanouissement) et macroscopiques (masquage) de ces recombinaisons sur le signal reçu.

1.4.2 Le masquage

Le phénomène de masquage est le résultat de la présence de gros obstacles, c'est-à-dire de taille très supérieure à la longueur d'onde du signal, sur les trajets de propagation de l'onde. On considère généralement que ces obstacles sont immobiles ou à mobilité très faible par rapport au temps de propagation de l'onde. Dans ce cas, l'ensemble des réflexions viendront se recombiner au niveau du récepteur pour former un signal de puissance constante. Par contre, si la configuration des obstacles venait à changer, le niveau de puissance du signal reçu changerait également. C'est cet effet dit *de masquage* qui fait que, pour une même distance entre les antennes TX et RX, le niveau de puissance reçue peut varier en fonction de la localisation du nœud.

Une variation de l'effet de masquage peut survenir après une modification de cloison, d'un déplacement de l'émetteur ou du récepteur, d'un déplacement de meubles, etc. D'un point vu temporel, le phénomène de masquage se traduit par une fluctuation très lente du niveau moyen de puissance du signal reçu.

1.4.3 L'évanouissement

Lorsqu'un élément est en mouvement et perturbe les trajets suivis par l'onde émise, l'effet des recombinaisons des différentes versions de l'onde est rapide et crée des fluctuations rapides de la puissance du signal reçu. Dans ce contexte, on parle *d'évanouissement* pour décrire l'impact particulièrement gênant des recombinaisons destructives. D'un point de vue temporel, l'évanouissement se traduit par une variation de la puissance du signal reçu dans une temporalité corrélée à la temporalité des mouvements survenus dans l'environnement.

En pratique, la durée du phénomène d'évanouissement est caractérisée par la notion de *temps de cohérence* T_c du canal, c'est-à-dire le temps pendant lequel deux transmissions observent des atténuations (dues au phénomène d'évanouissement) corrélées. Il est démontré que $T_c = 0.4 * c / (v f_p)$, où v est la vitesse de déplacement de l'élément qui est en mouvement, f_p est la fréquence de la porteuse et c est la vitesse de la lumière, [5].

Nous choisissons de focaliser nos travaux sur des évanouissements provoqués par la mobilité d'objets et/ou de personnes dans l'environnement et donc à des vitesses correspondant au trafic pédestre limité à quelques mètres par seconde. En supposant une porteuse inférieure à 1 GHz, nous considérerons donc qu'un temps de cohérence de l'ordre de 100 ms est typique de notre contexte. De tels temps de cohérence sont particulièrement gênants pour les réseaux de type LPWA où il est fréquent de transmettre des trames longues, et donc dont la durée de transmission est supérieure au temps de cohérence du canal.

1.4.4 Les interférences électromagnétiques

Lorsque deux émetteurs émettent simultanément sur une même bande de fréquence ou dans deux bandes de fréquences très proches, les signaux émis peuvent interférer entre eux et provoquer des distorsions plus ou moins importantes à la réception selon leur puissance et leur nature. Le signal non désiré présent dans le canal est appelé signal d'interférence car sa présence perturbe la transmission du message. Lorsque le signal d'interférence est émis dans la bande du signal désiré, on parle d'interférence co-canal (*inband*). Lorsqu'il est émis dans une bande de fréquence proche, on parle d'interférence hors bande ou adjacente (*outband*). Les situations pouvant provoquer les perturbations de type interférence sont diverses. Selon la topologie en étoile du réseau, on peut présenter trois cas de figure qui peuvent provoquer la dégradation des transmissions par des perturbations de type interférence : la collision, la congestion et les interférences non intentionnelles. Les trois cas de figures sont illustrés dans la figure 1.7.

Les collisions sont générées par des sources d'interférences dites *intentionnelles* et correspondent à des émissions d'autres systèmes de transmission sans fil : émissions WiFi, téléphonie mobile, autres applications IoT, autre nœud du même réseau LPWA, etc. Le développement récent de réseaux sans fil LPWA avec un déploiement massif de nœuds utilisant la même bande de fréquence (ISM) augmente considérablement la probabilité des perturbations de ce type. De plus, le déploiement sur de grandes distances augmente le risque de colocalisation de différents

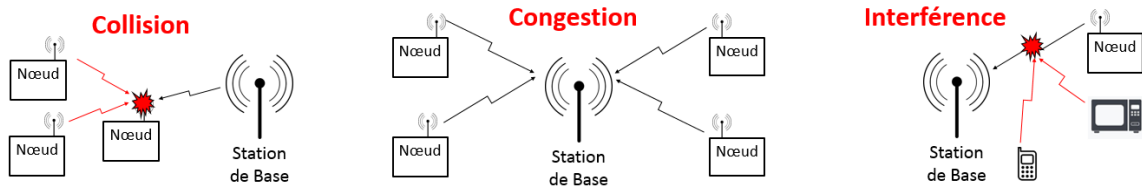


FIGURE 1.7 – Illustration de trois cas de figure qui peuvent engendrer des perturbations de type interférence.

types de réseaux LPWA, par exemple les systèmes utilisant les protocoles LoRa, Sigfox, IEEE 802.15.4g/k ou MYOTY, qui peuvent se gêner entre eux. Enfin, le risque de collision entre les transmissions augmente d'autant plus que les trames de communication utilisées dans les réseaux LPWA sont naturellement longues vu les bas débits de transmission rendus nécessaires par la longue portée.

Les sources d'interférences non intentionnelles correspondent aux émissions résiduelles des fours à micro-ondes, des machines électriques, des plaques à induction, etc. Celles-ci sont particulièrement gênantes dans certains milieux industriels.

1.5 Conclusion du chapitre

Ce chapitre introduit le contexte applicatif de l'Internet des objets et en particulier les systèmes de communication LPWA, systèmes très utilisés dans le domaine des capteurs sans fil. Les caractéristiques spécifiques de ces systèmes y sont présentées ainsi que l'architecture des réseaux LPWA. Ces caractéristiques permettent ainsi de mettre en exergue les perturbations qui peuvent survenir lors d'une transmission au sein de ce type de réseaux.

La transmission numérique sans fil est la base de recherche dans cette thèse. Pour comprendre le processus de cette transmission, ses grands principes sont présentés dans ce chapitre. Le cas particulier de la radio IEEE 802.15.4k, le standard qui servira de base pour nos expérimentations, y est plus particulièrement décrit. La justification du choix de ce standard ainsi que des descriptions techniques seront présentées dans le chapitre qui traite de l'expérimentation.

Enfin, la notion de canal de communication est présentée dans ses grandes lignes. Les principales perturbations dans le domaine des réseaux LPWA sont introduites. Ces phénomènes perturbateurs sont les bases de compréhension des distorsions des signaux reçus par le récepteur.

L'état de l'art sur l'analyse du canal et l'adaptation du transceiver

Sommaire

2.1	Analyse automatique du canal de communication	24
2.1.1	LQE basés sur plusieurs trames	25
2.1.2	LQE basés sur une trame	26
2.1.3	LQE basés sur les symboles	27
2.1.3.1	Position et densité des erreurs symboles	28
2.1.3.2	Certitude sur les symboles reçus	28
2.1.3.3	Approche « Machine Learning »	31
2.1.4	Bilan sur les LQE de la qualité du lien	31
2.2	Techniques d'adaptation de la radio	32
2.2.1	Réduction de la consommation d'énergie par modification de puissance instantanée	33
2.2.2	Réduction de la consommation d'énergie par modification de la durée d'émission	33
2.2.3	Un exemple de radio adaptative	34
2.3	Positionnement de notre recherche	35
2.3.1	Scénario applicatif visé	36
2.3.2	Hypothèses sur l'architecture du système radio adaptatif	36
2.3.3	Analyse du canal radiofréquence : les besoins	38
2.3.4	Spécifications du système d'analyse du canal	39

L'objectif de ce chapitre est de présenter l'état des connaissances actuelles concernant le domaine de l'analyse automatique du canal de communication et des techniques d'adaptation de la consommation moyenne d'énergie d'un système communicant sans fil.

Dans un premier temps, une analyse bibliographique sur les indicateurs de la qualité du canal de communication est proposée. Ensuite, différentes techniques permettant d'adapter la consommation moyenne d'un nœud sont présentées. Enfin, dans la dernière partie du chapitre, nous présenterons le positionnement de nos travaux ainsi que le cadre de nos recherches.

2.1 Analyse automatique du canal de communication

Les techniques de réduction de la consommation moyenne d'énergie des systèmes communicants sans fil proposés par des travaux antérieurs supposent et se basent sur le fait qu'une estimation précise de la qualité du canal existe et est disponible pour alimenter leurs processus de décision sur les choix de reconfiguration du nœud. L'analyse précise du canal est donc la pierre angulaire de toutes les techniques développées visant à réduire la consommation moyenne du nœud. En effet, plus la qualité du canal est connue avec précision, plus il est facile de prendre une décision de reconfiguration optimale pour réduire la consommation d'énergie sans prendre de risque de perdre des trames. L'estimation de la qualité du canal consiste à évaluer une métrique, un indicateur ou une expression mathématique, dans une fenêtre d'observation temporelle donnée, dont le but est de quantifier la qualité d'un canal de communication [16]. Dans une étude détaillée réalisée dans [17], les techniques d'estimation de la qualité du canal sont classées en deux catégories : matérielles et logicielles. Cependant, afin de nous affranchir des choix d'implémentation, dans le cadre de nos travaux, nous préférons une classification en fonction de leur réactivité et donc de leur finesse temporelle. La réactivité est la capacité d'une métrique à réagir rapidement aux changements survenus dans le canal de communication.

Pour commencer cette section consacrée à l'analyse automatique du canal de communication, nous présentons brièvement les métriques de base les plus utilisées dans la littérature pour estimer la qualité du canal, [17] :

- PRR (Packet Reception Ratio), cet indicateur est basé sur le comptage du nombre de paquets. Il est défini comme le rapport entre le nombre de paquets reçus avec succès sur le nombre total de paquets que le récepteur s'attendait à recevoir. Dépendantes du protocole de communication, les valeurs de PRR calculées pour différents protocoles ne sont pas directement comparables.
- RSSI (Received Signal Strength Indicator), indicateur sur la puissance du signal reçu. La plupart des nœuds vendus sur le marché actuel fournissent une valeur de RSSI pour chaque trame reçue, sans qu'il soit souvent très clair comment le calcul de puissance moyenne a été réalisé.
- SNR (Signal to Noise Ratio), il est défini comme le rapport entre la puissance du signal reçu et la puissance du bruit en réception. De la même façon que pour le RSSI, il existe de nombreuses façons de produire un indicateur de type SNR qui sont des estimations du SNR réel.
- LQI (Link Quality Indicator), cet indicateur est proposé par la norme IEEE 802.15.4 [18]. Il permet d'évaluer la qualité du paquet reçu, mais son évaluation est spécifique à chaque fabricant.

L'objectif de cette section est de décrire l'état de l'art concernant les indicateurs de la qualité du canal de communication. Dans la littérature, ces indicateurs sont nommés estimateurs de la qualité du lien (LQE : Link Quality Estimator). Notre exposé se fera dans le sens

d'une finesse temporelle croissante. Dans un premier temps, nous présenterons les LQE dont le calcul nécessite de prendre en compte plusieurs trames. Ensuite, les LQE basés seulement sur une trame de communication sont présentés. Puis, les LQE basés sur les symboles sont présentés. Enfin, dans la dernière partie de cette section, un bilan sur ces LQE est proposé.

2.1.1 LQE basés sur plusieurs trames

Les LQE *multi-trames* sont des indicateurs qui nécessitent la réception de plusieurs trames pour être calculés. Les plus connus sont le taux de réception des paquets (packet reception ratio : PRR), le nombre nécessaire de retransmission de paquets (required number of packet retransmissions : RNP), le taux de réception d'accusés de réception (acknowledgment reception ratio : ARR) et plus encore, [17], [19]. Ces LQE se basent sur le comptage du nombre de paquets reçus et perdus. De fait, leur calcul demande un nombre important d'échanges de paquets avant de pouvoir obtenir de l'information sur le canal. Par exemple, le PRR nécessite de compter le nombre de paquets reçus avec succès par rapport au nombre de paquets que le récepteur s'attendait à recevoir. Il est montré dans [17] et prouvé dans [20], que le PRR nécessite de longues fenêtres de temps pour converger vers des valeurs précises pour les liens de qualité moyenne [20]. Malgré cela, beaucoup d'efforts ont été faits pour développer des mécanismes d'approximation pour tenter de diminuer les durées de calcul. Par exemple, dans [21], les auteurs proposent un mécanisme passif pour construire un modèle de PRR variant dans le temps, basé sur un nombre limité de mesures de la puissance en réception du signal reçu (RSSI). Leur but est donc de pouvoir estimer une valeur de PRR à partir d'un petit nombre de mesures de RSSI. Pour rappel, une valeur de RSSI peut être calculée pour chaque trame reçue. Dans la même idée, dans [22], le RSSI mesuré est injecté dans un filtre de Kalman à la réception des trames, et la sortie du filtre est utilisée pour dériver une approximation du SNR. Ensuite, en utilisant une courbe PRR-SNR pré-calibrée, le SNR approximatif est mis en correspondance avec un PRR approximatif.

Beaucoup d'efforts ont aussi été faits pour développer des LQE qui se basent sur le PRR et le RNP. Par exemple, le ETX (Expected Transmission Count) proposé dans [23], est obtenu à partir des taux de réception des trames. Selon [24], ces approches présentent des limites majeurs. Une de ces limites est que sur un petit nombre d'échantillons, ces indicateurs sont très sensibles au bruit et surtout au nombre de trames échangées, ce qui engendre une certaine confusion dans la reconnaissance de la qualité du canal. Par exemple, toujours selon [24], lorsque le PRR est calculé sur un ensemble de 10 trames seulement, la réception d'une seule trame a un impact de 10 % sur le résultat total. D'autres chercheurs proposent d'améliorer le PRR en y ajoutant de la stabilité, comme le FaLQE (fluctuation adaptive link quality estimator) présenté dans [25]. Dans ce travail, le PRR est dérivé pour avoir un coefficient de fluctuation. Selon la valeur de ce coefficient, les PRR sont filtrés pour créer le FaLQE.

Comme le décompte du nombre d'échanges de trames se situe au niveau logiciel des systèmes, il est donc facile de l'implémenter sur des systèmes préexistants. C'est pourquoi cette famille de LQE est très utilisée. Toujours basés sur ce principe de comptage de trames, [26] propose le β -factor qui utilise les fonctions de probabilité conditionnelle de transmission (condi-

tional probability delivery functions : CPDF). Ces fonctions de probabilité sont calculées sur l'historique d'un certain nombre de succès ou d'échecs consécutifs de transmissions passées. La même approche, mais basée sur le SNR, est proposée par [27]. D'autres études se focalisent sur des LQE avec des temps de calcul plus courts destinés à prédire la probabilité que la prochaine trame soit reçue avec succès, comme dans [28]. Cette approche est utilisée dans [29] pour rendre ces métriques plus compatibles avec des applications des réseaux de capteurs sans fil.

Pour les applications LPWA, ces indicateurs posent un dilemme, dans lequel un grand nombre de trames est nécessaire pour estimer avec précision la qualité du canal, mais seul un petit nombre limité de trames devraient être utilisé en raison de ressources énergétiques. Malgré les efforts de minimisation de la fenêtre temporelle d'observation par des méthodes de combinaison de plusieurs métriques proposées par [24], [22] et [23], l'estimation de la qualité du canal demande encore un échange d'au moins 10 trames pour converger vers un résultat fiable. Puisque ces métriques sont dépendantes des statistiques sur les échanges de trames, comme indiqué dans [30], il est clair qu'elles deviennent non pertinentes pour les applications LPWA qui effectuent des échanges de trames très espacés dans le temps. Mais malgré cela, ces indicateurs continuent à être très utilisés.

2.1.2 LQE basés sur une trame

Après avoir présenté les LQE dont le calcul nécessitent plusieurs échanges de trames pendant un temps relativement long, cette section est destinée aux LQE dont le calcul est basé sur la réception d'une seule trame. Ainsi, la granularité temporelle passe de plusieurs trames à une seule trame. Comme affirmé dans [31], ces LQE ont plus de réactivité pour estimer la qualité du canal. Puisqu'ils sont calculés sur une fenêtre de temps de l'ordre de la durée de la trame (ou plus courte pour certain), ils ont la capacité de réagir rapidement aux changements survenus dans le canal. Ces LQE sont le RSSI, le LQI et le SNR par exemple. Ainsi, à chaque réception de trame il est possible d'avoir une estimation de la qualité du lien.

Le RSSI (Received Signal Strength Indicator) est une mesure de la puissance du signal reçu. Il permet d'évaluer la qualité du canal de communication en termes du niveau d'atténuation du signal. Pour cette raison, on considère que, plus le RSSI est grand, plus le signal reçu est fort et donc de bonne qualité. Chaque technologie de radio le calcule de manière différente et il est directement dépendant à la durée d'intégration de la puissance du signal reçu. C'est pourquoi, les valeurs de RSSI mesurées avec différentes technologies de radio ne sont pas directement comparables et sont très spécifiques à la technologie utilisée. De plus, dans certaines situations, des trames peuvent être perdues même lorsque le RSSI est élevé. Par exemple, puisque le RSSI mesure la puissance du signal reçu, alors, lorsqu'une source d'interférence est présente dans l'environnement proche du récepteur, ce dernier reçoit un signal dont la puissance correspond à la somme de la puissance du signal utile plus la puissance du signal perturbateur. Dans ce cas de figure, le RSSI correspondant est déformé par la présence de l'interférence, ce qui se manifeste par une augmentation de la valeur du RSSI, comme montré dans [32]. De plus, [32] montre que l'augmentation de la puissance du signal perturbateur fait croître la valeur du

RSSI mais provoque la chute du PRR (Packet Reception Rate). Ceci montre qu'une valeur élevée de RSSI ne signifie pas forcément que le canal est de bonne qualité. Pour lever cette ambiguïté, les auteurs de [33] proposent une solution combinant le RSSI mesuré avec le PRR et du nombre de trames reçues en double, pour estimer la qualité du canal. Cette combinaison avec le PRR qui nécessite le comptage de beaucoup de trames fait perdre la réactivité du RSSI s'il est utilisé seul.

Le SNR est le rapport entre la puissance du signal et la puissance du bruit. En général, il correspond à une valeur de RSSI normalisée par le plancher de bruit au niveau du récepteur, qui lui est mesuré en moyennant la valeur de RSSI lorsque le récepteur ne reçoit pas de trame. Puisque le SNR permet de décrire le rapport entre la puissance du signal et le plancher de bruit et que ce dernier peut varier d'une radio à une autre, alors selon [17], le SNR un meilleur LQE comparé au RSSI. Il est montré dans [22], [34] et [35], que le SNR n'est presque jamais utilisé seul comme estimateur de la qualité du lien, mais il est souvent utilisé en tandem avec le PRR pour avoir une estimation plus fiable. Au final, selon [17] le SNR est seulement utilisé pour améliorer la précision et la fiabilité des valeurs estimées du PRR.

Le LQI (Link Quality Indicator) est un indicateur qui permet d'évaluer la qualité de la trame reçue. Ce LQE est proposé dans la norme IEEE 802.15.4 [18]. Son évaluation est très difficile, car comme le RSSI, il est spécifique à la technologie utilisée. Plus sa valeur est élevée plus le lien est de bonne qualité. Il est montré dans [36] qu'à partir de la variance calculée sur dix valeurs de LQI, il est possible de faire la distinction entre un mauvais canal et un très bon canal. Mais, dans [37] les auteurs affirment que pour avoir une valeur de LQI suffisamment précise pour faire de la gestion de réseaux, il faudrait faire une moyenne sur 40 ou 120 valeurs. Au final, on rencontre le même problème de temps de calcul que pour le PRR, si nous voulons une valeur de LQI pertinente.

Mais selon [38], [39] et [40], les métriques les plus récentes proposent d'améliorer la précision de l'estimation de la qualité du canal en combinant plusieurs indicateurs, car des études empiriques ont montré qu'un LQE seul est souvent insuffisant pour estimer la qualité du canal de manière précise. Par exemple, [41] montre qu'il est possible de combiner le LQI avec le SNR en calculant une distance euclidienne pondérée pour estimer la valeur du PRR. Finalement, dans [19] les chercheurs affirment que ces métriques (RSSI, SNR, LQI) sont inadéquates pour évaluer correctement la qualité du lien si elles sont utilisées individuellement et si elles sont calculées sur une trame uniquement.

2.1.3 LQE basés sur les symboles

Calculés à partir des signaux de la chaîne de traitement numérique en bande de base du récepteur, ces LQE présentent une granularité temporelle plus fine, de l'ordre du symbole ou du mot de code. Pour rappel, le mot de code correspond à un ensemble de bits utiles regroupés avec un certain nombre de bits de parités. Grâce à l'ensemble des informations recueillies sur l'ensemble de la trame, ces LQE ont l'avantage de pouvoir fournir suffisamment d'informations pour analyser le canal en se basant seulement sur une seule trame.

Par exemple, le SED (Symbols Error Density) est calculé en sortie du bloc de correction d'erreur grâce à un signal binaire donnant la position des erreurs symboles d'une trame reçue, [42]. D'autres, comme dans [43], [44], se basent sur des signaux en lien avec le niveau de certitude des symboles reçus pour estimer la qualité du canal. Nécessitant une durée de calcul courte, ces LQE sont adéquats pour une utilisation par des dispositifs à ressource énergétique limitée dont le nombre de trames échangées est très limité. Ainsi, ils conviennent donc parfaitement aux applications de type LPWA.

2.1.3.1 Position et densité des erreurs symboles

Introduit dans [42], le SED (Symbols Error Density) mesure la densité d'erreurs symboles à partir de la position des erreurs dans le message reçu. Le SED traduit la position chronologique des erreurs au sein d'une trame. Les auteurs ont estimé de manière empirique la densité de probabilité du SED en présence ou en absence d'interférences. Ils ont montré que les 2 densités de probabilité étaient disjointes, ce qui permet une classification de la nature du canal en deux situations, avec ou sans interférences, par un simple seuillage de la valeur du SED. L'accès à la position des erreurs symboles est nécessaire pour le calcul du SED. Pour ce faire, il est nécessaire qu'un code correcteur d'erreurs soit implémenté. Dans ce cas, le SED est défini comme :

$$SED = \frac{nc}{S_L - S_F + 1} \quad (2.1)$$

Dans cette définition, nc est le nombre de symboles codés corrompus dans la trame et S_L et S_F sont, respectivement, les positions des derniers et premiers symboles codés corrompus. La définition du SED utilise le mot symbole dans le contexte des symboles codés par le code correcteur d'erreurs. En d'autres termes, le symbole pris en compte dans le calcul du SED correspond au mot de code (bits utiles + bits de parité, cf. partie 1.3.4). Le SED est seulement calculé sur des trames corrompues, c'est-à-dire des trames reçues avec erreurs. Il est clair que la valeur du SED dépend directement de la capacité du codage correcteur d'erreur utilisé à déterminer avec précision la position des erreurs au sein de la trame corrompue. Dans le même esprit, [45] propose d'analyser les groupements d'erreurs symboles pour distinguer les sources interférence, entre autres le WiFi, le Bluetooth, et les fours à micro-ondes. Ces études ajoutent une autre dimension à la notion de la qualité du canal. En effet, ces travaux s'orientent vers la recherche de la nature des phénomènes qui perturbent le canal. On passe donc des études macroscopiques où seules les pertes de trames sont prises en compte avec le niveau du bruit et du signal, à des études qui relèvent de l'identification des causes de perturbations qui peuvent survenir dans le canal.

2.1.3.2 Certitude sur les symboles reçus

Les indicateurs de type SED, basés sur la position des erreurs symboles dans la trame, permettent de classer le type de canal, mais seulement lorsque la trame est reçue avec des

erreurs. Dans le cas d'une trame reçue sans erreur symbole, ces métriques deviennent inutilisables, autrement dit, aveugles. C'est pourquoi l'étude [42] ne calcule le SED que sur des trames corrompues. Mais, avant que les erreurs apparaissent au sein de la trame, il est possible d'extraire des informations sur le canal en se basant sur la certitude des symboles reçus. C'est le principe de l'EVM (Error Vector Magnitude), par exemple. Dans [46], l'EVM est définie comme le rapport entre la moyenne quadratique de la différence entre N_x symboles reçus r_k et symboles idéaux x_k divisé par la racine carrée de la puissance moyenne du signal x_k . Elle est exprimée comme suit :

$$EVM = \sqrt{\frac{(1/N_x) \sum_{k=1}^{N_x} |r_k - x_k|^2}{(1/N_x) \sum_{k=1}^{N_x} |x_k|^2}} \quad (2.2)$$

Mais l'EVM peut aussi être définie de différente manière. Selon [47], par exemple, l'EVM est définie comme une distorsion de phase pour un signal modulé en FSK (Frequency Shift Keying). Ce qui est dommage dans ce travail est le fait que les EVM ainsi calculées sont moyennées sur toute la trame pour tenter d'estimer la valeur du PRR. En moyennant les EVM sur toute la trame, la dynamique temporelle des EVM, qui peut porter des informations majeures sur la nature du canal, est perdue.

Dans [48], l'EVM est utilisée combinée avec le CER (Chip Error Rate) et le SF (Spreading Factor) pour estimer le canal. Dans ce travail, SF est défini comme une mesure dans le domaine fréquentiel et correspond au ratio entre la puissance du lobe principal et la puissance dans les lobes secondaires. Le CER est dérivé du schéma de modulation à étalement spectral de la norme IEEE 802.15.4.

Relative au niveau d'atténuation et/ou de perturbation du signal transmis, le taux d'erreur binaire (BER) est un indicateur de la qualité du canal. Le BER est défini comme le rapport du nombre de bits reçus en erreur sur le nombre de bits total transmis. Il a été montré dans [49], [50] et [51] que l'EVM calculée à partir des symboles reçus est une mesure qui est très corrélée avec le BER. Par conséquent, l'EVM peut aussi être utilisée comme un estimateur du taux d'erreurs binaires qui est un bon indicateur de la qualité du canal. Effectivement, un bon canal n'engendre pas d'erreurs binaires et un canal de médiocre qualité va provoquer beaucoup d'erreurs sur les données en réception, acceptables tant que celles-ci restent dans les capacités de correction du code correcteur d'erreurs.

Une alternative à l'EVM consiste à calculer le niveau de certitude sur des symboles reçus. Les auteurs dans [43] proposent de le calculer à l'aide du logarithme du rapport de vraisemblance LRR (Log Likelihood Ratio). Pour ce faire, le calcul est basé sur la sortie *soft*¹ du décodeur correcteur d'erreurs utilisant des algorithmes de maximum de vraisemblance ou de maximum posteriori, comme par exemple la sortie *soft* [52] d'un décodeur de type Viterbi [53]. En effet, la sortie *soft* de tels décodeurs n'est pas constituée de symboles, mais plutôt de LRR pour chaque symbole décodé. Formellement le LLR est défini par :

1. C'est à dire, avant la décision *dure*, ou finale, du décodeur.

$$LLR[k] = \log \frac{P(x_k = 1|r)}{P(x_k = 0|r)} \quad (2.3)$$

où $P(x_k = 1|r)$ est la probabilité que le symbole x_k soit égal à 1 sachant que le récepteur a reçu le signal r et $P(x_k = 0|r)$ est la probabilité que le symbole x_k soit égal à 0 sachant que le récepteur a reçu le signal r . Ainsi, lorsque l'incertitude est élevée sur la nature d'un symbole, les deux probabilités ont des valeurs similaires et le LLR correspondant est proche de zéro. Finalement, les auteurs définissent un signal, le signal SoftPHY, égal à la valeur absolue des $LLR[k]$. Le but de ce travail est d'estimer un taux d'erreur binaire (Bit Error Rate : BER) pour chaque trame reçue. L'estimation du BER passe par le calcul de $p[k]$ qui est formellement défini par :

$$p[k] = \frac{1}{1 + e^{|LLR[k]|}} \quad (2.4)$$

La moyenne des $p[k]$ sur tous les symboles k d'une trame donne donc le BER moyen du canal pendant la transmission de la trame. Ainsi, on voit que les auteurs utilisent le SoftPHY comme un signal d'analyse du canal puisque l'indicateur de la qualité du canal utilisé est le BER. Les auteurs précisent que lorsque le LLR n'est pas disponible (c'est-à-dire, lorsqu'un algorithme de correction d'erreurs n'est pas implémenté dans la couche physique), le SoftPHY associé à un symbole peut être tout simplement la distance Hamming entre les symboles décodés et les symboles attendus.

De façon similaire aux approches présentées précédemment [42] et [45], l'idée sous-jacente de ces travaux est celle d'une exploitation du schéma et de la distribution des perturbations (illustrées par les variations du signal SoftPHY), dans la trame reçue. Pour pousser encore plus loin cette idée d'analyser la répartition temporelle des erreurs dans la trame, [44] montre qu'il est possible de faire le lien entre la répartition temporelle des erreurs chips et la nature du canal. La figure 2.1 montre les quatre répartitions temporelles des erreurs chips dans la trame qui sont mises en avant par les auteurs (cette figure est extraite de [44]).

Dans ce travail, grâce à une analyse de la répartition temporelle des erreurs dans la trame sur un nombre important d'exemples, une classification est proposée pour distinguer trois types de canal : normal, atténuation et interférence.

Les travaux présentés dans cette section sont prometteurs et montrent qu'il est possible de créer des LQE à granularité fine, au niveau de la trame et du symbole pour répondre aux contraintes imposées par les applications LPWA. Ces LQE se basent sur des signaux tels que la position des erreurs ou la certitude concernant les données détectées, qui pourraient être analysés plus en détails pour obtenir une meilleure compréhension de l'impact des perturbations sur le canal de communication. Finalement, ceux-ci pourraient faciliter et simplifier les algorithmes de reconnaissance de canal.

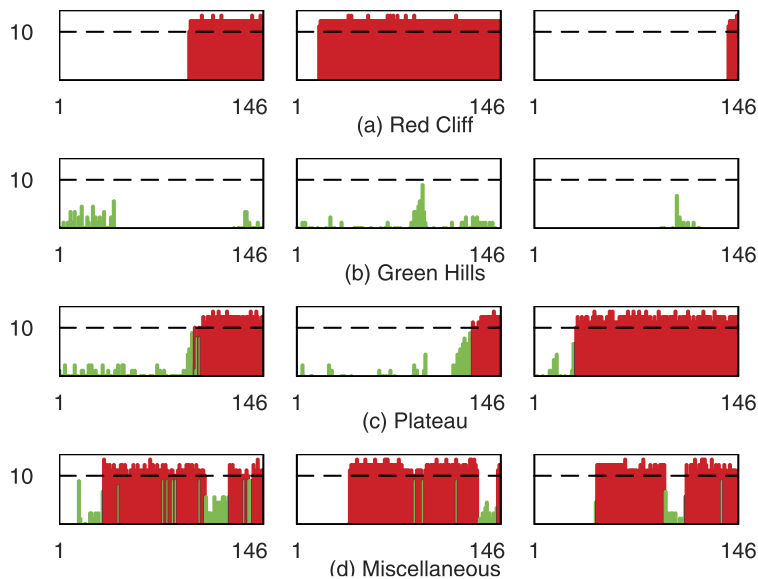


FIGURE 2.1 – Différentes répartitions temporelles des erreurs chips dans la trame, figure extraite de [44].

2.1.3.3 Approche « Machine Learning »

L'approche par apprentissage automatique ou encore Machine Learning (ML) est beaucoup utilisée pour estimer des LQE de la qualité du canal, comme le montrent les travaux [54] et [55]. Ces travaux utilisent des réseaux de neurones pour calculer une estimation de LQE tels l'ETX par exemple. Avec la même idée, le travail présenté dans [56] montre que le canal peut être classé en cinq classes : très mauvais, mauvais, normal, bon et très bon. Cette classification s'effectue à l'aide d'un réseau de neurones qui est alimenté par le SNR, le PRR, le LQI et le RSSI. Alors que [57] propose de classer le canal en trois classes : bon, incertain et mauvais. La prise de décision est basée sur une classification par comparaison à des valeurs seuils de LQI. Les derniers estimateurs de la qualité du lien qui utilisent une approche ML sont présentés dans [58]. La majorité de ces travaux propose d'alimenter les algorithmes de ML avec des LQE classiques tels que le PRR, le RSSI, le LQI ou encore le ETX, pour estimer la qualité du canal.

Ces exemples montrent que l'approche ML permet de rendre plus facile l'intégration de plusieurs LQE pour estimer la qualité du canal. Montré dans [30], l'apprentissage automatique peut aussi prendre en charge des systèmes basés sur un modèle incrémental afin que l'estimateur de la qualité du canal évolue et s'adapte aux changements de l'environnement.

2.1.4 Bilan sur les LQE de la qualité du lien

Les premiers LQE présentés dans cette section sont basés sur le comptage des trames, généralement par le biais d'une surveillance au niveau de la gestion du réseau. Pour leur calcul, le dispositif doit collecter un nombre important de trames sur une période longue. Ceci

n'est pas adapté pour des applications qui échangent peu de trames avec de longs délais entre deux communications, tels que les applications de capteurs sans fil des réseaux LPWA.

D'autres travaux ont étudié l'utilisation des signaux issus de la couche physique pour extraire des informations avec une granularité plus fine sur le canal (de l'ordre de la trame ou du symbole). Malheureusement, ces métriques sont complexes à interpréter. Par exemple, un RSSI élevé peut être interprété comme un canal de bonne qualité ou un canal perturbé par l'émission d'une source interférence. Ainsi, l'estimation de la qualité du canal nécessite une combinaison de plusieurs LQE par le biais de fonctions de types abaque, PRR-SNR [22] par exemple. On observe également que ces indicateurs délivrent typiquement une information sur la qualité générale du canal. Peu de ces travaux s'intéressent à l'usage de ces indicateurs pour discriminer entre les différentes sources de perturbation du canal.

À noter que le SED et le LLR sont des métriques très intéressantes pour des applications de type LPWA. Ces travaux sont les premiers qui permettent de discriminer entre les différentes sources de perturbation.

Finalement, avec le développement récent des algorithmes d'apprentissage automatique, il est possible de faciliter l'intégration de plusieurs LQE pour estimer la qualité du canal. Plus précisément, le ML permet d'automatiser la recherche de fonctions de corrélation entre les LQE et les caractéristiques du canal.

2.2 Techniques d'adaptation de la radio

Puisque les radios traditionnelles sont conçues et configurées pour un scénario de déploiement répondant aux pires conditions de transmission, elles consomment en général beaucoup plus d'énergie que nécessaires lorsqu'elles fonctionnent dans des conditions de canal favorables. Ainsi, le but d'un système adaptatif est de diminuer la consommation moyenne de la radio en réduisant le plus possible le gaspillage d'énergie lorsque les conditions de communication sont propices. Dans ce cas, il est nécessaire que la radio soit reconfigurable et capable d'adapter en temps réel ses performances de manière autonome en fonction des conditions du canal. Ainsi, elle consomme la quantité d'énergie minimale nécessaire pour assurer la qualité de service requise par l'application. Ces importantes économies d'énergie permettent de prolonger la durée de vie de leur batterie et donc augmenter significativement leur durée de vie en fonctionnement.

Cette section recense les différentes façons de concevoir une radio adaptative. Par contre, les techniques de réduction d'énergie ne sont utilisables que pour des systèmes capables de connaître la nature et la qualité du canal. L'implémentation de ces techniques suppose et se base sur le fait qu'une estimation précise de la qualité du canal existe et est disponible pour alimenter leurs processus de décision de reconfiguration.

La consommation énergétique d'un nœud correspond tout simplement à l'intégrale de sa consommation instantanée sur la durée de la transmission (ToA : Time on Air). Au premier

ordre², il existe deux possibilités pour réduire la consommation moyenne du nœud. La première option est la diminution de la puissance instantanée consommée et la seconde est la réduction du ToA.

2.2.1 Réduction de la consommation d'énergie par modification de puissance instantanée

Les techniques de réduction de la consommation par modification de la puissance instantanée du nœud se déclinent en deux types : le contrôle de la puissance de transmission (TPC : Transmission power Control) et la modification de la puissance consommée par le récepteur (PSR : Power Scalable Receivers). Ces techniques requièrent des circuits électroniques dédiés capables d'être reconfigurés.

Le but des techniques TPC est de minimiser la puissance d'émission lorsque les conditions de propagation sont favorables. Un moyen simple de modifier la puissance d'émission est d'ajuster le mode de configuration de l'amplificateur de puissance (PA : Power Amplifier) qui est souvent le composant le plus gourmand en énergie du nœud. Les techniques développées se basent sur des estimateurs de la qualité du canal tels que le RSSI, le LQI ou le nombre d'acquittements [59], [60], [61], [62]. Ainsi, les techniques TPC ont été largement étudiées [63], mais jusqu'à présent, les solutions proposées sont peu performantes en grande partie à cause de leur incapacité à prédire avec précision la qualité du canal [64], [65], [66]. À l'avenir, l'utilisation d'approches d'analyse précise de la qualité du canal telles que développées dans nos travaux devrait pouvoir améliorer les performances de ces systèmes.

Contrairement au TPC, le PSR (Power Scalable Receivers) réduit la consommation moyenne du nœud en jouant sur les paramètres de performances du récepteur tels que sa sensibilité, sa linéarité ou sa sélectivité, en fonction des conditions de propagation. Ainsi, les recherches dans le domaine du PSR s'orientent essentiellement sur le développement de blocs et/ou circuits reconfigurables au niveau du récepteur [67], [68], [51], [69]. Ces travaux proposent des amplificateurs à faible bruit, des filtres de canal ou des amplificateurs à gain variable, chaque bloc possédant plusieurs modes de consommation/performance. Comme pour le TPC, ces travaux supposent que des solutions fiables et précises pour reconnaître le canal existent.

2.2.2 Réduction de la consommation d'énergie par modification de la durée d'émission

La modification de la durée de transmission peut s'effectuer de plusieurs manières, la première façon consiste à la modification du débit, et la deuxième manière consiste à modifier le taux de modulation et de codage (MCRA : Modulation and Coding Rate Adaptation). La technique MCRA peut être appliquée au nœud par une modification de la complexité de la

2. C'est-à-dire, en ignorant les coûts énergétiques liés à la mise sous tension, à la stabilisation du synthétiseur de fréquence et à la consommation en mode veille.

modulation, la modification du schéma de codage ou bien la modification du facteur d'étalement spectral. Ces techniques sont particulièrement intéressantes dans le contexte des radios ultra basse consommation, car les modifications nécessaires ne concernent pas les sections RF et analogiques. Pour cette raison, l'implémentation de ces techniques ne requiert pas de circuits ou de matériel dédiés et reconfigurables. Par conséquent, elles peuvent être facilement implémentées sur des dispositifs déjà existants sur le marché actuel sauf en ce qui concerne le calcul du LQE.

Lorsque les conditions de propagation sont favorables, la consommation d'énergie du système peut être réduite en modifiant les paramètres de la chaîne de traitement du signal en bande de base pour en augmenter la valeur du SNR_{min} . Le SNR_{min} est la valeur minimale de SNR qui permet au récepteur de retrouver les informations utiles sans erreurs. Le but est d'augmenter le débit effectif des données et ainsi réduire la durée d'émission, le ToA. Le travail détaillé dans [70] propose d'ajuster le débit de la transmission et la taille de la trame en réponse aux interférences. Pour adapter les performances du nœud à la variation du canal, [71] propose un dispositif basé sur une longueur de code d'étalement spectral adaptative, ce qui permet de diminuer ou d'augmenter le ToA. D'autres implémentations du MCRA dont le but est de minimiser la consommation d'énergie des nœuds sont présentés dans [72], [73].

Dans l'idée de faciliter l'adaptation de la consommation des nœuds en fonction de l'environnement RF, plusieurs standards LPWA ont vu le jour, tel que LoRa [74], IEEE 802.11.ah [75] et IEEE 802.15.4k [7]. Ces standards exploitent plusieurs schémas de modulation et de codages différents. Par exemple, grâce au facteur d'étalement variable du standard IEEE 802.15.4k, une séquence chip peut avoir des longueurs variables de 2^1 à 2^4 chips. Pour une même longueur de message, le ToA, et donc la consommation énergétique, peut être divisé par un facteur 8, si les conditions de propagation le permettent. De plus grands facteurs de réduction de la consommation peuvent être obtenus grâce à des modulations à étalement de spectre qui disposent de plus grandes plages de réglage. Par exemple, la modulation LoRa permet d'atteindre un facteur de réduction de 44 grâce à ses séquences d'étalements variant entre 2^6 et 2^{12} chips³. Ces forts facteurs de réduction d'énergie nous poussent à préférer ce type d'approche par rapport à l'approche TCP dont les facteurs de réduction d'énergie sont typiquement plus faibles.

2.2.3 Un exemple de radio adaptative

Un système mettant en oeuvre une radio adaptative est développé dans [76]. Les chercheurs proposent dans ce travail une approche de contrôle adaptatif en temps réel pour obtenir le compromis idéal entre la consommation et les performances de la radio. Dans ce travail, la réduction de la consommation d'énergie s'effectue par une modification de la consommation du récepteur (PSR).

Les leviers d'action qui servent à la reconfiguration de la radio sont assemblés dans un

3. On observe que la réduction du ToA, et donc de consommation, entre les valeurs extrêmes de facteurs d'étalement est inférieure à la valeur théorique de $2^6 = 64$ à cause du surcoût lié au protocole de communication.

vecteur T , les défauts des circuits analogiques sont représentés par un vecteur PC , les caractéristiques du canal (par exemple, RSSI, puissance d'interférence) sont stockées dans un vecteur F et la consommation de la radio est notée P_{DC} . Afin de lier les paramètres des circuits et les leviers d'action à la consommation d'énergie, les auteurs proposent de créer une fonction f tel que $P_{DC} = f(T, PC)$. Une deuxième fonction notée g est créée pour faire la liaison entre T , PC et F à l'estimateur de la qualité du lien qui est l'EVM. Ainsi, on a $EVM = g(T, PC, F)$. La fonction g est le résultat d'un processus d'apprentissage automatique supervisé.

L'apprentissage est fait à partir de l'envoi de 1000 trames dédiées pour chaque état de canal. Il s'effectue pendant que le système n'est pas utilisé pour transmettre des données utiles. Pendant la réception de ces trames, les leviers d'action sont modifiés pour explorer toutes les combinaisons possibles entre T et F . La création des fonction f et g est effectuée à l'aide de deux réseaux de neurones artificiels. Finalement, une troisième fonction notée μ est créée permettant de faire la liaison entre les réglages optimaux des leviers d'action, les conditions du canal et PC . Cette troisième fonction est de la forme $T_{opt} = \mu(F, PC)$, et est obtenue à l'aide d'un algorithme d'optimisation sous contraintes : minimiser la consommation d'énergie et maintenir l'EVM en dessous d'une valeur seuil EVM_{th} . La valeur EVM_{th} correspond à un EVM maximal acceptable (par exemple un EVM correspondant à un $BER = 10^{-4}$).

Ce travail introduit ainsi une approche « machine learning » pour permettre au nœud d'apprendre la manière optimale à se reconfigurer pour minimiser sa consommation tout en garantissant un BER acceptable. Pour répondre aux contraintes concernant le coût computationnel de leurs algorithmes, les auteurs proposent d'effectuer les calculs relevant des réseaux de neurones pendant que la radio est en charge. Ceci suppose donc que l'application ne concerne pas des nœuds autonomes. Le fait d'utiliser des trames dédiées pour l'apprentissage est également discutable en raison du coût énergétique associé.

Le fait que le processus d'apprentissage se termine après quelques jours ou quelques semaines est également un inconvénient, car les conditions de propagation observées par un nœud déployé sur le terrain peuvent varier considérablement au fil du temps. Mais finalement, les auteurs montrent qu'après 30 jours de fonctionnement, cette technique permet de réduire la puissance moyenne consommée d'environ 36%.

Puisque les leviers d'action se situent au niveau des circuits RF, le système proposé nécessite que ces derniers soient reconfigurables. Par conséquent, la technique proposée ne peut pas être implémentée sur des systèmes dont la possibilité de reconfiguration n'est pas prévue lors de la conception des circuits. Elle est donc difficilement généralisable à d'autres systèmes.

2.3 Positionnement de notre recherche

Notre recherche s'inscrit dans l'adaptation des nœuds LPWA dans le but de réduire leur consommation d'énergie à l'aide des paramètres de réglages de la modulation et codage (MCS) déjà disponibles dans la définition du standard de communication. Les réseaux LPWA sont des

réseaux d'ultra basse consommation d'énergie permettant de réaliser des applications distribuées de monitoring et/ou de contrôle environnemental grâce à des capteurs et/ou actionneurs embarqués sur une plate-forme munie d'un système de communication radio. Une grande majorité de ces applications n'a typiquement besoin de transmettre les données issues de ses capteurs que quelques fois par jour. Pour transmettre ces données sur de longues distances, le débit effectif du système radio doit être très faible (par exemple, pouvant descendre jusqu'à 100 bits/seconde dans le cas du réseau LPWA Sigfox), ce qui a comme corollaire que les durées des trames (ToA) sont typiquement relativement importantes et peuvent même excéder la seconde.

2.3.1 Scénario applicatif visé

Le scénario de communication que nous considérons est celui d'un nœud qui se réveille lorsqu'une quantité suffisante de données issues de ses capteurs est disponible et doit être transmise. Il émet une première trame courte vers la station de base pour l'avertir qu'une transmission de données est imminente. La station de base émet un acquittement ce qui déclenche par le nœud l'émission d'une ou plusieurs trames en séquence (*burst*) pendant un temps t , le temps T séparant les périodes d'activité du nœud étant bien supérieur à t . Nous remarquons que t et T ne sont pas nécessairement des constantes, c'est-à-dire qu'il n'est pas nécessaire que l'application soit périodique, ni que la quantité de données à transmettre dans chaque *burst* soit constante.

Afin de transmettre les trames composant le *burst* en adaptant la couche physique de la radio à la nature du canal, il est indispensable d'identifier la nature du canal à partir de la réception de l'unique trame émise par la station de base et réceptionnée par le nœud⁴. Une fois le canal identifié, les paramètres de la radio sont reconfigurés de manière à ce que la transmission de ces trames soit garantie tout en minimisant l'énergie consommée. L'hypothèse qui est faite ici est que la nature du canal reste identique à la situation identifiée à l'aide de la trame réceptionnée, et ceci pendant le temps t nécessaire à la transmission du *burst*. Le temps T séparant les périodes d'activité du nœud étant grand, on suppose que la nature du canal peut varier entre deux transmissions et doit nécessairement être ré-identifié avant chaque nouvelle transmission.

2.3.2 Hypothèses sur l'architecture du système radio adaptatif

L'objectif de ce travail de recherche est de proposer une méthode permettant la reconnaissance de l'état du canal de manière réactive, c'est-à-dire à partir de la réception d'une seule trame, et précise, c'est-à-dire capable de reconnaître la nature de la perturbation. La reconnaissance automatique de la nature du canal permettra de mettre en œuvre une stratégie d'action qui n'utilisera que des leviers d'action présents dans la chaîne de traitement de signal numérique en bande de base et définis par le standard de communication, tels que le taux de

4. Si un des objectifs est de détecter la présence d'interférence RF, la trame émise par la station de base ne devra pas être trop courte.

codage, le facteur d'étalement spectral et la longueur des trames. Tous ont un effet sur le Time On Air et donc sur la consommation d'énergie du système radio, et notamment sur celui de l'émetteur RF dont la consommation est typiquement d'un ordre de grandeur plus élevé que celui du récepteur. Ces leviers d'action permettent d'adapter les performances de la radio à la dynamique du canal, sans pour autant faire appel à des circuits analogiques reconfigurables, ce qui permet de réutiliser les circuits de front-end RF existants. Dans le cas d'un canal défavorable, les leviers d'action sont configurés de telle sorte à augmenter les performances de la radio pour garantir une bonne réception des trames. Dans le cas très favorable, les reconfigurations proposées visent à réduire les performances de la radio pour économiser de l'énergie consommée en excès.

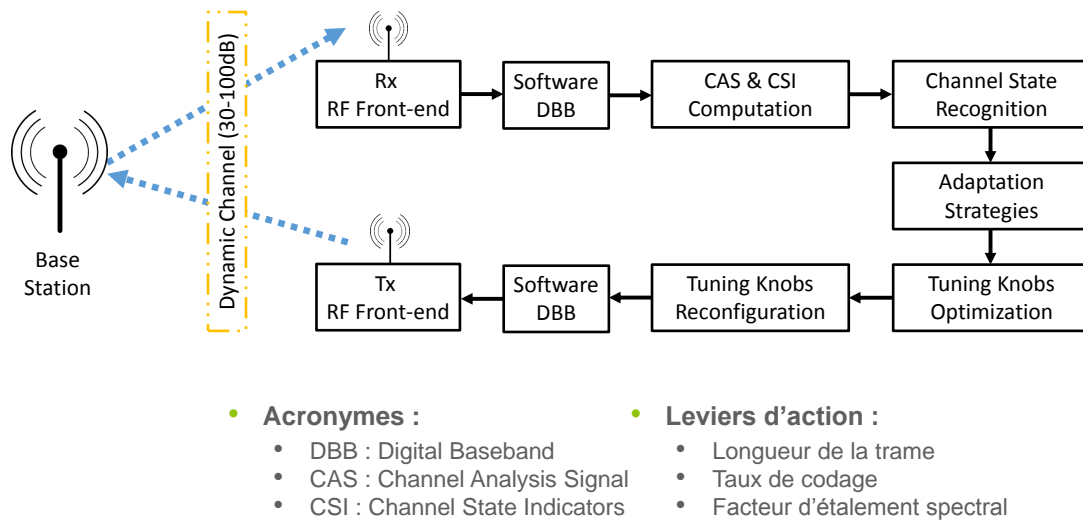


FIGURE 2.2 – Architecture du système adaptatif proposé.

À titre d'exemple, la figure 2.2 propose un principe d'architecture d'un système radio adaptatif en fonction de son environnement RF. Dans ce système, la stratégie d'action sélectionnée dépend du phénomène perturbateur détecté dans le canal et exploite les leviers d'action suivants : reconfiguration du taux de codage (*coding rate CR*), du facteur d'étalement (*spreading factor SF*) et de la longueur de trame (*frame length FL*). Par exemple, l'étalement spectral peut être utilisé pour réduire l'impact de l'interférence sur le signal, [12]. Plus le SF est élevé, plus l'impact de l'interférence devient faible. En supposant que la durée et la période de l'interférence peut être caractérisée, s'il est observé que l'interférence intervient de manière intermittente, par exemple toutes les secondes, émettre des trames ayant une durée (ToA : Time on Air) plus courte décroît la probabilité de perturbation. Le ToA peut être modifié en changeant la longueur de la trame, FL au prix de l'augmentation du nombre de trames dans le burst. Une autre solution pour atténuer l'impact des perturbations consiste à modifier le taux de codage correcteur d'erreur (CR) afin que celui-ci puisse corriger plus ou moins d'erreurs binaires en réception.

À noter que les radios ultra-faibles consommation disponibles sur le marché actuel ont

une couche physique réalisée en matériel (*hardware*) et non en logiciel (*software*), comme le montre les auteurs de [77] et de [78]. Les auteurs de ces deux papiers soutiennent qu'avec le coût décroissant des calculs logiciels versus matériels, il est inévitable que les futurs transceivers, même ultra-faibles consommation, deviendront de plus en plus programmables, rendant possible notre approche d'exploiter les signaux de la chaîne de traitement numérique du signal en bande de base. À l'heure actuelle, notre approche n'est pas possible avec les transceivers du marché.

2.3.3 Analyse du canal radiofréquence : les besoins

Comme décrit au paragraphe 1.4, le canal de transmission RF est un milieu complexe et incertain. À la différence de l'essentiel des approches proposées dans l'état de l'art, nous pensons qu'il est important de ne pas se limiter à différencier une situation de canal non perturbé versus une situation de canal perturbé afin que les moyens d'action mis en oeuvre pour reconfigurer la radio puissent être différents en fonction de la nature de la perturbation. Dans le cas idéal, il serait souhaitable d'avoir la possibilité d'identifier les situations suivantes :

- Canal non perturbé : pour ce type de canal, seul le niveau du plancher de bruit par rapport à la puissance du signal désiré (le SNR) a un impact sur la qualité des communications. En effet, dans tout système RF, le plancher de bruit est sensible au bruit thermique du récepteur qui varie en fonction de la température. Plus le SNR est faible, plus la probabilité d'erreur en réception est élevée. Dans ce cas, la valeur du SNR permet d'estimer la qualité du canal. Un SNR élevé signifie que le canal est très favorable à la transmission. Au contraire, un faible SNR correspond à un canal défavorable. Il est donc souhaitable que le système adaptatif possède un moyen d'estimer le SNR.
- Canal à mobilité : en plus du SNR, la qualité du canal dépend de la mobilité présente dans l'environnement du nœud, ou du nœud lui-même. Dans ce cas, il faudrait pouvoir détecter la présence d'évanouissements dans le signal reçu et idéalement pouvoir évaluer si l'impact de celles-ci est faible ou fort. Avec un temps de cohérence de l'ordre de 100 ms (cf. paragraphe 1.4.3), les évanouissements sont des phénomènes transitoires d'une durée également de l'ordre de 100ms, donc typiquement inférieure à la durée des trames émises.
- Canal à interférence : la qualité du canal dépend également de la présence et caractéristiques de sources d'interférence RF : durées, intensité qui mesurée par le rapport entre la puissance du signal désiré et le niveau de l'interférence (*carrier to interference ratio* CIR), et caractéristiques temporelles, ex : périodicité, émissions de type *burst*.
- Canal à fort bruit électromagnétique : la présence de machines à moteur, notamment dans des milieux industriels, peut également produire des contextes très difficiles pour la propagation RF. Les caractéristiques de ces types de bruit étant trop liées au contexte de déploiement des nœuds, il est difficile de généraliser concernant leur impact. Par contre, l'idée de disposer d'un système d'analyse de canal capable d'apprendre de façon non supervisée et incrémentale est une perspective intéressante pour la suite de ces travaux.

- Variation de l'effet de masquage : bien que dû également à une modification de l'environnement électromagnétique (par exemple, le déplacement d'un gros meuble ou cloison ou le déplacement du nœud), le phénomène de masquage est un phénomène bien plus lent, que l'on pourrait détecter grâce à l'observation des variations sur de longues durées (bien supérieures à T) du rapport signal à bruit (SNR).

Par manque de temps, dans la suite de ces travaux, nous nous focaliserons sur l'identification des situations suivantes à partir de la réception d'une unique trame : canal non perturbé, mobilité, interférences de niveau faible, moyen ou fort, ainsi qu'estimer le niveau du rapport signal à bruit (SNR).

2.3.4 Spécifications du système d'analyse du canal

Les LQE utilisés dans la littérature pour estimer la qualité du canal de communication possèdent plusieurs défauts notables pour l'application que nous visons. En effet, une première catégorie d'entre eux sont peu réactifs, car leur calcul nécessite un nombre important de trames transmises et sont souvent basés sur un comptage du nombre de paquets reçus et/ou perdus sur une longue période temporelle. C'est le cas du PRR, du RNP et du ETX par exemple. Une deuxième partie des LQE sont réactifs, l'analyse étant réalisée à l'aide d'une unique trame. Ceux-ci sont par contre peu précis pour détecter la dynamique et la nature du canal. C'est le cas du RSSI et du SED par exemple. Aucun des LQE proposés ne répondent à notre problématique.

Les questions auxquelles il faut répondre pour développer notre système d'analyse du canal sont :

- 1 Quel signal utilisé pour effectuer l'analyse de canal ?
- 2 Comment condenser efficacement toutes les informations utiles du signal en une valeur de LQE ?
- 3 Comment éventuellement fusionner les LQE recueillis pour remonter à la nature et à la qualité du canal ? Sur quelles informations baser une prise de décision de reconfiguration ?

Destinées aux applications ultra-basse consommation, les solutions d'analyse et d'adaptation devront être les moins contraignantes possibles pour la radio, que ce soit en terme de ressources mémoires ou en complexité de calcul. De facto, nous chercherons à trouver le compromis idéal entre l'efficacité et la complexité des algorithmes. Ainsi, les algorithmes d'identification du canal devront respecter le cahier des charges suivant :

- Ne pas utiliser de trames sondes, c'est-à-dire des trames dédiées uniquement à l'analyse de canal, pour éviter toute sur-consommation d'énergie liée à leur transmission. L'analyse du canal se fera obligatoirement à partir des trames utiles aux applications.
- Utiliser les signaux numériques préexistants dans l'algorithme de traitement en bande de base du récepteur et minimiser le nombre d'opérations mathématiques afin de limiter le budget énergétique dédié.

-
- Proposer des solutions ayant une certaine réactivité, c'est-à-dire, être capables de détecter la nature du canal et d'estimer sa qualité après la réception de chaque trame.
 - Développer des indicateurs qui sont indépendants du SNR ainsi que des leviers d'action. Ceci est indispensable pour éviter d'avoir à utiliser un mode de fonctionnement dédié uniquement à la reconnaissance de canal (par exemple un mode « scrutation du canal »). L'indépendance par rapport aux leviers d'action permet aussi de faciliter la généralisation des algorithmes sur différents types de radios pouvant présenter des leviers d'action différents.
 - Avoir une robustesse face à la diversité des sources de perturbation, c'est-à-dire face aux différents types de mobilité (pédestres, véhiculaires, etc.) et d'interférences.

Apporter une réponse respectant l'ensemble de ces contraintes permettra d'inscrire nos travaux dans le contexte applicatif des systèmes LPWA.

Mise en place de l'expérimentation

Sommaire

3.1 SDR : La radio logicielle	42
3.1.1 Architecture d'une radio logicielle	42
3.2 Le standard IEEE 802.15.4k-2015 LECIM FSK	44
3.2.1 La trame IEEE 802.15.4k-2015 LECIM FSK	44
3.2.2 Récepteur numérique en bande de base	45
3.2.3 Évaluation du récepteur numérique en bande de base	47
3.2.3.1 Évaluation par la simulation	47
3.2.3.2 Évaluation par des mesures réelles	49
3.2.3.3 Observations sur les courbes de BER	49
3.3 Création d'une base de données	51
3.3.1 Les caractéristiques de la base de données	51
3.3.2 Présentation de l'expérimentation	52
3.3.2.1 Réglage du rapport signal à bruit du signal reçu	52
3.3.2.2 Expérimentation 1 : canal non perturbé	53
3.3.2.3 Expérimentation 2 : canal perturbé par de la mobilité	53
3.3.2.4 Expérimentation 3 : canal perturbé par une source d'interférence	54
3.4 La constitution de la base de données	55
3.4.1 La trame : l'entité élémentaire de la base de données	56
3.4.2 Composition et structure de la base de données	56
3.5 Conclusion du chapitre	58

Les phénomènes observables dans un environnement radiofréquence sont issus d'interactions complexes liées aux propriétés physiques de l'environnement et aux phénomènes de propagation des ondes. De ce fait, il est difficile de reproduire fidèlement ces phénomènes avec des simulations basées sur des modèles mathématiques. Une méthodologie basée sur l'expérimentation est utilisée pour concevoir et évaluer les performances de nos algorithmes d'analyse et de classification afin de nous assurer qu'ils peuvent analyser correctement des signaux du monde réel, par opposition aux signaux qui seraient construits uniquement par simulation¹.

L'expérimentation nécessite la mise en place d'une plateforme permettant de recueillir des signaux radiofréquences dans un environnement électromagnétique réel. Comme les radios

1. Par ailleurs, une méthodologie basée sur la simulation aurait également demandé une longue phase de validation expérimentale des modèles mathématiques utilisés.

du marché n'autorisent pas un accès aux algorithmes numériques de traitement du signal en bande de base, une plateforme basée sur une architecture de radio logicielle est nécessaire. Physiquement, la plateforme sur laquelle nous avons développé notre radio et réalisé les expérimentations est constituée par un ensemble de trois radios logicielles. Elle se nomme RIESCO (Radio logicielle pour l'Évaluation des Systèmes COMplexes) et est intégrée au laboratoire Gipsa-Lab.

Dans la première partie de ce chapitre, on propose de faire une description du fonctionnement de la radio logicielle. Puis la composition et la configuration de la plateforme expérimentale sont détaillées. Ensuite, les étapes de la création de la base données sont présentées. Enfin, la dernière partie du chapitre est dédiée à la présentation de la base données réalisée.

3.1 SDR : La radio logicielle

Une radio logicielle ou SDR (Software Defined Radio) est une radio dont le fonctionnement est contrôlé par un logiciel. Par conséquent, elle est en grande partie configurée par le logiciel et dans une moindre mesure par le matériel. Le matériel est composé d'un nombre limité de composants analogiques et RF dont le rôle se limite aux fonctions d'amplification, de conversion de fréquence, de filtrage anti-repliement et de conversion analogique-numérique pour un récepteur (conversion numérique-analogique et filtrage image pour un émetteur).

Le logiciel est composé de plusieurs étages de traitement numérique. Cette configurabilité donne au système SDR une certaine universalité de fonctionnement, c'est son principal avantage. Elle permet d'avoir un système évolutif donnant la possibilité d'implémenter différents standards en modifiant uniquement la couche logicielle. Nos expérimentations profitent de cette flexibilité pour la mise en place d'une plateforme expérimentale pouvant émettre des signaux de type IEEE 802.15.4k [7], Sigfox [79] et LoRa [80] afin d'enrichir notre base de donnée en diversifiant les sources d'interférence.

3.1.1 Architecture d'une radio logicielle

L'architecture d'une radio logicielle est présentée dans la figure 3.1, elle illustre la composition en deux parties, en vert la partie matérielle et en orange la partie logicielle. Les détails techniques concernant la partie matérielle, formée par un USRP (Universal Software Radio Peripheral), des radios logicielles utilisées sur la plateforme RIESCO ainsi que leur configuration sont disponibles dans l'annexe A. La partie logicielle est formée par un tandem de deux programmes : GnuRadio et MATLAB. Dans le cadre de cette plateforme expérimentale, GnuRadio nous sert d'interface entre l'USRP et MATLAB. En effet, toute la chaîne de traitement de signal en bande de base est implémentée dans MATLAB. De ce fait, GnuRadio permet de configurer l'USRP, décimer ou interpoler les signaux. Son rôle d'interface consiste à récupérer les échantillons du signal en bande de base de l'USRP pour alimenter MATLAB.

Pour faire le parallèle avec le système de transmission présenté dans le chapitre 1 et illustré

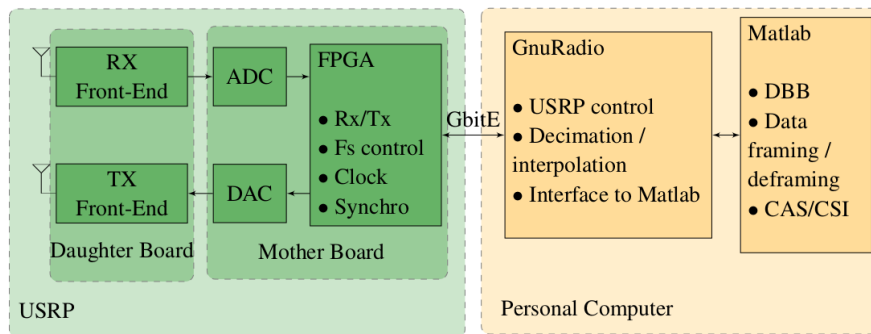


FIGURE 3.1 – Schéma bloc d'une radio logicielle RX/TX constituée d'un USRP supporté par GnuRadio et MATLAB.

par la figure 1.2, la chaîne de réception est reprise ici avec une visualisation du rôle joué par l'USRP et MATLAB comme le montre la figure 3.2. Dans ce récepteur, l'USRP fonctionne en tant que système RF de réception et de convertisseur analogique-numérique, et MATLAB permet de faire les traitements numériques en bande de base.

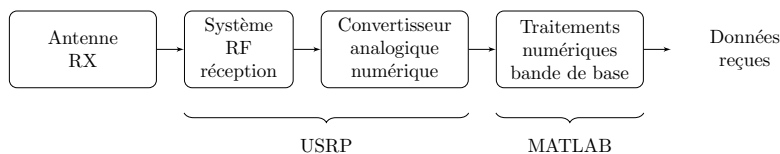


FIGURE 3.2 – Schéma permettant de visualiser le rôle de l'USRP et de MATLAB dans la chaîne de réception du signal.

Ainsi, la pierre angulaire dans le processus de la mise en place des expérimentations réside donc dans l'implémentation des algorithmes de traitement numérique en bande de base des différents radios. On distinguera deux types d'algorithmes de traitement du signal en bande de base : celui destiné à l'émetteur et celui destiné au récepteur. L'un comme l'autre influence beaucoup sur la nature et le comportement des données expérimentales, données qui constituent le fondement de nos travaux. Ainsi, la conception des codes MATLAB de ces algorithmes a demandé beaucoup d'investissement en termes de temps passé pour programmer les codes, pour les tester et les valider directement sur la plateforme RIESCO.

Au final, quatre algorithmes sont créés. Trois algorithmes sont créés pour émettre des signaux de type IEEE 802.15.4k, LoRa et Sigfox. Ces trois algorithmes sont stratégiques pour former une base de données diversifiées en termes de sources d'interférences intentionnelles. En effet, les programmes LoRa et Sigfox sont sollicités seulement qu'en tant que source d'interférences tandis que l'émetteur IEEE 802.15.4k est tantôt utilisé comme émetteur de données, tantôt comme source d'interférence. Le quatrième algorithme est créé pour recevoir les signaux IEEE 802.15.4k. Le deuxième rôle de cet algorithme est de créer des signaux et des indicateurs permettant d'analyser et de reconnaître la qualité et la nature du canal de communication.

3.2 Le standard IEEE 802.15.4k-2015 LECIM FSK

Le standard IEEE 802.15.4k-2015 LECIM (Low Energy Critical Infrastructure Monitoring) FSK s'inscrit parmi les standards utilisés dans le domaine de l'internet des objets et en particulier pour les réseaux de capteurs sans fils, faible consommation et moyenne portée. La couche physique employée est basée sur une méthode de modulation numérique par déplacement de fréquences associée à de l'étalement de spectre multi-niveau ainsi qu'un codage correcteur d'erreur simple. Cette couche physique permet donc une simplicité de mise en œuvre tout en offrant la multiplicité de schémas de modulation (MCS : modulation and coding scheme) requis par le futur algorithme d'adaptation. Elle présente donc tous les atouts nécessaires pour nos exigences expérimentales. Pour cette raison, les SDR utilisées pour les expérimentations et les acquisitions de données réelles sont paramétrées pour émettre et recevoir des trames IEEE 802.15.4k-2015 LECIM FSK dont la structure est présentée dans la partie 3.2.1. Cette partie est consacrée à la description de la couche physique de cette radio pour comprendre les différentes techniques et stratégies développées dans la suite du travail.

3.2.1 La trame IEEE 802.15.4k-2015 LECIM FSK

Le but de cette section est de présenter dans le détail la trame compatible avec la radio IEEE 802.15.4k-2015 LECIM FSK dont la structure a été introduite dans la partie 1.3.1. Cette radio utilise une méthode de modulation numérique par déplacement de fréquence (MSK : Minimum-Shift Keying) couplée avec un filtre de mise en forme Gaussien pour un débit de 37,5 kchips par seconde. Le filtre possède un produit durée chip-bande du filtre $BT=1$. Un code d'étalement spectral par séquence directe avec plusieurs facteurs d'étalement possibles, $SF = 2, 4, 8, \text{ ou } 16$, est utilisé. Les trames IEEE 802.15.4k-2015 LECIM FSK générées par les SDR sont composées d'un préambule de 4 octets, d'un SFD (Start of Frame Delimiter) de 3 octets, d'un entête de 2 octets, d'un payload de 1250 octets et enfin 2 octets sont dédiés au contrôle de redondance cyclique (CRC). Les octets de CRC sont obtenus à partir d'un polynôme générateur défini comme suit : $G(x) = x^{16} + x^{15} + x^2 + 1$. Un code correcteur d'erreurs de type convolutionnel avec un taux de codage $CR = 1/2$ et de longueur de contrainte $K = 7$ est utilisé. La structure de la trame est illustrée dans la figure 3.3. Un blanchiment des données avec une séquence binaire pseudo-aléatoire de type PN9 est utilisé, cela consiste à effectuer une opération de OU logique entre les bits et la séquence PN9.

Octets				
4	3	2	1250	2
Préambule	SFD	Entête	Payload	CRC

FIGURE 3.3 – Structure des trames IEEE 802.15.4k-2015 LECIM FSK implémentées sur les SDR.

Introduite dans la partie 1.3.1, la trame IEEE 802.15.4k LECIM FSK est structurée en cinq blocs : préambule, SFD, entête, payload et CRC ; lors du processus de modulation, chaque bloc est traité de manière différente. La figure 3.4 montre le processus de traitement effectué sur

chaque bloc. Ainsi, le préambule et le SFD ne nécessitent pas de traitement avant la modulation tandis que le payload et le CRC sont traités par tous les blocs (code correcteur d'erreurs, entrelacement, blanchiment et étalement). L'entête est traitée comme le bloc payload+CRC, mais n'est pas blanchie. Ensuite, tous les blocs sont multiplexés ensemble pour former la trame qui est modulée au format GMSK. Tous ces traitements sont effectués sous l'environnement MATLAB. Le signal GMSK en bande de base est envoyé à l'USRP par le biais du programme GnuRadio. L'USRP procède à la conversion numérique-analogique et à la transposition de fréquence à la fréquence de la porteuse $f_p = 869,3$ MHz. Le processus de modulation et de transposition de fréquence ont été présentés dans le chapitre 1. Finalement, le signal haute fréquence est amplifié par un amplificateur avec un gain RF, puis il est transmis à l'antenne d'émission qui le convertit en un rayonnement électromagnétique.

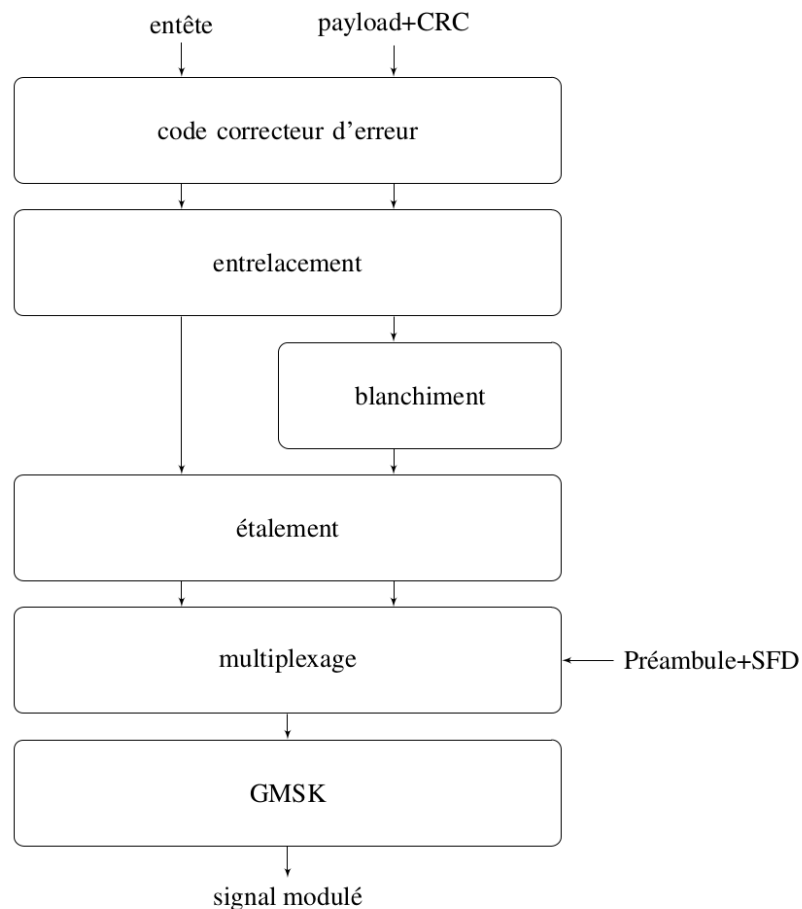


FIGURE 3.4 – Schéma bloc de l'algorithme de traitement de signal en bande de base en émission correspondant à la couche physique de la radio IEEE 802.15.4k-2015 LECIM FSK.

3.2.2 Récepteur numérique en bande de base

L'antenne du récepteur convertit le signal électromagnétique en un signal électrique. Celui-ci est filtré, transposé en bande de base puis numérisé, ces trois opérations étant effectuées par

l'USRP du récepteur. Le signal numérique en bande de base se présente sous forme d'échantillons complexes $A[k] = I[k] + jQ[k]$, k est le numéro de l'échantillon. Les processus de transposition et de numérisation du signal et la génération des échantillons complexes en bande de base ont été présentés dans le chapitre 1. Pour rappel, avant la décimation, $A[k]$ est échantillonné à une fréquence d'échantillonnage $f_e = 300$ kHz. Ensuite, le signal $A[k]$ est traité par la chaîne de traitement du signal en bande de base (DBB) du récepteur dont le but est de retrouver les bits du message.

La DBB en réception compatible avec la radio IEEE 802.15.4k-2015 LECIM FSK est illustrée par la figure 3.5. Sur cette figure, la synchronisation symbole et la détection du SFD sont assurées par les blocs représentés en bleu. La synchronisation est basée sur un algorithme de corrélation croisée entre le signal reçu et la séquence de préambule connue pour faire la détection du préambule, elle permet aussi de connaître l'instant idéal pour procéder à la décimation par un facteur 8. Après la décimation, la fréquence d'échantillonnage passe de 300 kHz à 37,5 kHz. En d'autres termes, le signal passe de 8 échantillons par chip à 1 échantillon par chip. Les blocs en jaune procèdent à la démodulation tandis que les blocs en violet servent à décoder. L'algorithme de la bande de base numérique en réception est codé dans sa totalité en MATLAB, et est composé de :

- FIR1 : un filtre passe bas de fréquence de coupure à -3 dB $f_{fir1} = 65,7$ [kHz].
- AGC : le bloc de contrôle automatique de gain est basé sur la normalisation de la puissance du signal reçu par rapport à une valeur de puissance de référence et permet de contrôler l'amplitude du signal. Ce bloc permet de simplifier l'algorithme de synchronisation présent en aval en permettant de fixer une valeur constante au seuil de détection du préambule.
- Le bloc de correction de CFO (Carrier Frequency Offset) permet de détecter et de corriger numériquement les décalages de fréquence des oscillateurs internes des USRP.
- FIR2 : filtre passe bas de fréquence de coupure à -3 dB $f_{fir2} = 30,7$ [kHz] permet de réaliser la fonction de filtrage canal.
- Le démodulateur basé sur le calcul du produit Hermitien entre l'échantillon $A[k]$ et l'échantillon $A[k - 1]$. Le produit Hermitien est défini comme $A[k] \times A^*[k - n]$ avec n le décalage entre les deux échantillons et $A^*[k - n]$ le complexe conjugué de $A[k - n]$. En prenant $n = 1$, la partie imaginaire du résultat du produit Hermitien est une bonne approximation de la fréquence instantanée du signal reçu. Cet algorithme permet donc de procéder à une démodulation FSK sans faire appel au calcul complexe de la phase du signal par le biais de l'arc tangente, [81]. Le démodulateur génère donc un signal de la forme $\Im\{A[k] \times A^*[k - 1]\}$, décimé par un facteur 8, il correspond aux chips « *soft* ».
- Finalement, les chips « *soft* » sont envoyés vers les blocs de déblanchiment, puis de désétalement et de décodage correcteur d'erreurs. Ces blocs permettent de retrouver les bits du message.

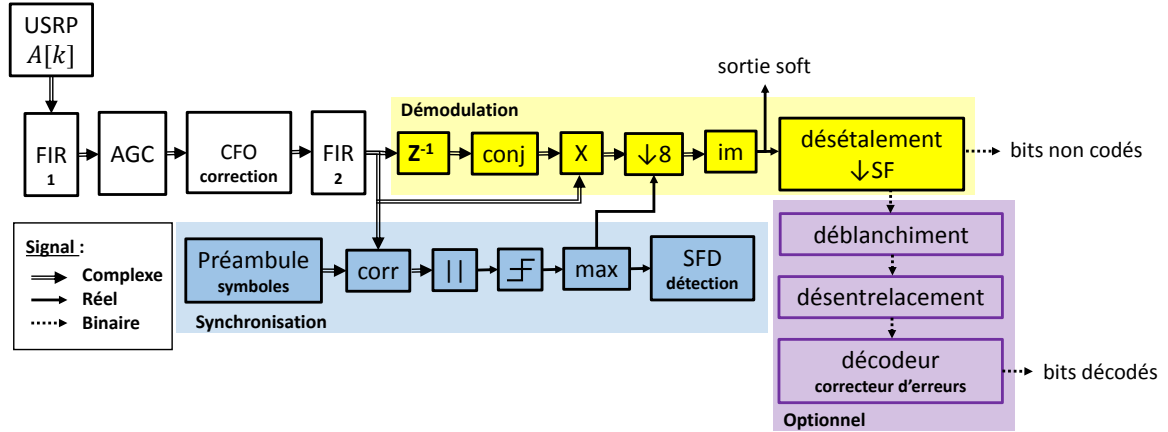


FIGURE 3.5 – Structure simplifiée de l'algorithme de la bande de base numérique en réception compatible avec IEEE 802.15.4k-2015 LECIM FSK.

3.2.3 Évaluation du récepteur numérique en bande de base

L'algorithme proposé est évalué par simulation puis avec des données réelles produites par la plateforme expérimentale. Dans les deux cas, l'évaluation est basée sur une comparaison entre les valeurs de BER (BER : Bit Error Rate) estimées avec notre algorithme et les valeurs de BER théoriques. Le taux d'erreur binaire, BER, est défini comme le nombre de bits erronés divisé par le nombre total de bits transmis pendant l'intervalle de temps étudié. Le BER varie en fonction du rapport signal à bruit SNR qui est défini comme le rapport entre la puissance du signal reçu et la puissance du bruit [82], ici exprimé en décibel :

$$SNR = 10 \times \log \left(\frac{P_{\text{signal reçu}}}{P_{\text{bruit}}} \right) \quad (3.1)$$

où $P_{\text{signal reçu}}$ est la puissance du signal reçu et P_{bruit} est la puissance du bruit présent dans la bande passante du signal.

3.2.3.1 Évaluation par la simulation

Pour l'évaluer notre algorithme, la simulation s'effectue en bande de base et sur des signaux échantillonnés. Un signal IEEE 802.15.4k-2015 LECIM FSK en bande de base noté $s[k]$ est généré par la chaîne de traitement numérique en bande de base en émission à partir de N bits aléatoires, noté $b_{TX}[n]$. Ainsi, l'émetteur TX DBB effectue l'étalement spectral avec un facteur d'étalement SF et la modulation GMSK des chips obtenus pour générer le signal complexe en bande de base en émission $s[k]$. Un bruit blanc Gaussien complexe est ajouté au signal

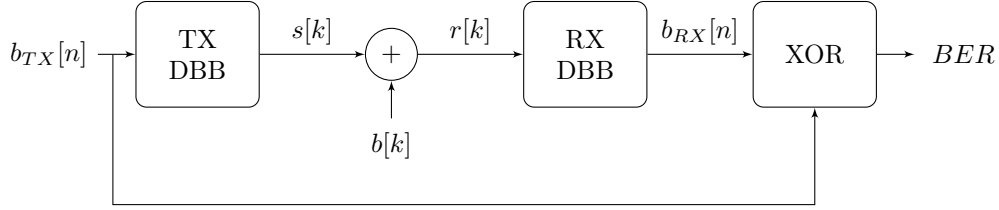


FIGURE 3.6 – Schéma de la simulation pour obtenir les performances en BER des radios IEEE 802.15.4k-2015 LECIM FSK implémentées pour la plateforme expérimentale

$s[k]$ pour former le signal reçu $r[k]$, voir figure 3.6. Puisque la puissance du signal $s[k]$ est constante, la puissance du bruit $b[k]$ ajouté est configurée en fonction d'un rapport de signal à bruit choisi. Le signal $r[k]$ correspond au signal complexe en bande de base au niveau du récepteur. Ensuite ce signal est traité par RX DBB qui correspond à la chaîne de traitement numérique en bande de base du récepteur. Ainsi le signal $r[k]$ évolue à travers les filtres FIR1 et FIR2 avant d'être démodulé pour générer les chips. Les chips sont désétaillés pour retrouver les bits reçus $b_{RX}[n]$ qui sont utilisés pour le calcul du BER. Le BER correspondant est calculé de manière suivante :

$$BER = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N b_{RX}[n] \oplus b_{TX}[n] \quad (3.2)$$

où \oplus désigne le OU exclusif aussi appelé XOR. À noter que le nombre de bit reçus et le nombre de bits envoyés sont identiques.

Pour chaque simulation, le rapport signal à bruit et la valeur du facteur d'étalement spectral sont connus. Ainsi, chaque valeur de BER calculé correspond à une configuration de SNR et de SF. Notons que les valeurs de BER calculées dans cette simulation sont des BER qui ne prennent pas en compte le codage correcteur d'erreurs.

Pour chaque valeur du facteur d'étalement utilisée, au moins neuf valeurs de BER sont calculées pour des SNR variant entre -4 dB et $+15$ dB. Les points de BER obtenus par simulation sont présentés sur la figure 3.7. Ces résultats de simulation sont illustrés par les courbes : SF = 1, SF = 2, SF = 4, SF = 8 et SF = 16.

La pertinence de chaque valeur calculée de BER est garantie par le nombre de bits utilisés pour la simulation. Comme mentionné dans [83], en règle générale, il faut 100 erreurs (ou plus) dans chaque simulation, afin d'avoir la certitude que notre taux d'erreur sur les bits est statistiquement valide. D'un point de vue pratique, à des SNR élevés, cela peut devenir difficile, car le taux d'erreur sur les bits devient très faible. Par exemple, un BER 10^{-6} signifie qu'un seul bit sur un million de bits sera erroné. Si le signal de test ne contient que 1000 bits, il est probable qu'aucune erreur ne sera observée. Donc pour être valide, un BER de 10^{-n} nécessite une simulation ou une mesure sollicitant au moins 10^{n+2} bits. De ce fait, les points correspondant à un faible BER (BER $< 10^{-3}$) nécessitent la génération et le traitement d'un

nombre important de bits (donc un nombre important de trames) et demande des temps de simulation assez longs.

3.2.3.2 Évaluation par des mesures réelles

L'évaluation de l'algorithme à l'aide des mesures expérimentales suit un schéma similaire à celui de la simulation. Deux SDR sont utilisées, le premier correspond à l'émetteur et le deuxième joue le rôle du récepteur. Puisque sur la plateforme expérimentale, contrairement à la simulation, il n'est pas possible de contrôler la puissance du bruit P_{bruit} , alors le SNR est réglé en changeant la puissance du signal reçu $P_{\text{signal reçu}}$ à l'aide du gain RF de l'émetteur qui permet de modifier la puissance du signal émis. L'expérience consiste à envoyer une suite de bits connus avec l'émetteur, le nombre de bits erronés est calculé au niveau du récepteur. Le BER est donc calculé comme le rapport entre le nombre de bits détectés comme erronés divisé par le nombre de bits reçus.

Comme chaque valeur de BER nécessite l'envoi d'un nombre important de trames, chaque mesure est fastidieuse et chronophage à obtenir. C'est pourquoi, seuls les points de BER pour SF = 4 sont mesurés à partir de la plateforme expérimentale. En effet, si on considère les bits de parité du codage correcteur d'erreurs, chaque trame transporte 1250 octets d'information ce qui fait $1250 \times 8 \times 2$ de bits. Pour avoir une valeur de BER de l'ordre de 10^{-n} , il faudrait transmettre au moins $10^{n+2}/(1250 \times 8 \times 2)$ trames pour que la valeur de BER soit pertinente. Par exemple, pour une valeur de BER de l'ordre de 10^{-3} , il est nécessaire de transmettre au minimum 50 trames et pour un BER de l'ordre de 10^{-4} au moins 5000 trames sont nécessaires. Les points de BER en fonction du SNR obtenus de manière expérimentale par la collecte de trames dans un milieu réel sont présentés par la courbe ExpSF4 sur le graphe de la figure 3.7.

3.2.3.3 Observations sur les courbes de BER

Les courbes de BER obtenues par simulation et par mesures expérimentales sont présentées dans la figure 3.7. Les valeurs de BER théoriques pour le cas d'un SF = 1 sont représentées par la courbe FSK-NC. Cette courbe illustre les points de BER théoriques d'une modulation de type FSK avec une détection non-cohérente, c'est le cas de notre algorithme de démodulation. Elle est calculée à l'aide de l'équation (3.3) extraite de [5]. Elle est tracée en fonction du SNR en supposant une bande passante du signal égale au débit chip, c'est-à-dire $37,5 \times 10^3$ chips par seconde.

$$P_{eFSK-NC} = \frac{1}{2} \exp\left(-\frac{E_b}{2 \times N_0}\right) \quad (3.3)$$

La première observation qui peut être faite à partir de la figure 3.7, est la cohérence qui existe entre toutes ces courbes. En effet, lorsque le facteur d'étalement augmente, pour une valeur de SNR donnée, les valeurs de BER diminuent, le taux d'erreur est donc meilleur. C'est là un des rôle du code d'étalement spectral. Pour une valeur de BER donnée, les écarts

en SNR entre les courbes FSK-NC, SF = 2, SF = 4, SF = 8 et SF = 16, semblent être de la même valeur. Cet écart correspond au gain de performance de la radio lorsque le facteur d'étalement SF augmente. Finalement, les points de la série ExpSF4 obtenus à partir des mesures menées sur la plateforme expérimentale coïncident avec la courbe SF = 4 obtenue à l'aide des simulations.

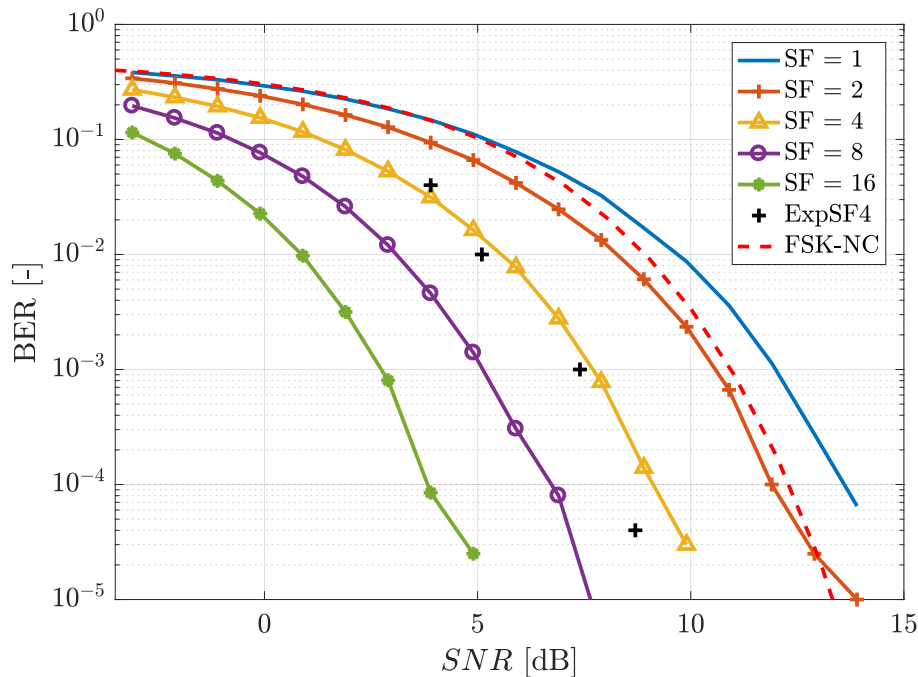


FIGURE 3.7 – Taux d'erreur binaire BER de la bande de base numérique en réception de IEEE 802.15.4k-2015 LECIM FSK implémentée en MATLAB. La série ExpSF4 est obtenue avec des mesures expérimentales effectuées sur la plateforme de radio logicielle.

Ces observations et comparaisons poussent à conclure que les SDR implémentées sur la plateforme expérimentale possèdent les performances attendues en termes de BER. Par ailleurs, nous pouvons en déduire le SNR_{min} à partir de la figure 3.7. Le SNR_{min} est la valeur de minimale de SNR qui permet au récepteur de retrouver le message sans erreur. Si on tolère un taux d'erreur binaire de 10^{-5} , on constate que le SNR_{min} est de l'ordre de 10 dB pour un fonctionnement à SF égal à 4. Cette valeur est typique pour ce type de modulation.

Pour ces raisons, nous concluons que les performances des SDR implémentées sont réalistes et reflètent fidèlement le comportement et le fonctionnement d'une vraie radio dans son environnement réel. Nos programmes peuvent être utilisés pour générer des signaux réels et constituer une base de données permettant l'apprentissage d'algorithmes de reconnaissance de la nature du canal de communication.

3.3 Création d'une base de données

Le but de cette section est de présenter la base de données produite à l'aide de la plateforme expérimentale basée sur les radios logicielles développées. De même, les expériences permettant de collecter les trames labellisées sont décrites.

3.3.1 Les caractéristiques de la base de données

La collecte des données s'effectue dans un milieu réel avec toute la richesse et la diversité de bruit et de perturbations non-intentionnelles que cela implique. La plateforme expérimentale utilisée pour la constitution de la base de données est située dans une salle standard du laboratoire Gipsa-lab et non pas dans une chambre sourde ou une cage de Faraday. On cherche ici à avoir des données qui reflètent au maximum les situations que peuvent rencontrer réellement les nœuds de communication une fois déployés dans leur environnement réel.

Comme mentionné dans les sections 1.4 et 2.3, la reconnaissance d'au moins trois types de canal est nécessaire pour appliquer une stratégie d'adaptation efficace. Les trois types de canal sont : le canal non perturbé où seul le bruit thermique est présent, le canal perturbé par de la mobilité donc présentant des phénomènes d'évanouissements et enfin le canal perturbé par une source d'interférence. Les données sont enregistrées dans des situations de canal contrôlées, ce qui garantit la fiabilité de la vérité de terrain.

En plus d'être labellisées en trois types de canal, les données sont enregistrées avec des niveaux de SNR différents pour balayer les différentes situations de fonctionnement réel d'un nœud. Cette diversité de SNR permet de répondre au cahier des charges qui demande à ce que les algorithmes développés soient indépendants du SNR, voir partie 2.3. Pour chaque trame reçue, deux informations concernant le SNR sont relevées : une valeur de SNR estimée par un estimateur de SNR et une valeur de SNR relative au SNR_{min} de la radio.

Dans le cas d'un canal perturbé avec une source d'interférence, plusieurs cas de figure sont pris en compte. En effet, la source d'interférence peut émettre directement dans la bande d'émission du signal du nœud ou de la station de base, on parle alors d'une interférence *inband* (ou co-canal). Ou bien elle émet dans une bande proche, mais perturbe tout de même le signal reçu dans ce cas, on parle alors d'interférence *outband* (ou canal adjacent).

Les sources d'interférence sont émises avec des standards et des méthodes de modulation différentes. Trois sources d'interférence sont sollicitées : interférence de type IEEE 802.15.4k-2015 LECIM FSK, LoRa [80] et Sigfox [79]. Ces trois types d'interférence correspondent aux protocoles et standards fréquemment utilisés dans le domaine de l'internet des objets et particulièrement pour des systèmes LPWA. Il est probable qu'une radio déployée soit perturbée par au moins un de ces trois types d'interférence.

Selon l'environnement de déploiement, les phénomènes perturbateurs provoqués par de la mobilité sont liés par le trafic pédestre, automobile ou mouvement d'objets. Pour les acqui-

tions seules les mobilités pédestres et d'objets sont introduites dans l'environnement expérimental.

3.3.2 Présentation de l'expérimentation

Pour l'ensemble des expérimentations, le facteur d'étalement de la couche physique IEEE802.15.4k est fixé à $SF = 4$, et la fréquence d'échantillonnage est de 300 KHz. Les trames contenant les données utiles transmises entre l'émetteur et le récepteur ont une durée fixe de 2,15 secondes. Par rapport au scénario applicatif défini au chapitre 2, cette trame correspond à celle émise par la station de base et utilisée par le nœud pour analyser le canal. Vu les débits extrêmement faibles des liens LPWA en limite de portée, pouvant descendre à quelques centaines de bits par secondes, il est normal de retrouver des trames très longues dans le contexte LPWA. Par ailleurs, comme la consommation d'un récepteur LPWA est typiquement d'un ordre de grandeur inférieur à celle de l'émetteur, il est plausible d'utiliser une longue trame à cette fin. Dans le cadre de cette expérimentation, nous voulons surtout nous assurer de la présence d'au moins une perturbation dans les trames labellisées comme perturbées. La mobilité humaine étant un phénomène assez lent, d'une durée de l'ordre de la centaines de millisecondes pour une porteuse à 900 MHz, nous avons donc fait le choix de travailler avec des trames relativement longues, ce qui nous permet de garantir que le phénomène perturbateur est présent lors de la transmission et qu'ainsi la labellisation des trames soit correcte également dans ce cas. Seules les trames ayant un CRC correct, c'est-à-dire les trames ne contenant pas d'erreurs binaires non corrigées par le code correcteur d'erreurs, sont sauvegardées. Dans un souci de reproductibilité des expérimentations, le nom du fichier binaire sauvegardé porte les informations suivantes : le label, la valeur des gains RF et des atténuateurs utilisés.

3.3.2.1 Réglage du rapport signal à bruit du signal reçu

Comme les expérimentations s'effectuent dans des conditions de niveaux de SNR différents, il est important de pouvoir connaître le niveau de SNR avec lequel les trames sont collectées. Pour ce faire, on se base sur la valeur de SNR_{min} . Le SNR_{min} est un SNR calculé à partir de la valeur de la puissance reçue minimale, notée $P_{\text{signal reçue minimale}}$, avec laquelle notre algorithme de traitement numérique peut retrouver le message transmis avec un taux d'erreur choisi [6] :

$$SNR_{min} = 10 \times \log \left(\frac{P_{\text{signal reçue minimale}}}{P_{\text{bruit}}} \right) \quad (3.4)$$

Le SNR_{min} est extrait à partir des performances de l'algorithme de démodulation utilisé. Pour la modulation utilisée dans la radio IEEE 802.15.4k, le SNR_{min} peut être extrait du graphe de la figure 3.7 pour un BER d'environ 10^{-5} . Sur la plateforme expérimentale, la puissance du signal reçu est contrôlée par le gain_{RF} de l'émetteur qui permet d'augmenter ou diminuer la puissance du signal émis. Il permet donc de régler le SNR du signal reçu par

le récepteur. Pour simplifier les expériences, le SNR_{min} est déterminé expérimentalement en réglant le gainRF de l'émetteur de façon à n'avoir que des CRC corrects. Une fois le SNR_{min} déterminé, le gainRF est re-modifié pour régler le SNR au niveau du récepteur, en fonction des objectifs des différentes expérimentations ($SNR_{min} + 3$, $SNR_{min} + 15$, etc.). On s'assure donc que toutes les expériences se déroulent à un niveau de $SNR \geq SNR_{min}$.

3.3.2.2 Expérimentation 1 : canal non perturbé

L'expérimentation 1 a pour but de collecter des trames labellisées comme *non perturbées*. Elle sollicite deux radios logicielles, SDR1 et SDR2. Aucune perturbation intentionnelle n'est ajoutée dans l'environnement proche de la plateforme d'expérimentation. Le système de communication est considéré comme suit :

- SDR1 : émettrice, son rôle est de transmettre un signal IEEE 802.15.4k-2015 LECIM FSK à la fréquence porteuse $f_{pTX} = 869,3$ MHz. Dans un réseau réel, il peut correspondre à une station de base ou à un nœud émetteur.
- SDR2 : réceptrice, son rôle est d'écouter à la fréquence $f_{pRX} = 869,3$ MHz et de sauvegarder les échantillons complexes des trames reçues. Dans un réseau réel, il correspond au nœud qui peut se reconfigurer après avoir identifié l'état du canal.

Les atténuateurs sont utilisés pour éviter la saturation en puissance du récepteur et aussi pour limiter la portée de l'expérience à quelques mètres afin de maîtriser les conditions expérimentales. Pendant l'expérience, SDR1 émet une trame IEEE 802.15.4k-2015 LECIM FSK. Une fois reçue par SDR2, la trame est sauvegardée sous forme d'un fichier binaire.

3.3.2.3 Expérimentation 2 : canal perturbé par de la mobilité

Pour la collecte de trames labellisées comme *mobilité*, on utilise la même configuration expérimentale décrite dans la partie précédente. À cette configuration on ajoute de la mobilité dans l'environnement proche des deux SDR. On introduit deux types de mobilité : une mobilité sur le trajet direct des ondes et une mobilité sur les trajets indirects. Dans les deux cas les mouvements modifient les trajets des versions réfléchies de l'onde. Cela engendre des interactions pouvant provoquer des évanouissements du signal si elles arrivent en opposition de phase au niveau de l'antenne du récepteur.

Pour favoriser la transmission du signal par le trajet direct, les deux SDR sont placées en vis-à-vis sans obstacle physique immobile entre les deux. Dans un premier temps, on vérifie que le signal reçu est de bonne qualité et que les trames reçues sont correctes, sans mobilité. Le SNR est alors fixé avec les gains RF de manière à garantir que la trame ne soit pas perdue quand le phénomène de mobilité sera présent. Une fois les conditions de réception garanties, de la mobilité sur le trajet direct est provoquée en faisant bouger des objets à des vitesses différentes dans l'espace situé entre SDR1 et SDR2. La transmission du signal via le trajet direct est perturbée par les objets en mouvement. Pour diversifier les acquisitions réalisées et retrouver la variabilité d'un environnement réel, où les phénomènes d'évanouissement peuvent

être provoqués par des phénomènes divers, trafic pédestre, trafic automobile, mouvement du système, etc..., les objets mis en mouvement sont de nature différente : un ordinateur portable éteint, une trousse, etc. De taille et de compositions physiques différentes, les interactions entre l'onde et ces objets provoquent des changements des trajets de l'onde, les perturbations qui en résultent sont d'intensités différentes.

Dans le but d'avoir une transmission qui s'effectue majoritairement par des trajets indirects, la transmission par le trajet direct est fortement atténuée en plaçant un obstacle immobile entre SDR1 et SDR2. Avec cette configuration, la transmission du signal s'effectue majoritairement par des réflexions sur les cloisons de la salle, le plafond, le sol et le mobilier présent dans la salle d'expérimentation. La présence d'un obstacle immobile sur le trajet direct de l'onde nous oblige à augmenter en conséquent le gain RF en émission du SDR1 pour que SDR2 puisse détecter et recevoir sans erreur. Dans cette situation, la mobilité est ajoutée en introduisant du mouvement dans l'environnement proche de SDR1 ou SDR2. Ces mouvements provoquent des changements des trajets de réflexion d'onde entraînant des phénomènes d'évanouissements au niveau de l'antenne du SDR2.

3.3.2.4 Expérimentation 3 : canal perturbé par une source d'interférence

Le but de l'expérimentation 3 est de collecter des trames labellisées comme *interférence*. À partir du système de communication de l'expérimentation 1, on ajoute une troisième radio logicielle SDR3. Son rôle consiste à émettre le signal perturbateur pour provoquer des phénomènes d'interférences dans le canal de communication ; SDR3 est donc la source d'interférence notée IX. Plusieurs cas de figure sont considérés :

- SDR3 émet un signal IEEE 802.15.4k-2015 LECIM FSK dans le même canal que la communication entre SDR1 et SDR2, c'est-à-dire $f_{pIX} = 869,3$ MHz. C'est alors une perturbation co-canal.
- SDR3 émet un signal IEEE 802.15.4k-2015 LECIM FSK dans un canal adjacent avec un espace de 100 kHz entre les deux fréquences porteuses, [7].
- SDR3 émet en co-canal (fréquence porteuse identique) mais avec d'autres types de modulations : LoRa ou Sigfox.

Pour ajouter plus de diversité dans la base de données, SDR3 émet avec une amplitude variable pour les trois cas de figure. Pour ce faire, l'amplitude du signal IX est modifiée en multipliant le signal en bande de base par un facteur a variant entre 0,1 et 1, ce qui correspond à une variation de 20 dB de la puissance du signal d'interférence. Pour éviter d'avoir un nombre massif de trames corrompues pendant les acquisitions faisant varier a , on initialise le système de communication constitué par les trois SDR de manière à ce que toutes les trames reçues aient un CRC correct quand $a = 1$ (c'est-à-dire, l'interférence est la plus forte). Pour quantifier la puissance de l'interférence par rapport à la puissance du signal, le CIR (Carrier to Interference Ratio) est utilisé. Le CIR est défini comme le rapport entre la puissance du signal et la puissance de l'interférence, il est de la forme suivante :

$$CIR = 10 \times \log \left(\frac{P_{\text{signal reçu}}}{P_{\text{interférence reçu}}} \right) \quad (3.5)$$

où $P_{\text{interférence reçu}}$ est la puissance du signal d'interférence reçu dans la même bande de fréquences que le signal désiré. Par définition, pour une puissance de signal désiré donnée, le CIR_{min} correspond à la puissance maximale d'interférence que peut supporter le récepteur pour retrouver le message avec un taux d'erreur choisi². Cela signifie qu'avec un CIR inférieur au CIR_{min} , la communication entre SDR1 et SDR2 est fortement perturbée. Avant chaque expérimentation en présence d'une source d'interférence, on commence par trouver le CIR_{min} pour limiter la puissance d'émission du IX. On recherche la valeur de CIR_{min} en fixant $a = 1$ et en augmentant progressivement le gain RF d'émission de SDR3 pour atteindre un fonctionnement juste avant que les trames commencent à être perdues. De cette manière, lorsqu'on modifiera la valeur de a pour changer la puissance d'émission de SDR3, on aura la garantie d'avoir toujours un $CIR > CIR_{min}$. Chaque type d'interférence possède une méthode de modulation différente. Ainsi, avec une même puissance à l'émission, le niveau de perturbation est différent. Une interférence de type LoRa, Sigfox ou IEEE 802.15.4k-2015 LECIM FSK va donner des valeurs de CIR_{min} différentes. Les valeurs de CIR_{min} présentées dans le tableau 3.1 sont obtenues expérimentalement. Chaque valeur de CIR_{min} est obtenue à partir des CIR calculés pour 100 trames. Ce tableau montre que pour un niveau de signal donné, le récepteur tolère un niveau d'interférence de type Sigfox plus élevé qu'une interférence de type LoRa.

	Sigfox	IEEE 802.15.4k	LoRa
CIR_{min} [dB]	6	8	11

Tableau 3.1 – Valeurs de CIR_{min} pour chaque type d'interférences obtenues expérimentalement sur un ensemble de 300 trames collectées.

Pour chaque collection de données, le système est d'abord configuré à CIR_{min} avec $a = 1$ puis les trames sont enregistrées en faisant diminuer méthodiquement la valeur de a jusqu'à $a = 0,1$. Ainsi, pour chaque type d'interférence, la base de données est formée par des trames obtenues avec une interférence de puissance différente. La composition exacte de la base de données est détaillée dans la partie 3.4.

3.4 La constitution de la base de données

Cette section est dédiée à la constitution de la base de données permettant d'avoir des éléments suffisamment diversifiés, mais en même temps caractéristiques des canaux de type *non perturbé*, *mobilité* et *interférence*. Le type de données qui constitue cette base y est détaillé. De même, les labels, la répartition, et le nombre de données par sous-collections y sont présentés.

². Typiquement, CIR_{min} est mesuré lorsque le SNR est 3 dB au dessus de SNR_{min} . Dans notre cas, une plus grande marge est prise afin d'étudier l'impact de l'interférence lorsque le récepteur n'est pas dans une zone aussi proche de la limite de sensibilité.

3.4.1 La trame : l'entité élémentaire de la base de données

La trame est l'entité élémentaire de la base de données. Les données qui constituent la base sont enregistrées sous la forme de fichiers binaires de 10,3 Mégaoctets chacun. Chaque fichier contient une trame IEEE 8025.15.4k-2015 LECIM FSK sous forme d'échantillons complexes $A[k] = I[k] + jQ[k]$ fournies par l'USRP. Pour rappel, $A[k]$ est échantillonné à une fréquence d'échantillonnage $f_e = 300$ kHz. Le fichier est généré par le bloc *File Sink* de Gnuradio, il transforme le flux de signal complexe en bande de base en un fichier binaire. Le fichier binaire contient des nombres flottants codés sur 32 bits structurés pour avoir une suite de la forme IQIQIQ... Ces fichiers binaires ne contiennent rien d'autre que les échantillons complexes. Aucune métadonnées, ni entêtes de fichier ne sont ajoutés. Ce fichier binaire est générique est peut-être lu sans difficulté par des programmes usuels tels que MATLAB, Python, etc.

Le signal complexe en bande de base correspond à une trame entièrement reçue par le récepteur qui est correcte du point de vue du calcul de CRC (c'est-à-dire que le nombre d'erreurs binaires éventuellement présentes est inférieur à la capacité de correction du code correcteur d'erreurs). Le récepteur est programmé pour que le fichier contienne quelques échantillons de bruit avant et après la trame, de ce fait le début du fichier ne correspond pas au début des symboles du préambule. De la même manière, la fin du fichier ne correspond pas aux derniers symboles du CRC, mais aux échantillons du plancher de bruit (voir structure de la trame illustrée par la figure 3.3). Cette configuration permet de garantir le fait que chaque fichier binaire de la base de données contient une trame entière.

3.4.2 Composition et structure de la base de données

Cette section est consacrée à la description de la structure d'une partie de notre base de données. Les parties permettant d'initialiser, paramétrer et valider la plateforme expérimentale ne sont pas présentées. De même, les données permettant de mesurer les SNR_{min} et les CIR_{min} ne seront pas non plus intégrées dans la base de données présentée ici. Seules les données utilisées pour le processus d'analyse, d'apprentissage et de validation de nos algorithmes sont présentées.

Non perturbé	Mobilité	Interférence co-canal				Interférence canal adjacent 4k
		SNRmin+3[dB]	SNRmin+15[dB]		SNRmin+30[dB]	
SNRmin 102	Mobilité sur le trajet	4k	4k	Sigfox	LoRa	4k
		a=0,1 166	a=0,1 173	a=0,1 127	a=0,1 172	a=0,1 180
SNRmin+3[dB] 321	Direct 106	a=0,2 177	a=0,2 173	a=0,2 164	a=0,2 185	a=0,2 180
		a=0,3 177	a=0,3 173	a=0,3 169	a=0,3 185	a=0,3 180
SNRmin+15[dB] 346	Mobilité sur le trajet	a=0,4 178	a=0,4 174	a=0,4 172	a=0,4 185	a=0,4 201
		a=0,5 178	a=0,5 174	a=0,5 172	a=0,5 185	a=0,5 201
SNRmin+30[dB] 371	Indirect 106	a=0,6 178	a=0,6 171	a=0,6 172	a=0,6 185	a=0,6 201
		a=0,7 178	a=0,7 173	a=0,7 173	a=0,7 185	a=0,7 201
		a=0,8 178	a=0,8 173	a=0,8 173	a=0,8 185	a=0,8 201
		a=0,9 178	a=0,9 173	a=0,9 173	a=0,9 188	a=0,9 201
		a=1,0 124	a=1,0 166	a=1,0 83	a=1,0 144	a=1,0 170

Tableau 3.2 – Structure de la base de données obtenue à l'aide de la plateforme expérimentale.

La structuration de la base de données est illustrée par le tableau 3.2. Il indique en rouge le nombre de trames collectées dans différentes situations de canal. Le tableau est organisé en quatre grandes colonnes. Elles correspondent aux quatre labels suivants : *non perturbé*, *mobilité*, *interférence* en co-canal et *interférence* dans le canal adjacent. Elles sont structurées de la manière suivante :

- Colonne « non perturbée » : les trames sont regroupées en fonction des niveaux de SNR à savoir de SNR_{min} à $SNR_{min}+30$ dB. Cette colonne contient donc toutes les trames collectées avec un canal de communication sans perturbations intentionnelles.
- Colonne « mobilité » : les trames sont collectées avec des perturbations provoquées par la présence de mobilité d’objet et piédestre. On distingue deux cas de perturbations par mobilités : mobilités présentes sur les trajets directs et indirects.
- Colonne « interférence co-canal » : les trames sont collectées quand le canal est perturbé par l’émission d’une source d’interférence intentionnelle en co-canal. Dans cette troisième colonne, les trames sont regroupées en trois niveaux de SNR de $SNR_{min}+3$ dB jusqu’à $SNR_{min}+15$ dB. Pour chaque niveau de SNR, le type du signal perturbateur est indiqué à savoir 4k (IEEE 802.15.4k), Sigfox et LoRa. Puis à l’intérieur de chaque colonne correspondant à chaque type d’interférence les trames sont rassemblés en fonction des niveaux d’interférence, c’est-à-dire de $a = 0, 1$ à $a = 1$.
- Colonne « interférence canal adjacent » : les trames sont collectées avec une source d’interférence de type IEEE 802.15.4k émise dans le canal adjacent avec un espace de 100 kHz entre les deux fréquences porteuse, [7].

Cette base de données contient au total 10080 trames dont 1140 trames ayant le label *non perturbé*, 212 trames *mobilité* et 8728 trames *interférence*. Dans la suite de ce document, afin d’alléger la notation, les trames de type *non perturbé* seront notées N, *mobilité* M et les trames *interférence* I. Pour construire la base d’apprentissage et la base de validation, chaque cellule du tableau 3.2 est scindées en deux parties à l’aide d’un tirage aléatoire. La première partie va dans la base d’apprentissage et la deuxième est destinée à la base de validation. La répartition des trames dans les deux bases (apprentissage et validation) est donnée par le tableau 3.3.

	base d’apprentissage	base de validation
non perturbé	570	570
mobilité	106	106
interférence	4364	4364
Total	5040	5040

Tableau 3.3 – Répartition des trames dans la base d’apprentissage et dans la base de validation.

3.5 Conclusion du chapitre

Dans ce chapitre, nous avons présenté le développement de plusieurs radios logicielles sur la plateforme RIESCO afin de mettre en place une plateforme expérimentale dont le but est de produire une base de données réelles et représentative des états de canal de communication que peut rencontrer une radio LPWA. Trois émetteurs ont été développés pour émettre des signaux de type IEEE 802.15.4k, LoRa et Sigfox ainsi qu'un récepteur IEEE 802.15.4k. Le développement a consisté à programmer les différentes chaînes de traitement en bande de base d'émission et de réception sous MATLAB et puis à les implémenter sur les USRP de la plateforme. Pour le développement de cette plateforme expérimentale, nous nous sommes basés sur les documentations des USRP, et les standards en question. La radio IEEE 802.15.4k créée a été validée par simulation et expérimentalement.

À l'aide de cette plateforme expérimentale, nous avons collecté des trames dans des conditions de propagation diversifiées et contrôlées. Une base de données représentative des phénomènes perturbateurs du canal de communication qui nous intéressent a pu être créée. Les configurations de chaque expérimentation permettent de garantir la présence de perturbations afin d'avoir une vérité de terrain fiable pour la labellisation. Cette base de données est la première base créée contenant des trames de communication avec des perturbations réelles destinées à faire de la reconnaissance de canal dans le domaine de l'internet des objets ultra basse consommation. Elle est le fondement de nos futurs algorithmes d'analyse et de reconnaissance du canal. Notons que le développement des radios, la mise en place de la plateforme expérimentale et la collecte des données, indispensables au développement de la méthode, ont demandé un investissement en temps important.

Méthodes pour l'estimation de la nature du canal de communication

Sommaire

4.1 Outils d'analyse de l'état du canal	60
4.1.1 Rappels sur les traitements numériques en bande de base	60
4.1.2 Trois exemples de trames réelles	63
4.1.3 Signal d'Analyse du Canal : CAS	64
4.1.3.1 Caractéristiques du CAS idéal	64
4.1.3.2 CAS au niveau chip	65
4.1.3.3 CAS au niveau bit	69
4.1.3.4 CAS au niveau du code correcteur d'erreur	76
4.1.3.5 Comparatif des différents CAS proposés	79
4.1.4 Estimation du rapport signal à bruit	84
4.1.4.1 Estimateur basé sur la synchronisation de la radio	84
4.1.4.2 Estimateur basé sur la démodulation	90
4.1.4.3 Bilan sur les estimateurs de SNR basse complexité proposés	93
4.1.5 Les indicateurs de l'état du canal : CSI	94
4.1.5.1 Rappel et illustration des trois exemples	94
4.1.5.2 Les indicateurs temporels	96
4.1.5.3 CSI caractérisant la forme de la distribution du $CAS_{chip}[k]$	96
4.1.5.4 CSI caractérisant la signature temporelle du $CAS_{chip}[k]$	102
4.1.5.5 Les indicateurs fréquentiels	106
4.1.5.6 Bilan sur les CSI proposés	108
4.2 Outils utilisés pour la prise de décision	110
4.2.1 Utilisation de la courbe ROC	110
4.2.1.1 Construction d'une courbe ROC	111
4.2.1.2 Les points particuliers de la courbe ROC	112
4.2.1.3 Analyse d'une courbe ROC	112
4.2.2 Arbre de décision	113
4.2.2.1 Le principe d'expansion	113
4.2.2.2 La phase d'élagage	114
4.2.3 Classifieur évolutif	114
4.2.3.1 Principe général	114
4.2.3.2 Classifieur à une classe utilisé	116
4.2.4 Classification des interférences par niveaux de perturbation	117

4.3 Conclusion du chapitre 117

Notre objectif est de reconnaître la nature du canal à partir d'une unique trame de communication. Notre hypothèse est que le signal reçu par le récepteur porte les traces des perturbations qu'il a subies lors de son transit au sein du canal de communication. C'est cette signature particulière que nous allons chercher à identifier et à reconnaître. L'analyse du signal reçu doit permettre d'extraire des informations pertinentes pour alimenter un algorithme de reconnaissance du type et de la qualité du canal. Le but, mentionné dans la partie 2.3, est de pouvoir reconnaître trois types de canal (*non perturbé*, *mobilité* et *interférence*) ainsi que sa qualité (très favorable, favorable ou non-favorable à la propagation). L'objectif de ce chapitre est de décrire les outils utilisés pour extraire les informations du signal reçu et pour reconnaître le canal.

Dans la première partie du chapitre, plusieurs signaux permettant de faire l'analyse de l'état du canal à partir de l'observation d'une trame sont proposées. Puis deux estimateurs de SNR sont présentés pour évaluer le niveau de bruit affectant le canal de communication. Ensuite, plusieurs indicateurs de l'état du canal extraits des signaux d'analyse sont proposés. La deuxième partie du chapitre est dédiée à la présentation des outils utilisés pour la prise de décision : analyse des performances en détection des différents indicateurs pour la tâche de classification automatique de la nature du canal en trois classes : canal non perturbé (noté N), présence de mobilité (noté M) et présence d'interférences (noté I). Pour illustrer les propos de ce chapitre, trois signaux N, M et I sont choisis dans la base de données pour servir d'exemple.

4.1 Outils d'analyse de l'état du canal

L'impact du canal sur le signal reçu est complexe. Il se traduit par des perturbations observables dans la trame reçue, que nous allons chercher à identifier et à traduire en informations numériques. La complexité et la variabilité de l'effet du canal sur la trame nous ont amenés à choisir une voie d'exploration expérimentale. Nous avons choisi de travailler sur l'analyse de signaux réels recueillis dans des conditions de canal contrôlées, plutôt que sur des signaux simulés, afin d'extraire des indicateurs de la nature du canal réalistes, qui tiennent compte de l'ensemble des phénomènes perturbateurs.

4.1.1 Rappels sur les traitements numériques en bande de base

Lors de la réception d'une trame, l'analyse du canal est faite au niveau des traitements numériques en bande de base. Comme le montre la figure 4.1, les traitements numériques en bande de base se localisent après le système RF de réception et le convertisseur analogique-numérique. Pour rappel, toutes ces opérations sont effectuées à l'aide du programme que nous avons réalisé avec MATLAB et correspondent à l'algorithme présenté précédemment à la figure

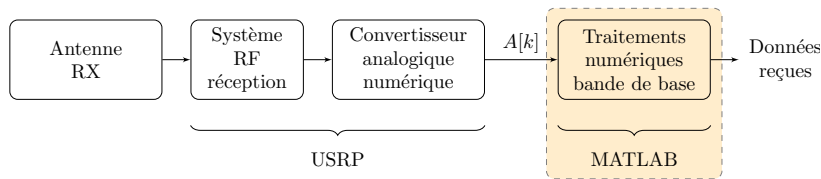


FIGURE 4.1 – Schéma bloc simplifié qui rappelle la structure du récepteur.

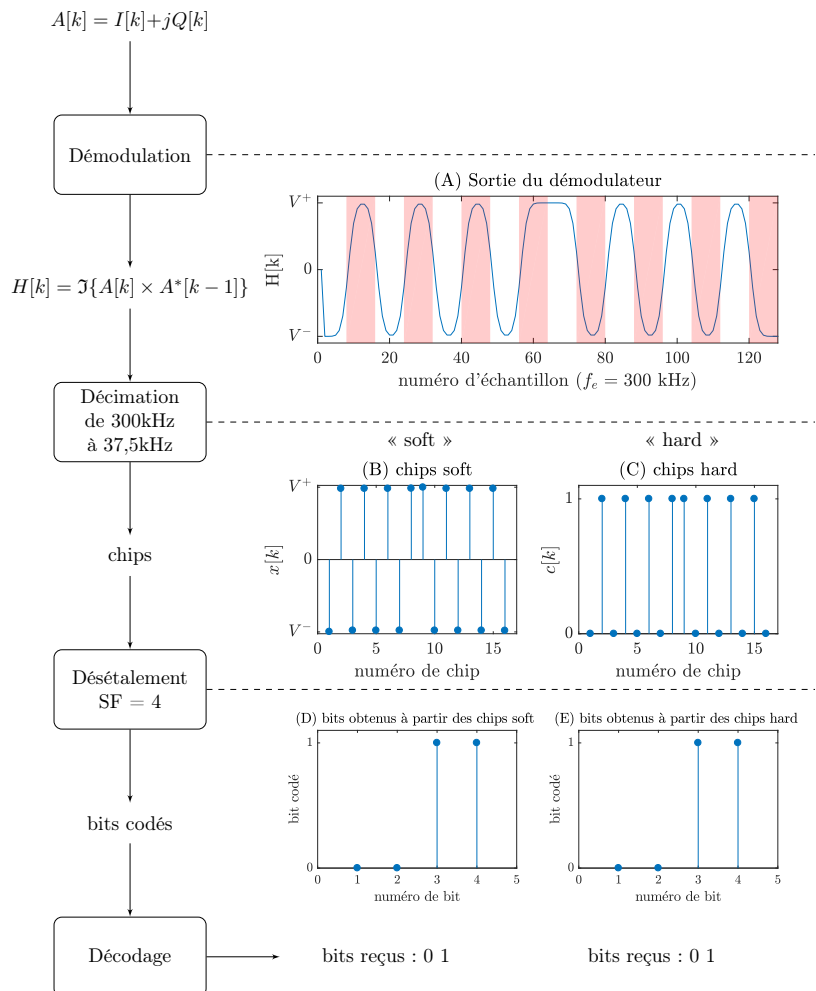


FIGURE 4.2 – Illustration des étapes de démodulation, de désétalement et de décodage correcteur d'erreurs. La branche « soft » est issue d'une démodulation soft et la branche « hard » est issue de la démodulation hard. Les signaux représentés dans les graphes correspondent aux bits du message : 0 1.

3.5. Le signal complexe en bande de base $A[k]$ transmis par l'USRP au programme réalisé en MATLAB est échantillonné à une fréquence d'échantillonnage f_e égale à 300 kHz.

Dans le but d'illustrer les étapes de traitement du signal au niveau du récepteur, on introduit un exemple de transmission de deux bits : 0 1. Au niveau de l'émetteur, les bits sont d'abord codés par le code correcteur d'erreurs pour donner des bits codés qui sont : 00 11. Puis les bits codés sont remplacés par les séquences d'étalement spectral correspondant à un facteur d'étalement SF égale à 4 pour donner la séquence de chips suivante : 0101 0101 1010 1010. Dans cet exemple les données ne sont ni entrelacées, ni blanchies. La séquence de chips obtenue après l'étalement spectral est encapsulée dans une trame, la trame est modulée et émise dans le canal par l'antenne de l'émetteur. Toutes ces étapes sont détaillées dans le chapitre 1. Dans cet exemple, on ne s'intéressera pas à l'entête et au CRC.

On considère que le signal circule dans un canal sans bruit et sans perturbation. Le signal reçu par l'antenne est traité par les circuits analogiques du système RF de réception, puis il est échantillonné à la fréquence d'échantillonnage f_e égale à 300 kHz pour générer le signal complexe en bande de base $A[k]$. Des traitements sont appliqués à $A[k]$: filtrages (FIR1 et FIR2), correction de gain par un contrôleur automatique de gain (AGC) et une correction de décalage de fréquence (CFO). Ces traitements sont faits avant l'étape de démodulation. Puisque pour le moment ces traitements n'interviennent pas dans la formulation et la création des signaux d'analyse du canal, les schémas simplifiés de la chaîne de traitement numérique en bande de base qui vont être présentés en seront dépourvus. Pour cette raison, tous ces schémas simplifiés considèrent $A[k]$ comme le signal ayant déjà été traité par les étapes de filtrage, de correction de gain et de décalage de fréquence.

Ensuite, le début de la trame est détecté par l'algorithme de synchronisation du préambule qui lance à son tour la recherche du SFD. La présence du SFD confirme l'existence de la trame et indique le début de l'entête. Puis, $A[k]$ est démodulé pour générer un signal réel proportionnel à sa fréquence instantanée. Pour diminuer la cadence des calculs, une décimation est faite, cette opération permet de passer d'une fréquence d'échantillonnage de 300 kHz à une nouvelle fréquence d'échantillonnage de 37,5 kHz qui correspond au débit chip. En d'autres termes, après la décimation, un échantillon du signal représente un chip.

Comme le montre la figure 4.2, deux types de démodulation sont effectués : une démodulation dite « *soft* » qui génère des chips *soft* notés $x[k]$ et une démodulation « *hard* » qui génère des chips *hard* notés $c[k]$. Un chip *soft* correspond à un nombre réel et un chip *hard* correspond soit à un 0 soit à un 1. À partir de là, sur deux branches (*soft* et *hard*), les chips sont désétales pour avoir des bits codés, qui sont à leurs tours décodés pour générer les bits reçus¹.

Avec cet exemple, on voit qu'en réception, les traitements numériques permettent de passer des échantillons complexes aux chips, des chips aux bits codés et enfin des bits codés aux bits du message reçu. Pour les deux branches (*soft* et *hard*), les étapes décisionnelles sont : la démodulation, le désétalement, et le décodage correcteur d'erreurs. Effectivement, ces étapes permettent de décider de la valeur des chips et des bits. Finalement, la figure 4.2 montre ces différentes étapes avec à chaque étape une représentation de la sortie (chips, bits codés et bits)

1. Dans une implémentation réelle d'un récepteur, une seule des deux branches est implémentée, la variante *soft* étant typiquement plus performante. Ici, les deux branches sont implémentées à des fins de comparaison.

qui correspond aux données envoyées par l'émetteur, à savoir 0 1.

La totalité de la chaîne de réception sous forme d'un schéma bloc simplifié est présentée dans la figure 4.3. Cette figure permet de localiser les traitements numériques de données ainsi que l'emplacement des calculs des signaux d'analyse du canal (CAS), des indicateurs de l'état du canal (CSI) et des valeurs estimées du rapport signal à bruit \widehat{SNR} qui seront présentés ci-dessous. Seuls des extraits simplifiés de cette chaîne de traitement seront donnés à titre d'illustration par la suite. Les calculs des CAS seront détaillés dans la sous-section 4.1.3. Les deux estimateurs du rapport signal à bruit (SNR) seront présentés dans la sous-section 4.1.4 et les indicateurs de l'état du canal (CSI) seront développés dans la sous-section 4.1.5. Cette figure permet de visualiser l'ensemble des CAS, CSI et estimations de SNR évalués lors de ces travaux, l'objectif étant, dans une implémentation réelle, de ne conserver que les plus performants.

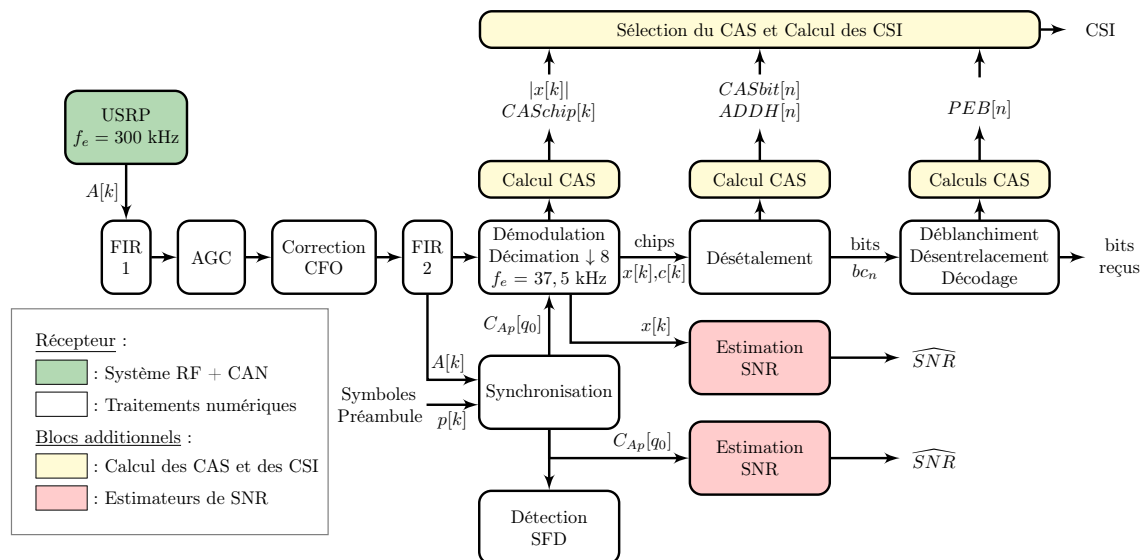


FIGURE 4.3 – Structure simplifiée (reprise de la figure 3.5) de l'algorithme en bande de base numérique en réception compatible avec IEEE 802.15.4k-2015 LECIM FSK, avec le calcul des CAS, des CSI et les deux estimateurs de SNR.

4.1.2 Trois exemples de trames réelles

Pour illustrer les propos développés tout au long de ce chapitre, trois trames collectées sur la plateforme expérimentale à l'aide des radio logicielles sont choisies pour les calculs de signaux d'analyse du canal et des indicateurs de l'état du canal. Ces trames permettent de représenter les trois types de canal que l'on veut reconnaître, à savoir *non perturbé*, *mobilité* et *interférence*. Si on considère que le SNR_{min} de la radio utilisée sur la plateforme expérimentale est égal à environ 10 dB, alors les trois exemples ont des caractéristiques suivantes :

- Trame labellisée comme *non perturbé*, N : l'acquisition de cette trame est faite dans un

environnement sans perturbation à un niveau de SNR égal à 25 dB.

- Trame labellisée comme *mobilité*, M : l'acquisition de cette trame est faite à $SNR = 25$ dB dans un environnement expérimental perturbé par la présence d'une mobilité pédestre humaine.
- Trame labellisée comme *interférence*, I : l'acquisition de cette trame est faite à $SNR = 25$ dB dans un environnement expérimental perturbé par l'émission d'un signal perturbateur du même standard que le signal utile, à savoir IEEE 802.15.4k, en co-canal, c'est-à-dire avec la même fréquence porteuse que celle du signal utile. L'amplitude en bande de base de l'interférence a est égale à 1 avec une valeur de rapport signal à interférence minimal, c'est-à-dire que le canal est fortement perturbé. Avec une source d'interférence plus puissante, les trames seraient perdues.

Le détail concernant le fonctionnement de la plateforme expérimentale, ainsi que ses caractéristiques sont disponibles dans le chapitre 3. Pour bien mettre en valeur l'empreinte des perturbations, les trames mobilité et interférence sont choisies avec une intensité de perturbation forte. Chaque trame contient 10 000 bits. Avec un taux de codage de $1/2$, le nombre de bits codés dans la trame est égal à 20 000. Ces bits codés sont transformés en chips avec un facteur d'étalement spectral $SF=4$ ce qui donne un nombre de chips dans la trame de 80 000.

4.1.3 Signal d'Analyse du Canal : CAS

Étant donné que le récepteur ne connaît pas au préalable le contenu du message envoyé par l'émetteur, l'analyse du canal ne pourra pas s'appuyer sur une simple comparaison entre les informations envoyées et les informations reçues. Pour cette raison, dans cette section, on cherche à créer des signaux d'analyse du canal (CAS : Channel Analysis Signal). Pour ce faire, on tente de créer un CAS à chaque étape décisionnelle (démodulation, désétalement et décodage correcteur d'erreurs) de la chaîne de traitement numérique en bande de base. La création et la sélection des CAS résultent d'observations et d'analyses effectuées sur des trames labellisées qui ont été collectées sur la plateforme expérimentale comme décrite dans le chapitre 3.

4.1.3.1 Caractéristiques du CAS idéal

Puisque le rôle d'un CAS est de permettre une analyse fine et précise du canal, il doit être riche en information et idéalement indépendant des paramètres de réglage de la radio tels que le facteur d'étalement, le taux de codage, etc. Dans le contexte des systèmes et applications ultra basse consommation et à haute autonomie, le CAS doit être simple à utiliser et son calcul de faible complexité.

Comme il est impossible de détecter les perturbations du canal par simple comparaison entre le message reçu et le message envoyé, car ce dernier est inconnu du récepteur, le CAS devra se baser sur la qualité du signal reçu et non pas sur son contenu. Dans les sections qui

vont suivre, on tente de générer un CAS au niveau de chaque étape décisionnelle. On cherche à évaluer des niveaux de certitude que les décisions prises soient correcte ou non. Ces niveaux de certitude sont directement liés à la qualité du signal reçu, c'est-à-dire au rapport signal sur bruit + interférence ($P_{\text{signal}}/(P_{\text{bruit}} + P_{\text{interférence}})$) observé pendant la durée du chip, bit codé, ou bit, selon le cas de figure. Ils donnent des informations sur les phénomènes perturbateurs survenus dans le canal de propagation.

4.1.3.2 CAS au niveau chip

Une première façon de définir un signal CAS consiste à employer la première branche de la figure 4.3.



FIGURE 4.4 – Illustration des étapes de démodulation et de décimation dans un schéma bloc simplifié de la chaîne de traitement numérique en bande de base.

En effet, la première étape décisionnelle est le passage des échantillons complexes $A[k]$ aux chips, comme le montre la figure 4.4. Comme montré sur le graphe (A) de la figure 4.2, la sortie du démodulateur génère un signal $H[k]$ de la forme :

$$H[k] = \Im\{A[k] \times A^*[k-1]\} \quad (4.1)$$

où $\Im\{z\}$ est la partie imaginaire du nombre complexe z , z^* est le nombre complexe conjugué de z . $H[k]$ est un signal échantillonné à une fréquence d'échantillonnage f_e égale à 300 kHz. Sur le graphe (A) de la figure 4.2, les champs blancs et rouges délimitent les chips. En d'autres termes, si on part du point d'abscisse 0, en partant vers les numéros d'échantillon croissants, le premier champ blanc correspond au chip numéro 1, le premier champ rouge correspond au chip numéro 2, le deuxième champ blanc correspond au chip numéro 3, etc.

Une décimation d'un facteur 8 est faite pour que la fréquence d'échantillonnage f_e passe de 300 kHz à 37,5 kHz. La position des échantillons que l'on garde est déterminée par la synchronisation du préambule. Puisque cette nouvelle fréquence d'échantillonnage correspond au débit chip de 37,5 kilo-chip/seconde, alors chaque échantillon représente un chip. Pour cette raison, après la décimation, le numéro d'échantillon est égal au numéro du chip, la notation k est gardée pour indiquer le numéro de chip. Cette opération permet de générer un signal noté $x[k]$, chaque valeur de $x[k]$ correspond à un chip, avec k un nombre entier allant de 1 à K qui est le nombre de chips dans la trame.

Le signal $x[k]$ varie entre des valeurs négatives V^- et positives V^+ , car en émission les bits

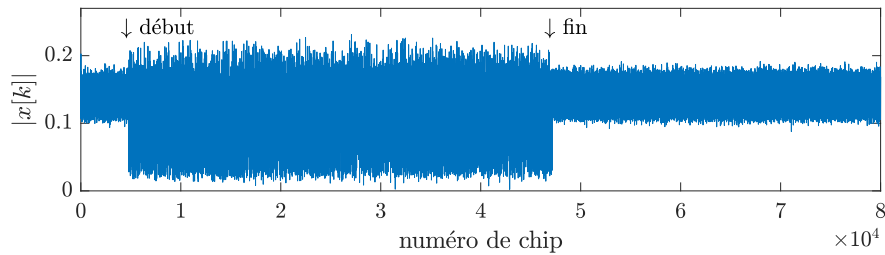


FIGURE 4.5 – Signal $|x[k]|$ d'une trame collectée expérimentalement dans un environnement perturbé par une source d'interférence de type IEEE 802.15.4k. Avec une fréquence d'échantillonnage $f_e = 35,7$ kHz et contenant 80 000 chips ce signal à une durée de 2,13 secondes. Les flèches indiquent le début et la fin de la perturbation.

étaient traduits en un signal NRZ qui varie entre -1 et 1 volt (voir exemple illustré dans la figure 1.3 du chapitre 1). Dans le signal $x[k]$, les valeurs négatives sont proportionnelles à la fréquence qui traduit les chips 0 et les valeurs positives sont proportionnelles à la fréquence qui traduit les chips 1. Ces valeurs numériques dépendent de la puissance du signal reçu, du bruit et des éventuelles distorsions du signal reçu. Pour cette raison, les valeurs numériques de $x[k]$ sont définies comme les chips *soft* et correspondent au signal généré par la sortie *soft* du démodulateur.

La prise de décision concerne la génération des chips *hard*, c'est-à-dire des chips sous forme de valeurs binaires 0 et de 1, c'est la démodulation *hard*. Les chips *hard* sont notés $c[k]$. Pour ce faire, on se base sur les valeurs de $x[k]$ et d'un seuil de prise de décision égal à zéro. La prise de décision s'effectue selon la règle suivante :

$$c[k] = \begin{cases} 1 & \text{si } x[k] \geq 0 \\ 0 & \text{sinon.} \end{cases} \quad (4.2)$$

Comme le montre la figure 4.2, les chips *soft* correspondent aux différents niveaux de tension et les chips *hard* correspondent à une suite de 0 et de 1. Dans cet exemple la séquence de chips *hard* obtenue est 0101 0101 1010 1010.

Puisque la prise de décision est faite à l'aide d'une comparaison de la valeur du chip *soft* par rapport à un seuil égal à zéro, alors plus la valeur du chip *soft* est éloignée du seuil, plus le niveau de certitude sur la prise de décision est élevé. Au contraire, plus la valeur du chip *soft* est proche de zéro, plus le niveau de certitude est faible. Ainsi, on voit que l'information sur le niveau de certitude de la prise de décision est portée par l'éloignement de la valeur du chip *soft* du seuil de décision. Finalement, la valeur absolue de $x[k]$ permet de traduire cette « éloignement » des chips *soft* par rapport à zéro.

À titre d'illustration, on calcule le signal échantillonné $|x[k]|$ d'une trame de type IEEE 802.15.4k collectée expérimentalement dans un environnement perturbé par l'émission en co-canal d'une autre radio de même type (utilisant la même fréquence porteuse que celle du signal utile). La figure 4.5 montre le comportement de $|x[k]|$ avec l'indication du début

et de la fin de la perturbation de type interférence. Sur ce signal, le début et la fin de la perturbation sont clairement identifiables puisque la présence de l'interférence provoque une chute des valeurs de $|x[k]|$ vers zéro. En effet, la présence de l'interférence rend les décisions sur les valeurs démodulées plus incertaines.

On observe que le signal est très bruité. Pour retirer une partie du bruit, on utilise une moyenne glissante sur une fenêtre de taille win . On choisit une fenêtre de moyennage win égale à 1000 chips, ce qui correspond à une fenêtre temporelle de 26,6 millisecondes. Ce choix de win est compatible avec la durée des interférences et de la mobilité des objets ou des personnes attendues à proximité des nœuds (cf. section 1.4.3, chapitre 1).

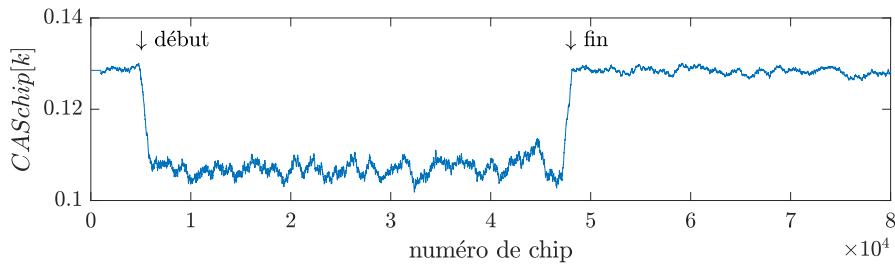


FIGURE 4.6 – $CASChip[k]$ d'une trame collectée expérimentalement dans un environnement perturbé par une source d'interférence de type IEEE 802.15.4k et obtenu avec une fenêtre de moyenne glissante égale à 1000 chips. Avec une fréquence d'échantillonnage $f_e = 35,7$ kHz et contenant 80 000 chips, ce signal a une durée de 2,13 secondes. Les flèches indiquent le début et la fin de la perturbation.

Finalement, on peut générer un signal d'analyse de canal au niveau chip, noté $CASChip[k]$, qui porte l'information sur le niveau de certitude que le chip reçu soit correct. Le signal $CASChip[k]$ est calculé de la manière suivante :

$$CASChip[k] = \frac{1}{win} \sum_{i=0}^{win-1} |x[k-i]| \quad (4.3)$$

où $x[k]$ est la valeur du chip *soft* numéro k et win est la fenêtre de la moyenne glissante. La figure 4.6 montre le signal $CASChip[k]$ calculé sur $x[k]$ dont la fenêtre win de la moyenne glissante est égale à 1000 chips. Cette figure permet de voir l'empreinte de la perturbation de type interférence sur l'ensemble des chips de la trame. Puisque le signal $x[k]$ correspond au niveau de tension mesuré en volt, alors l'unité du signal $CASChip[k]$ est aussi le volt.

Pour visualiser l'empreinte que laissent les canaux de type non perturbé et mobilité, deux autres trames collectées sur la plateforme expérimentale correspondant à ces types de canaux sont sélectionnées pour tracer les signaux $|x[k]|$ et $CASChip[k]$. Les canaux non perturbés, mobilité et interférence sont notés respectivement par les lettres N, M et I et, par extension, les trames collectées dans chacun de ces types de canal sont annotées avec les mêmes lettres (N, M et I). Ainsi dans la figure 4.7, les graphes (A), (C) et (D) montrent respectivement $|x[k]|$ pour les trames N, M et I et les graphes (B), (D) et (E) représentent les $CASChip[k]$

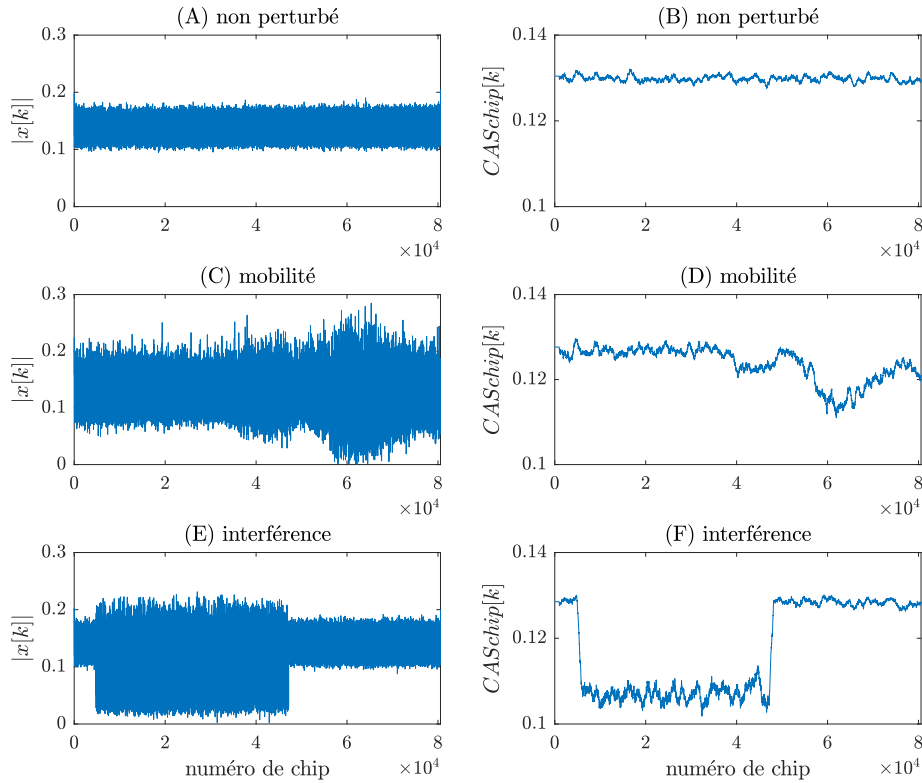


FIGURE 4.7 – Signaux $|x[k]|$ et $CASchip[k]$ calculés à partir des trois exemples de trames collectées dans des canaux de type non perturbé, mobilité et interférence.

correspondant. On observe que dans les trois cas, la moyenne glissante d'une fenêtre de 1000 chips élimine bien une grande partie du bruit et révèle clairement l'empreinte que le canal a laissé sur l'ensemble des chips de la trame.

Une observation attentive du signal $|x[k]|$ révèle que ses minima sont dangereusement proche de 0, qui est la référence correspondant au niveau de certitude le plus bas. Le signal $CASchip[k]$ correspondant présente lui des minima qui sont plus éloignés de 0. Pour rappel, 0 est le seuil de décision sur la valeur de chip *hard*, il indique donc le niveau de certitude le plus bas sur le fait que le chip *hard* démodulé soit correct. Pour cette raison, on peut dire que la moyenne glissante utilisée pour le calcul du $CASchip[k]$ à partir du signal $|x[k]|$ a pour effet de surestimer le niveau de certitude. Cela peut engendrer une sous-estimation de l'impact de la perturbation. Ce phénomène peut être plus facilement observable sur la figure 4.8 qui représente sur le même graphe les signaux $|x[k]|$ et $CASchip[k]$ en question. On observe aussi que les niveaux élevés de certitude observés sur le signal $|x[k]|$, les maxima, sont sous-estimés.

Le fait que les $CASchip[k]$ soient différents selon le type de canal semble indiquer que le comportement de ce signal est sensible au type de canal par lequel la trame est transmise et qu'il pourrait permettre la distinction entre les trois types de canal : non perturbé, mobilité et interférence. De plus, on remarque que le début et la fin des perturbations sont observables sur

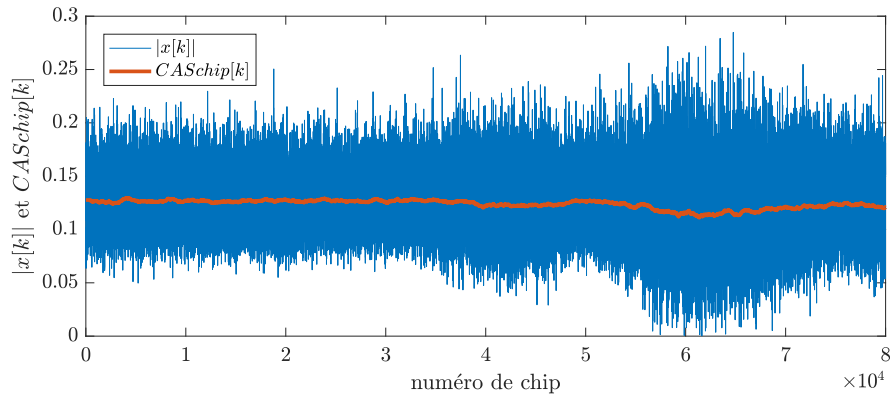


FIGURE 4.8 – Illustration des phénomènes de sous-estimation des niveaux de certitude élevés et surestimation des niveaux de certitude faible du $CASchip[k]$ par rapport au signal $|x[k]|$.

les graphes (D) et (E) de la figure 4.7. Pour cette raison, il pourrait être possible de calculer le temps pendant lequel la perturbation est présente dans le canal.

Finalement, la complexité de calcul de ce CAS est très faible, car il est calculé à partir du signal $x[k]$ qui est déjà calculé par l'algorithme de démodulation. Le calcul de ce CAS ne nécessite qu'un calcul de la valeur absolue et d'un filtre par moyenne glissante dans la DBB. La somme nécessaire au calcul de la moyenne glissante sur les $win = 1000$ peut être faite de manière suivante : la première somme nécessite $win - 1$ additions (ADD), une fois que ce calcul est fait, pour obtenir la suivante, il suffit de rajouter le 1001-ième échantillon et de soustraire le premier. Et chaque valeur obtenue est divisée par win . Si K est le nombre total de chip présents dans la trame, alors le calcul de $CASchip[k]$ nécessite K valeurs absolues (ABS), $(K - win)$ divisions (DIV), $(K - win - 1)$ soustractions (SUB) et $(K - 1)$ additions (ADD).

À noter que, si win est une puissance de 2, la division peut être remplacée par une opération de décalage vers la droite. Ce décalage se fait en un seul cycle alors que la division, de fait nécessite plusieurs cycles. Ces remarques montrent que le calcul du $CASchip[k]$ peut être encore optimisé pour diminuer d'avantage son coût computationnel.

4.1.3.3 CAS au niveau bit

Une façon alternative de définir un signal CAS consiste à employer la branche du milieu de la figure 4.3. En effet, la démodulation permet de passer des échantillons complexes $A[k]$ générés par l'USRP à un signal réel représentant les chips reçus, sous leur forme *soft*, $x[k]$, (avant décision) ou *hard*, $c[k]$, (après décision : 0 ou 1). Comme le montre la figure 4.9, l'étape de désétalement consiste à retrouver les bits codés à partir des chips obtenus en sortie de démodulation. Puisque la démodulation peut générer deux types de chips (*soft* et *hard*), on peut donc désétalement les chips de deux manières, décrites ci-dessous. Ces deux techniques permettent de définir deux signaux CAS différents, $CASbit[n]$ et $ADDH[n]$.

Si le facteur d'étalement est SF , un bit codé bc_n est représenté par SF chips. La première

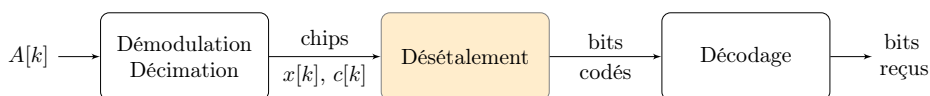


FIGURE 4.9 – Illustration de l'étape de désétalement spectral dans un schéma bloc simplifié de la chaîne de traitement numérique en bande de base.

étape de désétalement consiste à regrouper les chips par SF pour générer une séquence de désétalement, $xs[n]$ pour la séquence de chips *soft* et $cs[n]$ pour la séquence de chips *hard*.

Ainsi, chaque séquence de chips contient un nombre SF de chips. Reprenons l'exemple illustratif de l'envoi par l'émetteur du message contenant deux bits : 0 1 qui donnent 4 bits codés 00 11. Puisque le facteur d'étalement est égal à 4, en absence de bruit, le démodulateur génère ainsi 16 chips *soft* $\{x[1], \dots, x[16]\}$ et le même nombre de chips *hard* $\{c[1], \dots, c[16]\}$. Dans ce cas la première séquence de chips qui représente le premier bit codé est $xs[1] = [x[1] x[2] x[3] x[4]]$ pour les chips *soft* et $cs[1] = [c[1] c[2] c[3] c[4]]$ pour les chips *hard*. Une illustration de ces chips est présente dans la figure 4.10.

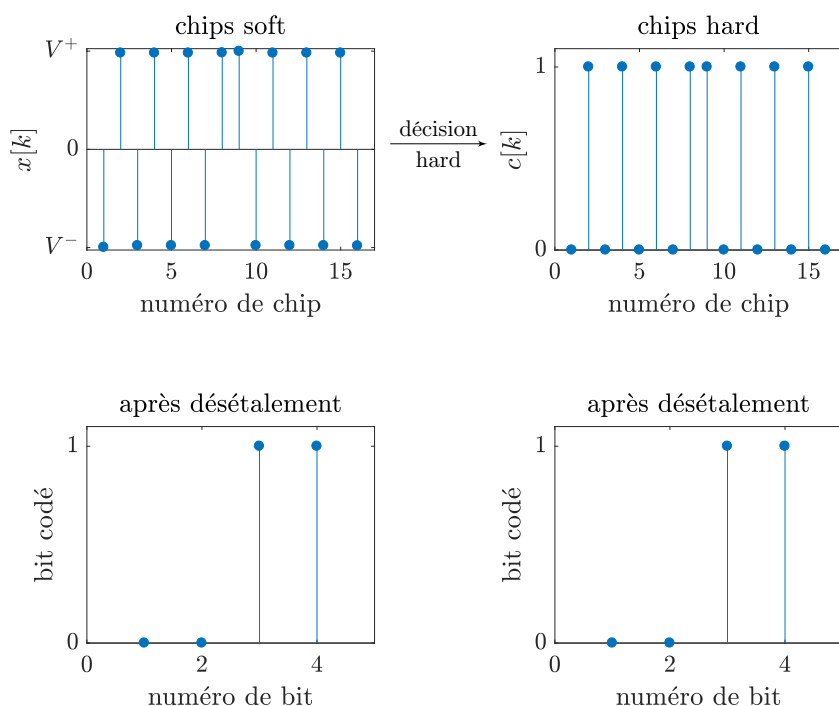


FIGURE 4.10 – Illustration des chips *soft* et *hard* et respectivement en dessous, les bits codés obtenus après le processus de désétalement spectral pour l'exemple de la transmission de deux bits : 0 1.

4.1.3.3.1 Le désétalement des chips *soft*

Le récepteur connaît la correspondance entre les séquences de chips représentant le bit 0 et 1 en fonction du facteur d'étalement utilisé, comme le montre le tableau 4.11. $X0 = [x0_1 \dots x0_{SF}]$ est la séquence de chips *soft* attendue pour le bit 0 et $X1 = [x1_1 \dots x1_{SF}]$ pour le bit 1.

Facteur d'étalement	bit = 0	bit = 1
2	$X0 = -1, 1$	$X1 = 1, -1$
4	$X0 = -1, 1, -1, 1$	$X1 = 1, -1, 1, -1$
8	$X0 = -1, 1, -1, 1, -1, 1, -1, 1$	$X1 = 1, -1, 1, -1, 1, -1, 1, -1$
16	$X0 = -1, 1, \dots, -1, 1$	$X1 = 1, -1, \dots, 1, -1$

FIGURE 4.11 – Correspondance entre la valeur du bit codé et la séquence de chips *soft* pour les différentes valeurs du facteur d'étalement autorisées par le standard IEEE 802.15.4k.

Puisque chaque séquence de chips $xs[n]$ contient un nombre SF de chips, alors il est possible de calculer deux produits scalaires normalisés par SF , $ps0[n]$ et $ps1[n]$ comme ci-dessous :

$$ps0[n] = \frac{xs[n].X0^T}{SF} \quad (4.4)$$

et

$$ps1[n] = \frac{xs[n].X1^T}{SF} \quad (4.5)$$

où Z^T est le vecteur transposé du vecteur Z . Pour une séquence de chips *soft* $xs[n]$, on calcule $ps0[n]$ et $ps1[n]$ et la prise de décision sur la valeur du bit codé bc_n s'effectue de manière suivante :

$$bc_n = \begin{cases} 0 & \text{si } ps0[n] \geq ps1[n] \\ 1 & \text{sinon.} \end{cases} \quad (4.6)$$

Puisque la prise de décision s'effectue à l'aide des valeurs de $ps0[n]$ et de $ps1[n]$, il est possible de définir un signal qui permet d'évaluer le niveau de certitude concernant ces prises de décision :

$$PS[n] = \begin{cases} ps0[n] & \text{si } ps0[n] \geq ps1[n] \\ ps1[n] & \text{sinon.} \end{cases} \quad (4.7)$$

Pour éliminer une partie du bruit, comme pour le signal $CASchp[k]$, on effectue une moyenne glissante d'une fenêtre $winb$. Ainsi, le signal d'analyse (CAS) qu'on génère au niveau des bits codés est de la forme :

$$CASbit[n] = \frac{1}{winb} \sum_{i=0}^{winb-1} PS[n-i] \quad (4.8)$$

Puisque le nombre de bits codés N est SF fois inférieur au nombre de chips, alors la fenêtre de la moyenne glissante utilisée pour le calcul du signal $CASbit[n]$ doit être SF fois plus petite que celle utilisée pour le calcul du signal $CASchip[k]$ pour garder une certaine cohérence. Pour le calcul du $CASchip[k]$ la fenêtre utilisée étant de 1000 chips, dans le cas du calcul du $CASbit[n]$, la fenêtre $winb$ est choisie égale à 250 bits codés sachant que le facteur d'étalement spectral utilisé est égal à 4.

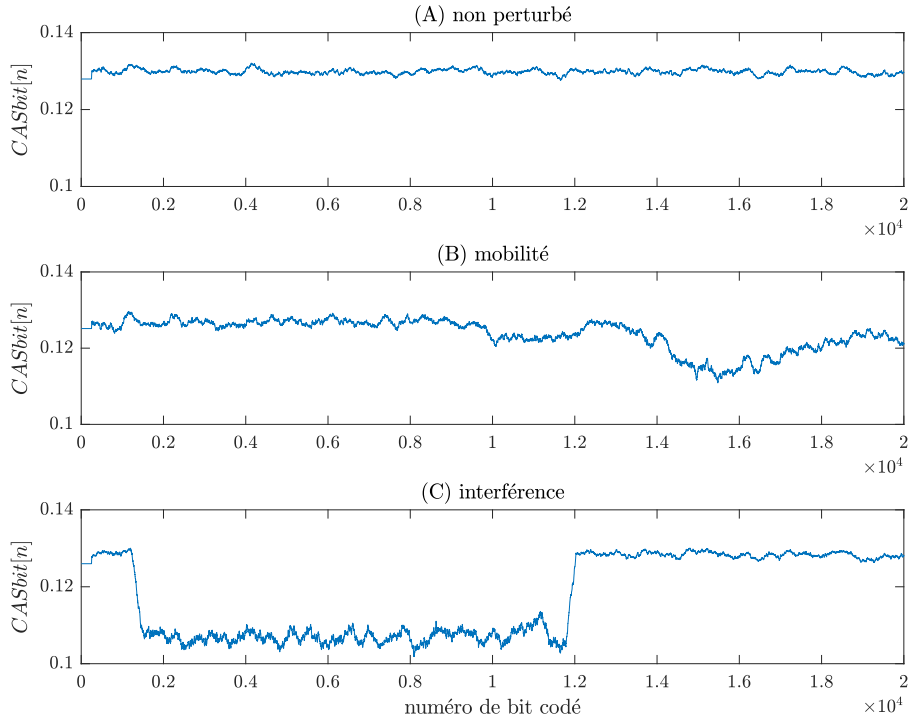


FIGURE 4.12 – Signaux $CASbit[n]$ calculés à partir des trois exemples de trames collectées dans des canaux de type non perturbé, mobilité et interférence.

Pour visualiser le comportement du $CASbit[n]$ en fonction du type de canal, les graphes des trois $CASbit[n]$ sur les trames d'exemples sont présentés sur la figure 4.12. Les observations faites sur le comportement du $CASchip[k]$ semblent être aussi valables pour le $CASbit[n]$. Ces graphes montrent que les trois types de canaux possèdent une empreinte différente sur le signal $CASbit[n]$. De plus, le début et la fin des perturbations sont visuellement observables sur les graphes (B) et (C) correspondant respectivement aux signaux $CASbit[n]$ de la trame mobilité et interférence. Ainsi, avec un nombre de bits codés SF fois inférieur au nombre de chips, le signal $CASbit[n]$ semble porter les mêmes informations que le signal $CASchip[k]$. Ce signal peut être utilisé pour reconnaître les types de canal.

Finalement, pour le calcul de ce signal d'analyse au niveau des bits codés, seule la moyenne glissante vient s'ajouter aux calculs préexistants dans la chaîne de traitement numérique en bande de base. Effectivement, les valeurs de $ps0$ et $ps1$ sont de toutes manières nécessaires au processus de désétalement spectral. Dans ce cas, le calcul du $CASbit[n]$ nécessite $(N - winb)$ divisions (DIV), $(N - winb - 1)$ soustractions (SUB) et $(N - 1)$ additions (ADD).

4.1.3.3.2 Le désétalement des chips *hard*

Comme pour le cas des chips *soft*, le récepteur connaît au préalable les séquences de chips *hard* représentant le bit 1 et 0 en fonction du facteur d'étalement spectral, comme montré dans le tableau 4.13. Les séquences de chips $C0 = [c0_1 \dots c0_{SF}]$ et $C1 = [c1_1 \dots c1_{SF}]$ correspondent respectivement aux séquences attendues pour le bit 0 et 1.

Facteur d'étalement	bit = 0	bit = 1
2	$C0 = 01$	$C1 = 10$
4	$C0 = 0101$	$C1 = 1010$
8	$C0 = 01010101$	$C1 = 10101010$
16	$C0 = 0101010101010101$	$C1 = 1010101010101010$

FIGURE 4.13 – Correspondance entre la valeur du bit et la séquence de chips *hard* pour les différentes valeurs du facteur d'étalement autorisées par le standard IEEE 802.15.4k.

Rappelons que les chips *hard* sont regroupés en séquences de SF chips $cs[n]$. Pour chaque séquence de chips *hard* il est possible de calculer deux distances de Hamming normalisées par la valeur de SF. Elles sont notées $dr(cs, C0)[n]$ et $dr(cs, C1)[n]$ et sont définies ci-dessous :

$$dr(cs, C0)[n] = \frac{(cs[n] \oplus C0) \cdot I_{SF}^T}{SF} \quad (4.9)$$

et

$$dr(cs, C1)[n] = \frac{(cs[n] \oplus C1) \cdot I_{SF}^T}{SF} \quad (4.10)$$

où \oplus désigne le OU exclusif aussi appelé XOR et I_{SF} est un vecteur contenant SF éléments tous sont égaux à 1, par exemple pour $SF = 4$, le vecteur I_{SF} est de la forme $I_4 = [1 \ 1 \ 1 \ 1]$. La distance de Hamming permet de quantifier la différence qui existe entre deux séquences de chips. Par exemple :

- $dr(cs, C0)[n] = 0$: une distance de Hamming normalisée est égale à zéro, quand les chips de la séquence de chips reçue sont identiques aux chips de la séquence de chips attendue $C0$. Dans ce cas le niveau de certitude concernant la prise de décision sur la valeur du bit égale à 0 est maximal. Il en est de même pour $C1$ qui correspond au bit 1.
- $dr(cs, C0)[n] = 1$: une distance de Hamming normalisée est égale à un, quand les chips de la séquence de chips reçue sont tous différents aux chips de la séquence de chips attendue $C0$. Dans ce cas, le niveau de certitude sur le fait que le bit codé n'est pas

égale à 0 est maximal. Puisqu'un chip ne peut qu'être égal soit à 0 soit à 1 et selon la définition des séquences de chips du tableau 4.13, le niveau de certitude que le bit codé soit égal à 1 est donc aussi maximal. Il en est de même pour $C1$ qui correspond au bit 1.

- $dr(cs, C0)[n] = dr(cs, C1)[n] = 1/2$: la pire situation pour prendre une décision sur la valeur du bit. Effectivement, le nombre de chips qui diffèrent par rapport à $C0$ et à $C1$ est identique. Dans ce cas, la prise de décision est faite soit de manière aléatoire soit de manière arbitraire. Donc, ici la valeur $1/2$ joue en quelque sorte le rôle d'un seuil pour la prise de décision, l'incertitude est maximale.

Le passage entre une séquence de chips *hard* $cs[n]$ et un bit codé nécessite le calcul de deux distances de Hamming normalisées $dr(cs, C0)[n]$ et $dr(cs, C1)[n]$ et la prise de décision s'effectue à l'aide de la comparaison suivante :

$$bc_n = \begin{cases} 0 & \text{si } dr(cs, C0)[n] \leq dr(cs, C1)[n] \\ 1 & \text{sinon.} \end{cases} \quad (4.11)$$

On a vu que, pour les cas de figure où $dr(cs, C0)[n] = 0$, $dr(cs, C1)[n] = 1$ et $dr(cs, C0)[n] = 1$, $dr(cs, C1)[n] = 0$, on peut tirer la même conclusion : le niveau de certitude sur la prise de décision sur la valeur du bit est maximal. Les cas qui donnent un niveau de certitude minimal sont les cas où $dr(cs, C0)[n] = dr(cs, C1)[n]$. Dans le but d'avoir un signal qui tend vers 0 lorsque le niveau de certitude est minimal et vers 1 lorsque ce dernier est maximal, on définit un autre signal d'analyse du canal au niveau des bits codés. Pour chaque bit codé numéro n obtenu par le désétalement des chips *hard*, on définit une valeur absolue de la différence de ses deux distances de Hamming normalisées $dr(cs, C0)[n]$ et $dr(cs, C1)[n]$. Ce signal est noté $ADDH[n]$ et est défini ci-dessous :

$$ADDH[n] = |dr(cs, C0)[n] - dr(cs, C1)[n]| \quad (4.12)$$

Pour chaque séquence de chips correspondant à un bit codé, il est possible de calculer un $ADDH$ (valeur Absolue de la Différence des Distances de Hamming) qui permet d'évaluer le niveau de certitude avec laquelle le désétalement s'est fait. Comme les chips *hard* sont binaires (0 ou 1), alors les valeurs du signal $ADDH[n]$ sont discrètes et ne peuvent prendre que $(SF/2+1)$ valeurs différentes (pour SF égal à 2, 4, 8 ou 16) et appartiennent à l'intervalle $2\mathbb{N}^{[0, SF]}/SF$, où $2\mathbb{N}^{[0, SF]}$ désigne l'intervalle contenant les nombres entiers naturels pairs entre 0 et SF inclus. Par exemple, pour un facteur d'étalement SF égal à 4, l'intervalle $2\mathbb{N}^{[0, SF]}$ contient trois nombres entiers paires : 0, 2 et 4. Par conséquent, le signal peut prendre $4/2+1 = 3$ valeurs discrètes : $0/4 = 0$, $2/4 = 0,5$ et $4/4 = 1$. Dans cet exemple, 0 correspond au niveau de certitude minimal, 1 correspond au niveau de certitude maximal et 0,5 correspond à un niveau intermédiaire. Par cet exemple, on voit que plus le facteur d'étalement est grand, plus il y a de niveaux intermédiaires entre 0 et 1 permettant de décrire plus finement l'évolution de la certitude du désétalement spectral.

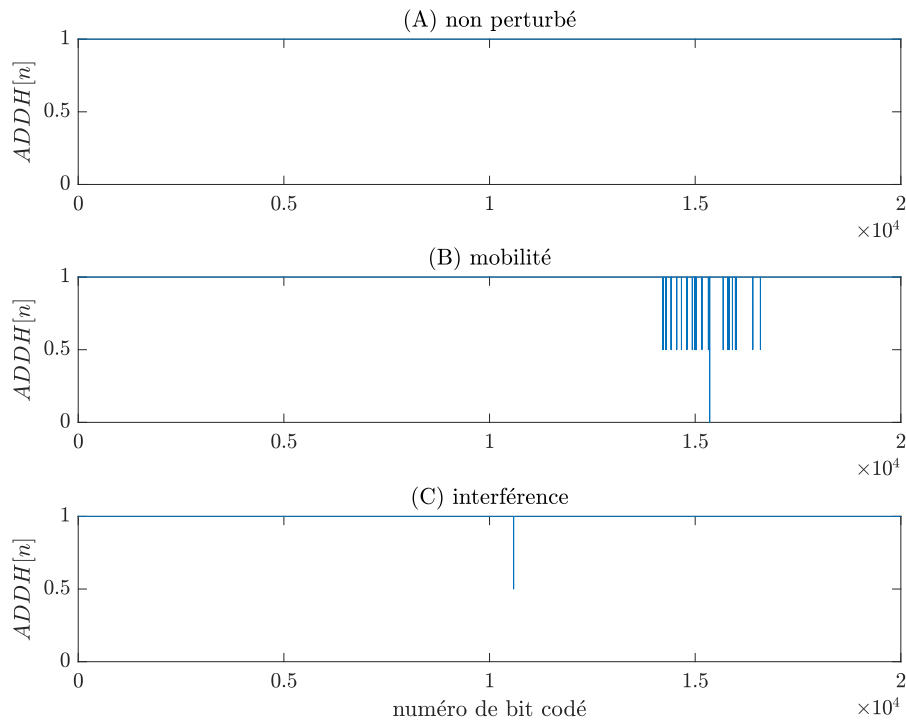


FIGURE 4.14 – Signaux $ADDH[n]$ calculés à partir des trois exemples de trames collectées dans des canaux de type non perturbé, mobilité et interférence.

Les signaux $ADDH[n]$ calculés à partir de chacune des trois trames d'exemples sont présentés sur les graphes de la figure 4.14. Le facteur d'étalement spectral utilisé pour ces exemples étant égal 4, les signaux $ADDH[n]$ ne prennent que 3 valeurs : 0, 0,5 et 1. Ici, le nombre de bits codés est égal à 20 000.

Le graphe (A) de la figure 4.14 montre que pour l'exemple de la trame collectée dans un environnement non perturbé avec un rapport signal à bruit égal à $SNR_{min}+15dB$, le signal $ADDH[n]$ est toujours égal à 1. Ceci veut dire que le SNR est suffisamment élevé pour que le processus de désétalement à partir des chips *hard* génère des bits codés avec un niveau de certitude qui reste au maximum.

Par contre, visuellement, le signal $ADDH[n]$ calculé à partir de la trame d'exemple labellisée comme interférence ne permet pas de détecter la présence de la perturbation. Ce qui signifie que l'interférence émise dans l'environnement RF lors de l'acquisition de cette trame n'est pas suffisamment forte en terme de puissance pour que le niveau de certitude du désétalement à partir des chips *hard* diminue. Mais on observe tout de même une baisse du signal $ADDH[n]$ au point $n = 10590$ à une valeur de 0,5. À partir de cet unique point, il n'est pas possible de remonter jusqu'à la nature de la perturbation.

Finalement, c'est la perturbation de type mobilité qui engendre le plus de variations dans le signal $ADDH[n]$. Effectivement, comme le montre le graphe (B) de la figure 4.14, on peut

visuellement observer le début et la fin de la perturbation. On peut observer sur ce graphe un point de certitude minimale, $ADDH[n = 15350] = 0$. Dans ce cas de figure, selon la définition donnée par l'équation 4.11, la valeur du bit correspondant est choisie arbitrairement égale à 0.

On remarque que ce signal a moins de finesse que les signaux $CAS_{chip}[k]$ et $CAS_{bit}[n]$, puisque pour ces deux autres signaux, il est possible de voir une évolution fine des signaux même pendant la durée de la perturbation (voir signaux $CAS_{chip}[k]$ et $CAS_{bit}[n]$ de la trame mobilité des figures 4.7 et 4.12).

Ces observations soulèvent un point important : la sensibilité du signal d'analyse aux perturbations faibles lorsque la radio fonctionne à un SNR élevé. Bien que la perturbation de type interférence soit ici forte, ce signal n'est pas capable de la détecter. Ceci est problématique pour notre application de reconfiguration de la radio à des fins d'économie d'énergie. La non détection de ce type de situation pourrait engendrer une reconfiguration de la radio qui pourrait amener à la perte de la future trame transmise. De plus, à partir de ces graphes, on voit qu'il est impossible de différencier clairement la trame labellisée comme non perturbée de la trame labellisée comme interférence. Cependant, si SF augmente, ces perturbations deviendront probablement plus visibles, car $ADDH[n]$ pourrait prendre plus de valeurs entre 0 et 1 et ainsi, il pourra décrire plus finement l'évolution de la certitude du désétalement spectral. Mais cela soulève le fait que le comportement de ce CAS face aux perturbations varie avec SF.

Dans une chaîne de traitement numérique en bande de base, il est rare de trouver les deux branches en parallèle (branche *soft* et *hard*), on fait le choix d'une approche ou de l'autre.

Si l'approche *hard* est choisie, le calcul des distances de Hamming normalisées est nécessaire au désétalement. Dans ce cas le calcul des distances n'est pas compté dans la complexité de calcul du signal $ADDH[n]$. Avec une approche *hard*, le calcul de $ADDH[n]$ nécessite N SUB et N ABS, où N est le nombre de bits codés contenus dans la trame. Malgré qu'il soit moins performant, sachant que cette approche est plus simple que l'approche *soft*, il y est donc privilégié lors d'une implémentation réelle.

4.1.3.4 CAS au niveau du code correcteur d'erreur

Une troisième façon de définir un signal CAS consiste à employer la troisième branche de la figure 4.3.

Comme le montre la figure 4.15, les bits générés lors de l'étape de désétalement spectral doivent être décodés pour obtenir finalement les bits reçus. Pour rappel, le décodage correcteur d'erreurs permet de localiser et de corriger un certain nombre de bits erronés, [8], [9], [10]. La radio IEEE 802.15.4k-2015 LECIM FSK avec laquelle les trames expérimentales sont collectées sur la plateforme de radiologicielle utilise un code correcteur d'erreurs de type convolutionnel de taux de codage égal à $1/2$, [7], [84]. Ce taux de codage implique que le nombre de bits reçus N_r soit égal à la moitié du nombre de bits codés N .



FIGURE 4.15 – Illustration de l'étape de décodage correcteur d'erreurs dans un schéma bloc simplifié de la chaîne de traitement numérique en bande de base.

Contrairement aux signaux $CASchip[k]$ et $CASbit[n]$, pour les signaux d'analyse du canal situés au niveau du décodage, on va s'intéresser à la localisation des bits erronés dans la trame² et non pas aux niveaux de certitude avec lesquels le décodage est fait, car cette dernière information n'est pas toujours disponible et difficilement accessible dans les algorithmes de décodage. Mais l'information qui est toujours accessible est la position des bits erronés dans la trame. De plus, les travaux décrits dans [42] montrent que le nombre d'erreurs binaires ainsi que leurs schémas de répartition dans la trame peuvent être directement mis en relation avec les phénomènes perturbateurs dans le canal tels que l'interférence et l'atténuation. Ainsi, la position des erreurs binaires peut être considérée comme un signal d'analyse du canal, il est noté $PEB[n]$ (Position des Erreurs Binaires) et est défini ci-dessous :

$$PEB[n] = \begin{cases} 1 & \text{si } b_n \text{ est erroné} \\ 0 & \text{sinon.} \end{cases} \quad (4.13)$$

où n est un nombre entier correspondant au numéro de bit allant de 1 à N avec N qui est le nombre de bits codés dans la trame. Le signal $PEB[n]$ est donc défini au niveau des bits codés et non pas au niveau des bits reçus. Dans un canal très perturbé, le décodage peut se retrouver en limite de capacité de correction et peut présenter des défauts de correction. Par conséquent, des erreurs peuvent subsister au niveau des bits reçus. Dans ce cas, lors de la vérification de l'intégrité de la trame, la valeur du CRC (cyclic redundancy check) est incorrecte et la trame est considérée comme corrompue. Elle est donc perdue. Aucune analyse de canal est réalisée sur cette trame.

Pour certain code correcteur d'erreurs, le processus de décodage requiert le calcul de la position des bits reçus en erreur. Dans ce cas, la position des bits erronés est systématiquement accessible. C'est le cas des codes correcteurs d'erreurs de la famille des codes de Hamming, [8], où la position des bits erronés est donnée par le calcul du syndrome qui est nécessaire au processus de décodage. Dans ce cas, la génération du signal $PEB[n]$ est obtenue sans ajout de calculs dédiés. Mais ce n'est pas le cas d'un code convolutionnel qui procède à un décodage plus complexe et qui ne donne pas un accès direct à la localisation des bits erronés, [84]. Dans ce cas, il y a une astuce qui permet de retrouver la position des erreurs binaires, c'est le re-codage des bits reçus. Si le décodage correcteur d'erreurs a été efficace, les bits reçus sont dépourvus d'erreurs. Dans ce cas, un re-codage de ces bits reçus sans erreurs avec les mêmes configurations que l'émetteur permet d'avoir une image exacte des bits codés dépourvus d'erreurs. Ainsi, une

2. En prenant en compte les étapes de dés-entrelacement ainsi que le dé-blanchiment, cf. figure 4.3

comparaison entre cette image des bits codés re-construits par le re-codage et les bits codés réellement reçus permet de retrouver la position des erreurs binaires.

Sur nos trois exemples d'illustration, le calcul du $PEB[n]$ sur les exemples non perturbé et interférence donne des résultats égaux à 0 sur toute la trame. Ceci est très cohérent avec le fait que pour ces deux exemples, les signaux $ADDH[n]$ ne sont jamais nuls, ce qui montre que le désétalement des chips génère des bits codés avec un niveau de certitude qui n'est jamais descendu jusqu'au niveau de certitude minimal.

Pour la trame d'exemple labellisée comme mobilité, lors du calcul de son $ADDH[n]$, on a remarqué que le signal possède un point qui se situe à 0, $ADDH[15350] = 0$, ce qui correspond à un niveau de certitude minimal. Le calcul de son $PEB[n]$ montre que le bit codé numéro 15 350 est erroné, ce qui est cohérent avec la valeur d'ADDH calculé précédemment. Pour rappel, lorsque l'ADDH est nulle, cela veut dire que les distances de Hamming normalisées $dr(cs, C0)$ et $dr(cs, C1)$ ont la même valeur. Dans ce cas, la prise de décision est faite arbitrairement, on décide que le bit codé correspondant à la séquence de chips est égal à 0. Ainsi, dans le cas où la certitude est minimale, il y a une chance sur deux que le bit codé généré soit faux.

À titre d'illustration, les signaux $ADDH[n]$ et $PEB[n]$ calculés à partir de la trame d'exemple labellisée comme mobilité sont représentés respectivement sur les graphes (A) et (B) de la figure 4.16. Sur cette figure, on voit que la position du bit codé erroné correspond bien au bit codé généré avec un niveau de certitude minimal, c'est-à-dire avec un $ADDH = 0$. Les valeurs $ADDH[n] = 0,5$ n'engendre pas d'erreurs au niveau des bits codés, de même pour les $ADDH[n] = 1$, qui correspondent au niveau de certitude maximal.

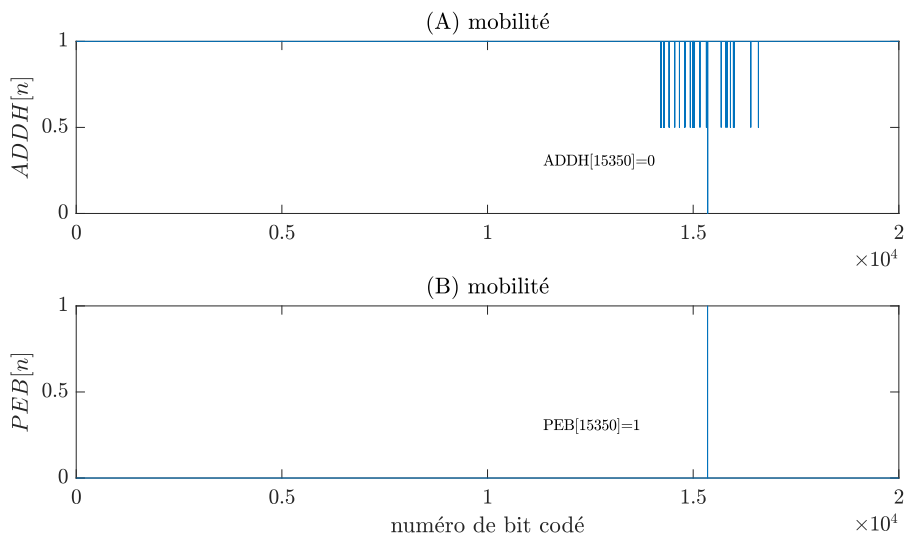


FIGURE 4.16 – Illustration des signaux $ADDH[n]$ et $PEB[n]$ calculés à partir de la trame d'exemple labellisée comme mobilité.

La complexité de calcul de ce signal est difficile à estimer, car il dépend fortement du type de code utilisé et de la mise à l'accessibilité de la position des bits erronés. Comme

indiqué précédemment, pour certains codes, code de type Hamming par exemple, la position des erreurs peut être obtenue sans ajout de calcul. Dans ce cas le $PEB[n]$ a une complexité proche de zéro. Mais nos radios utilisent un code convolutionnel qui nécessite l'ajout d'une étape de recodage et de comparaison bit à bit pour la création du signal $PEB[n]$. Selon la norme IEEE 802.15.4k [7], le processus de re-codage demande 6 cases mémoires et 8 opérations de type XOR (ou addition modulo 2) pour un bit. Si on considère N_r comme le nombre de bits reçus alors le calcul du signal $PEB[n]$ nécessite, $N_r \times 8$ XOR, 6 cases mémoires et bien sûr suffisamment d'espace mémoire pour sauvegarder les N_r bits avant le re-codage. Finalement, le signal $PEB[n]$ est obtenu avec une comparaison bit à bit entre les bits codés et les bits recodés, qui nécessite N XOR supplémentaires. Notons que la complexité de calcul du $PEB[n]$ dépend du code correcteur d'erreurs et du taux de codage utilisés.

4.1.3.5 Comparatif des différents CAS proposés

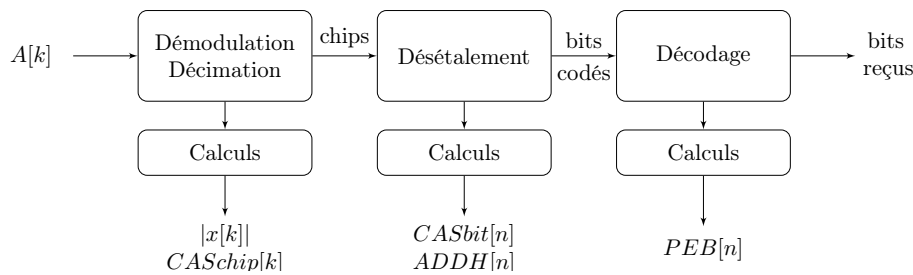


FIGURE 4.17 – Schéma bloc simplifié permettant de localiser les signaux $|x[k]|$, $CASchip[k]$, $CASbit[n]$, $ADDH[n]$ et $PEB[n]$ dans la chaîne de traitement numérique en bande de base.

Le but de ce paragraphe est de montrer les avantages et les inconvénients qui existent pour chaque signal d'analyse du canal. La figure 4.17 montre un schéma bloc simplifié qui permet de localiser les différents signaux tels que le $|x[k]|$, le $CASchip[k]$, le $CASbit[n]$, l' $ADDH[n]$ et le $PEB[n]$ dans la chaîne de traitement numérique en bande de base. Pour rappel, les signaux $|x[k]|$ et $CASchip[k]$ sont générés au niveau du démodulateur, après le processus de décimation. Ils sont définis pour chaque k , où k désigne le numéro de chip. Les signaux $CASbit[n]$ et $ADDH[n]$ sont calculés au niveau du désétalement spectral, ils sont donc définis en fonction du numéro de bit codé noté n . Enfin, le signal $PEB[n]$ est extrait de la chaîne de traitement au niveau du décodage correcteur d'erreurs, il est calculé pour chaque bit codé. Les quatre CAS proposés sont le $CASchip[k]$, le $CASbit[n]$, l' $ADDH[n]$ et le $PEB[n]$. Le signal $|x[k]|$ est présenté ici seulement à titre d'illustration.

D'après notre cahier des charges, on cherche à créer un signal d'analyse du canal suffisamment riche en information pour permettre la reconnaissance de la qualité et la nature du canal. Parmi les quatre signaux présentés précédemment, le $CASchip[k]$, le $CASbit[n]$, l' $ADDH[n]$ et le $PEB[n]$, il faut en sélectionner un qui réponde aux exigences de basse complexité computationnelle et de sensibilité à des niveaux élevés de SNR. Le signal choisi sera utilisé pour extraire des indicateurs de l'état du canal qui alimentera les algorithmes d'apprentissage automatique destinés à la reconnaissance de la qualité et de la nature du canal.

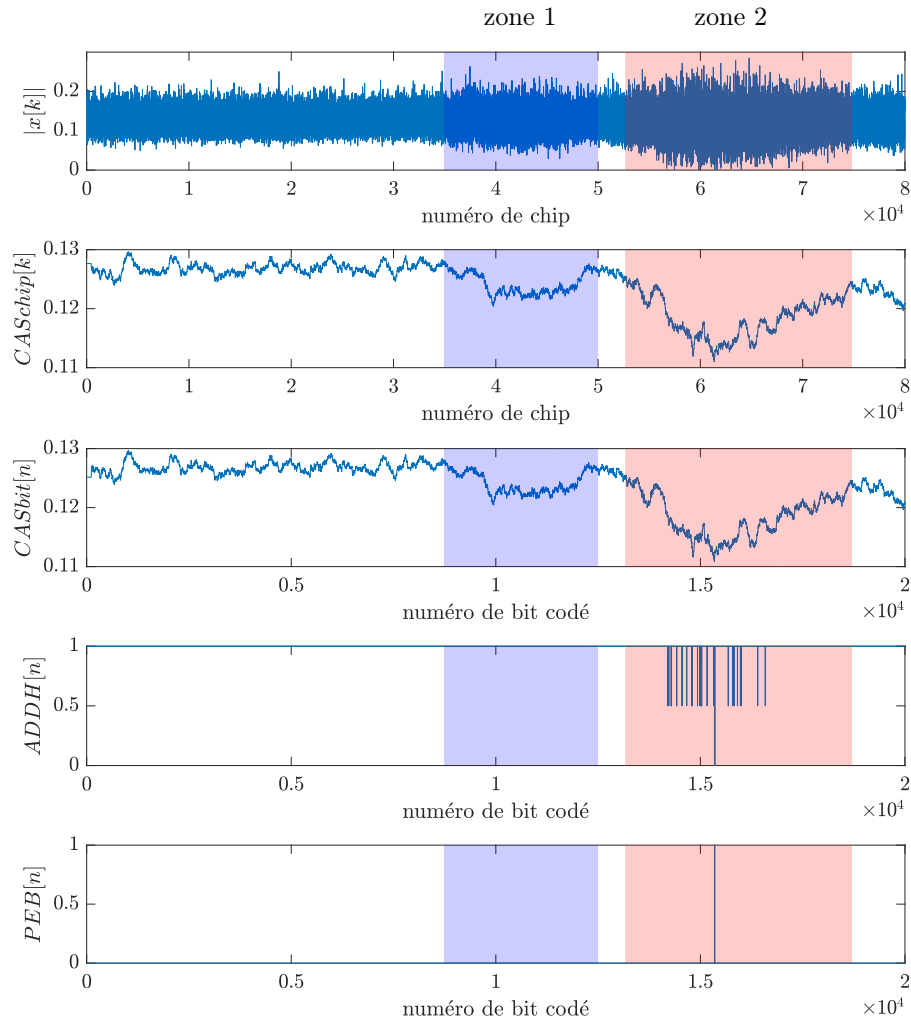


FIGURE 4.18 – Illustration des signaux $|x[k]|$, $CAS_{chip}[k]$, $CAS_{bit}[n]$, $ADDH[n]$ et $PEB[n]$ calculés à partir de la trame d'exemple labellisée comme mobilité. Les bandes en couleur indiquent deux zones de perturbation.

4.1.3.5.1 Comportements des CAS face aux perturbations

La figure 4.18 représente les signaux $|x[k]|$, $CAS_{chip}[k]$, $CAS_{bit}[n]$, $ADDH[n]$ et $PEB[n]$ calculés à partir de la trame d'exemple labellisée comme mobilité sous forme de cinq graphes. Sur les trois premiers graphes, deux zones perturbées sont visibles, elles sont mises en valeur par deux bandes de couleur sur les graphes accompagnées des annotations : zone 1 et zone 2. Une observation attentive du signal $|x[k]|$ montre que, dans la zone 2, la perturbation est sévère, car elle engendre une forte diminution du signal vers 0. À titre de rappel, le risque que le démodulateur génère un chip *hard* erroné est élevé lorsque la valeur du chip *soft* est proche du seuil de décision qui est égal à 0 dans notre cas.

La perturbation indiquée par la zone 1 est observable sur les signaux $|x[k]|$, $CAS_{chip}[k]$ et

$CASbit[n]$ mais ne l'est plus sur les signaux $ADDH[n]$ et $PEB[n]$. La perturbation indiquée par la bande de couleur rose annotée zone 2 reste visible sur le signal $ADDH[n]$. Sur les deux zones de perturbation, le signal $PEB[n]$, ne montre que la présence d'une erreur au niveau de la zone 2. Il ne permet pas d'observer l'évolution et le comportement de la trace de la perturbation sur l'ensemble de la trame. Du fait même que $PEB[n]$ est calculé à partir de la présence d'erreurs, toutes les perturbations ou bruit qui n'engendrent pas un impact suffisamment sévère ne sont pas visibles. Cette observation montre que les signaux $ADDH[n]$ et $PEB[n]$ ne sont sensibles qu'aux perturbations sévères. Ils sont « aveugles » aux perturbations d'intensité faible et moyenne.

La figure 4.14 montre que les trames d'exemples labellisées comme non perturbé et interférence donnent des signaux $ADDH[n]$ presque toujours à 1 et $PEB[n]$ toujours à 0. Ainsi, les signaux $ADDH[n]$ et $PEB[n]$ ne permettent pas de faire la distinction entre les trois types de canal.

Finalement, seuls les signaux $CASchip[k]$ et $CASbit[n]$ permettent de reconnaître les trois types de canal comme le montrent les figures 4.7 et 4.12. Effectivement, les perturbations sont bien visibles sur ces figures avec même la possibilité d'estimer la durée de présence des perturbations.

4.1.3.5.2 Indépendance des CAS aux leviers d'action

Dans le positionnement (section 2.3, chapitre 2), la stratégie d'adaptation de la radio proposée se focalise sur la reconfiguration du facteur d'étalement (SF), du taux de codage correcteur d'erreur (CR) et de la longueur de la trame (FL) qui correspondent aux leviers d'action.

Plusieurs types de code correcteur d'erreurs existent. Les capacités de détection, de localisation et de correction d'erreurs diffèrent en fonction du taux de codage (CR) et des méthodes utilisées [8], [9], [10]. Ainsi, une reconfiguration de CR génère le risque de changer l'empreinte laissée par la perturbation sur $PEB[n]$. Les signaux $CASbit[n]$ et $ADDH[n]$ dépendent, eux, du facteur d'étalement (SF). Finalement, seul le signal $CASchip[k]$ est indépendant des leviers d'action.

4.1.3.5.3 Indépendance des CAS au niveau du signal reçu, du bruit et du SNR

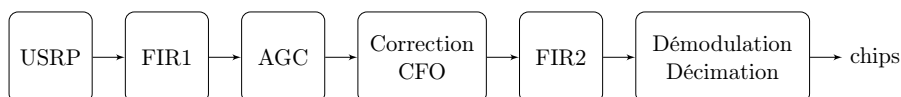


FIGURE 4.19 – Schéma bloc simplifié permettant de localiser les bloc FIR1, AGC, correction de CFO et FIR2 dans la chaîne de traitement numérique en bande de base.

Pour ne pas charger les schémas blocs simplifiés présentés dans ce chapitre pour locali-

ser les CAS, on ne faisait pas apparaître les blocs de filtrage, de correction automatique de gain (AGC : Automatic Gain Control) et de correction de décalage de fréquence (CFO). Ces traitements se trouvent en amont du bloc démodulation et décimation, comme le montre la figure 4.19.

Grâce à la présence d'un algorithme de contrôle de gain automatique (AGC³), la chaîne de traitement numérique du signal est indépendante du niveau du signal reçu. L'AGC assure que le signal est constamment amplifié à un niveau qui permet un traitement efficace en bande de base, [6]. Le but de l'AGC est de maintenir une amplitude de signal appropriée à sa sortie, malgré la variation de l'amplitude du signal à l'entrée. Pour cette raison, on peut dire que les signaux générés après l'AGC, c'est-à-dire les quatre CAS proposés, sont indépendants du niveau du signal reçu.

Les signaux $ADDH[n]$ et $PEB[n]$ dépendent du niveau de bruit, car le nombre de chips ou de bits codés erronés en réception dépend du rapport signal/bruit (SNR) et ces deux signaux sont générés à partir de ces erreurs : $ADDH[n]$ à partir des chips erronés et $PEB[n]$ à partir des bits codés incorrects. Dans le cas d'un fonctionnement à très haut SNR, le niveau de bruit est très faible, aucune erreur n'apparaît et $ADDH[n]$ et $PEB[n]$ deviennent aveugle.

Les signaux $CAS_{chip}[k]$ et $CAS_{bit}[n]$ ne sont pas générés à partir des erreurs chips ou bits, mais ils sont basés sur l'évaluation du niveau de certitude lors de la démodulation et du désétalement spectral. Pour cette raison, plus le niveau de bruit est élevé (SNR faible) plus le niveau de certitude diminue. Cependant, avec l'utilisation de la moyenne glissante, une grande partie du bruit blanc additif Gaussien est éliminée des signaux $CAS_{chip}[k]$ et $CAS_{bit}[n]$. Ainsi, une augmentation de SNR réduira les petites variations du $CAS_{chip}[k]$ et $CAS_{bit}[n]$ autour de leur valeur moyenne, mais une perturbation provoquera toujours une diminution du signal vers 0. Finalement, grâce à l'action filtrante de la moyenne glissante, le niveau de bruit influe très peu sur l'empreinte macroscopique des perturbations sur les $CAS_{chip}[k]$ et $CAS_{bit}[n]$ et l'influence du niveau de signal peut être éliminée en centrant ces CAS sur leur valeur moyenne.

4.1.3.5.4 Position des CAS dans la DBB

Le rôle de toutes les étapes de traitement numérique en bande de base est de retrouver les bits reçus qui doivent correspondre exactement aux bits envoyés par l'émetteur. Par ailleurs, l'intégrité des données est vérifiée par le calcul du CRC. Pour arriver à ce but, les filtres éliminent une partie du bruit, le désétalement permet de retrouver le bit codé correct même lorsqu'un ou plusieurs chips sont faux (en fonction du SF), et le décodage correcteur d'erreurs élimine les dernières erreurs qui persistent. Ainsi, plus un CAS est calculé à partir d'un signal qui a subi beaucoup de traitement, moins il portera d'information sur les perturbations du canal. C'est le cas du $PEB[n]$ par rapport au $CAS_{chip}[k]$, par exemple. Ce phénomène

3. L'algorithme AGC calcule la puissance du signal qui entre sur une fenêtre temporelle et l'ajuste à une puissance de référence préalablement réglée. Le gain en amplitude appliqué au signal dans cette fenêtre temporelle correspond à la racine carrée du rapport de la puissance de référence sur la puissance du signal entrant. Par conséquent, la puissance du signal en sortie, si elle est calculée sur la même fenêtre temporelle, est égale à la puissance de référence.

peut être observé sur la figure 4.18, qui montre les différentes empreintes laissées par une même perturbation sur les quatre CAS. Plus le signal progresse dans la chaîne de traitement (des échantillons complexes vers les bits reçus), plus l'empreinte de la perturbation s'estompe jusqu'à s'effacer totalement au niveau des bits reçus.

4.1.3.5.5 Complexité computationnelle des CAS

Le tableau 4.1 permet de faire une comparaison des CAS en termes de complexité computationnelle. La complexité computationnelle est basée sur l'évaluation du nombre d'opérations de base nécessaires pour le calcul du CAS. DIV désigne la division, ADD l'addition, SUB la soustraction, ABS la valeur absolue et XOR l'opérateur logique « OU exclusif ». Le nombre d'opérations nécessaires au calcul des CAS est donné en fonction des paramètres numériques de la trame. Ces paramètres sont cités ci-dessous et les valeurs utilisées lors de la conception de la base de données sont rappelées :

- le facteur d'étalement spectral ; $SF = 4$;
- la fenêtre de la moyenne glissante pour le calcul du $CAS_{chip}[k]$, en nombre de chips ; $win = 1\ 000$;
- la fenêtre de la moyenne glissante pour le calcul du $CAS_{bit}[n]$, en nombre de bits codés $winb = win/SF$; $winb = 250$;
- le nombre de chips dans une trame K ; $K = 80\ 000$;
- le nombre de bits codés dans une trame N ; $N = 20\ 000$;
- le nombre de bits reçus dans une trame N_r ; $N_r = 10\ 000$.

CAS	DIV	SUB	ADD	ABS	XOR	sensibilité
$CAS_{chip}[k]$	$K - win$	$K - win - 1$	$K - 1$	K	0	★★★★★
$CAS_{bit}[n]$	$N - winb$	$N - winb - 1$	$N - 1$	0	0	★★★★★
$ADDH[n]$	0	N	0	N	0	★★★★★
$PEB[n]$	0	0	0	0	$8N_r + N$	★★★★★

Tableau 4.1 – Comparaison des différents CAS proposés en terme de complexité de calcul et de la sensibilité aux perturbations à SNR élevé.

Comme le montre le tableau 4.1, le CAS le moins coûteux à obtenir est le signal $ADDH[n]$ dans le cas d'un désétalement *hard*, car dans ce cas son calcul ne requiert que N SUB et N ABS. À noter que Le nombre de calculs indiqué dans ce tableau comme nécessaires pour obtenir le signal $PEB[n]$ dépend de la nature du code correcteur d'erreurs utilisé ainsi que le taux de codage. Le plus coûteux est le $CAS_{chip}[k]$ avec $K - win$ divisions, $K - win - 1$ soustractions et $(K - 1)$ additions et K valeurs absolues. Notons que les divisions ne servent qu'à normaliser le signal par rapport à la taille de la fenêtre win et pourraient ne pas être effectuées. De plus si win est une puissance de 2, le calcul de la division peut être simplifié (cf. section 4.1.3.2, chapitre 4). Au final, bien que le $CAS_{chip}[k]$ soit le signal le plus coûteux à

obtenir, il reste néanmoins simple à calculer. Il semble sensible aux perturbations, même quand le SNR est élevé. Il est indépendant des paramètres de la radio permettant sa reconfiguration (facteur d'étalement, codage, etc.). En se basant seulement sur le niveau de certitude avec laquelle la démodulation est faite, le $CAS_{chip}[k]$ est facilement généralisable à d'autres types de radio. C'est donc le CAS qui répond le mieux à notre cahier des charges et par conséquent, celui que nous choisissons de garder pour la suite de cette étude.

4.1.4 Estimation du rapport signal à bruit

Dans les paragraphes précédents, nous avons défini et choisi un signal d'analyse du canal (CAS) qui servira à reconnaître les trois situations de nature de canal : non perturbé, mobilité et interférence. En plus de sa nature, nous voulons aussi connaître la qualité du canal pour permettre la mise en place d'une stratégie d'adaptation efficace. La qualité du canal dépend du rapport signal à bruit (SNR). La qualité du canal perturbé dépend de la nature et de l'intensité de la perturbation, en plus du SNR. En absence de perturbation, le rapport signal à bruit est un indicateur fiable de la qualité du canal, [17]. C'est pourquoi, dans cette section, nous proposons deux algorithmes pour estimer le rapport signal à bruit à partir d'informations déjà disponibles dans la chaîne de traitement numérique en bande de base. Le premier est basé sur l'algorithme de synchronisation du préambule et le deuxième sur l'algorithme de démodulation. Pour cette raison, ces deux algorithmes d'estimation de SNR sont simples avec une complexité computationnelle faible répondant aux contraintes des systèmes IoT à très faible consommation d'énergie.

4.1.4.1 Estimateur basé sur la synchronisation de la radio

Le but de la synchronisation temporelle est de détecter la présence d'une trame et d'en estimer le début des données. Pour cela, au début de chaque trame, un préambule est ajouté. Un préambule est composé d'une longue suite de symboles identiques et connus du récepteur. À titre d'exemple, la figure 4.20 permet de localiser le préambule dans la trame IEEE 802.15.4k,[7].

Octets				
4	3	2	1250	2
Préambule	SFD	Entête	Payload	CRC

FIGURE 4.20 – Structure des trames IEEE 802.15.4k-2015 LECIM FSK implémentées sur les SDR.

La détection de la séquence du préambule au milieu d'un signal essentiellement composé de bruit est faite grâce à une opération de corrélation entre le signal reçu et la séquence connue. Dans notre cas, la séquence de préambule est un signal numérique composé de 256 échantillons complexes dont la fréquence d'échantillonnages f_e est égale à 300 kHz, et il est noté $p[k]$. Dans le modèle de transmission le plus simple, le signal de préambule reçu, après le filtrage canal

et l'AGC, est de la forme :

$$r[k] = \alpha.p[k - q_0] + b[k] \quad k = 1, 2, \dots, D \quad (4.14)$$

où α est l'atténuation induite par le canal de transmission considérée comme constante sur la fenêtre de calcul et q_0 est le retard que l'on cherche à mesurer (il correspond au début du préambule $p[k]$). D est le nombre d'échantillons de la séquence de préambule connue, dans notre cas $D = 256$. $b[k]$ est un bruit blanc Gaussien de moyenne nulle qui est décorrélé de $p[k]$. Dans ce cas, la corrélation croisée entre le signal reçu et la séquence de préambule connue du récepteur est de la forme :

$$\begin{aligned} C_{pr}[q] &= \frac{1}{D} \sum_{k=1}^D p^*[k]r[k+q] \\ &= \frac{1}{D} \sum_{k=1}^D \alpha.p^*[k]p[k+q-q_0] + \frac{1}{D} \sum_{k=1}^D p^*[k]b[k+q] \\ &= \alpha.C_{pp}[q-q_0] + C_{pb}[q] \end{aligned} \quad (4.15)$$

où q est un entier relatif correspondant au décalage, $C_{pp}[q-q_0]$ correspond à l'auto-corrélation de la séquence du préambule et $C_{pb}[q]$ correspond à la corrélation croisée entre la séquence du préambule et le bruit. $p^*[k]$ est le complexe conjugué de $p[k]$. Puisque la séquence du préambule et le bruit sont totalement décorrélés, alors le terme $C_{pb}[q]$ est nul, si le temps d'intégration du corrélateur est suffisamment grand. L'auto-corrélation atteint son maximum à l'origine ($C_{pp}[0]$) lorsque $q = q_0$, et cette quantité correspond à la puissance moyenne du signal $p[k]$. Dans ce cas, le début du préambule peut être estimé selon :

$$\hat{q}_0 = \underset{q}{\operatorname{argmax}} |C_{pr}[q]| \quad (4.16)$$

Sans rentrer plus dans les détails de la détection du préambule, la puissance moyenne $P_{\text{préambule reçu}}$ de la séquence du préambule reçue est de la forme :

$$\begin{aligned} P_{\text{préambule reçu}} &= \frac{1}{D} \sum_{k=1}^D \alpha.p^*[k]\alpha.p[k] \\ &= \alpha^2.C_{pp}[0] \\ &= \alpha.C_{pr}[q_0] \end{aligned} \quad (4.17)$$

À partir de l'équation (4.17), l'atténuation α peut être définie par le rapport $C_{pr}[q_0]/C_{pp}[0]$, en remplaçant α par son expression en fonction de $C_{pr}[q_0]$ et de $C_{pp}[0]$. Puisque par définition

$C_{pp}[0] = 1$, alors la puissance moyenne de la séquence de préambule reçue peut se mettre sous la forme :

$$P_{\text{préambule reçu}} = C_{pr}[q_0]^2 \quad (4.18)$$

Le rapport signal à bruit est égal au rapport entre la puissance du signal utile (ici la séquence reçue du préambule) et la puissance du bruit reçu dans la bande du filtre de canal. Pour faire apparaître la puissance moyenne du bruit notée P_{bruit} , on calcule l'autocorrélation du signal reçu selon :

$$\begin{aligned} C_{rr}[q] &= \frac{1}{D} \sum_{k=1}^D r^*[k]r[k+q] \\ &= \frac{1}{D} \sum_{k=1}^D \alpha.p^*[k-q_0] + b^*[k])(\alpha.p[k-q_0+q] + b[k+q]) \\ &= \frac{1}{D} \sum_{k=1}^D \alpha^2.p^*[k-q_0]p[k-q_0+q] + \frac{1}{D} \sum_{k=1}^D \alpha.p^*[k-q_0]b[k+q] \\ &\quad + \frac{1}{D} \sum_{k=1}^D \alpha.b[k]p^*[k-q_0+q] + \frac{1}{D} \sum_{k=1}^D b^*[k]b[k+q] \\ &= \alpha^2 C_{pp}[q] + \alpha C_{pb}[q] + \alpha C_{bp}[q] + C_{bb}[q] \end{aligned} \quad (4.19)$$

où $C_{pp}[q]$ est l'autocorrélation de la séquence connue du préambule, $C_{pb}[q]$ est la corrélation croisée entre $p[k]$ et $b[k]$, $C_{bp}[q]$ est la corrélation croisée entre $b[k]$ et $p[k]$, enfin $C_{bb}[q]$ correspond à l'autocorrélation du bruit. Puisque le bruit et la séquence connue du préambule sont décorrélés, alors les corrélations croisées $C_{pb}[q]$ et $C_{bp}[q]$ sont nulles quel que soit le décalage q , si le temps d'intégration du corrélateur est suffisamment grand. Le point $q = 0$ de l'autocorrélation correspond à la puissance moyenne du signal, dans ce cas l'autocorrélation devient :

$$\begin{aligned} C_{rr}[0] &= \alpha^2.C_{pp}[0] + C_{bb}[0] \\ &= \alpha.C_{pr}[q_0] + C_{bb}[0] \\ &= P_{\text{préambule reçu}} + P_{\text{bruit}} \end{aligned} \quad (4.20)$$

Avec les équations (4.18) et (4.20), la puissance moyenne du bruit peut être extraite à partir de manière suivante :

$$\begin{aligned} P_{\text{bruit}} &= C_{rr}[0] - P_{\text{préambule reçu}} \\ &= C_{rr}[0] - C_{pr}[q_0]^2 \end{aligned} \quad (4.21)$$

Le rapport signal à bruit (SNR) correspond, dans notre cas, au rapport $P_{\text{préambule reçu}}/P_{\text{bruit}}$. Les équations (4.18) et (4.21) permettent d'exprimer le SNR à partir des corrélations, il est sous la forme :

$$SNR = \frac{C_{pr}[q_0]^2}{C_{rr}[0] - C_{pr}[q_0]^2} \quad (4.22)$$

À titre de rappel, le rôle de l'algorithme de contrôle automatique de gain (AGC) est de moduler le gain d'un amplificateur en réponse au niveau du signal d'entrée afin de maintenir la puissance moyenne du signal de sortie constante. Pour cette raison, son utilisation dans la chaîne de réception simplifie le calcul du SNR, car il permet de fixer la puissance du signal reçu $r[k]$ égale à 1. Ainsi, dans l'équation (4.22), le terme $C_{rr}[0]$ est fixé par l'AGC égal à 1. Donc, grâce à l'AGC, le rapport signal à bruit peut être estimé comme :

$$\widehat{SNR} = \frac{C_{pr}[q_0]}{1 - C_{pr}[q_0]} \quad (4.23)$$

où $C_{pr}[q_0]$ est la valeur du pic de corrélation calculée par l'algorithme de synchronisation et q_0 indique la position du début de la séquence du préambule. Pour cette raison, à chaque fois qu'un préambule est détecté par l'algorithme de synchronisation et grâce à l'AGC, une valeur de SNR peut être estimée à l'aide de (4.23). Finalement, l'AGC permet de se passer du calcul de l'autocorrélation du signal reçu $C_{rr}[q]$.

4.1.4.1.1 Évaluation de l'estimateur par simulation

L'estimateur de SNR basé sur l'algorithme de synchronisation de la radio est évalué par simulation. Comme le montre la figure 4.21, le bruit $b[k]$ est ajouté au signal $\alpha.p[k]$, la puissance du signal est constante et la puissance du bruit ajouté est configurée en fonction d'un rapport de signal à bruit choisi, cette quantité correspond au SNR attendu que l'on veut estimer. Le bruit est un bruit blanc Gaussien complexe avec une bande de signal BW égale à 30,7 kHz correspondant à la fréquence de coupure du filtre passe bas FIR2. Le signal évolue à travers le filtre FIR1, l'AGC et FIR2 puis alimente l'algorithme de synchronisation qui effectue une corrélation croisée entre le signal reçu et la séquence de préambule connue $p[k]$. Le pic de corrélation $C_{pr}[q_0]$ obtenu à l'issue de la synchronisation alimente l'estimateur de SNR permettant de calculer la valeur estimée \widehat{SNR} . Notons que comme le signal complexe en bande de base $r[k]$ ainsi synthétisé ne contient pas d'éventuel décalage fréquentiel, le correcteur de CFO n'est pas implémenté dans le cadre des simulations.

Pour chaque configuration correspondant à une valeur de SNR attendue, 20 simulations sont effectuées. Les résultats de simulation sont présentés dans la figure 4.22. Ainsi, dans ce graphe, chaque point représente une moyenne des 20 \widehat{SNR} avec une barre d'erreur qui indique l'écart-type correspondant.

Les résultats de simulation illustrés dans la figure 4.22 montrent que l'estimateur devient

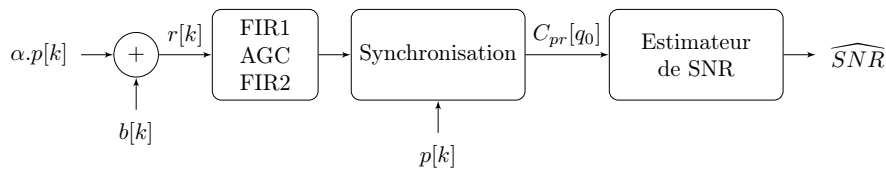


FIGURE 4.21 – Schéma bloc simplifié illustrant les simulations pour évaluer l'estimateur de SNR basé sur l'algorithme de synchronisation de la radio.

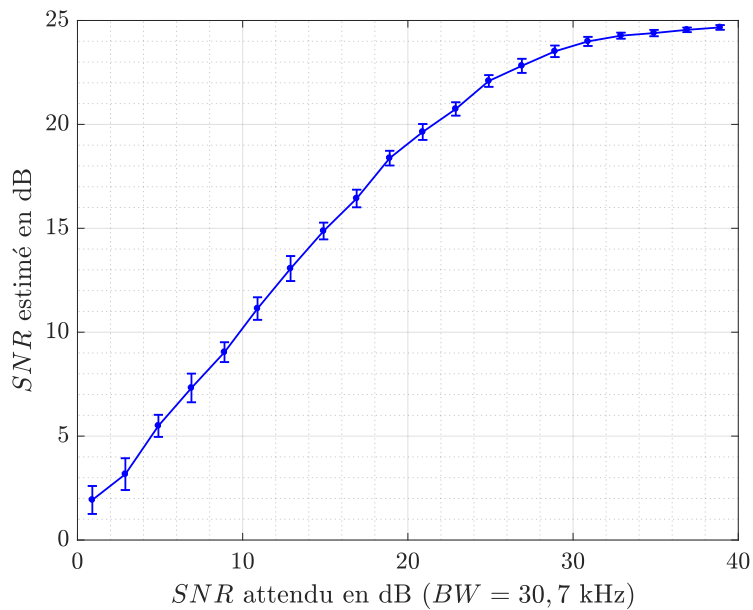


FIGURE 4.22 – Résultats de l'évaluation par simulation de l'estimateur du SNR basé sur la synchronisation de la radio en supposant une largeur de bande de bruit complexe de 30,7 kHz. Les barres d'erreur indiquent l'écart-type des résultats.

imprécis à SNR élevé ($SNR > 20$ dB). Cette imprécision est due à l'erreur croissante dans le calcul du dénominateur de (4.23) lorsque le bruit est très faible. Cette imprécision n'est pas gênante pour notre application puisque cette zone de SNR correspond à une situation que, par définition, le mécanisme de reconfiguration tentera d'éviter. En effet, dans cette plage de SNR élevé, la radio fonctionnerait en excès de SNR et gaspillerait inutilement de l'énergie. Finalement, les barres d'erreur montrent que les mesures individuelles auront une précision de l'ordre de ± 1 dB.

4.1.4.1.2 Évaluation de l'estimateur avec des données réelles

L'évaluation de l'estimateur à l'aide des trames réelles consiste à comparer les \widehat{SNR} calculés avec l'estimateur sur des trames collectées sur la plateforme expérimentale et labellisées comme non perturbé avec leur valeur réelle de SNR. Pour ce faire, le calcul de \widehat{SNR} est fait au

niveau de la synchronisation de la radio, à savoir à partir de la valeur du pic de corrélation $C_{pA}[q_0]$ entre les symboles connus du préambule $p[k]$ et les échantillons complexes de la trame $A[k]$. Comme le montre la figure 4.23, le signal $A[k]$ est filtré par FIR1, passe à travers l'AGC et le correcteur du CFO et est enfin filtré par FIR2 avant d'alimenter l'algorithme de synchronisation. Ainsi, une valeur de \widehat{SNR} est calculée à partir de la synchronisation du préambule de chaque trame.

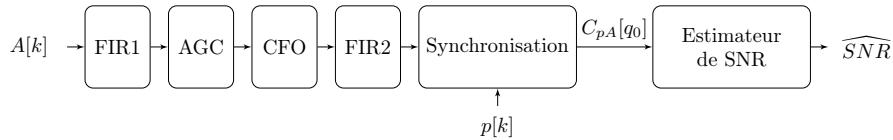


FIGURE 4.23 – Schéma bloc simplifié illustrant le calcul des valeurs estimées \widehat{SNR} avec l'estimateur basé sur la synchronisation de la radio à partir des trames réelles collectées sur la plateforme expérimentale.

Pour comparer avec les \widehat{SNR} calculés à l'aide l'estimateur présenté, les valeurs de SNR des trames réelles sont obtenues à partir du SNR_{min} . Le SNR_{min} est la valeur de minimale de SNR qui permet au récepteur de retrouver le message sans erreur ou avec un taux d'erreur assez faible, par exemple $BER = 10^{-5}$. Dans le chapitre 3, la série de points obtenus à l'aide de la simulation de BER notée SF=4 et la série de points expérimentaux noté ExpSF4 de la figure 3.7 représentant l'évolution des BER en fonction du SNR permettent d'estimer le SNR_{min} qui est de l'ordre de 10 dB, si on considère un $BER = 10^{-5}$. Avec la valeur de SNR_{min} et les gains RF configurés sur les USRP, il est possible de retrouver le rapport signal à bruit au moment de l'acquisition.

Pour faciliter la comparaison, les SNR et \widehat{SNR} sont présentés dans le tableau 4.2. Pour chaque gain RF correspondant à une valeur de SNR , 100 valeurs de \widehat{SNR} sont calculées, chaque valeur correspond à une estimation effectuée sur une trame réelle différente. Ainsi, \widehat{SNR} du tableau correspond à une moyenne obtenue à partir des 100 valeurs calculées. Cela permet aussi de calculer l'écart-type qui indique la précision des mesures individuelles.

Trames collectées à :	SNR_{min}	$SNR_{min} + 3$ dB	$SNR_{min} + 15$ dB
SNR attendu en dB	10	13	25
\widehat{SNR} estimé en dB	$9,6 \pm 1,3$	$14,4 \pm 1,2$	$22,8 \pm 1,5$
erreur relative ϵ_r	4%	11%	9%

Tableau 4.2 – Tableau de comparaison entre les valeurs estimées à l'aide de l'estimateur basé sur la synchronisation de la radio et les valeurs réelles de SNR des trames collectées sur la plateforme expérimentale.

Dans le tableau 4.2, les valeurs d'écart-type montrent que les valeurs estimées prises individuellement ont une précision de l'ordre de $\pm 1,5$ dB (qui correspond à l'écart-type le plus élevé parmi les trois écart-types calculés). Quand l'écart-type permet d'évaluer la fidélité des

mesures, l'erreur relative évalue sa justesse. Ainsi, l'estimateur idéal doit être à la fois juste et fidèle. Par conséquent la comparaison entre les SNR et les \widehat{SNR} s'effectue aussi à l'aide de l'erreur relative ϵ_r entre ces deux valeurs, elle est calculée selon :

$$\epsilon_r = \frac{|\widehat{SNR} - SNR|}{SNR} \times 100 \quad (4.24)$$

Pour les trames collectées à des niveaux de SNR égaux à 10 dB, 13 dB et 25 dB, les erreurs relatives entre les valeurs de rapport signal à bruit estimées et réelles sont respectivement de 4%, 11% et 9%. Ces erreurs proviennent de l'imprécision de l'estimateur, mais aussi de l'imprécision liée à la configuration des gains RF qui permettent de fixer la puissance d'émission du signal au niveau de l'USRP responsable de l'émission de la trame. En effet, la relation entre les gains RF de l'USRP et la puissance du signal émis n'est pas très précise, comme le soulèvent les auteurs de [85]. D'après leur investigation sur un forum venant du site officiel de National Instruments, animé par un responsable des produits liés aux radios logicielles de la société, ils indiquent que pour les USRP de la série N200, un gain RF compris entre 61 dB et 75 dB correspond à une puissance de sortie de 0 dBm, [86]. De ce fait, on se trouve dans l'incapacité de dire si l'erreur observée sur \widehat{SNR} vient essentiellement de l'estimateur ou bien de l'imprécision des gain RF de l'USRP. Mais dans tous les cas, ces erreurs ne sont pas gênantes dans notre application, car ce qui nous intéresse est de connaître l'ordre de grandeur de la distance entre \widehat{SNR} et le SNR_{min} qui nous permet de qualifier le canal comme très favorable, favorable ou défavorable à la transmission.

4.1.4.2 Estimateur basé sur la démodulation

Le but de la démodulation est de retrouver les symboles correspondant à la valeur des chips à partir des échantillons complexes $A[k]$ générés par l'USRP. Ainsi alimenté par $A[k]$, le démodulateur génère les chips *soft* notés $x[k]$. $x[k]$ correspond à des niveaux de tension positive ou négative qui codent les fréquences qui portent le chip 0 et 1. Sachant qu'on utilise un code NRZ (Non Return to Zero), un $x[k]$ positif correspond au chip 1 et lorsqu'il est négatif, il correspond au chip 0. Par conséquent, les variations qui existent autour de ces deux valeurs de tension relèvent de la présence d'un bruit ou d'une perturbation. Sous l'hypothèse que le canal se trouve dans un état non perturbé et que le bruit présent sur le signal $|x[k]|$ est un bruit blanc additif Gaussien de moyenne zéro correspondant au bruit présent dans le canal (cf. section 4.1.3.2, chapitre 4), le rapport signal à bruit peut être estimé selon :

$$\widehat{SNR} = \frac{\mu_{|x[k]|}^2}{V_{|x[k]|}} \quad (4.25)$$

où $\mu_{|x[k]|}$ est la valeur moyenne du signal $|x[k]|$ et $V_{|x[k]|}$ est sa variance. Ces deux quantités sont calculées selon :

$$\mu_{|x[k]|} = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K |x[k]| \quad (4.26)$$

et

$$V_{|x[k]|} = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K (|x[k]| - \mu_{|x[k]|})^2 \quad (4.27)$$

où K est le nombre de chips dans la trame. Finalement, la sortie *soft* du démodulateur permet d'estimer la valeur du rapport signal à bruit. Cet estimateur basé sur l'algorithme de démodulation de la radio est évalué dans un premier temps par simulation puis avec des trames réelles collectées à l'aide de la plateforme expérimentale.

4.1.4.2.1 Évaluation de l'estimateur par simulation

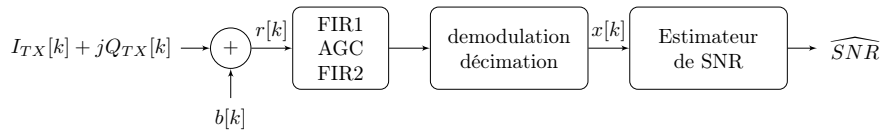


FIGURE 4.24 – Schéma bloc simplifié illustrant les simulations pour évaluer l'estimateur de SNR basé sur l'algorithme de démodulation de la radio.

Pour évaluer l'estimateur de SNR basé sur l'algorithme de démodulation de la radio, un signal complexe en bande de base correspondant à une trame IEEE 802.15.4k est généré. Il est de la forme, $I_{TX}[k] + jQ_{TX}[k]$. La trame IEEE 802.15.4k est décrite dans le chapitre 3. Ce signal est considéré comme le signal en bande de base au niveau de l'émetteur. Le canal étant considéré comme non perturbé, seul un bruit complexe blanc additif Gaussien de moyenne nulle est ajouté à ce signal, ce bruit est noté $b[k]$. Sa puissance est configurée pour que le rapport signal à bruit de $r[k] = (I_{TX}[k] + jQ_{TX}[k]) + b[k]$ corresponde à une valeur attendue de SNR. À noter que dans cette simulation, le SNR est calculé sur une bande de signal BW égale à 30,7 kHz correspondant à la fréquence de coupure du filtre passe bas FIR2. Ainsi, $r[k]$ est le signal reçu, il est filtré par FIR1, passe par l'AGC et est filtré par FIR2 avant d'alimenter l'algorithme de démodulation et de décimation. Comme le signal $I_{TX}[k] + jQ_{TX}[k]$ est généré sans décalage en fréquence, alors le correcteur de CFO n'est pas implémenté pour la simulation. La démodulation et la décimation s'effectuent une fois que le préambule est bien détecté par l'algorithme de synchronisation. Ensuite, les chips *soft* $x[k]$ sont utilisés par l'estimateur de SNR pour calculer \widehat{SNR} . Finalement, l'évaluation de l'estimateur consiste en une comparaison entre les valeurs attendues du rapport signal à bruit et les valeurs calculées par l'estimateur.

Pour chaque configuration correspondant à une valeur de SNR attendue, 20 simulations sont effectuées. Les résultats de simulation sont présentés dans la figure 4.25 dans l'intervalle

des valeurs de SNR qui nous intéressent. Ainsi, dans ce graphe, chaque point représente une moyenne des 20 \widehat{SNR} avec une barre d'erreur qui indique l'écart-type correspondant.

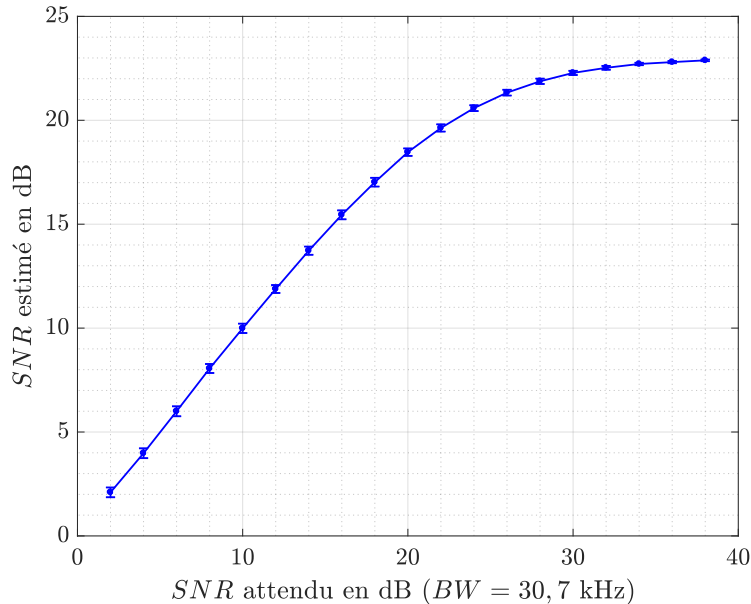


FIGURE 4.25 – Résultats de l'évaluation par simulation de l'estimateur du SNR basé sur la démodulation de la radio en supposant une largeur de bande de bruit complexe de 30,7 kHz. Les barres d'erreur indiquent l'écart-type des résultats.

Comme dans le cas de l'estimation basée sur l'algorithme de synchronisation, l'estimateur basé sur la démodulation devient imprécis lorsque les rapports signal à bruit sont supérieurs à 20 dB. Cette imprécision est aussi due à la difficulté de mesurer la puissance du bruit lorsque cette dernière devient de plus en plus faible. Les résultats de la simulation présentés sur la figure 4.25 montrent que les écart-types calculés sur les moyennes de \widehat{SNR} sont plus faibles que ceux calculés dans le cadre de l'estimateur basé sur la synchronisation. Cette différence d'écart-type résulte du fait que pour l'estimateur basé sur la démodulation, tous les chips de la trame sont utilisés et non seulement ceux du préambule. Par conséquent, ces résultats de simulation montrent qu'avec une justesse d'estimation équivalente, ce deuxième estimateur donne des valeurs estimées individuelles plus fidèles que le premier, à savoir avec une précision de l'ordre de $\pm 0,3$ dB (0,3 dB est la valeur d'écart-type la plus élevée calculée lors des simulations).

4.1.4.2.2 Évaluation de l'estimateur avec des données réelles

Cet estimateur du rapport signal à bruit basé sur l'algorithme de démodulation est aussi évalué à partir des données réelles collectées sur la plateforme expérimentale. Les données permettent de comparer les valeurs estimées et les valeurs réelles de SNR. Pour chaque niveau de SNR, 100 trames différentes sont choisies dans la base de données (ces trames sont labellisées comme non perturbé). Ces trames sont identiques que celles utilisées pour évaluer l'estimateur de SNR basé sur la synchronisation. Chaque trame se présente sous la forme

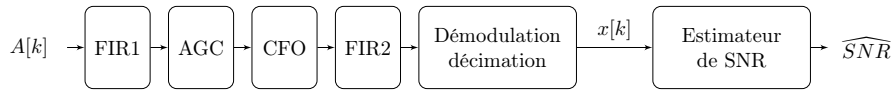


FIGURE 4.26 – Schéma bloc simplifié illustrant le calcul des valeurs estimées \widehat{SNR} avec l'estimateur basé sur la démodulation de la radio à partir des trames réelles collectées sur la plateforme expérimentale.

d'un signal complexe en bande de base noté $A[k]$. Ce signal est filtré par FIR1, passe par l'AGC et le correcteur de CFO et est ensuite filtré par FIR2 avant d'alimenter l'algorithme de démodulation et de décimation, comme le montre la figure 4.26. Finalement, les chips *soft* notés $x[k]$ générés par le démodulateur alimentent l'estimateur du SNR pour donner le \widehat{SNR} selon l'équation (4.25). Pour chaque SNR attendu, la moyenne des 100 mesures de \widehat{SNR} , l'écart-type et l'erreur relative sont présentés dans le tableau 4.3.

Trames collectées à :	SNR_{min}	$SNR_{min} + 3$ dB	$SNR_{min} + 15$ dB
SNR attendu en dB	10	13	25
\widehat{SNR} estimé en dB	$11,3 \pm 0,4$	$16,0 \pm 0,5$	$20,4 \pm 0,3$
erreur relative ϵ_r	13%	23%	19%

Tableau 4.3 – Tableau de comparaison entre les valeurs estimées à l'aide de l'estimateur basé sur la démodulation de la radio et les valeurs réelles de SNR des trames collectées sur la plateforme expérimentale.

Les valeurs d'écart-type calculées à partir des mesures réelles montrent que les \widehat{SNR} auront une précision individuelle de l'ordre de $\pm 0,5$ dB. Cette valeur montre que l'estimateur est fidèle. La justesse des valeurs estimées est évaluée par l'erreur relative ϵ_r calculée selon l'équation (4.24). Les valeurs de ϵ_r montrent que l'écart qui existe entre la valeur estimée et la valeur réelle peut atteindre les 23%. Ces valeurs indiquent que malgré sa fidélité, cet estimateur est moins juste que l'estimateur basé sur la synchronisation de la radio. Puisque les données de validation sont identiques, alors les remarques faites dans le paragraphe 4.1.4.1.2 à propos de l'imprécision de la configuration des gains RF dont le but est de fixer la puissance d'émission et donc le SNR sont aussi valables dans cette évaluation.

4.1.4.3 Bilan sur les estimateurs de SNR basse complexité proposés

Dans cette section, deux estimateurs de SNR faible complexité computationnelle sont proposés pour évaluer la qualité du canal. Le premier est basé sur l'algorithme de la synchronisation du préambule. Profitant de l'AGC qui maintient la valeur de la puissance du signal reçu à 1, son calcul ne nécessite qu'une soustraction et une division. Et surtout, seuls les échantillons du préambule sont traités. Le deuxième estimateur proposé basé sur la démodulation demande plus d'opérations mathématiques pour son calcul, puisqu'il nécessite le calcul d'une moyenne

et de d'une variance sur tous les chips de la trame, il y a donc beaucoup plus d'échantillons à traiter.

Évalués à la fois en simulation et avec des données réelles collectées à l'aide de la plateforme expérimentale, les valeurs d'écart-types et des erreurs relatives montrent que le premier estimateur est moins fidèle que le deuxième, mais il est plus précis. Effectivement, l'erreur relative calculée sur les mesures réelles faites avec le premier estimateur est de l'ordre de 11% tandis que celle de l'estimateur basé sur la démodulation atteint les 23%. Mais les valeurs d'écart-type montrent que le deuxième estimateur génère des estimations plus fidèles avec une précision de l'ordre de $\pm 0,5$ dB contre $\pm 1,5$ dB pour le premier.

En plus de générer des \widehat{SNR} plus justes, l'estimateur de SNR basé sur la synchronisation demande moins de calculs, car l'estimation est réalisée seulement à partir de la séquence de préambule, tandis que l'estimateur basé sur la démodulation a besoin d'utiliser tous les chips de la trame. Par conséquent, pour une implémentation sur une radio réelle, on va préférer l'estimateur basé sur l'algorithme de synchronisation.

4.1.5 Les indicateurs de l'état du canal : CSI

L'objectif de cette section est de proposer des caractéristiques temporelles et fréquentielles extraites du signal $CAS_{chip}[k]$, qui alimenteront ensuite les algorithmes d'apprentissage et de reconnaissance de canal. Ces caractéristiques sont nommées indicateurs de l'état du canal (CSI : Channel State Indicator).

Dans un premier temps, des indicateurs permettant de traduire les comportements temporels du signal $CAS_{chip}[k]$ sont présentés, puis dans une deuxième partie, des indicateurs dits fréquentiels qui traduisent les comportements en fréquence du $CAS_{chip}[k]$ sont décrits. Enfin, une comparaison de tous les CSI proposés est réalisée dans une troisième partie.

4.1.5.1 Rappel et illustration des trois exemples

Les trois trames d'exemple introduites dans la section 4.1.2 du chapitre 4 sont reprises ici pour servir d'illustration. Pour chaque indicateur présenté, des valeurs numériques calculées à partir de ces trois trames sont données à titre d'exemple pour les trois types de canal N, M et I. À titre de rappel, la trame N est collectée dans un environnement expérimental non perturbé, seul le bruit thermique est présent. La trame M est collectée dans un environnement expérimental perturbé par la présence d'une mobilité pédestre. Et la trame I est collectée dans un environnement perturbé par l'émission d'une autre radio IEEE 802.15.4k qui utilise la même fréquence porteuse que l'émetteur du signal utile.

Les signaux $CAS_{chip}[k]$ calculés à partir de chacune des trois trames d'exemple sont tracés sur les graphes de la figure 4.27. Sur cette figure, les graphes (A), (B) et (C) correspondent respectivement aux signaux calculés à partir des trames N, M et I, comme indiqué. Sur chacun des trois graphes, la valeur moyenne notée $\mu_{CAS_{chip}}$ est représentée en rouge. Elle est calculée

sur la trame selon :

$$\mu_{CASchip} = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K CASchip[k] \quad (4.28)$$

où k est le numéro de chip et K le nombre de chips dans la trame. Cette quantité sera utilisée par la suite dans le calcul d'un certain nombre de CSI. Le signal $CASchip[k]$ est en volt, par conséquent $\mu_{CASchip}$ est aussi en volt. Il est échantillonné à une fréquence d'échantillonnage f_e égale à 37,5 kHz (après l'étape de décimation) correspondant au débit chip. En d'autres termes, un chip est représenté par un échantillon du signal. Par conséquent, k correspond à la fois au numéro d'échantillon et au numéro de chip. Puisque les trames contiennent 80 000 chips, la durée d'une trame (ToA : Time on Air) est de l'ordre de 2,13 secondes.

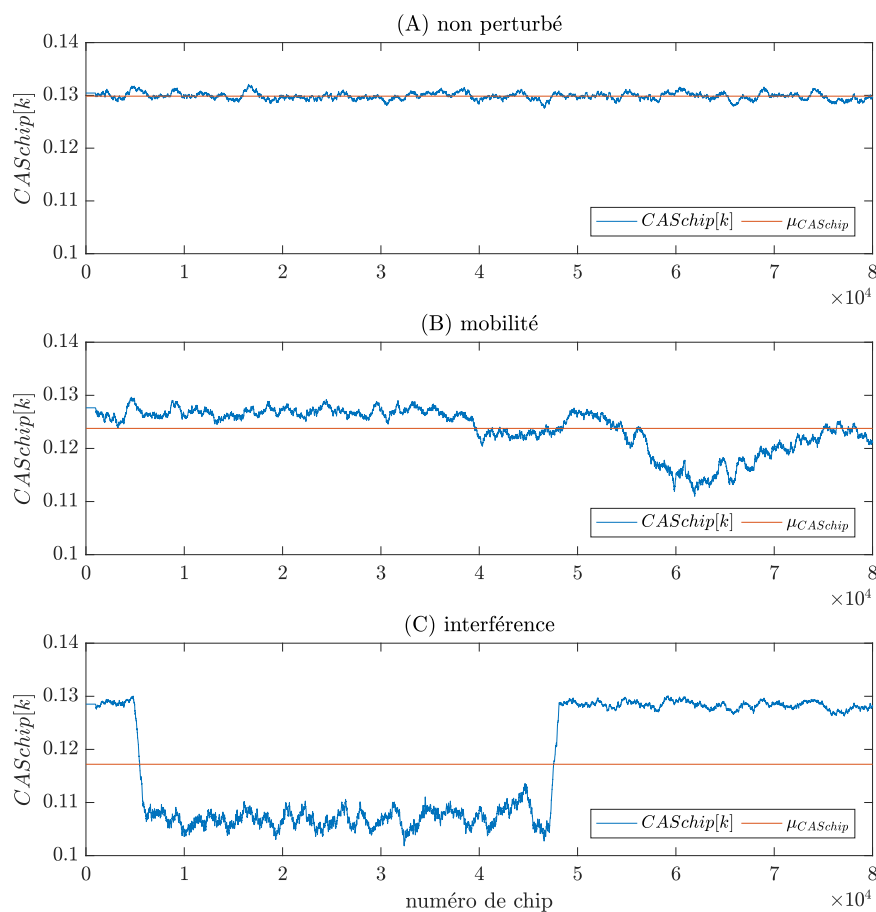


FIGURE 4.27 – Représentation des trois $CASchip[k]$ servant d'exemples pour les canaux : (A) non perturbé N, (B) Mobilité M et (C) Interférence I.

4.1.5.2 Les indicateurs temporels

Les indicateurs de l'état du canal (CSI) dits temporels sont obtenus à l'issue d'une analyse temporelle du signal $CASchip[k]$. Deux grandes familles de CSI sont présentées ci-après : les CSI qui permettent de caractériser la forme de la distribution des valeurs du signal sur la trame (sous forme d'histogrammes) et les CSI qui permettent de traduire la signature temporelle des perturbations laissées sur le signal.

4.1.5.3 CSI caractérisant la forme de la distribution du $CASchip[k]$

Un histogramme est une méthode graphique permettant d'afficher la forme d'une distribution. Il est particulièrement utile lorsqu'il y a un grand nombre d'observations. Pour cette raison, il est utilisé pour visualiser la distribution des valeurs du signal $CASchip[k]$. L'histogramme du signal $CASchip[k]$ de chacune des trois trames d'exemple est présenté dans la figure 4.28.

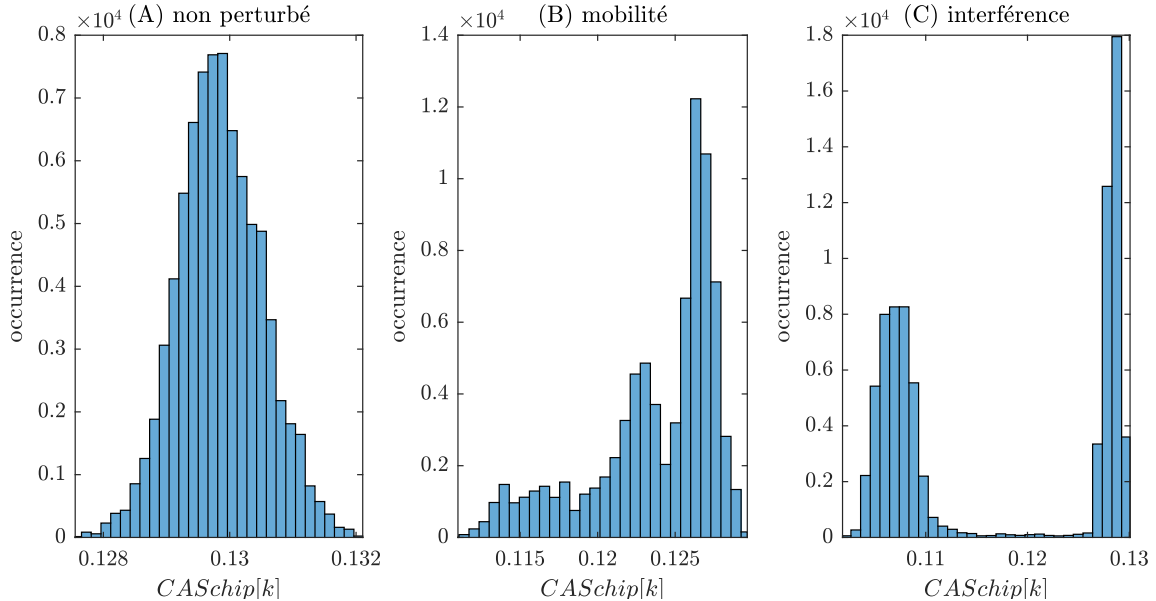


FIGURE 4.28 – Histogramme du signal $CASchip[k]$ des trois trames d'exemple.

Selon [87] et [88], le nombre de classes à choisir lors de la construction d'un histogramme à partir de données qui suivent une loi normale est donné par :

$$n_{bin} = 1 + \log_2(K) \quad (4.29)$$

où K est le nombre d'observations, dans notre cas, il correspond au nombre de chips dans la trame. Mais si les données ne suivent pas une loi normale, des classes supplémentaires peuvent

être nécessaires. Pour cette raison, pour un nombre de chip K égal à 80 000, on choisit de tracer les histogrammes avec 30 classes. Chaque classe a une largeur w_{bin} calculée selon :

$$w_{bin} = \frac{\max(CASchip[k]) - \min(CASchip[k])}{n_{bin}}. \quad (4.30)$$

L'occurrence correspond au nombre de valeurs de $CASchips[k]$ qui sont dans la classe correspondante de largeur w_{bin} . La figure 4.28 montre que chaque signal $CASchip[k]$ donne un histogramme de forme différente. L'histogramme (A) de la figure confirme que lorsque le canal est non perturbé, le bruit présent sur le signal $CASchip[k]$ suit bien une loi normale correspondant à l'hypothèse du bruit blanc additif Gaussien. Effectivement, la forme de cloche typique de la courbe de Gauss y est très reconnaissable. La présence de ce type de bruit est due à l'agitation thermique existant dans l'environnement RF proche des radios, aux bruits large bande émis par d'autres radios et aux bruits générés par l'échauffement des circuits électroniques des radios.

Les figures 4.28-(B) et 4.28-(C) montrent les histogrammes du $CASchip[k]$ correspondant à un canal perturbé par de la mobilité et par une source d'interférence. Celui correspondant à la mobilité montre une asymétrie de la distribution, due à la présence de valeurs de $CASchip[k]$ plus faibles générées par de la mobilité dans le canal. Celui correspondant à de l'interférence présente une distribution bimodale due à la chute brutale des valeurs de $CASchip[k]$ en présence de l'interférence.

Ces observations indiquent que la distribution du $CASchip[k]$ varie en fonction du type de canal que l'on veut détecter. Par conséquent, les paramètres de forme de distribution sont susceptibles de caractériser chaque type de canal. Ils peuvent donc ainsi être utilisés comme CSI pour reconnaître le type de canal à partir du signal $CASchip[k]$.

Hormis la moyenne et la variance, la forme d'une distribution peut être décrite par d'autres grandeurs. Dans notre cas, deux paramètres de forme peuvent nous intéresser : le premier est le coefficient d'asymétrie aussi appelé skewness et le deuxième est le coefficient d'aplatissement aussi connu sous le nom de kurtosis. L'entropie, qui est une mesure du désordre, peut aussi nous permettre de caractériser la distribution.

4.1.5.3.1 Le coefficient d'asymétrie noté *skewness*

L'histogramme (B) de la figure 4.28, construit à partir des valeurs d'un $CASchip[k]$ calculé sur une trame ayant traversé un canal perturbé avec de la mobilité, présente une asymétrie : la distribution est décalée vers les valeurs hautes avec une queue qui s'étale vers les valeurs basses. À l'inverse, on peut observer une symétrie dans la forme de la distribution du $CASchip[k]$ d'un canal non perturbé (voir graphe 4.28-(A)). La même observation peut être faite pour la distribution du $CASchip[k]$ d'un canal perturbé par une source d'interférence (voir graphe 4.28-(C)). Cependant, la symétrie observable dans les graphes 4.28-(A) et (C) n'est pas identique car le premier ne possède qu'un seul mode tandis que le deuxième en a deux

clairement identifiables. Ainsi, le coefficient d'asymétrie, le skewness, qui mesure l'asymétrie d'une distribution pourrait être un bon indicateur de la présence de mobilité.

Le coefficient d'asymétrie noté *skewness* est défini comme le moment statistique d'ordre trois d'une variable aléatoire x centrée par sa moyenne et réduite par son écart-type. Il est sans dimension et sans unité. Par conséquent, le *skewness* est calculé à partir d'un $CASchip[k]$ selon :

$$skewness = \frac{E\{CASchip[k] - \mu_{CASchip}\}^3}{\sigma_{CASchip}^3} \quad (4.31)$$

où $E\{\cdot\}$ est l'espérance mathématique, $\mu_{CASchip}$ est la valeur moyenne de $CASchip[k]$ et $\sigma_{CASchip}$ son écart-type. Pour rappel $\mu_{CASchip}$ est obtenue selon l'équation (4.28). Le signe du *skewness* renseigne sur l'asymétrie de la forme d'une distribution. Il est possible de distinguer trois cas de figures :

- Un $skewness = 0$: la distribution est parfaitement symétrique.
- Un $skewness < 0$: la distribution est décalée vers les valeurs hautes avec une queue qui s'étale dans la direction des valeurs basses.
- Un $skewness > 0$: la distribution est décalée vers les valeurs basses avec une queue qui s'étale dans la direction des valeurs hautes.

En considérant $CASchip[k]$ comme une variable aléatoire et selon [89], son *skewness* peut être estimé sans biais⁴ à partir de K chips à l'aide de l'expression suivante :

$$skewness = \frac{1/K \sum_{k=1}^K (CASchip[k] - \mu_{CASchip})^3}{\left(\sqrt{1/K \sum_{k=1}^K (CASchip[k] - \mu_{CASchip})^2} \right)^3} \quad (4.32)$$

À titre illustratif, le tableau 4.4 présente les trois *skewness* calculés à partir des $CASchip[k]$ dont les distributions sont illustrées par la figure 4.28. Ces valeurs sont cohérentes avec la forme des trois distributions. En effet, les distributions (A) et (C) présentent une symétrie par rapport à leur moyenne⁵, ce qui explique un *skewness* proche de zéro, tandis que le *skewness* de la distribution (B) est négatif, ce qui décrit une distribution asymétrique dont les valeurs sont déportées vers les valeurs hautes avec un étirement de la queue de la distribution vers les valeurs basses.

Notons que le *skewness* est une grandeur sans dimension. Ce CSI est indépendant du niveau du signal, du niveau du bruit et donc du SNR. En effet, seule la forme de la distribution du signal influe sur sa valeur. C'est aussi une grandeur qui n'est pas dépendante du nombre

4. Ici, le biais de l'estimateur est défini comme la différence entre la valeur de son espérance et la vraie valeur qu'il est censé estimer. On dit que l'estimateur est sans biais lorsqu'en moyenne, il ne se trompe pas.

5. Pour la distribution (C), la symétrie observée dépendra beaucoup de la durée de l'interférence.

	Non perturbé	Mobilité	Interférence
<i>skewness</i>	0, 11	-1, 1	0, 06

Tableau 4.4 – Exemples de *skewness* calculés à partir des trois *CASChip[k]* de la figure 4.27

d'échantillons, et donc de la longueur de la trame reçue. Cependant, son estimation nécessite un nombre important d'opérations, c'est un CSI dont le coût computationnel est élevé. En effet, pour un *CASChip[k]* formé de K échantillons, le calcul de (4.32) nécessite 1 racine carré (SQRT), 4 divisions (DIV), $5 \times K$ multiplications (MUL), $2 \times K$ soustractions (SUB) et enfin, $3 \times (K - 1)$ additions (ADD). Ainsi, pour une trame contenant un nombre de chips K égal à 80 000 correspondant à une durée (ToA) de l'ordre de 2,13 secondes, le calcul du *skewness* nécessite 1 SQRT, 4 DIV, $4 \cdot 10^5$ MUL, $1,6 \cdot 10^5$ SUB et $2,39997 \cdot 10^5$ ADD.

4.1.5.3.2 Le coefficient d'aplatissement noté *kurtosis*

L'histogramme (C) de la figure 4.28 montre la présence d'un ensemble de valeurs hautes et d'un autre de valeurs basses. Le centre de la distribution est plat, et la distribution présente une certaine symétrie. Le *kurtosis* mesure l'aplatissement de la distribution d'une variable aléatoire x . Ainsi, le *kurtosis* du *CASChip[k]* peut être sensible à la présence d'interférences. Le *kurtosis* est défini comme le moment statistique d'ordre quatre de la variable centrée par sa moyenne et réduite par son écart-type. Le *kurtosis* est une grandeur adimensionnelle, sans unité et est défini par l'équation (4.33), si on considère *CASChip[k]* comme une variable aléatoire.

$$kurtosis = \frac{E\{CASChip[k] - \mu_{CASChip}\}^4}{\sigma_{CASChip}^4} \quad (4.33)$$

Le coefficient d'aplatissement noté *kurtosis* permet de quantifier la répartition des valeurs de *CASChip[k]* par rapport à son espérance mathématique. Il est très sensible à la présence de queues (valeurs extrêmes) dans la distribution. Le *kurtosis* d'une loi normale est égale à 3. Cette valeur est généralement citée comme la valeur de référence. Par conséquent, la comparaison par rapport à la valeur 3 permet d'avoir une interprétation sur la forme des queues d'une distribution :

- Un *kurtosis* = 3 : la distribution correspond à une la distribution de la loi normale.
- Un *kurtosis* > 3 : correspond à une distribution ayant des queues plus épaisses que celles de la loi normale. La distribution possède plus de valeurs extrêmes basses et hautes que dans une distribution normale. Les valeurs sont concentrées aux extrémités et au centre, la distribution est pointue.
- Un *kurtosis* < 3 : correspond à une distribution ayant des queues plus fines que celles de la loi normale. La distribution possède moins de valeurs extrêmes basses et hautes que dans une distribution normale. Les valeurs sont concentrées dans les flancs de la distribution qui est de fait aplatie.

Le *kurtosis* de $CASchip[k]$ peut être estimé sans biais à partir de K chips à l'aide de l'expression suivante [90] :

$$kurtosis = \frac{1/K \sum_{k=1}^K (CASchip[k] - \mu_{CASchip})^4}{\left(1/K \sum_{k=1}^K (CASchip[k] - \mu_{CASchip})^2\right)^2} \quad (4.34)$$

Le tableau 4.5 présente les trois *kurtosis* calculés à partir des $CASchip[k]$ dont les distributions sont illustrées par la figure 4.28. Dans le cas d'un canal non perturbé, la distribution possède un *kurtosis* très proche de 3, ce qui conforte l'hypothèse d'une distribution normale. Lorsque le canal est perturbé par de la mobilité, on observe que la distribution du $CASchip[k]$ présente une queue très épaisse au niveau des valeurs basses, ce qui explique un *kurtosis* de 3,32, qui est supérieur à 3. Le cas du canal avec de l'interférence, avec une distribution quasiment sans queue, on obtient un *kurtosis* de 1,07 ce qui est très inférieur à 3.

	Non perturbé	Mobilité	Interférence
<i>kurtosis</i>	3,04	3,32	1,07

Tableau 4.5 – Trois exemples de *kurtosis* calculés à partir de trame non perturbée, perturbée par de la mobilité et perturbée par une source d'interférence.

Comme le *skewness*, le *kurtosis* est une grandeur sans dimension. De même que le *skewness*, il n'est pas dépendant de la longueur de la trame. Il est par contre de coût computationnel élevé. En effet, pour un $CASchip[k]$ formé de K chips, le calcul de (4.32) nécessite 4 DIV, $(5 \times K + 2)$ MUL, $2 \times K$ SUB et $3 \times (K - 1)$ ADD. Pour une trame qui contient un nombre de chips $K = 80\,000$, le calcul du *kurtosis* nécessite 4 DIV, $4,00002 \cdot 10^5$ MUL, $1,6 \cdot 10^5$ SUB et $2,39997 \cdot 10^5$ ADD.

4.1.5.3.3 L'entropie noté *entropie*

L'entropie notée *entropie* évalue la quantité de désordre ou le niveau de mélange dans un ensemble de données.

Dans notre cas, l'entropie maximum correspond à la situation du canal non perturbé, dans lequel le bruit est un bruit blanc Gaussien. Dans les situations de canal perturbé, la distribution du $CASchip[k]$ est de forme différente de celle d'une loi normale, de ce fait l'entropie est plus faible que celui d'un canal non perturbé. Ainsi, l'entropie devrait être liée à la durée et au comportement des perturbations. L'entropie du $CASchip[k]$ est calculée à partir de son histogramme et est définie selon :

$$entropie = - \sum_{i=1}^{n_{bin}} p_i \times \log_2(p_i) \quad (4.35)$$

où n_{bin} est le nombre de classes de l'histogramme et p_i est le rapport du nombre d'occurrences dans la classe i noté $occurrence_i$ divisé par le nombre total d'occurrences de toutes les classes, dans notre cas ce nombre correspond au nombre de chips. Pour un $CASchip[k]$ dont le nombre total de chips est K , pour la classe i , p_i est calculé selon :

$$p_i = \frac{occurrence_i}{K} \quad (4.36)$$

Le tableau 4.6 montre les valeurs d'entropie calculées pour les trois exemples de type de canal. On observe que la plus élevée des trois *entropie* est, comme attendu, l'entropie correspondant au canal N, tandis que la valeur minimum d'entropie correspond à celle du canal I. Ces valeurs d'entropie sont cohérentes avec les histogrammes présentés dans la figure 4.28.

	Non perturbé	Mobilité	Interférence
<i>entropie</i> en bit	5,77	5,30	3,37

Tableau 4.6 – Trois exemples d'entropie calculés à partir de trame non perturbée, perturbée par de la mobilité et perturbée par une source d'interférence.

En utilisant un logarithme de base 2, l'entropie qui en résulte par le calcul de (4.35) se compte en bit. Ainsi pour un histogramme de n_{bin} classes, le calcul de (4.35) et de (4.36) nécessite n_{bin} logarithmes de base 2 (LOG2), n_{bin} DIV et $2 \times n_{bin}$ MUL. Dans notre cas, les histogrammes sont générés avec 30 classes, par conséquent le calcul de l'entropie nécessite 30 LOG2, 30 DIV et 60 MUL.

4.1.5.3.4 L'étendue notée *MinMax*

L'étendue notée *MinMax*, correspond à la différence entre la valeur maximale et la valeur minimale du $CASchip[k]$ et est calculée selon :

$$MinMax = \text{Max}(CASchip[k]) - \text{Min}(CASchip[k]) \quad (4.37)$$

Elle met en évidence soit un niveau de bruit important, soit une perturbation importante ou encore la présence de valeurs extrêmes (artefacts) dans la trame et peut ainsi être révélatrice d'interférences fortes et de courte durée.

Le tableau 4.7 illustre les valeurs de *MinMax* calculées sur des trames collectées avec un SNR identique. On peut observer que les perturbations engendrent bien une augmentation de la dispersion des valeurs du $CASchip[k]$. La valeur obtenue est environ 5 fois plus grande lorsque le canal est perturbé par rapport à la valeur obtenue pour un canal sans perturbation.

Comme le signal $CASchip[k]$ est en volt, alors l'unité du *MinMax* est elle aussi le volt. Le calcul de l'étendue nécessite de rechercher la valeur minimale et la valeur maximale parmi les K valeurs du $CASchip[k]$ puis d'en faire la différence. Le *MinMax* est donc un CSI de faible coût computationnel. En effet, la recherche de la valeur maximale nécessite $(K - 1)$

	Non perturbé	Mobilité	Interférence
$MinMax$ en volt	0,0046	0,0187	0,0283

Tableau 4.7 – Trois exemples d'étendues $MinMax$ calculés à partir de trame non perturbé, perturbé par de la mobilité et perturbé par une source d'interférence.

comparaisons, le nombre de comparaisons nécessaire pour trouver le minimum. De ce fait, le calcul du $MinMax$ requiert $(2 \times K - 2)$ comparaisons (COMP) et 1 soustraction (SUB). Cependant, l'étendue est une grandeur dépendante du niveau de bruit. Pour la rendre moins sensible, il est possible de la normaliser par l'écart-type du $CAShip[k]$ sur la trame. Le coût computationnel de l'étendue normalisée est alors plus élevé, puisqu'il nécessite le calcul de l'écart-type. C'est pourquoi nous avons travaillé dans un premier temps avec l'étendue non normalisée. L'analyse des performances en classification à l'aide des données enregistrées lors de nos expérimentations, réalisées avec des niveaux de bruit différents, nous permettra de déterminer si l'étendue non normalisée est une caractéristique pertinente, malgré sa sensibilité au SNR.

4.1.5.4 CSI caractérisant la signature temporelle du $CAShip[k]$

Après avoir introduit des indicateurs basés sur des outils statistiques, on s'intéresse maintenant à caractériser l'empreinte temporelle des perturbations sur le $CAShip[k]$. Ces empreintes sont visibles pour chaque type de canal, comme on peut le constater sur les graphes (A),(B) et (C) de la figure 4.27.

Dans le cas d'un canal non perturbé, le $CAShip[k]$ présente des petites variations rapides autour de sa valeur moyenne tout au long de la trame. Ces variations rapides sont directement liées au bruit de fond, un bruit blanc, qui s'ajoute sur le $CAShip[k]$. Dans les cas de perturbations, l'empreinte de la perturbation vient s'ajouter au bruit. Un $CAShip[k]$ perturbé par une source d'interférence présente une baisse brutale durant la durée de présence de l'interférence. Ce même comportement est observable pour un $CAShip[k]$ perturbé par de la mobilité, mais dans ce cas, le phénomène est plus lent et plus progressif, avec une temporalité directement liée au temps de cohérence du canal. À titre de rappel, le temps de cohérence du canal est le temps pendant lequel deux transmissions subissent des effets d'évanouissement corrélés, il est défini comme $0,4 \times c / (v f_p)$, où v est la vitesse de l'élément mobile, f_p est la fréquence porteuse, et c est la célérité de la lumière [5]. En supposant une porteuse inférieure à 1 GHz, un temps de cohérence de l'ordre de 100 millisecondes est typique des cas d'utilisation à faible mobilité des systèmes IoT. Les indicateurs présentés ci-après caractérisent les variations temporelles du $CAShip[k]$.

4.1.5.4.1 Le nombre de passages par la moyenne noté ACC

Le nombre de passage par la moyenne noté ACC (Average Crossing Count) permet de mesurer le nombre de fois où le signal $CAShip[k]$ coupe sa valeur moyenne. Il est calculé

selon :

$$ACC = \frac{1}{2K} \sum_{k=2}^K |S[k] - S[k-1]| \quad (4.38)$$

avec

$$S[k] = \text{sgn}(CASchip[k] - \mu_{CASchip}) \quad (4.39)$$

où $\mu_{CASchip}$ est la valeur moyenne du signal $CASchip[k]$ et est définie par (4.28).

Le calcul de ACC nécessite de centrer le $CASchip[k]$ afin de convertir les passages par la moyenne en passages par zéro. Le nombre de passages par la moyenne défini par l'équation (4.38) correspond à la somme des changements de signe du signal $S[k]$ décrit par équation (4.39).

	Non perturbé	Mobilité	Interférence
ACC	961.10^{-5}	178.10^{-5}	7.10^{-5}

Tableau 4.8 – Trois ACC calculés à partir des trois trames d'exemple N, M et I.

Les valeurs de l' ACC pour les signaux $CASchip[k]$ présentés figure 4.27 sont données dans le tableau 4.8. En absence de perturbation, le bruit s'ajoutant sur le signal provoque un nombre élevé de passages par la moyenne, ce qui est traduit par un ACC élevé. En présence de perturbations, la moyenne du signal prend une valeur plus faible. Le $CASchip[k]$ ne coupe sa moyenne qu'au début et à la fin de la zone perturbée. Ainsi, l' ACC diminue en fonction de la temporalité d'apparition de la perturbation. La présence d'interférence provoque une apparition brutale de la perturbation, ce qui se traduit par un ACC très faible (si une interférence forte apparaît au cours de la trame). La mobilité engendre une chute des valeurs de $CASchip[k]$ plus lente. L' ACC prend alors une valeur plus grande que celle calculée en présence d'interférence, mais plus faible que celle calculée en absence de perturbations.

L' ACC est une grandeur normalisée par le nombre total de chips, ce qui la rend totalement indépendante de la longueur de la trame. Cette grandeur est sans unité. C'est une grandeur dont la valeur dépend du niveau de bruit. Avec le calcul de la moyenne et l'extraction de signe, le calcul de l' ACC nécessite 2 DIV, K extraction de signe (SGN), $(K-2)$ ABS, $(2 \times K - 2)$ SUB et $(2 \times K - 3)$ ADD. Finalement, pour une trame dont le nombre de chips K est égal à 80 000, le calcul de l' ACC nécessite 2 DIV, 8.10^4 SGN, $7,9998.10^4$ ABS, $1,59998.10^5$ SUB et $1,59997.10^5$ ADD.

4.1.5.4.2 La différence de niveau entre la perturbation et le signal notée $DDSL$

La différence de niveau entre la perturbation et le signal, notée $DDSL$ (Difference between the averaged Disturbance and Signal Levels), mesure la différence entre la moyenne des valeurs

du $CASchip[k]$ supérieures à $\mu_{CASchip}$ sur la trame et la moyenne des valeurs de $CASchip[k]$ inférieures à $\mu_{CASchip}$. L'expression du $DDSL$ est définie de la manière suivante :

$$DDSL = \frac{1}{M} \sum_{k=1}^M CASchip_{sup}[k] - \frac{1}{P} \sum_{k=1}^P CASchip_{inf}[k] \quad (4.40)$$

où $CASchip_{sup}[k]$ correspond aux valeurs de $CASchip[k]$ supérieures à $\mu_{CASchip}$ contenant M valeurs et $CASchip_{inf}[k]$ correspond aux valeurs de $CASchip[k]$ inférieures à $\mu_{CASchip}$ contenant P valeurs, avec $M+P = K$. Les courbes $CASchip_{sup}[k]$, $CASchip_{inf}[k]$ et $\mu_{CASchip}$ sont représentées sur la figure 4.29.

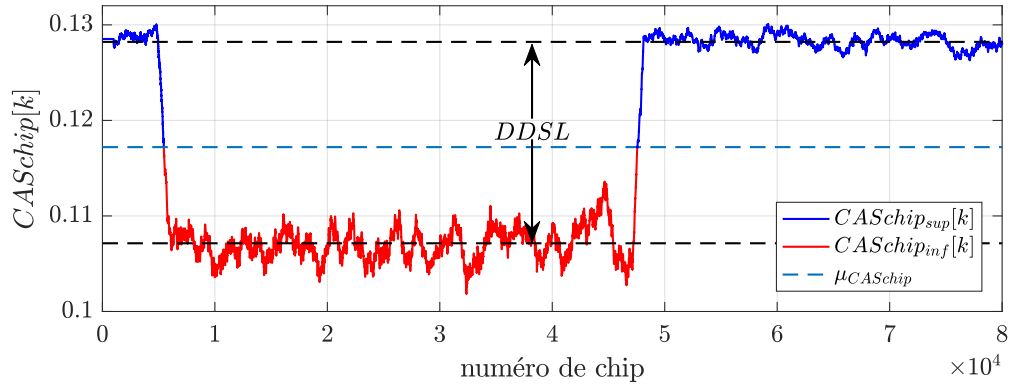


FIGURE 4.29 – Illustration des portions $CASchip_{sup}[k]$ et $CASchip_{inf}[k]$ du $CASchip[k]$ ainsi que la valeur moyenne $\mu_{CASchip}$, calculés à partir de la trame d'exemple I.

L'indicateur $DDSL$ de la trame d'exemple labellisée comme I est illustré sur la figure 4.29. Sur cette figure, la perturbation due à l'émission d'une source d'un signal d'interférence apparaît à $k = 5.10^4$ et disparaît à $k = 4.8.10^5$. Cette figure montre que $CASchip_{inf}[k]$ délimite la partie perturbée et $CASchip_{sup}[k]$ la partie non perturbée du $CASchip[k]$ de la trame. Effectivement, pendant la période de présence du brouilleur, le $CASchip[k]$ diminue, car l'incertitude sur les chips est plus forte. Sa valeur est d'autant plus proche de zéro que l'intensité de la perturbation est forte. Par conséquent, en mesurant la différence entre la valeur moyenne du $CASchip[k]$ sans perturbation et la valeur moyenne du $CASchip[k]$ pendant la perturbation, l'indicateur $DDSL$ permet d'évaluer l'intensité de la perturbation. En d'autres termes, plus la perturbation est sévère, plus $DDSL$ est élevée.

	Non perturbé	Mobilité	Interférence
$DDSL$ en volt	11.10^{-4}	67.10^{-4}	211.10^{-4}

Tableau 4.9 – Trois $DDSL$ calculées à partir des trois trames d'exemple N, M et I.

Les $DDSL$ des trois trames d'exemples sont présentées dans le tableau 4.9. On constate que la $DDSL$ d'une trame non perturbée est faible, et qu'elle augmente bien pour les trames perturbées, comme pour les trames M et I.

DDSL est une grandeur qui se mesure en volt. Elle dépend de l'intensité de la perturbation. C'est une grandeur qui ne dépend pas de K , le nombre de chips de la trame. Son calcul nécessite plusieurs opérations : le calcul de la moyenne requiert 1 DIV et $(K - 1)$ ADD, comme le montre l'expression (4.28). En suite pour créer les signaux $CASchip_{sup}[k]$ et $CASchip_{inf}[k]$, K comparaisons (COMP) par rapport à $\mu_{CASchip}$ est nécessaire. Finalement, le calcul de (4.40) nécessite 2 DIV, 1 SUB et $(K - 2)$ ADD. À titre d'exemple pour une trame de longueur $K = 80\,000$ chips, le calcul de la *DDSL* requiert 3 DIV, $8 \cdot 10^4$ COMP, 1 SUB et $1,59997 \cdot 10^5$ ADD.

4.1.5.4.3 L'aire moyenne de la perturbation notée *ADA*

L'aire de la perturbation est définie comme la surface délimitée par la droite $\mu_{CASchip}$ et la courbe $CASchip_{inf}[k]$, cette surface est illustrée en orange sur la figure 4.30.

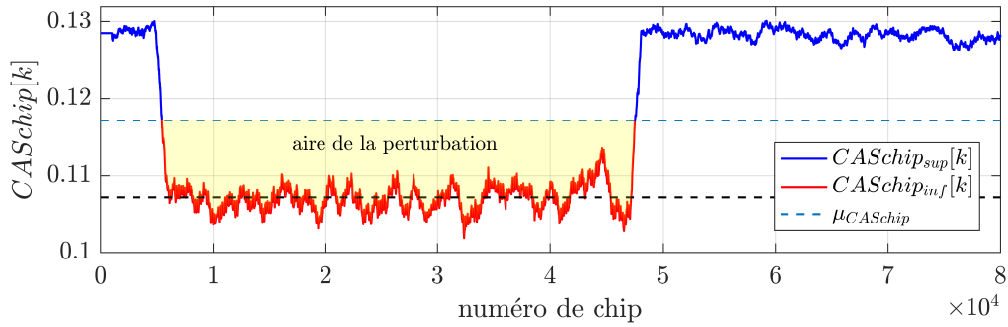


FIGURE 4.30 – Illustration graphique de l'aire de la perturbation sur un $CASchip[k]$ calculée à partir de la trame d'exemple I.

L'aire moyenne de la perturbation notée *ADA* (Average of the Disturbance Area) est une version simplifiée de l'aire de la perturbation. L'*ADA* est le produit entre le nombre de valeurs contenues dans $CASchip_{inf}[k]$ noté P normalisé par le nombre total de chips K et la différence de $\mu_{CASchip}$ par la moyenne de $CASchip_{inf}[k]$. Formellement, l'*ADA* est définie selon :

$$ADA = \frac{P}{K} \left(\mu_{CASchip} - \frac{1}{P} \sum_{k=1}^P CASchip_{inf}[k] \right) \quad (4.41)$$

Tandis que la *DDSL* ne mesure que l'intensité d'une perturbation, l'*ADA* prend en plus en considération sa durée par rapport à celle de la trame. Par conséquent, cette caractéristique est le reflet du « pouvoir de nuisance » de la perturbation. Trois exemples de valeur d'*ADA* sont donnés dans le tableau 4.10. Ces valeurs sont obtenues à partir des trois trames d'exemples dont les signaux $CASchip[k]$ sont illustrés dans la figure 4.27.

Le calcul de l'*ADA* d'une trame contenant K chips à partir de son signal $CASchip[k]$ nécessite dans un premier temps le calcul de $\mu_{CASchip}$ qui requiert 1 DIV et $(K - 1)$ ADD.

	Non perturbé	Mobilité	Interférence
<i>ADA</i> en volt	-3.10^{-4}	-16.10^{-4}	-52.10^{-4}

Tableau 4.10 – Trois *ADA* calculées à partir des trois trames d'exemple N, M et I.

Comme pour le calcul du *DDSL* (4.40), la création des signaux $CAScip_{sup}[k]$ et $CAScip_{inf}[k]$ nécessite K comparaisons (COMP) par rapport à $\mu_{CASchip}$. Finalement, le calcul de (4.41) requiert 1 DIV, 1 MUL, 1 SUB et $(P-1)$ ADD. Pour rappel P est le nombre valeurs contenues dans $CASchip_{inf}[k]$. Finalement, le calcul de *ADA* nécessite 2 DIV, 1 MUL, K COMP, 1 SUB et $(k+P-2)$ ADD.

À noter que les calculs de l'*ADA* et de la *DDSL* ont le calcul de la moyenne, la création des signaux $CAScip_{sup}[k]$ et $CAScip_{inf}[k]$, ainsi que le calcul de leur moyenne en commun. Par conséquent, une fois que la *DDSL* est calculée, le calcul de l'*ADA* ne nécessite que : 1 DIV, 1 MUL et 1 SUB.

4.1.5.5 Les indicateurs fréquentiels

Dans cette partie, nous nous intéressons au comportement fréquentiel du signal $CASchip[k]$. Comme nous avons pu le constater précédemment, la présence d'une perturbation dans le canal de communication se traduit par une chute des valeurs du $CASchip[k]$ vers zéro. Cette chute est plus ou moins rapide en fonction du type de perturbation. Une interférence provoque une chute brutale du signal alors que la mobilité génère une chute plus graduelle. Afin de prendre en compte cette dynamique, nous nous sommes orientés vers la proposition de CSI fréquentiels.

Une première analyse visuelle de l'empreinte fréquentielle des perturbations sur les $CASchip[k]$ a été effectuée à l'aide d'une analyse temps-fréquence réalisée sur les signaux présentés dans la figure 4.27. Pour rappel, ces signaux sont calculés à partir des trois trames d'exemple labellisées comme N, M et I. Les caractéristiques des trois trames d'exemple sont données dans la sous-section 4.1.2. La visualisation temps-fréquence s'effectue à l'aide des scalogrammes des signaux $CASchip[k]$ obtenus à partir d'une ondelette de Morse, [91], [92], [93], [94] qui est définie dans le domaine fréquentiel comme :

$$\Psi_{\beta,\gamma}(\omega) = \alpha_{\beta,\gamma} U(\omega) \omega^\beta e^{-\omega^\gamma} \quad (4.42)$$

où $\alpha_{\beta,\gamma}$ est la constante de normalisation, $U(\omega)$ est la fonction échelon unité, γ est le paramètre de symétrie et β est le paramètre de décroissance ou de compacité. Dans notre cas, les scalogrammes des signaux $CASchip[k]$ permettant de visualiser leur comportement temps-fréquences sont obtenus avec un paramètre de symétrie γ égal à 3 et un paramètre de compacité β égal à 60. Présentés dans la figure 4.31, ces scalogrammes représentent la valeur absolue des coefficients de la transformée en ondelettes continue illustrée en dégradé de couleurs, en fonction du temps et de la fréquence. Sur cette figure les axes temporels et fréquentiels

sont construits à partir de la fréquence d'échantillonnage f_e de 37,5 kHz (avec une période d'échantillonnage de $T_e = 1/f_e = 2.67.10^{-5}$ secondes) et du nombre de chips dans la trame, à savoir 80 000 chips.

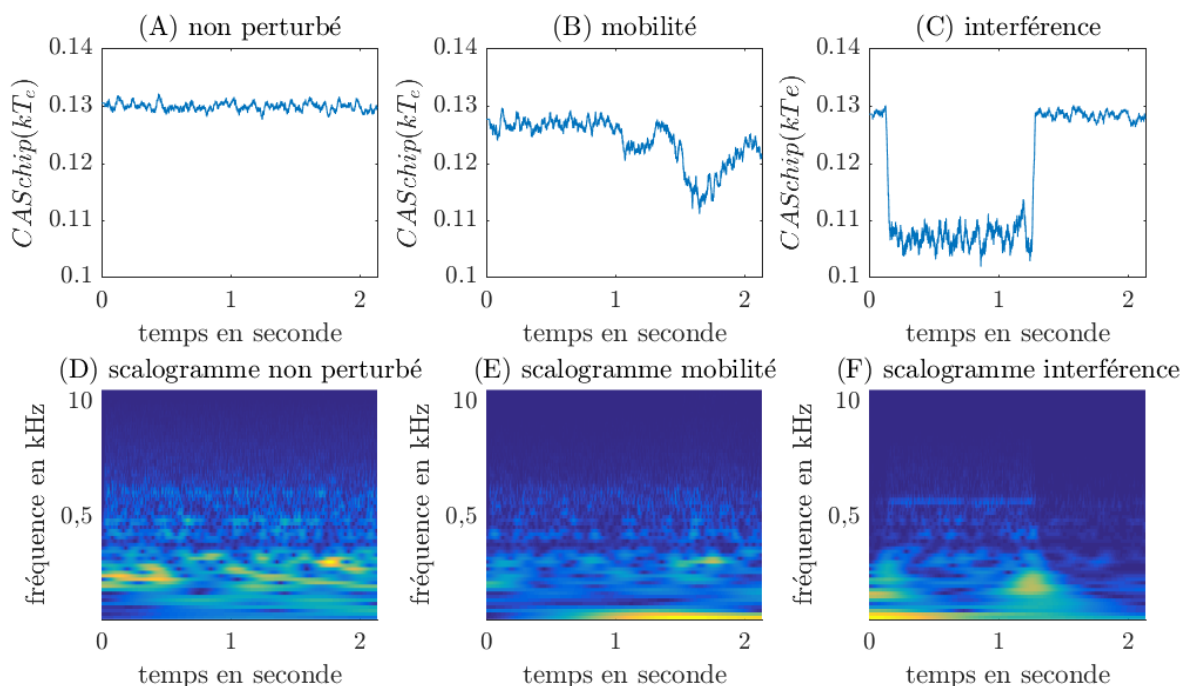


FIGURE 4.31 – Illustration montrant les différents $CAS_{chip}(kT_e)$ et les scalogrammes correspondants pour les trois trames d'exemple N, M et I.

Les trois scalogrammes, graphes (D), (E) et (F) de la figure 4.31 montrent que pour chaque type de canal la représentation temps-fréquences est différente. Le $CAS_{chip}[k]$ est un signal en bande de base, ce qui explique que son énergie est essentiellement cumulée dans les basses fréquences. Nous observons que la majorité de l'énergie des signaux est répartie dans la bande 0-500[Hz]. Ces graphes montrent qu'il est possible de voir les instants d'apparition et de disparition des perturbations. En effet, ces instants provoquent l'apparition de pics d'énergie dans des bandes de fréquences particulières. Nous cherchons à traduire ces comportements en indicateurs « fréquentiels ».

À partir des observations sur la répartition d'énergie du signal $CAS_{chip}[k]$ dans le domaine fréquentiel, et puisque chaque type de canal possède une signature particulière, on décide de créer 10 indicateurs de l'état du canal (CSI) fréquentiels. Ils sont notés $B1, B2, \dots, B10$, et correspondent à la moyenne du module de la transformée de Fourier discrète dans les bandes de fréquences particulières. Ces bandes de fréquences sont définies dans le tableau suivant :

B1 : 0 → 2	B2 : 2 → 4	B3 : 4 → 8	B4 : 8 → 16	B5 : 16 → 32
B6 : 33 → 64	B7 : 64 → 128	B8 : 128 → 256	B9 : 256 → 512	B10 : 512 → 1024

Tableau 4.11 – Définitions des bandes de fréquences pour le calcul des CSI fréquentiels à partir d'un signal du $CAS_{chip}[k]$.

Chaque CSI correspond à la somme des bins du module du spectre discret du signal $CASchip[k]$, noté $|S[\xi]|$, dans l'intervalle de fréquence défini dans le tableau 4.11. Le spectre du signal $CASchip[k]$ est calculé à l'aide de l'expression suivante :

$$S[\xi] = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K CASchip[k] e^{-2j\pi\xi k/K} \quad (4.43)$$

où K est le nombre de chips dans la trame et ξ est un nombre entier qui varie entre 1 et K , il correspond au numéro de bin du spectre obtenu. La transformée de Fourier discrète additionne simplement les échantillons discrets du signal $CASchip[k]$ en les multipliant avec des coefficients, ainsi le résultat possède la même unité que les échantillons $CASchip[k]$. Puisque $CASchip[k]$ est correspond une tension électrique, alors $|S[\xi]|$ est aussi une tension. Un CSI fréquentiel est une somme des bins contenus dans un intervalle de fréquence donnée, c'est donc une somme de niveaux de tension. Pour cette raison, l'unité des CSI $B1, \dots, B10$ est le Volt.

Comme pour les CSI temporels, la définition des CSI fréquentiels est basée sur les transitions temporelle du CAS qui correspondent aux instants d'apparition et de disparition des phénomènes perturbateurs. Ces informations sont ici traduites dans le domaine fréquentiel comme la répartition de « l'énergie » du CAS dans des bandes de fréquence particulières. Puisqu'ils nécessitent le calcul d'une transformée de Fourier discrète, leur complexité de calcul est bien supérieure aux CSI temporels.

Selon [95], [96], le calcul d'une transformée de Fourier discrète, s'il est calculé avec l'algorithme FFT (fast Fourier transform), nécessite $\mathcal{O}(K \log_2 K)$ d'opérations. Dans notre cas, ce calcul nécessite $K \log_2 K$ multiplications complexes (C-MUL), $(K/2) \log_2 K$ additions complexes (C-ADD) et K ABS. La normalisation par K demande K divisions complexes (DIV) et la somme des bins dans chaque bande de fréquences nécessite K additions (ADD) supplémentaires.

Finalement, avec une trame qui contient 80 000 chips, sachant que le signal $CASchip[k]$ est échantillonné à 37,5 kHz, le calcul de la transformée de Fourier discrète nécessite $1,303 \cdot 10^6$ multiplications complexes et $6,515 \cdot 10^5$ addition complexes. Le calcul du module requiert $8 \cdot 10^4$ ABS. La somme des bins dans chaque bande de fréquence nécessite $8 \cdot 10^4$ additions supplémentaires. Puisque le calcul de la transformation de Fourier discrète est beaucoup plus complexe, alors le calcul du premier CSI fréquentiel est très complexe tandis qu'une fois la transformation de Fourier discrète calculée, les autres CSI fréquentiels peuvent être obtenus seulement avec la somme des bins dans chaque bande.

4.1.5.6 Bilan sur les CSI proposés

À partir du signal $CASchip[k]$, nous avons extrait 7 CSI temporels (*skewness*, *kurtosis*, *entropie*, *MinMax*, *ACC*, *DDSL*, et *ADA*) et 10 CSI fréquentiels ($B1, \dots, B10$). Le but de ce bilan est de mettre en avant les avantages et les inconvénients de chaque CSI proposé en termes de leur dépendance par rapport au niveau signal, du bruit, du SNR ainsi qu'à la

longueur de la trame. Pour que la reconnaissance du canal soit généralisable, rappelons qu'un CSI doit être simple à calculer, simple à utiliser et indépendant des leviers d'action qui peuvent être très spécifiques à une radio en particulier.

Puisque tous les CSI proposés sont extraits du signal $CASchip[k]$ alors les remarques faites à propos de son indépendance en fonction des leviers d'action sont aussi valables pour les CSI, (cf. section 4.1.3.5, chapitre 4).

Les indicateurs ACC , $MinMax$ et $entropie$ sont des CSI dont les valeurs varient en fonction du niveau de bruit. Si le niveau de bruit est très faible, le signal $CASchip[k]$ tend à devenir constant, sa variance devient plus faible. Le nombre de passage à la moyenne (ACC) est ainsi réduit et l' $entropie$, qui mesure le désordre, devient aussi plus faible. Au contraire, les indicateurs temporels tels que le $skewness$, le $kurtosis$, l' ADA et la $DDSL$ ne varient pas en fonction du niveau de bruit, du signal et du SNR. En effet, le $skewness$ et le $kurtosis$ ne prennent en considération que la forme de la distribution estimée par l'histogramme du $CASchip[k]$, ils ne sont donc pas sensibles à la variation du niveau de bruit ou du signal. Quant à la $DDSL$ et l' ADA , faisant intervenir des calculs de moyenne, le bruit additif blanc Gaussien de moyenne nulle est éliminé. $DDSL$ reflète l'impact de la perturbation sur le signal sous forme d'une différence entre le niveau du signal et le niveau de la perturbation. Ainsi, sa valeur est relative au niveau du signal, mais ne traduit pas le niveau absolu du signal. La même remarque peut être faite pour ADA qui est aussi calculé à partir d'une différence de deux niveaux moyens : $\mu_{CASchip}$ et le niveau de la perturbation. Mesurant la puissance moyenne par bandes de fréquence, les CSI fréquentiels, $B1, \dots, B10$, dépendent du niveau du signal et du bruit.

La complexité de calcul des CSI est évaluée dans le tableau 4.12 qui permet de comparer les CSI en fonction du nombre d'opérations qu'ils nécessitent. Dans ce tableau, les nombres d'opérations sont indiqués en fonction de :

- K : le nombre de chips dans la trame correspondant au nombre de valeurs dans le signal $CASchip[k]$, dans notre cas $K = 80000$;
- n_{bin} : le nombre de classes de l'histogramme calculé à partir du signal $CASchip[k]$, dans notre cas $n_{bin} = 30$;
- P : le nombre de valeurs dans le signal $CASchip_{inf}[k]$, cette quantité dépend de la durée des perturbations.

Notons que les variables indiquées en rouge correspondent aux nombres d'opérations effectuées sur des nombres complexes. Pour rappel, LOG2 désigne le logarithme de base 2, SQRT la racine carrée, DIV la division, MUL la multiplication, COMP la comparaison, SGN l'extraction de signe, SUB la soustraction, ADD l'addition et ABS désigne à la fois la valeur absolue et le module d'un nombre complexe. Le tableau 4.12 montre que les CSI peuvent être classés en deux groupes :

- basse complexité : CSI dont le calcul nécessite des opérations de faible complexité telles que la comparaison, l'extraction de signe, la soustraction, l'addition ou la valeur absolue.

CSI	LOG2	SQRT	DIV	MUL	COMP	SGN	SUB	ADD	ABS
<i>skewness</i>	0	1	4	$5K$	0	0	$2K$	$3(K-1)$	0
<i>kurtosis</i>	0	0	4	$5K+2$	0	0	$2K$	$3(K-1)$	0
<i>entropie</i>	n_{bin}	0	n_{bin}	$2n_{bin}$	0	0	0	0	0
<i>MinMax</i>	0	0	0	0	$2K-2$	0	1	0	0
<i>ACC</i>	0	0	2	0	0	K	$2K-2$	$2K-3$	$K-2$
<i>DDSL</i>	0	0	3	0	K	0	1	$2K-3$	0
<i>ADA</i>	0	0	2	1	K	0	1	$K+P-2$	0
<i>B1, ..., B10</i>	0	0	K	$K \log_2 K$	0	0	0	$(K/2) \log_2 K, K$	K

Tableau 4.12 – Tableau comparatif de la complexité des CSI proposés. Les variables en rouge indiquent des opérations effectuées sur des nombres complexes.

Ces indicateurs sont : *MinMax*, *ACC*, *DDSL* et *ADA*.

- haute complexité : CSI dont le calcul requiert des opérations complexes telles que le logarithme, la racine carrée, la multiplication, la division, etc. Ces indicateurs sont : *skewness*, *kurtosis*, *entropie* et les CSI fréquentiels.

Finalement, la sélection des CSI qui alimenteront les algorithmes d'apprentissage et de reconnaissance du canal ne doit pas se baser uniquement sur des critères de complexité ou de sensibilité au SNR. Un autre critère à prendre en considération est le pouvoir discriminant de chaque CSI, car ce pouvoir discriminant influera directement sur la performance des algorithmes d'apprentissage et de reconnaissance du canal. Cette capacité à discriminer les classes sera évaluée dans le chapitre résultats, à l'aide d'outils de prise de décision que nous présentons dans le paragraphe suivant.

4.2 Outils utilisés pour la prise de décision

Cette section est dédiée à l'introduction des outils de prise de décision nécessaires pour la sélection des CSI et pour reconnaître automatiquement le type de canal. Nous rappellerons dans un premier temps le principe de la courbe ROC, que nous utiliserons pour analyser et comparer le pouvoir discriminant des CSI, puis nous présenterons, en justifiant leur choix, les deux algorithmes de classification que nous utiliserons par la suite.

4.2.1 Utilisation de la courbe ROC

La courbe ROC (de l'anglais Receiver Operating Characteristic) ou fonction d'efficacité du récepteur est une méthode permettant d'évaluer et comparer les performances de classificateurs binaires appelés détecteurs. Dans [97] nous avons montré qu'un classificateur mono-caractéristique construit et optimisé avec des courbes ROC suffit à détecter les trois types de canal dans le cadre des perturbations fortes. Dans le chapitre 5, les courbes ROC sont utilisées pour analyser et comparer le pouvoir discriminant des CSI. C'est un outil graphique qui permet de visualiser

simultanément le pouvoir discriminant de tous les CSI, rendant ainsi leur comparaison plus simple et rapide. Cette partie est dédiée à la méthode de construction et à l'interprétation de ces courbes.

4.2.1.1 Construction d'une courbe ROC

La courbe ROC est un outil permettant d'évaluer la capacité d'un détecteur à reconnaître deux situations. Afin d'évaluer le pouvoir discriminant d'un CSI à reconnaître les classes N, M et I, on l'utilise comme unique entrée d'un détecteur, dont on construit ensuite la courbe ROC. Soient deux classes *Cl1* et *Cl2* à reconnaître et un détecteur défini de la manière suivante : « Si $X < \lambda_i$ (ou $X > \lambda_i$, en fonction des CSI considérés) alors *Cl1*. Sinon, *Cl2* », λ_i est un paramètre de réglage et X est la valeur du CSI à évaluer. À titre d'exemple, la classe *Cl1* pourrait correspondre à la classe « non perturbée » notée N et *Cl2* correspond à la classe « perturbée » notée P, regroupant les perturbations de type M (mobilité) et I (interférence).

Soit un ensemble de N_{ex} d'exemples labellisés *Cl1* ou *Cl2*. On définit comme faux positif un exemple labellisé *Cl1* attribué à *Cl2* par le détecteur. On définit comme vrai positif un exemple labellisé *Cl2* attribué à *Cl2* par le détecteur. Le taux de faux positif *TFP* est le pourcentage d'exemples *Cl1* classé *Cl2*. Le taux de vrais positifs *TVP* est le pourcentage d'exemples *Cl2* classé *Cl2*. La courbe ROC consiste à tracer le taux de faux positifs en fonction du taux de vrais positifs pour différentes valeurs de λ_i , variant entre la valeur minimale de X et sa valeur maximale. Pour chaque seuil λ_i , le couple $(TFP_i; TVP_i)$ définit les coordonnées d'un point de la courbe ROC. La figure 4.32 montre une courbe ROC illustrant les performances d'un classifieur séparant les éléments labellisés N comme non perturbé des éléments labellisés M et I comme mobilité et interférence, à partir de l'*ACC*.

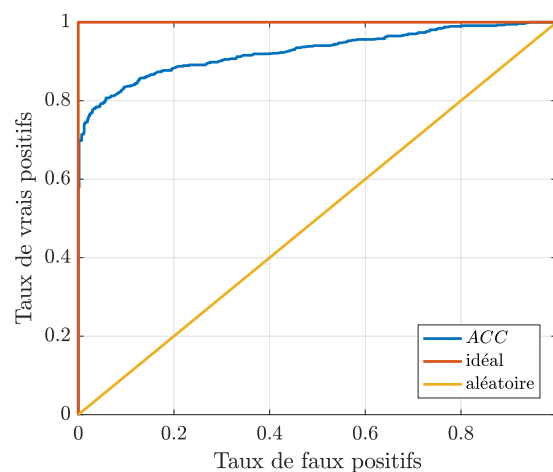


FIGURE 4.32 – Trois exemple de courbe ROC : en bleu : un exemple d'une courbe ROC illustrant les performances de l'*ACC* pour un classer N versus P. En rouge : courbe ROC du classifieur idéal. En jaune : courbe ROC d'un classifieur aléatoire.

4.2.1.2 Les points particuliers de la courbe ROC

Chaque valeur de λ_i fournit un point de la courbe ROC. La courbe prend son origine au point de coordonnées (0;0) jusqu'au point de coordonnées (1;1). D'après la figure 4.32, il y a quatre points particuliers sur une courbe ROC. Chaque point donne une interprétation concernant les performances du classifieur deux classes, et donc le pouvoir discriminant de X .

- (0;0) : $\lambda_i = \max(X)$. Le classifieur ne détecte rien et affecte toujours $Cl1$. On a 0% de faux positifs et 0% de vrais positifs.
- (1;1) : $\lambda_i = \min(X)$. Le classifieur affecte toujours $Cl2$. On a 100% de faux positifs et 100% de vrais positifs.
- (0;1) : cas du classifieur idéal : le classifieur détecte 100% des situations $Cl2$ sans aucun faux positif. Il ne se trompe jamais.
- (0.5;0.5) : la courbe ROC est une droite passant par le point (0.5;0.5). Cette courbe traduit un classifieur décidant au hasard. Ses performances sont équivalentes à tirer à pile ou face avec une pièce.

4.2.1.3 Analyse d'une courbe ROC

La courbe ROC peut être analysée à partir de plusieurs grandeurs. Une grandeur fréquemment utilisée pour comparer les performances de différents détecteurs est l'aire sous la courbe (ASC : Aire Sous la Courbe), nous la calculons de manière suivante :

$$ASC \approx \sum_i \frac{1}{2} (TFP_i - TFP_{i-1}) \times (TVP_i + TVP_{i-1}) \quad (4.44)$$

En effet, plus la courbe ROC du détecteur s'approche du point (0,1), meilleur est le détecteur et plus grande est l'aire sous la courbe. Le détecteur idéal a une aire sous la courbe de 1 tandis que le détecteur au hasard a une aire sous la courbe de 0.5. L'ASC nous permettra donc de comparer le pouvoir discriminant des CSI proposés.

Des points particuliers, s'ils sont atteints par la courbe ROC, peuvent nous permettre de faire des choix sur la pertinence et le réglage du détecteur.

Le point (0, TVP) nous donne le taux de vrais positifs obtenu quand le détecteur ne génère aucun faux positif. Dans notre cas, cela fournit le pourcentage de I ou M correctement détectés quand aucun exemple non perturbé n'est reconnu comme perturbé. Régler le détecteur de manière à avoir un taux de faux positif nul garantit que l'on minimise la consommation d'énergie, car la reconfiguration de la radio en un mode moins gourmand en énergie est réalisée chaque fois que c'est possible. Le risque est par contre de reconfigurer la radio quand la situation du canal n'est pas favorable, avec comme conséquence la perte de la trame transmise. Ce risque de perte de trame se produira $1 - TVP$ fois.

Le point $(TFP,1)$ nous donne le taux de faux positifs obtenu quand le détecteur détecte 100% des exemples de *Cl2*. Régler le détecteur de manière à avoir un taux de vrais positifs à 100% garantit ici que toutes les situations perturbées I ou M sont correctement détectées, ce qui réduit le risque de perte de la trame transmise. Le taux de reconfiguration, c'est-à-dire le pourcentage du temps où la radio sera reconfigurée quand la situation est N est alors de $1 - TFP$.

L'analyse de la courbe ROC des différents CSI nous permettra d'évaluer les performances de chaque CSI et ainsi déterminer si l'analyse de la nature du canal peut être réalisée avec un unique CSI, c'est-à-dire avec un coût minimal.

4.2.2 Arbre de décision

Si l'analyse du pouvoir discriminant des CSI montre qu'il n'est pas possible d'obtenir un taux de bonne classification suffisant avec un seul CSI, des classifieurs utilisant plusieurs CSI seront à envisager. Les méthodes d'induction automatique d'arbres de décision (AD) sont des outils de fouille de données et d'apprentissage automatique bien adaptés à notre problématique. Un arbre de décision attribue une classe à un vecteur de caractéristiques en effectuant des tests successifs sur certaines caractéristiques. La règle de décision correspondant à un arbre de décision est une suite de règles de type « si $X >$ seuil, alors ... », avec X une caractéristique.

En apprentissage automatique, l'arbre de décision est généré de manière automatique à partir d'un ensemble d'apprentissage. Au cours de l'apprentissage, les caractéristiques permettant la classification sont automatiquement sélectionnées et les valeurs des seuils de détection choisies. L'avantage majeur de l'arbre de décision pour résoudre notre problème de reconnaissance de la qualité du canal est son très faible coût computationnel. Il n'utilise que les CSI discriminants et ne nécessite que des comparaisons à des seuils.

4.2.2.1 Le principe d'expansion

L'apprentissage automatique par induction d'arbres de décision consiste à partitionner la base d'apprentissage à l'aide de tests successifs sur les caractéristiques jusqu'à ce que les exemples de la base d'apprentissage soient correctement classés. Cette phase de génération de l'arbre s'appelle la phase d'expansion. Les AD permettent de représenter graphiquement la structure hiérarchique de la base de données d'apprentissage labellisée sous forme d'une séquence de tests pour la prédiction d'une classe ou de plusieurs classes. Chaque élément de la base d'apprentissage doit être attribué à une classe par une séquence de tests effectués sur les caractéristiques. La séquence de tests prend son origine au niveau de la racine allant jusqu'aux feuilles. Les tests sont effectués aux niveaux des nœuds de test et les décisions sont prises aux niveaux des feuilles. Ainsi l'AD partitionne la base de données et attribue une classe à chaque partition sachant que plusieurs partitions distinctes peuvent se voir attribuer une même classe.

Le premier nœud, la racine sépare la base de données en deux partitions grâce à un premier test, puis les deux partitions sont séparées en quatre sous-partitions à l'aide d'autres tests au niveau des nœuds de test, etc. Le test est choisi en fonction de l'algorithme de construction de l'arbre. Une sous-partition ne contenant que des éléments appartenant tous à une même classe est considérée comme homogène. Dans le cas idéal, la création de sous-partitions s'arrête quand un nœud donne une sous-partition homogène, dans ce cas le nœud est transformé en feuille. Cette phase de construction de l'AD de la racine jusqu'aux feuilles est nommée la phase d'expansion de l'arbre. L'expansion s'arrête quand chaque élément de la base de données est attribué à une feuille. La dernière étape consiste à affecter à chaque feuille la classe correspondante. En résumé, les étapes de la construction de l'AD sont :

- Le calcul du niveau d'homogénéité d'un nœud et la décision si le nœud est terminal ou pas . S'il est terminal l'étiqueter comme feuille. Le premier nœud est défini comme la racine de l'arbre.
- Dans le cas échéant affecter la bonne classe à chaque feuille obtenue.
- Dans le cas contraire choisir un test et une caractéristique qui sépare le mieux les classes.

4.2.2.2 La phase d'élagage

A l'issue de la phase d'expansion, les arbres ont tendance à être très complexes et feuillues et sont très spécifiques aux données d'apprentissage. Les feuilles sont homogènes mais ne contiennent généralement que trop peu d'éléments. La deuxième étape de construction d'un arbre de décision est la phase d'élagage. Son objectif est de réduire la taille de l'arbre afin d'augmenter ses capacités de généralisation. Le processus d'élagage utilise des données de test qui n'ont pas servi à la création de l'arbre. Son principe est d'éliminer les branches qui font diminuer le taux de bonne classification sur la base de test.

Le choix des algorithmes de construction d'arbres de décision dépend de la nature des classifieurs, des caractéristiques et des classes. En effet, la formalisation des méthodes de partitionnement ou de segmentation date des années 1980. Breiman et col. (1984)[98] a formalisé une méthode générique sous l'acronyme CART (Classification And Regression Trees) qui génère un arbre de décision binaire. Il utilise l'indice de diversité de Gini comme critère de partitionnement. Il est bien adapté aux problèmes de classification à partir de caractéristiques numériques puisque chaque test est la comparaison d'une caractéristique à une valeur seuil. Les AD proposés dans le chapitre 5 se basent sur l'algorithme CART.

4.2.3 Classifieur évolutif

4.2.3.1 Principe général

Le classifieur que nous nommons classifieur évolutif est un classifieur qui permet d'apprendre les classes successivement, au fur et à mesure de la présentation d'exemples associés.

C'est un classifieur intéressant dans le cadre de notre application, car il est capable d'apprendre de manière automatique de son environnement, dans la mesure où il est possible de garantir qu'une situation de canal perdure pendant un certain temps, nécessaire à l'apprentissage de la classe.

Ce classifieur utilise le principe d'un classifieur à une classe. L'apprentissage est réalisé dans un premier temps à partir d'éléments provenant d'une unique classe, que le classifieur apprend à reconnaître. Un fois le classifieur entraîné, il est capable de déterminer si tout nouvel exemple présenté appartient à la classe existante ou s'il en est éloigné et ne peut donc pas être considéré comme un point de la classe connue. Plus précisément, à partir d'exemples appartenant à la première classe, le classifieur définit une zone frontière dans laquelle un pourcentage de $1 - \alpha$ des points de la classe doivent être présents, α étant un paramètre de réglage. Tout point en dehors de la zone frontière est considéré comme « nouveauté », c'est-à-dire appartenant à une classe non encore connue. Le classifieur évolutif est dans un premier temps entraîné à apprendre la classe non perturbée. Seuls des exemples de cette classe lui sont présentés. À partir du paramètre de réglage α_n , il apprend la frontière englobant $1 - \alpha_n$ pourcent des points non perturbés de la base d'apprentissage. Les exemples enregistrés lors d'un canal perturbé par de la mobilité lui sont ensuite présentés. Tous les exemples rejetés de la classe non perturbée par le classifieur sont alors utilisés pour apprendre la classe mobilité suivant le même principe d'apprentissage que pour la classe non perturbée. Un paramètre α_m permet de fixer la zone frontière englobant $1 - \alpha_m$ exemples de mobilité de la base d'apprentissage. Une fois les frontières apprises, le principe de classification de tout nouvel exemple à classer est alors le suivant.

- Si l'exemple appartient à la zone frontière des non perturbés, alors il est classé comme non perturbé.
- Sinon, s'il appartient à la zone frontière de la mobilité, il est classé comme mobilité.
- Sinon, il est classé comme interférence.

Dans notre cas, le classifieur est utilisé pour reconnaître trois classes, mais le principe pourrait être étendu à l'apprentissage de nouvelles classes. Il suffit de garantir que les exemples des différentes classes soient présentés de manière consécutive. Ainsi, le classifieur est capable de s'ajuster en fonction de nouveaux exemples qui lui sont présentés, tout en gardant en mémoire l'apprentissage précédemment effectué à partir des anciens exemples.

Un des intérêts principaux de ce classifieur est sa facilité d'apprentissage et la capacité qu'il offre au nœud de s'adapter à son environnement. En effet, l'apprentissage ne nécessite pas forcément la création au préalable d'une base de données étiquetée. Dans la pratique, il suffit de garantir que le nœud soit situé dans des conditions de perturbation de canal connues pendant certaines périodes de temps suffisamment longues pour réaliser l'apprentissage. Prenons un exemple concret d'un apprentissage évolutif en ligne avec un entraînement en trois étapes :

- Étape 1 : dans un environnement contrôlé (une chambre anéchoïque par exemple), on enregistre des trames dans un environnement non perturbé et on entraîne le classifieur à reconnaître cette classe « non perturbé », tout en faisant varier le SNR.
- Étape 2 : toujours dans un environnement contrôlé, on introduit ensuite de la mobilité

dans le canal. Dans ce cas de figure, on ne contrôle pas exactement quelles trames seront perturbées et lesquelles ne le seront pas. Chaque trame est classée comme appartenant ou non à la classe « non perturbé » à partir du classifieur appris en Étape 1. Une fois qu'un nombre suffisant d'exemples a été classé comme n'étant pas de la classe « non perturbé », ces exemples sont utilisés pour apprendre la classe mobilité.

- Étape 3 : IDEM que l'étape 2, mais avec un environnement perturbé avec une source d'interférence, en faisant varier l'intensité de l'interférence. Dans ce cas tous les éléments qui ne sont classés ni comme « non perturbé », ni comme « mobilité » appartiennent à une nouvelle classe : la classe « interférence ». Notons que l'étape 3 n'est pas nécessaire à l'apprentissage, mais servira à l'évaluation des performances du classifieur.

Ce procédé permet, dans le même temps, d'entraîner le classifieur incrémental à la volée et de labelliser les nouveaux éléments de la base de données. Sachant que la labellisation manuelle par un expert est une tâche ardue et chronophage, notamment la mise au point de plan d'expérimentation, ce procédé de labellisation automatique en temps réel est une solution très intéressante.

4.2.3.2 Classifieur à une classe utilisé

En pratique, le classifieur à une classe utilisé est un classifieur de type bayésien avec l'hypothèse de classes gaussiennes. La densité de probabilité d'un point X dans la classe C_{l0} est définie par l'équation (4.45), avec $\mu_{C_{l0}}$ la moyenne de la classe C_{l0} et $V_{C_{l0}}$ la matrice de variance-covariance de la classe C_{l0} . Et d correspond au nombre de CSI choisis pour le calcul de $p(X)$.

$$p(X) = \frac{\exp(-0.5(X - \mu_{C_{l0}})V_{C_{l0}}^{-1}(X - \mu_{C_{l0}})^T)}{(2\pi)^{(d/2)}\sqrt{\det(V_{C_{l0}})}} \quad (4.45)$$

La phase d'apprentissage de la classe C_{l0} consiste dans le calcul de sa moyenne $\mu_{C_{l0}}$ et de sa matrice de variance-covariance $V_{C_{l0}}$ à partir d'un ensemble d'apprentissage composé de N_{ex} exemples.

Une fois ces paramètres calculés, la valeur $p(X)$ est calculée pour chaque exemple de la base d'apprentissage. Une valeur seuil Cd est ensuite calculée comme le α centile des $N_{ex} p(X)$. Cd est donc la valeur de $p(X)$ telle que α pourcent des points de la base d'apprentissage ont une valeur inférieure à cette valeur. Le paramètre α permet ainsi de régler le pourcentage de points de la base d'apprentissage que l'on accepte de rejeter de la classe C_{l0} . En effet, pour chaque nouveau point X à classer, celui-ci sera considéré comme n'étant pas de classe C_{l0} si sa valeur de $p(X)$ est inférieure à Cd .

L'exponentielle ayant un coût computationnel élevé, la mise en œuvre du classifieur à une classe peut être réalisée en appliquant un logarithme à l'équation (4.45). Ainsi, la classification d'un nouveau point X se fait en appliquant un seuil à la distance de Mahalanobis de ce point X à la moyenne de la classe C_{l0} , cette distance est définie par l'équation 4.46. La valeur de

seuil dépend du déterminant de la matrice de variance-covariance de la classe et de la valeur de Cd .

$$D = (X - \mu_{Cl0})V_{Cl0}^{-1}(X - \mu_{Cl0})^T \quad (4.46)$$

4.2.4 Classification des interférences par niveaux de perturbation

Une fois une interférence détectée, à l'aide de l'arbre de décision ou du classifieur évolutif, nous avons développé un classifieur permettant de classer les interférences par niveaux. Une base de données d'apprentissage contenant uniquement des exemples d'interférences de tout niveau est utilisée pour entraîner le classifieur. Dans un premier temps, une analyse discriminante de Fischer est réalisée à partir des exemples d'apprentissage et l'ensemble des points sont projetés sur les deux premiers axes discriminants. La moyenne dans le plan de chacun des 10 niveaux d'interférence est ensuite calculée et stockée. Tout nouveau point X , classé précédemment comme interférence, est lui aussi projeté sur les 2 premiers axes discriminants, et la distance euclidienne de ce point aux 10 moyennes est calculée. Le point est attribué au niveau d'interférence dont il est le plus proche de la moyenne. Les distances euclidiennes sont obtenues avec :

$$D_{i,Cl} = (X - \mu_{Cl})(X - \mu_{Cl})^T \quad (4.47)$$

et le point X est attribué au niveau d'interférence dont la distance euclidienne est la plus faible, la classe \mathfrak{C} correspondante est obtenue par :

$$\mathfrak{C} = \operatorname{argmin}_{\mathfrak{C}} \{D_{i,C}\} \quad (4.48)$$

4.3 Conclusion du chapitre

Les phénomènes perturbateurs survenus dans le canal de communication au cours de la transmission d'une trame de l'émetteur vers le récepteur laissent une empreinte qui peut permettre de les identifier. Dans ce chapitre, nous avons présenté des signaux, indicateurs et outils de prise de décision nécessaires pour l'identification de la nature du canal de communication.

Dans un premier temps, un certain nombre de signaux issus de la chaîne de traitement du signal en réception ont été créés et proposés, ce sont les CAS. Ces signaux révèlent les impacts des trois types de canal sur le signal reçu. Afin d'éviter l'utilisation de trames sondes ou de symboles d'estimation de canal dédiés, les signaux CAS sont basés sur les informations calculées par la chaîne de traitement pour évaluer le niveau de certitude de chaque décision prise, que celle-ci relève du chip, avec le $CAS_{chip}[k]$ ou du bit codé, avec le $CAS_{bit}[n]$ et

l' $ADDH[n]$. Le $PEB[n]$ ne repose pas sur le niveau de certitude, mais identifie plutôt la position des erreurs réelles. Les CAS proposés sont au nombre de quatre : $CAS_{chip}[k]$, $CAS_{bit}[n]$, $ADDH[n]$ et $PEB[n]$. Parmi les quatre CAS proposés, le $PEB[n]$ a déjà été introduit par [42] en 2014. Une analyse de leurs avantages et inconvénients respectifs nous a ensuite amené à choisir le $CAS_{chip}[k]$ comme signal d'analyse du canal.

Dans un deuxième temps, deux estimateurs de SNR, nécessaire pour la stratégie d'adaptation ont été proposés. Les deux utilisent des informations déjà disponibles dans la chaîne de traitement numérique. Les performances de ces deux estimateurs de SNR ont été évaluées en simulation et sur des signaux réels. Les deux ayant obtenu des performances équivalentes, l'estimateur de SNR basé sur l'algorithme de synchronisation a été choisi pour sa plus faible complexité computationnelle.

Ensuite, nous avons proposé l'extraction de 7 caractéristiques temporelles et de 10 caractéristiques fréquentielles à partir du signal $CAS_{chip}[k]$. Ces caractéristiques, nommées CSI, résument en une valeur numérique le comportement du $CAS_{chip}[k]$ sur une trame. Ces CSI alimenteront les algorithmes d'apprentissage pour la reconnaissance du canal. Tous semblent sensibles à la présence d'au moins un type de perturbation dans le canal. Leur pouvoir discriminant sera évalué dans le chapitre suivant.

Enfin, des outils permettant d'évaluer le pouvoir discriminant des CSI et ainsi que deux techniques de classification de faible complexité ont été présentés.

Résultats

Sommaire

5.1	Analyse des données	120
5.1.1	Distribution des CSI par classe	120
5.1.2	Visualisation des données par analyse discriminante	121
5.1.3	Analyse du pouvoir discriminant à l'aide de la courbe ROC	123
5.2	Classification à l'aide de l'arbre de décision	127
5.2.1	Arbre induit à partir des CSI temporels noté T_t	127
5.2.2	Arbre induit à partir des CSI Fréquentiels noté T_f	130
5.2.3	Arbre induit avec tous les CSI noté T_{tf}	132
5.2.4	Bilan sur les arbres de décisions proposés	133
5.3	Performances détaillées de l'arbre T_t	134
5.3.1	Performances de T_t selon le type d'interférences	135
5.3.2	Perfromances de T_t selon le SNR	136
5.4	Classifieur évolutif	137
5.4.1	Classifieur à 3 classes N, M et I	137
5.4.2	Classifieur à 12 classes : N, M et 10 niveaux d'interférence	141
5.4.3	Classifieur évolutif à 3 classes avec un unique CSI	142
5.5	Conclusion du chapitre	142

Dans ce chapitre, nous allons présenter les résultats obtenus par les méthodes présentées au chapitre 4 sur la base de données présentée au chapitre 3. Nous commencerons par visualiser les données puis nous évaluerons la possibilité de créer un classifieur à l'aide d'un unique CSI à l'aide des courbes ROC. Nous évaluerons ensuite les performances des deux classifieurs présentés au chapitre 4 : l'arbre de décision et le classifieur gaussien évolutif.

Dans la suite de ce travail, la base de données présentée dans le chapitre 3 est partitionnée en deux ensembles : un ensemble servant à l'apprentissage et un ensemble servant à la validation, voir tableau 3.3. Les 2 ensembles sont de même taille et ont été constitués à l'aide d'un tirage aléatoire sans remise. La création des 2 ensembles a été réalisée de manière contrôlée. Ainsi, les 2 ensembles contiennent le même nombre d'exemples de N, M et I. Les niveaux de SNR ainsi que l'intensité et le type d'interférences sont représentés par un nombre d'exemples identiques dans chacun des deux ensembles.

Au final, chaque ensemble est constitué 570 trames N, de 106 trames M et de 4364 trames I. Les performances des classifieurs seront évaluées sur la base de validation. Du fait du nombre

important d'exemples dans chaque classe dans la base de validation, nous avons choisi de ne pas utiliser la validation croisée comme méthode d'évaluation des performances.

5.1 Analyse des données

Le but de ce paragraphe est d'effectuer une analyse des données par des outils tels que les boxplots, l'analyse discriminantes et les courbes ROC. Notons que seules les données de la base d'apprentissage sont utilisées.

5.1.1 Distribution des CSI par classe

Une première analyse de la distribution des CSI par classe est réalisée. Les figures 5.1 et 5.2 montrent les boîtes à moustache de chaque CSI en fonction des classes N, M et I. Une boîte à moustache est une représentation graphique de la distribution d'un ensemble de valeurs. Le trait horizontal dans la boîte représente la médiane, les traits inférieur et supérieur de la boîte sont respectivement le 25ème et 75ème percentile (ou 1er quantile Q1 et 3ème quantile Q3), les deux « moustaches » représentent les valeurs adjacentes et les valeurs en rouge sont les points qui se situent au-delà des valeurs adjacentes et qui sont considérés comme des valeurs aberrantes.

La valeur adjacente inférieure est la valeur minimum parmi les données de valeurs supérieures à Q1 moins 1,5 fois l'écart interquantile (Q3-Q1). La valeur adjacente supérieure est la valeur maximum parmi les données de valeurs inférieures à Q3 plus 1,5 fois l'écart interquantile (Q3-Q1). La figure 5.1 représente les boîtes à moustaches des CSI temporels : *ACC*, *DDSL*, *MinMax entropie*, *kurtosis*, *skewness*, *ADA* et *SNR*.

On constate que *ACC* prend des valeurs plus élevées dans la classe N que dans M ou I. De même, le *kurtosis* et la valeur absolue de *DDSL* prennent des valeurs plus faibles dans la classe N. Les distributions des CSI temporels des classes M et I ont globalement un fort taux de recouvrement. Pour la classe I, le nombre de valeurs considérées comme aberrantes pour *DDSL*, *MinMax entropie*, *kurtosis*, *skewness*, *ADA* semble important, ce qui montre la diversité de forme des trames I. À l'inverse, les CSI pour les classes N et M semblent moins dispersées.

La figure 5.2 représente les boîtes à moustaches des CSI fréquentiels : *B1*, ..., *B10*. Cette figure montre que la puissance moyenne dans les bandes de basses fréquences, *B1* et *B2* est plus faible pour la classe N que pour les classes M et I. La puissance moyenne dans les bandes de hautes fréquences, *B9* et *B10*, est plus élevée dans la classe M que dans la classe I, semblent pouvoir discriminer les classes M et I. Les hautes fréquences semblent plus présentes dans les trames M que dans les I. Un grand nombre de valeurs aberrantes sont présentes de *B2* à *B8* pour la classe I, ce qui montre encore une fois la diversité de ce type de trames.

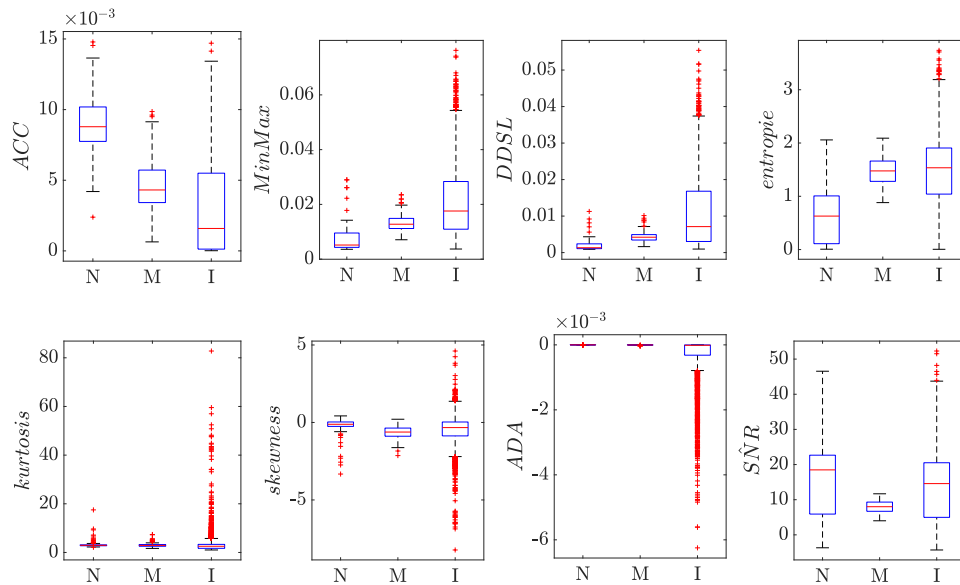


FIGURE 5.1 – Boxplot des CSI temporel pour les classes N (non perturbée), M (mobilité) et I (interférence).

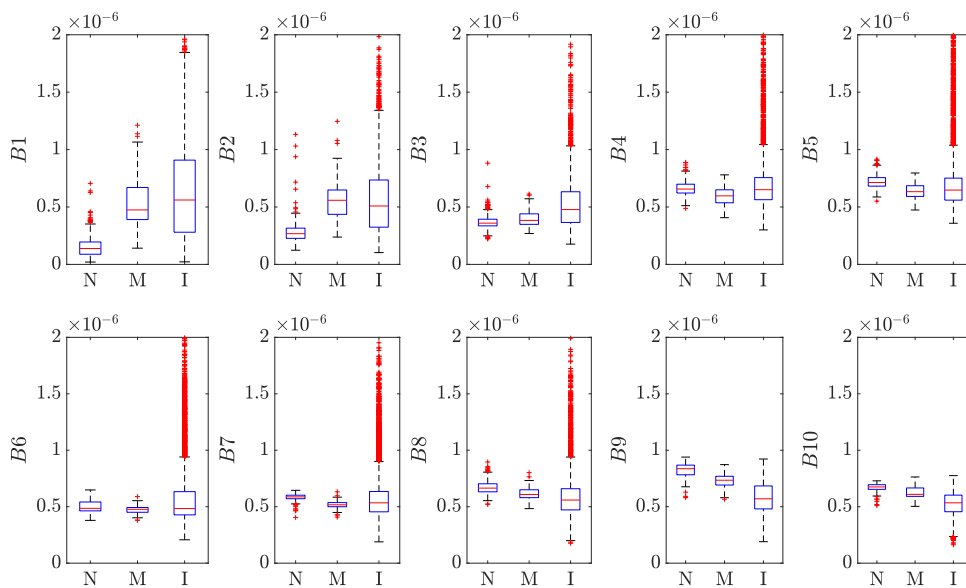


FIGURE 5.2 – Boxplot des CSI fréquentiels pour les classes N (non perturbée), M (mobilité) et I (interférence).

5.1.2 Visualisation des données par analyse discriminante

L'analyse discriminante est une technique qui permet de visualiser les données dans un nouvel espace de représentation telle que la séparabilité des classes soit maximale sur les

premiers axes de ce nouveau repère. Dans le cas d'un problème de classification à 3 classes, l'analyse discriminante fournit 2 axes discriminants sur lesquels projeter les données. Les axes sont engendrés par les vecteurs propres associés aux plus grandes valeurs propres de la matrice formée du produit de l'inverse de la matrice de covariance intraclasse par la matrice de covariance interclasse.

Ainsi, la projection sur les deux premiers axes discriminants des données de la base dont nous disposons, composée de 570 exemples en classe N, 106 exemples en classe M et 4364 exemples en classes I est présentée dans la figure 5.3. Cette figure montre trois graphes correspondant à trois cas de figures : l'analyse discriminante a été réalisée à partir des CSI temporels seuls, des CSI fréquentiels seuls puis à partir de tous CSI, temporels et fréquentiels. Ces trois graphes permettent d'apprécier la dispersion des 3 classes dans les trois cas de figure.

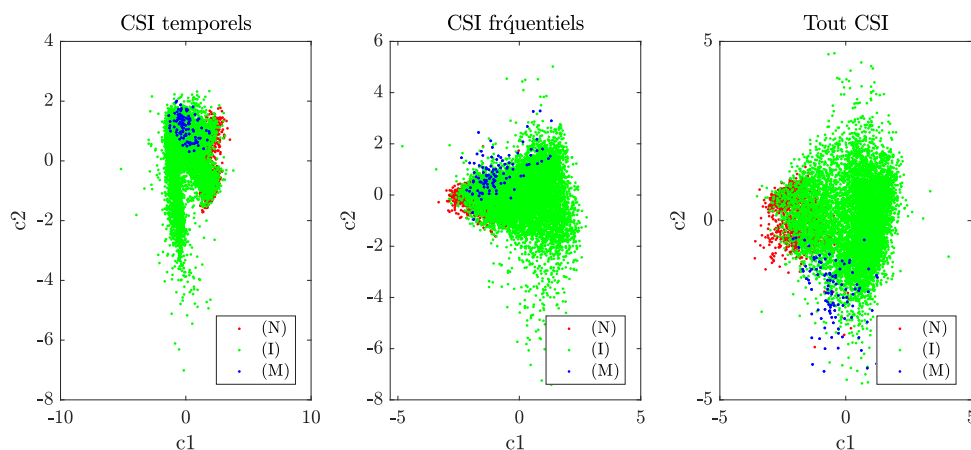


FIGURE 5.3 – Visualisation des données par analyse discriminante dans l'espace des deux premières variables canoniques c_1 et c_2 .

Cette visualisation dans l'espace des 2 axes discriminants permet de mettre en évidence l'existence de zones de recouvrement important entre les trois classes quels que soient les CSI utilisés. Cependant, notons que les centres des classes ne sont pas superposés. Les classes peuvent donc être séparées, bien que difficilement et avec des taux d'erreurs qui semblent être importants. Ces graphiques montrent aussi que les classes N et M se répartissent selon une distribution gaussienne. Chaque classe possède un centre unique et les points se répartissent de manière convexe autour de ce centre. En l'état, la dispersion des données montre qu'il est difficile de faire une classification à partir des deux axes de l'analyse discriminante.

L'analyse de la contribution des variables aux axes discriminants montre que, pour les CSI temporels, les deux variables contribuant le plus au premier axe discriminant sont ACC et MinMax, pour les CSI fréquentiels, ce sont B9 et B10 et pour l'ensemble des CSI, ce sont ACC et B9.

Une analyse discriminante a aussi été réalisée à partir des données de classe interférence en prenant en compte les 10 niveaux d'interférence. La projection sur les 2 premiers axes discriminants est présentée à la figure 5.4. Tous les CSI ont été utilisés. On constate là aussi

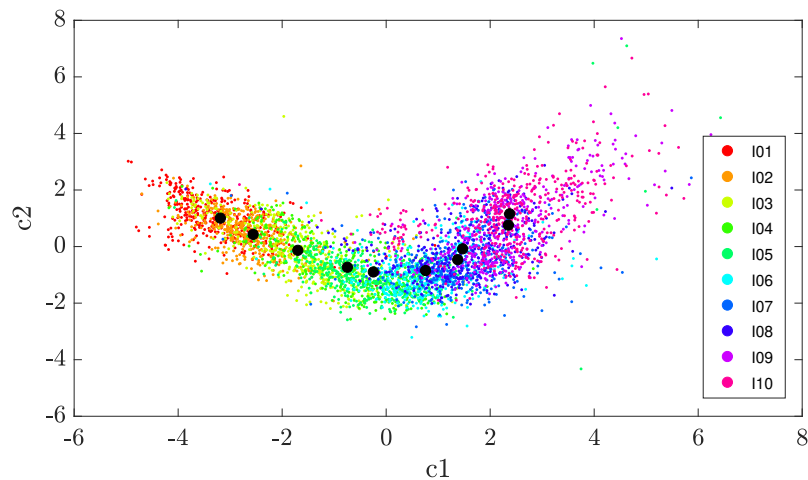


FIGURE 5.4 – Visualisation des données de la classe interférence en prenant en compte les 10 niveaux d'interférence par analyse discriminante dans l'espace des deux premières variables canoniques c_1 et c_2 .

un recouvrement entre les classes, de I01 à I10, sans pour autant présenter de superposition des centres des classes. Les interférences de faible niveau sont cependant bien séparées des interférences de niveau élevé.

5.1.3 Analyse du pouvoir discriminant à l'aide de la courbe ROC

Le pouvoir discriminant de chaque CSI est maintenant évalué à partir des courbes ROC correspondantes. On évalue dans un premier temps la capacité de chaque CSI à discriminer la classe perturbée (notée P) de la classe non perturbée (notée N), la première étant formée du regroupement de tous les exemples de classe M et I, puis la capacité de chaque CSI à discriminer la classe M de la classe I. Pour ce faire, un tirage aléatoire sans remise de 106 exemples de chaque classe a été réalisé de manière à estimer le taux de vrais positifs et le taux de faux positifs. Pour la courbe ROC représentant la discrimination entre N et P, une détection correspond à une attribution d'un exemple en classe P. Pour la courbe ROC représentant la discrimination entre M et I, une détection correspond à une attribution d'un exemple en classe M.

L'aire sous la courbe ROC permet de quantifier par une valeur numérique le pouvoir discriminant de chaque CSI et de les comparer les uns aux autres tandis que la représentation graphique de la courbe ROC permet de visualiser l'évolution du taux de vrais positifs en fonction du taux de faux positifs, et de mettre en évidence certains points d'intérêt.

Le tableau 5.1 présente la valeur de l'aire sous la courbe ROC, notée ASC, de chaque CSI pour le cas P versus N et le cas M versus I. Les CSI sont classés par ordre décroissant. Sachant qu'un CSI idéal, permettant de parfaitement discriminer les 2 classes aura une ASC de 1, et qu'un CSI générant une classification au hasard aura une ASC de 0,5, les CSI qui présentent un

CSI	P versus N	M versus I	CSI
<i>B9</i>	0,93	0,8	<i>B9</i>
<i>ADA</i>	0,92	0,74	<i>B10</i>
<i>MinMax</i>	0,91	0,72	<i>ACC</i>
<i>ACC</i>	0,90	0,70	<i>ADA</i>
<i>DDSL</i>	0,90	0,68	<i>MinMax</i>
<i>B10</i>	0,90	0,66	<i>DDSL</i>
<i>B1</i>	0,88	0,66	<i>B3</i>
<i>entropie</i>	0,87	0,64	<i>kurtosis</i>
<i>B2</i>	0,83	0,64	<i>B4</i>
<i>B8</i>	0,77	0,63	<i>B8</i>
<i>B3</i>	0,75	0,63	<i>skewness</i>
<i>B7</i>	0,68	0,55	<i>B2</i>
<i>skewness</i>	0,66	0,55	<i>B5</i>
<i>kurtosis</i>	0,64	0,54	<i>entropie</i>
<i>B5</i>	0,62	0,52	<i>B1</i>
<i>B6</i>	0,55	0,52	<i>B7</i>
<i>B4</i>	0,54	0,50	<i>B6</i>

Tableau 5.1 – L'aire sous la courbe de chaque CSI dans les cas P versus N et M versus I.

grand pouvoir discriminant pour discriminer les P des N sont aussi bien fréquentiels : *B9*, *B10* que temporels : *ADA*, *MinMax*, *ACC* et *DDSL*. Ils obtiennent tous une ASC supérieure ou égale à 0,9. La séparation entre M et I par un unique CSI semble plus difficile. Le meilleur CSI n'obtient qu'une ASC de 0,8 et les valeurs décroissent rapidement sous 0,7. Les deux meilleurs CSI sont fréquentiels : *B9* et *B10*. Ces constatations sont conformes à ce que l'on avait pu observer sur les boîtes à moustaches des CSI.

Cependant, la seule valeur de l'ASC ne renseigne pas sur les taux de vrais positifs et de faux positifs. Ceux-ci peuvent être observés sur la représentation graphique de courbe ROC. Les courbes ROC P versus N et M versus I sont respectivement illustrés par les figures 5.5 et 5.6. On représente les courbes ROC des CSI temporels et des CSI fréquentiels sur deux figures distinctes. Sur la courbe ROC P versus N des CSI temporels de la figure 5.5, plusieurs CSI possèdent le même comportement, qui s'approche du comportement idéal, ces CSI sont : *ADA*, *ACC*, *DDSL*, *entropie*, *MinMax*, ce sont des CSI présentant déjà un ASC proche de 1 dans le tableau 5.1. Leur courbe ROC sont proches. Deux points particuliers peuvent être dégagés :

- ($TFP = x$; $TVP = 1$) : $TVP = 1$ signifie que toutes les trames labellisées (P) sont correctement détectées comme P. Cependant, avec un TFP de x , $100x\%$ des trames N sont détectées comme P. Ainsi, grâce au TFP de 1, le classifieur utilisant ces CSI temporels ne présente aucun risque de reconfigurer la radio lorsque le canal est perturbé, engendrant ainsi le risque de perdre la trame. La contrepartie, le taux de TFP de x , est que la reconfiguration de la radio quand le canal est N ne se fera que $(100-100x\%)$

du temps. Une économie d'énergie ne sera réalisée que dans $(100-100x\%)$ des cas où elle aurait pu être faite.

- $(TFP = 0; TVP = y)$: UN TFP de 0% signifie que toutes les trames N sont correctement détectées comme N. Ainsi, la radio sera reconfigurée chaque fois que le canal est non perturbé, engendrant une économie d'énergie maximale. La contrepartie est le taux de TVP à 100%, ce qui signifie que dans $(100-100y\%)$ des cas, la radio risque d'être reconfigurée à tort, avec le risque de perte de trame. Ce qui implique la retransmission de la trame et donc une sur-consommation importante d'énergie.

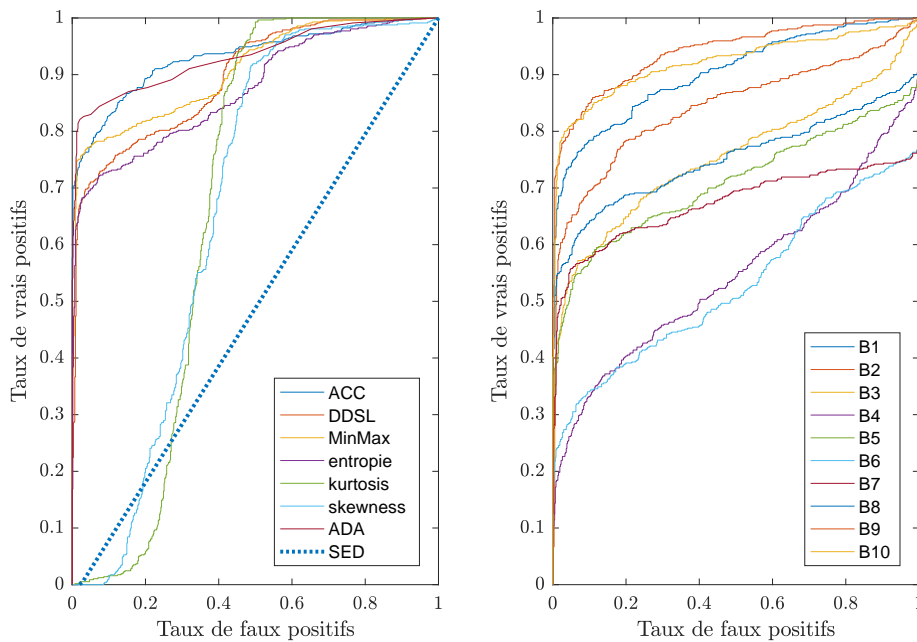


FIGURE 5.5 – Courbes ROC des CSI temporels et fréquentiels pour un classifieur P versus N.

Les courbes ROC P versus N des CSI temporels montrent que *ADA*, *ACC*, *DDSL*, *entropie* et *MinMax* permettent d'atteindre à la fois les points $(TFP = x; TVP = 1)$ et $(TFP = 0; TVP = y)$ avec des performances globalement équivalentes. *ADA* peut détecter 100% des situations non perturbées avec seulement 20% des M ou I non détectés. Il peut détecter 100% des M ou I avec possibilité de reconfigurer la radio dans 40% des cas. Les courbes ROC P versus N des CSI fréquentiels montrent que si certains CSI fréquentiels, notamment *B9* et *B10*, permettent d'atteindre le point $(0; 0,8)$, aucun ne peut atteindre le point 100% de TVP avec un taux de TFP inférieur à 100%. Certains CSI fréquentiels, *B4* et *B6*, ont une courbe ROC similaire à celle d'un classifieur aléatoire et ne permettent aucune discrimination entre N et P.

L'analyse des courbes ROC des classifieurs séparant M de I montrent que la séparation entre M et I est moins aisée que celle des P versus N. Les courbes ROC sont globalement plus éloignées de celle du détecteur idéal, que l'on prenne les CSI temporels ou fréquentiels. Plusieurs CSI ont une courbe ROC équivalente à celle d'un détecteur aléatoire. Un seul CSI

temporel atteint 100% de TVP . Il s'agit là du *kurtosis* qui réalise 60% de TFP pour 100% de TVP . Cependant, contrairement à la classification des P versus N, il est ici préférable de classer un I en M plutôt qu'un M en I, car les phénomènes d'évanouissement causent souvent des perturbations plus sévères qu'une interférence.

Si l'on cherche à classer correctement les I, au détriment des M classés en I, les CSI à privilégier sont alors les CSI fréquentiels, qui permettent d'atteindre presque 60% de TVP pour 0% de TFP . Mais dans ce cas 40% des M sont classés en I, on se retrouve dans le cas d'une possible reconfiguration qui pourrait faire perdre la trame, car encore une fois, les mobilités engendrent des perturbations plus sévères que l'interférence.

Au final, au vu des courbes ROC obtenues, il semble difficile de répondre à notre problématique de reconnaissance de la nature du canal en trois classes N, M et I à l'aide d'un unique CSI, avec une possibilité d'économie d'énergie dans plus de 50% des cas. C'est pourquoi il semble nécessaire de se tourner vers des classifieurs utilisant plusieurs CSI.

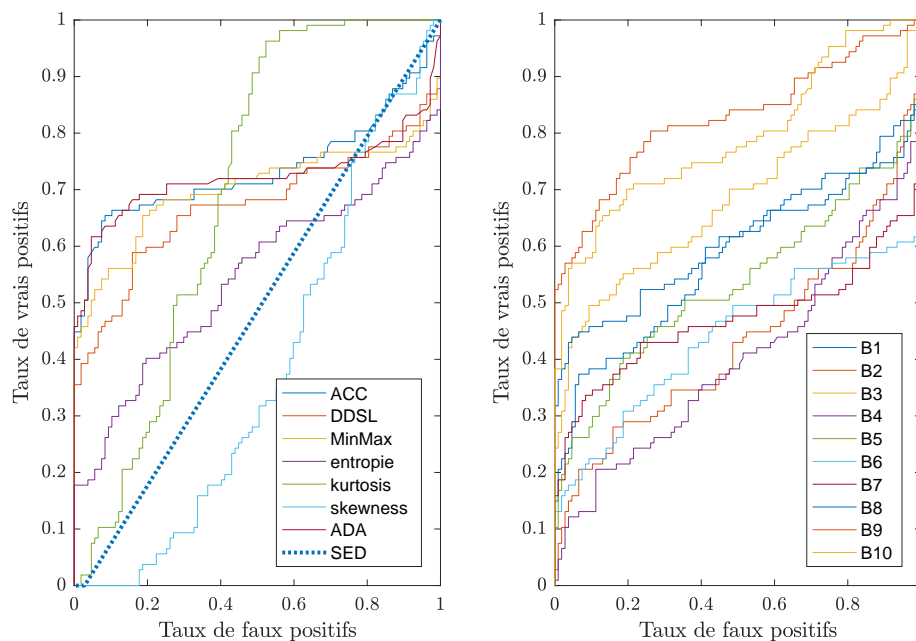


FIGURE 5.6 – Courbes ROC des CSI temporels et fréquentiels pour un classifieur M versus I

Notons que sur les figures 5.5 et 5.6, le SED, indicateur de la qualité du canal proposé par [42] que nous avons mentionné dans le chapitre 2, est testé pour les classifieurs P versus N et M versus I. Ces deux figures montrent que les deux classifieurs utilisant le SED classent au hasard. Le SED ne permet pas non plus d'atteindre notre objectif de reconnaître les trois classes N, M et I. Ceci s'explique par le fait que le SED est aveugle dès que les trames reçues sont dépourvues d'erreurs, c'est le cas quand le SNR s'éloigne de SNR_{min} et quand les perturbations sont de faible intensité. Le SED n'est pertinent que dans les situations où les trames sont reçues avec beaucoup d'erreurs.

5.2 Classification à l'aide de l'arbre de décision

Dans ce paragraphe, nous présentons les résultats en classification obtenus à partir d'induction d'arbres de décision, en utilisant l'algorithme CART qui génère des arbres de décision binaires. L'avantage de l'arbre de décision est de générer un classifieur constitué d'un ensemble de règles de type « Si, alors » utilisant un simple seuil sur des caractéristiques. Son avantage principal pour notre application est donc son coût computationnel faible. Plusieurs arbres de décision sont générés : un n'utilisant que les CSI temporels, un n'utilisant que les CSI fréquentiels et un utilisant l'ensemble des CSI.

L'induction de l'arbre de décision à l'aide de l'algorithme CART est réalisée à partir d'un ensemble d'exemples extrait de la base d'apprentissage. Cet ensemble est constitué de 106 exemples pour chacune des classes N, M et I. Les exemples des classes N, I sont tirés aléatoirement sans remise. En n'utilisant que 106 exemples de N et de I, nous nous assurons d'avoir le même nombre d'exemples par classe. Les exemples N sont choisis indépendamment de leur valeur de SNR, mais en contrôlant le tirage aléatoire de manière à avoir des exemples N enregistrés avec tous les niveaux de SNR. De la même manière, les exemples I sont choisis indépendamment de leur valeur de SNR, de l'intensité de l'interférence et du type d'interférences. L'induction d'un arbre de décision pouvant être sensible aux exemples utilisés pour l'apprentissage, la génération par tirage aléatoire de ce sous-ensemble est réalisée 3 fois et 3 arbres sont générés à l'aide de CART.

5.2.1 Arbre induit à partir des CSI temporels noté Tt

L'analyse du pouvoir discriminant des CSI a montré que les CSI temporels sont plus performants, au moins pour discriminer N et P. Pour cette raison, le premier classifieur présenté dans cette section ne prend en compte que les CSI temporels pour sa construction. L'arbre de décision induit, noté Tt, est structuré par 6 feuilles et 5 divisions comme le montre la figure 5.7.

Une division correspond à un CSI et une valeur seuil correspondant. Le même résultat a été obtenu pour les 3 bases d'apprentissage. L'algorithme CART a sélectionné 3 CSI seulement : *ADA*, *DDSL* et *MinMax*. Ce sont des CSI ayant un ASC élevé par rapport aux autres CSI temporels (cf. tableau 5.1). Pour rappel, l'*ADA* est le CSI le plus performant au sens de la valeur ASC des CSI temporels avec un $ASC = 0,92$. *DDSL* quant à lui possède une $ASC = 0,90$.

Une projection des données en deux dimensions, *DDSL* en fonction de *ADA*, est présentée dans la figure 5.8. Elle permet de visualiser graphiquement les divisions proposées par CART, les partitions formées par les différentes divisions et la répartition des trames d'apprentissage dans les différentes partitions. Ce graphe permet de mieux comprendre la structure de l'arbre Tt. En effet, il est clairement visible que δ_1 avec l'*ADA* et δ_3 avec *DDSL* permet de créer une partition ne contenant majoritairement que des trames N, ce qui est cohérent avec l'observation des boîtes à moustaches. *ADA* et *DDSL* donnent tous deux une information sur

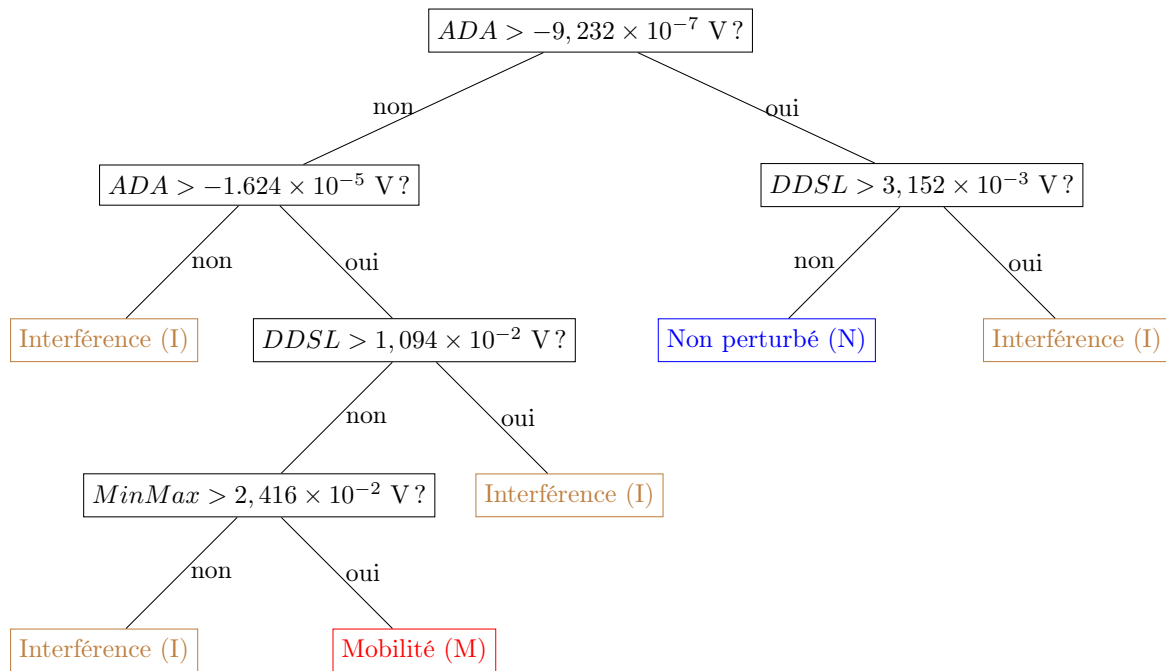


FIGURE 5.7 – Arbre de décision Tt induit à partir des CSI temporels.

l'intensité de la perturbation, et obtiennent des valeurs faibles en valeur absolue en absence de perturbations sur le canal. Les divisions δ_1 , δ_2 , et δ_4 permettent de créer une partition contenant majoritairement des trames M. Le reste des partitions créées contient en majorité des interférences I. Les trames M sont distinguées des trames I grâce au *MinMax* qui est plus élevé sur les trames M. Cela met en évidence le fait que les phénomènes d'évanouissement sont beaucoup plus perturbateurs que les interférences.

Les performances de Tt sont évaluées à partir de la base de validation, comprenant 570 N, de 106 M et de 4364 I. Les performances de Tt sont présentées sous forme d'une matrice de confusion par le tableau 5.2, qui confronte la vérité de terrain, en ligne, avec la décision automatique, en colonne. Les pourcentages sont exprimés en fonction du nombre d'éléments dans une classe. Ainsi, le pourcentage dans la case située sur la première ligne et la première colonne représente le pourcentage d'exemples N correctement classés en N. Celui sur la deuxième ligne et la première colonne représente le pourcentage d'exemples M classés à tort en N.

Afin de prendre en compte le déséquilibre de représentation des classes dans la base de validation, le pourcentage de bien classés global est calculé comme la moyenne des pourcentages de bien classés dans chaque classe et nommé taux de classification moyen dans la suite. Dans la suite, les taux de classification présentés seront associés à leur intervalle de confiance à 95%, noté entre crochet.

L'intervalle de confiance à 95% d'un taux de classification R est calculé avec les exemples de la base de validation de manière suivante :

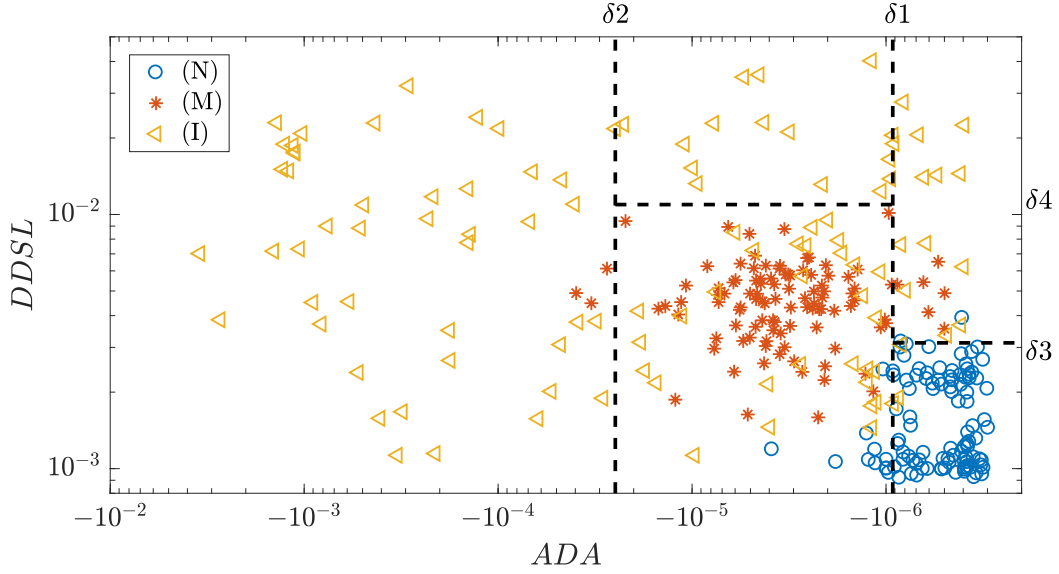


FIGURE 5.8 – Projection des données en deux dimensions, $DDSL$ en fonction de ADA avec les quatre premières divisions notées δ_1 , δ_2 , δ_3 et δ_4 .

$$CI_{95\%} = [R - \epsilon_{95\%}; R + \epsilon_{95\%}] \quad (5.1)$$

où $\epsilon_{95\%}$ est donné par :

$$\epsilon_{95\%} = \sqrt{2} \operatorname{erf}^{-1}(0.95) \sqrt{\frac{N_{bc} \left(1 - \frac{N_{bc}}{N_c}\right)}{N_c}} \quad (5.2)$$

où N_{bc} est le nombre d'exemples qui sont bien classés et N_c est le nombre d'exemples qui portent le label de la classe.

		Classe prédite		
		Non perturbé (N)	Mobilité (M)	Interférence (I)
Classe réelle	Non perturbé (N)	83%	14%	3%
	Mobilité (M)	1%	94%	5%
	Interférence (I)	5%	14%	81%

Tableau 5.2 – Taux de classification de l'arbre de décision Tt induit à partir des CSI temporels.

Tt obtient un taux de classification moyen de 86% (cf. tableau 5.2). Le classifieur a tendance à favoriser la classe M, avec 94% ([89-99%]) de bonnes classifications. La classe N obtient un taux de bonnes classifications de 83% ([80-86%]), ce qui signifie que la reconfiguration pourra être réalisée 83% du temps. Elle est principalement confondue avec de la mobilité (14%) et assez peu avec de l'interférence (3%). La classe I obtient un taux de bonnes classifications de 81% ([80-82%]). La matrice de confusion montre plusieurs cas d'erreurs qui peuvent engendrer des prises de décisions et de risques différents :

- 1% des trames labellisées comme M sont classées à tort dans la classe N, cette confusion peut mener à une reconfiguration malgré la présence de mobilité dans le canal, reconfiguration qui risque de faire perdre la trame nécessitant sa retransmission. Ce qui provoque une sur-consommation d'énergie.
- 5% des trames labellisées comme I sont reconnues comme N. Cette erreur peut amener une reconfiguration à tort. Cependant, le risque de perdre la trame peut être négligeable si les trames I classées comme N sont des interférences de faible intensité. Nous le vérifierons plus tard dans ce chapitre.
- 5% des trames M sont identifiées comme I. Ce cas peut mener à une reconfiguration de la radio qui convient à un canal perturbé par une source d'interférence. On peut envisager par exemple un changement de canal, c'est-à-dire une modification de fréquence de la porteuse. Dans ce cas de figure, sachant que la mobilité perturbe une large bande de fréquences, changer de fréquence de communication s'avérera inutile, mais ne fera pas courir le risque de perdre la trame transmise.
- 14% des trames I sont identifiées comme M à tort. Dans ce cas, aucune reconfiguration de la radio ne sera réalisée, car les perturbations provoquées par de l'évanouissement sont des perturbations potentiellement sévères et une reconfiguration dont le but est d'économiser de l'énergie pourrait faire perdre des trames. Ce type de confusion diminue les possibilités de reconfiguration de la radio, et par conséquent, les possibilités d'économie d'énergie.

Avec une structure simple, formée par 6 feuilles et 5 divisions par seuil, ne nécessitant que 3 CSI temporels de faible complexité de calcul, et avec un taux de classification moyen qui atteint 86%, Tt est un classifieur 3 classes performant. Les taux d'erreur sont faibles et engendrent des prises de décision conservatrices, c'est-à-dire des décisions de reconfiguration qui n'engendrent pas de risque de perdre l'information transmise et donc la retransmission des données.

5.2.2 Arbre induit à partir des CSI Fréquentiels noté Tf

L'arbre de décision induit par CART à partir de CSI fréquentiels est noté Tf. Il est présenté sur la figure 5.9. Tf est structuré par 3 feuilles et 2 divisions, ne nécessitant que de 2 CSI fréquentiels, B1 pour la division δ_1 et B3 pour la division δ_2 . La structure de Tf est donc très simple, plus simple encore que la structure Tt.

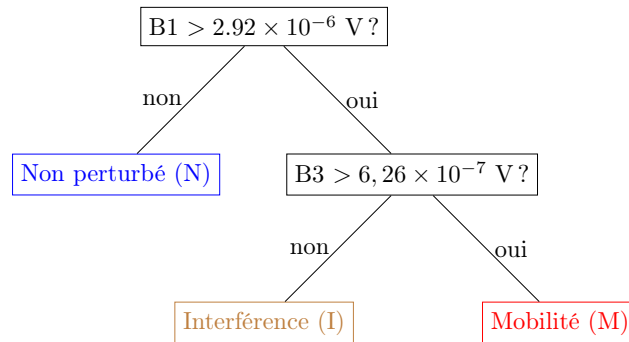
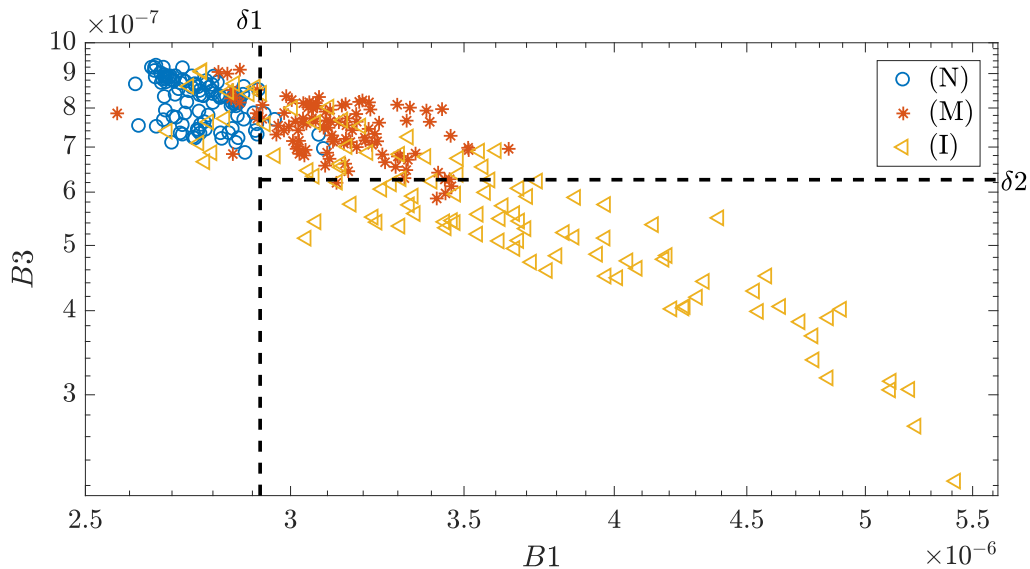


FIGURE 5.9 – Arbre de décision Tf induit à partir des CSI fréquentiels.

La représentation en 2 dimensions selon $B1$ et $B3$ permet de visualiser graphiquement les divisions $\delta1$ et $\delta2$, les trois partitions créées ainsi que la répartition des trames de la base de données d'apprentissage des trois labels sur l'ensemble des partitions. La division $\delta1$ permet de faire deux partitions : une partition contenant majoritairement les trames N et les autres. Les trames N ont une puissance moyenne plus faible en basse fréquence. Parmi les trames restantes, la division $\delta2$ sépare les trames portant le label M de celles portant le label I. On peut observer que les trames I se dispersent dans toutes les partitions, ce qui présage d'un taux de confusion important entre la classe I et les deux autres classes N et M. De même, les trames M sont moins bien isolées par Tf que par Tt.

FIGURE 5.10 – Projection des données en deux dimensions, $B3$ en fonction de $B1$ avec les deux divisions notées $\delta1$ et $\delta2$.

La matrice de confusion sur la base de validation est présentée par le tableau 5.3. Le taux de classification moyen est de 80%. Tf favorise la classe N, avec un taux de bonnes classifications de 93% ([91-95%]), plus élevée de 10% que pour Tt. Par contre, les performances

sont légèrement plus faibles pour la classe M (88% [0.82-0.94%]) et significativement en baisse pour la classe I (61%, [60-62%]).

		Classe prédite		
		Non perturbé (N)	Mobilité (M)	Interférence (I)
Classe réelle	Non perturbé (N)	93%	6%	1%
	Mobilité (M)	8%	88%	4%
	Interférence (I)	13%	26%	61%

Tableau 5.3 – Taux de classification de l’arbre de décision Tf induit à partir des CSI fréquentiels.

Les taux de confusion sont les suivants : 8% des trames M sont reconnues à tort comme N et 13% des trames I sont classé dans la classe N. Ainsi, le taux d’erreurs dites « à risque », car pouvant engendrer la perte de la trame, est plus élevé que pour Tt.

Enfin, 26% des trames I sont classées en M, ce qui est moins gênant, car cela mène à une reconfiguration conservatrice. Ce classifieur est très simple, car il est basé sur un arbre de décision composé de 3 feuilles et 2 divisions ne nécessitant que de 2 CSI fréquentiels. Mais les 2 CSI fréquentiels sont plus coûteux à générer, car ils nécessitent le calcul d’une FFT. Son taux de classification moyen de 80%, inférieur à celui de Tt, ainsi que les confusions de trames I et M en N plus nombreuses en font un classifieur moins performant que Tt.

5.2.3 Arbre induit avec tous les CSI noté Ttf

On note Ttf l’arbre de décision induit par CART à partir de l’ensemble des CSI temporels et fréquentiels. Il est présenté dans la figure 5.11. L’arbre Ttf est structuré par 5 divisions, 6 feuilles. Il nécessite le calcul d’un CSI temporel (*ADA*), de 3 CSI fréquentiels (*B2*, *B9*, *B10*) et de l’estimation du SNR. Les CSI, tels que *ADA*, *B9* et *B10* sont des CSI présentant une valeur d’ASC proche de 1 lors de l’analyse du pouvoir discriminant, ce qui montre une certaine cohérence entre le pouvoir discriminant des CSI et leur choix dans la construction de l’arbre de décision. *ADA* est le premier test, il est utilisé pour reconnaître les N, qui ont un *ADA* faible, comme le fait également Tt. Les bandes fréquentielles sont ensuite utilisées principalement pour discriminer les M des I. Par contre, à l’inverse de Tf, les bandes fréquentielles sélectionnées sont les plus hautes fréquences, ce qui est conforme à ce que l’on avait observé sur les boîtes à moustaches et les courbes ROC, alors que celles sélectionnées par Tf étaient des zones de basses fréquences. Ttf utilise aussi le SNR pour distinguer les trames M des I. Ceci ne signifie pas que le classifieur basé sur Ttf est sensible au SNR, mais simplement que pour des SNR inférieurs à 13 dB, un test supplémentaire sur *B2* est nécessaire pour séparer les trames M de certaines trames I.

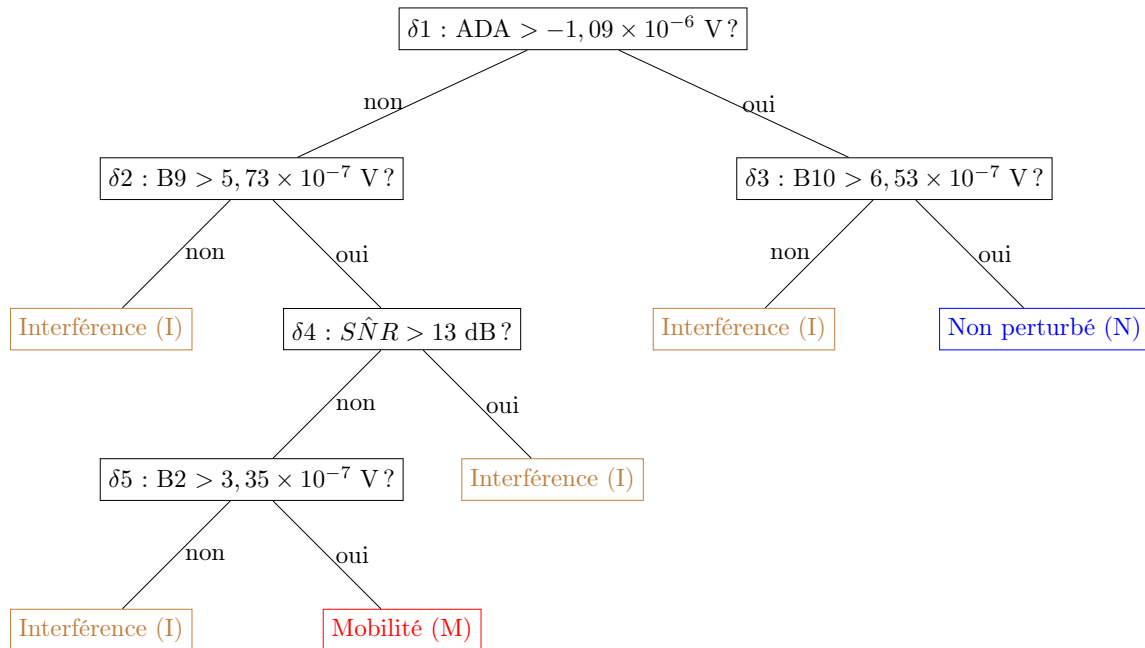


FIGURE 5.11 – Arbre de décision Ttf induit à partir des CSI temporels, fréquentiels et l'estimation du SNR.

Avec une feuille pour la classe non perturbée, une feuille pour la classe mobilité et quatre feuilles pour la classe interférence, l'arbre Ttf cherche à isoler la classe non perturbée et la classe mobilité, et considère le reste des partitions comme interférences. Cela montre que la classe interférence est très dispersée et que l'arbre a des difficultés à la séparer des deux autres classes.

Les performances en classification de Ttf sont présentées par sa matrice de confusion, dans le tableau 5.4. Le taux de classification moyen est de 84%. De manière similaire à Tf, Ttf favorise la classe N (94% ([92-96%])) au détriment de la classe I (71% [70-72%]). Les performances de détection de la classe I sont significativement supérieures à celles de Tf, mais inférieures à Tt.

En favorisant la reconnaissance de la classe N, Ttf présente les mêmes risques que Tf avec 6% des trames M reconnues comme N, 15% des trames I classées à tort dans la classe N et 6% des trames M identifiées comme I.

5.2.4 Bilan sur les arbres de décisions proposés

Tt est un arbre de décision de structure simple nécessitant seulement le calcul de 3 CSI temporels qui sont aussi de faible complexité computationnelle. Son taux de classification moyen est de 86%. Il favorise la reconnaissance des classes M et I au détriment de la classe N.

		Classe prédite		
		Non perturbé (N)	Mobilité (M)	Interférence (I)
Classe réelle	Non perturbé (N)	94%	1%	5%
	Mobilité (M)	6%	88%	6%
	Interférence (I)	15%	14%	71%

Tableau 5.4 – Taux de classification et de confusion de l’arbre de décision Ttf induit à partir de tous les CSI (temporels et fréquentiels).

Tf est de structure plus simple que Tt, mais utilise deux CSI fréquentiels qui nécessitent le calcul d’une transformée de Fourier. Son taux moyen de classification est de 80%. Il favorise la classe N, au détriment de la classe I, dont le taux de reconnaissance est 20% plus faible que celui de Tt. Son taux de reconnaissance des M est légèrement plus faible que Tt.

Ttf est de structure plus complexe que Tt et Tf. Il nécessite le calcul de l’*ADA*, d’une transformée de Fourier pour les CSI fréquentiels, mais aussi une estimation du SNR. Son taux moyen de classification est de 84%. Comme Tf, il favorise la classe N au détriment de I. Il obtient néanmoins un taux de reconnaissance de I significativement supérieur à celui de Tf. Il est statistiquement meilleur que Tt pour reconnaître la classe N mais moins bon pour reconnaître la classe I. Son taux de reconnaissance des M est légèrement plus faible que Tt mais l’intersection non-vide des 2 intervalles de confiance à 95% des deux classifieurs ne permet pas de conclure sur la supériorité de Tt à reconnaître les M.

Finalement, ce bilan montre que Tt permet de faire un compromis entre le taux moyen de classification et le faible coût computationnel. De plus, en favorisant la reconnaissance des classes M et I au détriment de la classe N, avec seulement 5% des trames M classées à tort comme I, Tt engendre des prises de décision conservatrices, c’est-à-dire des décisions de reconfiguration qui n’engendrent pas de risque significatif de perdre des trames. Pour ces raisons, Tt est l’arbre de décision qui convient le mieux aux applications d’adaptation de canal. Ses performances seront donc étudiées plus en détails dans la section suivante.

5.3 Performances détaillées de l’arbre Tt

Suite au choix de Tt pour les applications d’adaptation à l’état du canal, nous allons étudier plus en détails ses performances face aux variations possibles des paramètres qui influent sur l’état du canal, tels que l’intensité de l’interférence, le type d’interférence présent dans le canal ainsi que le niveau de SNR.

Les performances de Tt sont maintenant évaluées sur la même base de données de va-

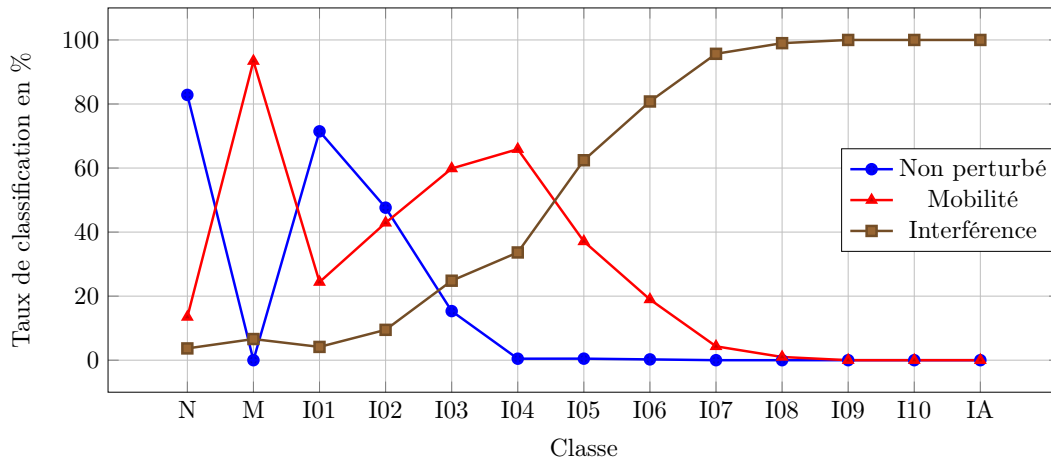


FIGURE 5.12 – Taux de classification de l'arbre de décision Tt en fonction de l'intensité de l'interférence.

validation, mais les interférences sont différenciées par leur intensité et le canal dans lesquels elles sont émises. Les interférences affectant le même canal de la radio sont émises suivant 10 niveaux d'intensité, allant de 0.1 à 1. Elles sont notées de I01 à I10. Des interférences affectant le canal adjacent sont notées IA. La figure 5.12 représente les performances obtenues par Tt pour chaque classe N, M, I allant de I01 à I10 et IA. Chaque ligne de couleur représente une des 3 classes N, M et I. Ainsi, sur les 2 premiers éléments en abscisse, on retrouve les performances de la matrice de confusion (cf. tableau 5.2) ; 83% des N sont classés N, 14% des N sont classés M et 3% des N sont classés I. De même, 94% des M sont classés M, 1% des M sont classés N et 5% des M sont classés I. On constate ensuite que les interférences de niveau faible I01 et I02 ne sont quasiment jamais classés en I mais sont majoritairement classés en N et en M. Les interférences de niveau moyen I03 à I04 sont majoritairement confondues avec de la mobilité. Ce n'est qu'à partir de I05 que le taux de classification en I devient supérieur à 50% pour atteindre plus de 95% à partir de I07.

Au final, on constate que le taux de trames I classées en N par Tt de 5% (cf. tableau 5.2) provient uniquement d'interférences de faible intensité. Les interférences de niveau moyen sont confondues avec des M et les interférences d'intensité fortes sont très bien reconnues. Ainsi, ceci nous conforte dans le choix de Tt comme classifieur pertinent pour notre application d'économie d'énergie. Le taux d'erreur de 5% des I en N n'engendre pas de reconfiguration non-conservatrice, car pour les I de faible intensité la marge entre une interférence de faible intensité et une interférence de forte intensité pouvant provoquer des pertes de trame est de 20 dB.

5.3.1 Performances de Tt selon le type d'interférences

La figure 5.13 montre l'évolution des performances de Tt pour trois sources d'interférence différentes, IEEE 802.15.4k (graphe (A)), Sigfox (graphe (B)) et LoRa (graphe (C)). On

constate que le type d'interférence n'a pas d'incidence sur les résultats en classification. En effet, dans tous les cas de figure, les trames I sont correctement reconnues à partir de I06, avec des taux d'erreurs qui tendent vers zéro, tandis que les interférences faibles sont confondues avec les N et les interférences moyennes avec M. Le classifieur Tt obtient donc les mêmes performances quel que soit le type d'interférences perturbant le canal.

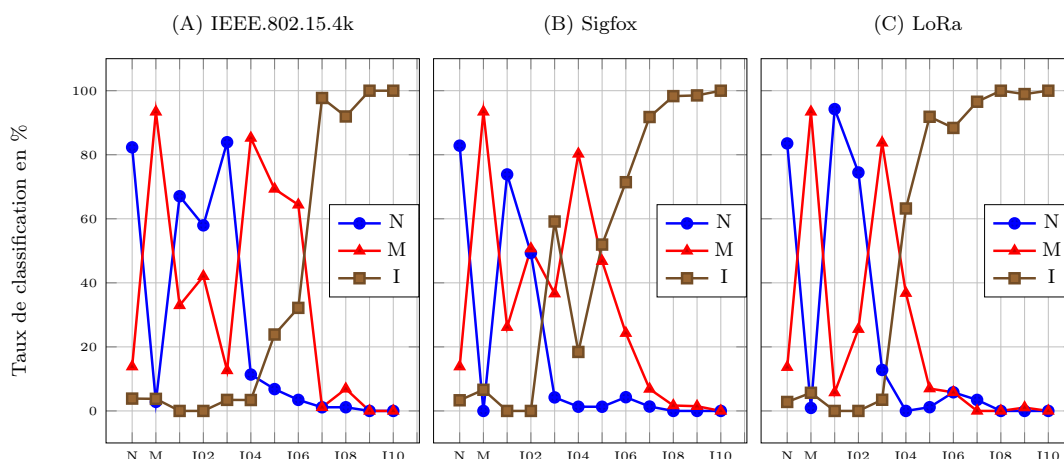


FIGURE 5.13 – Taux de classification de l'arbre de décision Tt en fonction de l'intensité de l'interférence de type IEEE 802.15.4k (A), Sigfox (B) et LoRa (C).

Cette constance de performance montre que Tt est capable de fonctionner efficacement même avec des interférences utilisant des méthodes de modulation différentes. Ce qui conforte encore une fois le choix de Tt pour notre application d'adaptation à la dynamique du canal.

5.3.2 Performances de Tt selon le SNR

La figure 5.14 montre les performances de Tt pour trois niveaux de SNR : $\text{SNR}_{\text{min}}+3\text{dB}$ (graphe (A)), $\text{SNR}_{\text{min}}+15\text{dB}$ (graphe (B)) et $\text{SNR}_{\text{min}}+30\text{dB}$ (graphe (C)). Les performances obtenues avec $\text{SNR}_{\text{min}}+15\text{dB}$ et $\text{SNR}_{\text{min}}+30\text{dB}$ sont équivalentes. Les pourcentages de bien classés en N et M sont équivalents : les M sont correctement reconnus à plus de 80% et les N à plus de 90%. Les interférences de niveau fort sont reconnues avec des taux supérieurs à 80%. Les interférences faibles sont confondues avec des N et les interférences moyennes avec des M. On constate par compte que pour un SNR faible, le classifieur n'attribue aucun exemple dans la classe M. Cela est justifié par le contenu de la base de données concernant les trames M. Les trames M sont moins diversifiées que les trames N et I, l'intensité des phénomènes d'évanouissement provoqués par de la mobilité étant très difficile à évoluer lors des expérimentations, seuls les trames ayant de forte perturbation avec des SNR élevés sont présentes dans la base de données. Pour les SNR faibles, toutes les trames collectées en présence de mobilité présentent trop d'erreurs binaires, car la mobilité perturbe sévèrement le canal de communication. Ces trames étaient systématiquement rejetées de la base de données, car elles possédaient un CRC incorrect.

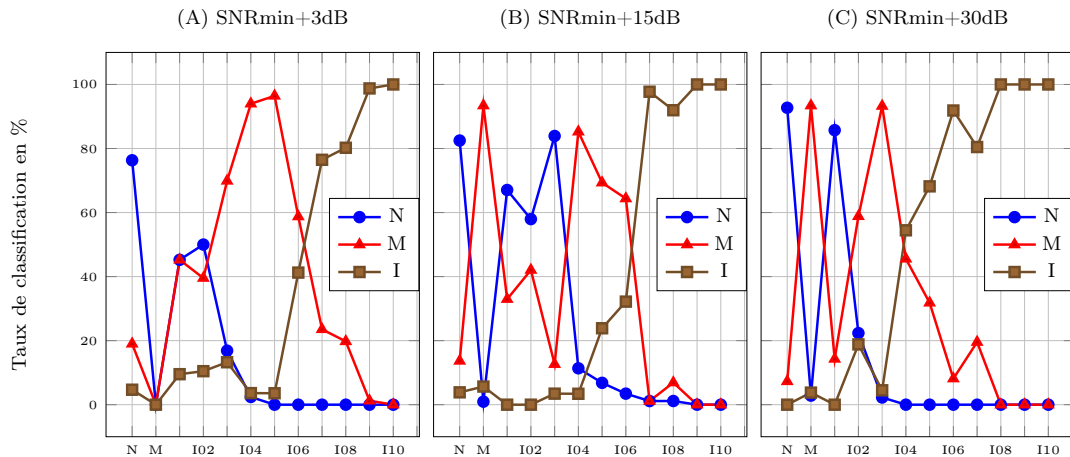


FIGURE 5.14 – Taux de classification de l'arbre de décision T_t en fonction du SNR et de l'intensité de l'interférence.

5.4 Classifieur évolutif

Dans ce paragraphe, nous allons analyser les performances du classifieur évolutif. L'analyse discriminante réalisée précédemment montre que l'hypothèse des classes gaussiennes est acceptable pour les exemples de trames N et M. Ainsi, l'ensemble d'apprentissage est utilisé en isolant dans un premier temps les trames N afin d'en calculer la moyenne et la matrice de covariance ainsi que la valeur du seuil Cd . Les exemples de classes M de la base d'apprentissage sont ensuite présentés au classifieur et les exemples rejetés par celui-ci sont utilisés pour calculer la moyenne et la matrice de covariance ainsi que le seuil Cdm . Ensuite, les performances du classifieur sont évaluées à partir de l'ensemble de la base de validation sur des trames N, M et I.

5.4.1 Classifieur à 3 classes N, M et I

Sachant qu'il est préférable de ne pas confondre les classes M et I avec des N, nous choisissons de régler le paramètre α à 10%. Nous nous autorisons ainsi à accepter que 10% des trames N soient classées en M ou I, ce qui offre néanmoins la possibilité de reconfigurer la radio 90% du temps. Nous espérons qu'autoriser 10% de fausses alarmes sur les N permettra d'obtenir un taux de classification en M et I plus important. Le paramètre α_m , réglant le taux de rejet des M est lui fixé à 5%. En effet, limiter les confusions sur les M diminue le risque de perte de trame, si la trame est classée N ou de reconfiguration inutile de la radio, si la trame est classée I.

Les performances du classifieur évolutif sont calculées, à l'instar de l'arbre de décision, en n'utilisant que les CSI temporels, puis que les CSI fréquentiels et enfin l'ensemble des CSI. Pour ce classifieur, aucune sélection de caractéristiques n'est réalisée préalablement. Ainsi, le

classifieur évolutif avec CSI temporels utilise 7 caractéristiques, celui avec les CSI fréquentiels 10 caractéristiques et celui avec l'ensemble des caractéristiques 17 caractéristiques.

Quand les CSI temporels seuls sont utilisés, le classifieur évolutif obtient un taux de classification moyen de 77% avec 90% ([87-92%]) de N bien classés, 81% ([73-88%]) de M bien classés et 59% ([58-60%]) de I bien classés, comme le montre le tableau 5.5. 14% des M et 17% des I sont classés en N. 24% des I sont classés en M. 24% des I sont classés en M.

		Classe prédite		
		Non perturbé (N)	Mobilité (M)	Interférence (I)
Classe réelle	Non perturbé (N)	90%	8%	2%
	Mobilité (M)	14%	81%	5%
	Interférence (I)	17%	24%	59%

Tableau 5.5 – Taux de classification du classifieur évolutif avec seulement des CSI temporels.

Le taux de classification moyen augmente légèrement si on ajoute le SNR estimé, pour atteindre 80%. Cette augmentation est due à une meilleure reconnaissance des I, dont le pourcentage de bien classés monte à 70% ([69-71%]). En effet, les I sont moins fréquemment classés en M, le taux d'erreur passe à 14%. L'ajout du SNR estimé n'a par contre aucune incidence sur le taux de confusion des M et I en N.

La figure 5.15 montre les taux de classification en fonction du niveau d'interférence. Les mêmes constatations peuvent être faites qu'avec Tt. Les interférences de faible intensité sont majoritairement confondues avec des N, celles de moyenne intensité avec des M. Il faut attendre une intensité de I07 pour que plus de 70% des I soient correctement reconnues.

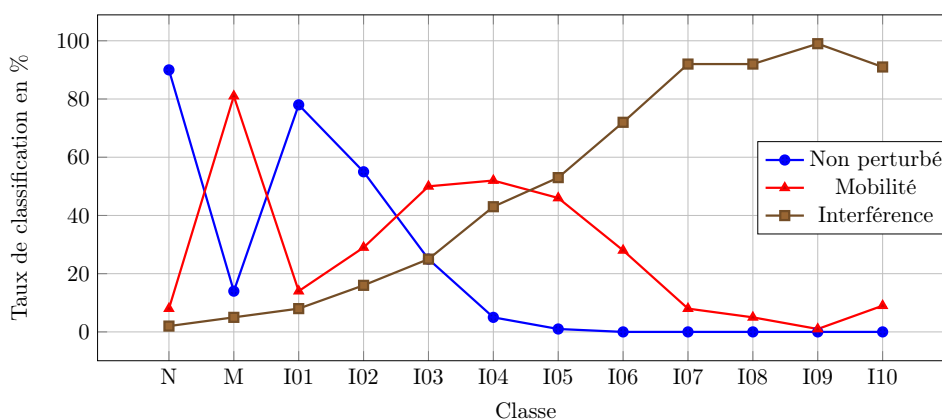


FIGURE 5.15 – Taux de classification du classifieur évolutif avec seulement des CSI temporels en fonction de l'intensité de l'interférence.

Quand les CSI fréquents sont utilisés, le classifieur évolutif obtient un taux de classification moyen de 88% avec 91% ([88-93%]) de N bien classés, 88% ([81-84%]) de M bien classés et 85% ([84-86%]) de I bien classés. L'utilisation des CSI fréquents permet une bien meilleure discrimination des classes M et I que les CSI temporels. La figure 5.16 montre les taux de classification en fonction du niveau d'interférence. On constate que les interférences de niveau moyen sont bien mieux reconnues. Seulement 25% d'entre elles sont affectées à la classe M. Dès I05, le taux de bonnes classifications des interférences dépassent 85%. Les interférences de niveau faible sont confondues avec des N, mais sont néanmoins majoritairement affectées à la classe I.

		Classe prédite		
		Non perturbé (N)	Mobilité (M)	Interférence (I)
Classe réelle	Non perturbé (N)	91%	2%	6%
	Mobilité (M)	7%	88%	5%
	Interférence (I)	8%	7%	85%

Tableau 5.6 – Taux de classification du classifieur évolutif avec seulement des CSI fréquents.

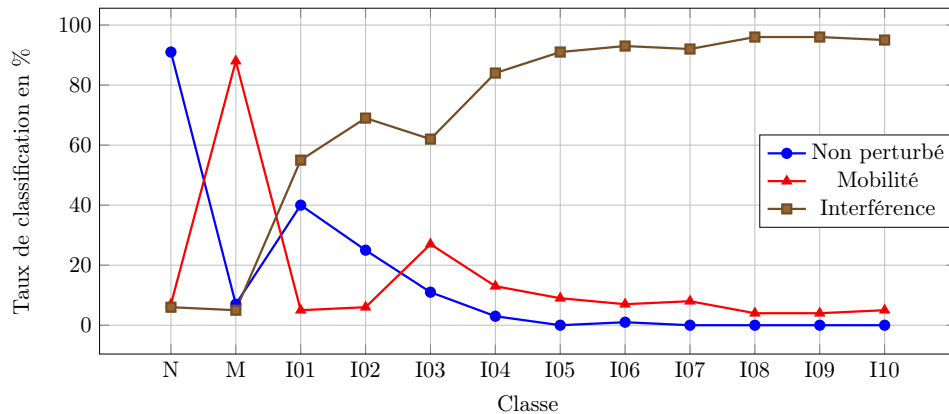


FIGURE 5.16 – Taux de classification du classifieur évolutif avec seulement des CSI fréquents en fonction de l'intensité de l'interférence.

Quand l'ensemble des CSI sont utilisés (en excluant la valeur du SNR estimé de la liste des CSI), le classifieur évolutif obtient un taux de classification moyen de 91% avec 90% ([88-92%]) de N bien classés, 94% ([90-99%]) de M bien classés et 89% ([88-90%]) de I bien classés. C'est le classifieur qui obtient les meilleures performances. 40% des interférences de niveau I01 et 20% des interférences de niveau I02 sont confondues avec des trames M. Moins de 10% des interférences de niveau moyen sont confondus avec des M. Dès I02, plus de 70% des trames I sont correctement reconnues comme I. A partir de I05, plus de 90% des trames sont correctement reconnues.

		Classe prédite		
		Non perturbé (N)	Mobilité (M)	Interférence (I)
Classe réelle	Non perturbé (N)	90%	4%	6%
	Mobilité (M)	1%	94%	5%
	Interférence (I)	7%	4%	89%

Tableau 5.7 – Taux de classification du classifieur évolutif avec tous les CSI.

Le classifieur évolutif utilisant l'ensemble des 17 CSI est très performant. Il permet de reconnaître 90% de trames N, ce qui permet la ré-adaptation de la radio pratiquement aussi souvent que possible. Les erreurs de classification commises sont faibles et n'engendrent pas de risque de perte de trame. Les performances obtenues sont donc très satisfaisantes dans une optique d'analyse de la nature du canal de transmission. Sa contrepartie est son coût computationnel élevé. Il nécessite le calcul de tous les CSI, dont les CSI fréquentiels, ce qui implique le calcul d'une transformée de Fourier¹. La prise de décision est réalisée à partir de la comparaison de 2 valeurs à 2 seuils. Chacune des 2 valeurs est obtenue à l'aide d'une somme coefficientée de 17 différences élevées au carré. C'est donc un total de 17 différences, de 2 fois 17 produits et de 16 sommes, à réaliser 2 fois. Son coût computationnel est donc beaucoup plus élevé que celui de l'arbre de décision Tt. Si l'on met en balance les performances en classification et le coût computationnel, le classifieur Tt reste le classifieur le mieux adapté à une application d'adaptation de la radio à la nature du canal en vue de réduire sa consommation.

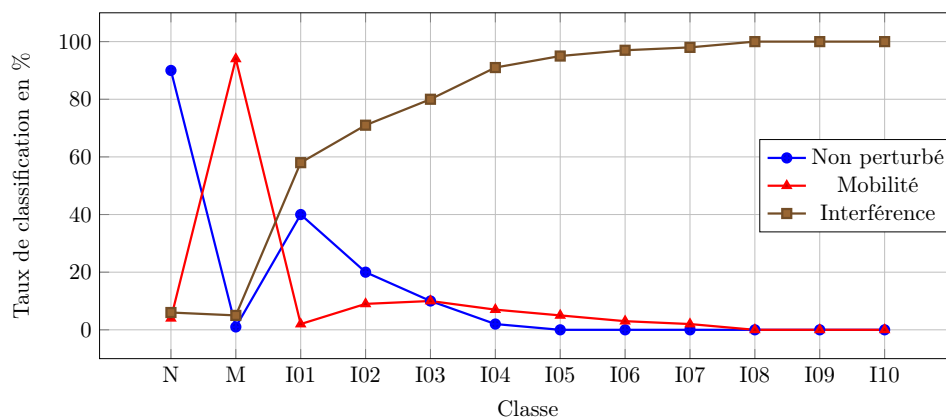


FIGURE 5.17 – Taux de classification du classifieur évolutif avec tous les CSI sauf le SNR, en fonction de l'intensité de l'interférence.

1. Notons que dans nos travaux, la transformée de Fourier est calculée sur le signal $CAS_{chip}[k]$ contenant 80 000 points. Avec une modulation de débit plus faible, on aurait beaucoup moins de points. Dans ce cas la complexité de calcul de la transformée de Fourier pourrait être acceptable.

5.4.2 Classifieur à 12 classes : N, M et 10 niveaux d'interférence

Compte tenu des excellentes performances en classification obtenu par le classifieur évolutif à 17 CSI, capable de reconnaître avec des taux de 90% et plus des situations de canal non perturbé, de présence de mobilité et d'interférences, nous allons étudier la possibilité de le coupler à un classifieur permettant de classer les interférences en 10 niveaux d'intensité. Un tel classifieur permettrait de transformer la radio en un capteur intelligent d'événements électromagnétiques.

Les performances du classifieur décrit dans le chapitre 4, au paragraphe 4.2.4, sont présentées ci-dessous sur la figure 5.18. Une trame est d'abord classée par le classifieur évolutif en N, M ou I. Quand une trame est classée I, elle est ensuite classée par le classifieur de niveaux d'interférence en un niveau allant de 0.1 à 1. Les coefficients des deux premiers axes discriminants, ainsi que le centre de gravité de chacune des 10 classes de niveau dans le repère des deux axes discriminants, nécessaires à la mise en œuvre du classifieur sont appris à l'aide de la base d'apprentissage.

On retrouve, sur les 2 premières lignes, les performances du classifieur évolutif. Les lignes suivantes représentent les performances suivant les niveaux d'interférences. On constate que le classifieur a du mal à reconnaître précisément le niveau de l'interférence. En effet, le pourcentage d'exemples d'interférence correctement classés dans son niveau est de 27%. Cependant, si l'on accepte une erreur de classification de plus ou moins un niveau d'intensité, le pourcentage de bien classés passe à 70% et à 88% si on accepte une erreur de plus ou moins 2 niveaux. Le classifieur est donc capable d'attribuer un ordre de grandeur à l'intensité de l'interférence (faible, moyen, fort).

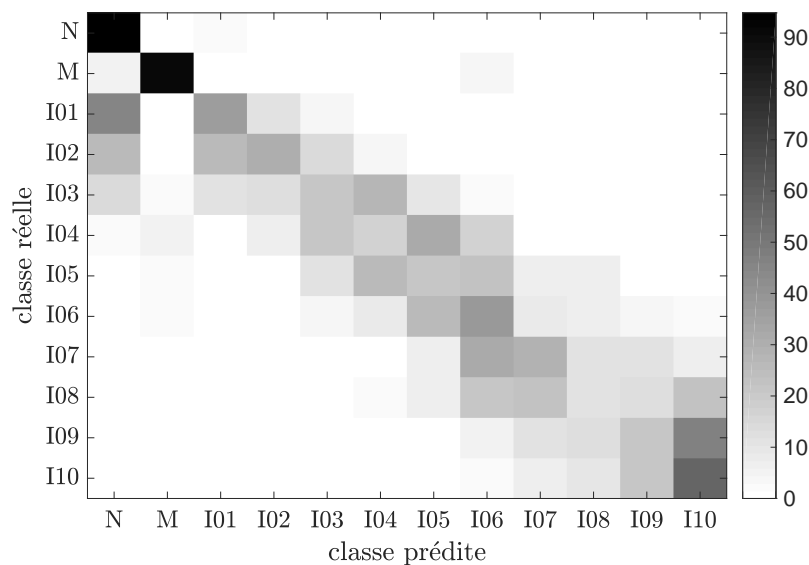


FIGURE 5.18 – Les performances du classifieur à 12 classes : N, M et 10 niveaux d'interférence.

5.4.3 Classifieur évolutif à 3 classes avec un unique CSI

Pour conclure cette étude, nous allons évaluer les performances du classifieur évolutif contraint à n'utiliser qu'un unique CSI. Un tel classifieur est celui dont le coût computationnel est le plus faible. La prise de décision est réalisée à l'aide d'un CSI et de deux seuils de décision uniquement. L'analyse des performances à l'aide des courbes ROC semblait montrer que, si on acceptait un taux de classification des N faible, on pouvait envisager obtenir un classifieur dont le taux d'erreurs dites à risque (M et I classés en N) serait faible. L'objectif de ce paragraphe est de vérifier cette hypothèse. Dans la suite, nous réglons donc le paramètre αN à 50%. On accepte de ne classer que 50% des N en N , ce qui permettrait néanmoins une économie d'énergie la moitié du temps. Le paramètre αM est lui maintenu à 5%.

La figure 5.19 représente le pourcentage de M et I classés en N en fonction du taux moyen de classification pour chacun des CSI, temporels ou fréquentiels. On constate que le CSI le plus performant est *ADA*, il obtient le plus fort taux moyen de classification (64%) pour le plus faible taux d'erreurs (8%). Sa matrice de confusion est représentée tableau 5.8.

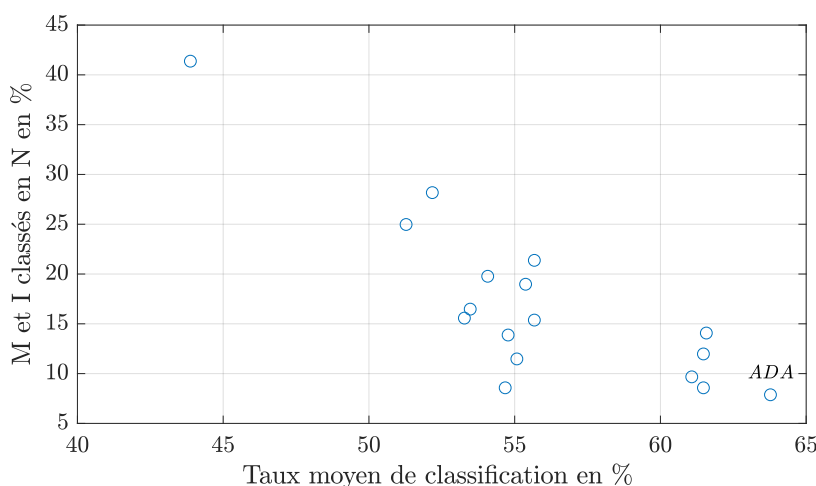


FIGURE 5.19 – Pourcentage de M et I classés en N en fonction du taux moyen de classification pour chacun des CSI, temporels et fréquentiels.

5.5 Conclusion du chapitre

Dans ce chapitre, les performances de plusieurs classifieurs ont été analysées : 3 arbres de décision générés à partir de l'algorithme CART et un classifieur évolutif, tous déclinés en plusieurs versions, suivant le type de caractéristiques utilisées (temporelles, fréquentielles ou les deux). D'excellentes performances en classification sont obtenues par le classifieur évolutif utilisant l'ensemble des CSI, avec plus de 90% d'exemples bien classés pour les trois classes N , M et I et une très bonne capacité à reconnaître les interférences, même de niveau faible. Il est

		Classe prédite		
		Non perturbé (N)	Mobilité (M)	Interférence (I)
Classe réelle	Non perturbé (N)	46%	54%	0%
	Mobilité (M)	3%	93%	4%
	Interférence (I)	12%	35%	53%

Tableau 5.8 – Taux de classification du classifieur évolutif à 3 classes avec un unique CSI : *ADA*.

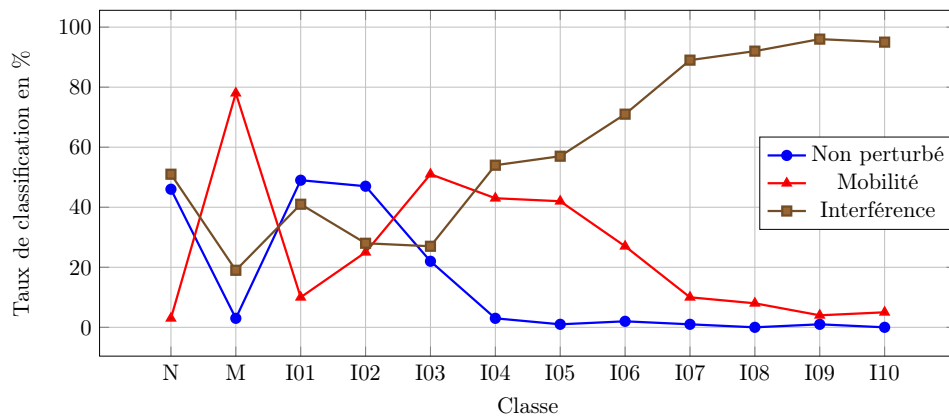


FIGURE 5.20 – Taux de classification du classifieur évolutif à 3 classes avec *ADA*, en fonction de l'intensité de l'interférence.

possible de coupler ce classifieur avec un classifieur de niveau d'interférences, capable de reconnaître si une interférence est de niveau faible, moyen ou fort avec un taux de reconnaissance de 90%. Ce classifieur obtient d'excellents résultats quelque soit le niveau de SNR et quelque soit le type d'interférences perturbant le canal (4K, Sigfox, Lora, co-canal ou adjacent). Ces excellentes performances permettent d'envisager d'utiliser le nœud récepteur comme un capteur logiciel de la nature du canal, capable de donner, à chaque trame reçue, des informations sur la nature du canal et le type et l'intensité des perturbations.

En revanche, sa forte complexité computationnelle ne permet pas son utilisation dans le cadre d'une application d'économie d'énergie de la radio. L'énergie consommée nécessaire au classement de chaque trame risque de faire nettement baisser le rendement du système.

Une des raisons rendant le classifieur évolutif gourmand en énergie est le nombre de CSI nécessaire à l'attribution d'une classe (17 CSI), le calcul des CSI nécessitant un certain nombre d'opérations à effectuer. Ainsi, des classifieurs utilisant un nombre de CSI plus restreint ont été évalués : des arbres de décision, pour lesquels l'algorithme d'induction de l'arbre sélectionne

automatiquement les CSI nécessaires à la classification, et le classifieur évolutif contraint à l'utilisation d'un unique CSI. Parmi les arbres de décision évalués, celui n'utilisant que les CSI temporels est celui qui répond le mieux au compromis entre coût énergétique et performances de classification. Il obtient un taux moyen de classification de 86% avec 83% des exemples de classes N correctement reconnus, et un taux moyen de confusion des classes M et I en N, les erreurs les plus risquées, de 1% (le cas des trames M détectées à tort comme N). Il nécessite l'utilisation de 3 CSI temporels (*ADA*, *DDSL* et *MinMax*) et de 5 seuils de décision. Le classifieur évolutif n'utilisant que l'*ADA* obtient un taux moyen de classification de 64% avec 46% des exemples N correctement classés et un taux moyen de confusion des M et I en N de 7%. Son taux de classification pour la classe M est de 92% et de 53% pour la classe I. L'arbre de décision Tt classe correctement 94% des exemples de classes M et 81% des exemples de classe I. Si l'on compare le coût computationnel de Tt et du classifieur évolutif avec *ADA*, Tt nécessite le calcul de *DDSL* et *MinMax* en plus. Comme nous l'avons discuté au chapitre 4, paragraphe 4.1.5.6, ces 2 CSI sont parmi les moins coûteux à obtenir. Compte tenu de ses performances très nettement supérieures en classification, c'est Tt que nous retiendrons comme classifieur à intégrer à la radio pour décider de l'action d'adaptation à mener sur la radio.

Discussion générale

Sommaire

6.1	Discussion sur l'objectif de la thèse	145
6.2	Discussion à propos du respect du cahier des charges	147
6.2.1	La non utilisation de trame sonde	147
6.2.2	Utiliser les signaux préexistants dans la DBB	147
6.2.3	Réactivité de l'identification du canal	147
6.2.4	Fonctionnement indépendant des leviers d'action et du SNR	148
6.2.5	Fonctionnement robuste face à la diversité des sources de perturbation	148
6.3	Discussion sur les choix du CAS et des CSI	149
6.4	Discussion sur la longueur de la trame	149
6.5	Conclusion du chapitre	150

Dans ce chapitre, nous allons mener une discussion critique de nos travaux. Dans un premier temps, une discussion des résultats obtenus par rapport à l'objectif initial de la thèse sera menée. Ensuite, nous discuterons du respect du cahier des charges instauré dans la section 2.3 du chapitre 2. Puis une discussion sur la validation du CAS et des CSI sera menée et finalement nous discuterons de l'influence de la longueur de trame sur les CSI et les classifieurs.

6.1 Discussion sur l'objectif de la thèse

L'objectif de cette thèse est l'identification des situations de communication suivantes à partir de la réception d'une unique trame : canal non perturbé, mobilité, interférences de niveau faible, moyen ou fort, ainsi qu'estimer le niveau du rapport signal à bruit (SNR). Cette identification servira à alimenter des processus d'adaptation du mode de fonctionnement de la radio pour économiser sa consommation moyenne d'énergie sans dégrader la communication requise par l'application. Comme indiqué dans le positionnement du problème de recherche (cf. section 2.3 du chapitre 2), nos travaux visent à répondre aux questions suivantes :

1. Quel signal utilisé pour effectuer l'analyse de canal ?
2. Comment condenser efficacement toutes les informations utiles du signal en une valeur de CSI ?

3. Comment éventuellement fusionner les CSI recueillis pour remonter à la nature et à la qualité du canal ? Sur quelles informations baser une prise de décision de reconfiguration ?

La section 4.1.3 du chapitre 4 permet de répondre à la question numéro 1. L'analyse des trames collectées expérimentalement sous des conditions de communication différentes montre que les perturbations du canal engendrent des changements de comportement temporel de certains signaux de la DBB. À l'issue de cette analyse, quatre signaux d'analyse du canal suivants sont créés : $CAS_{chip}[k]$, $CAS_{bit}[n]$, $ADDH[n]$, $PEB[n]$ ¹.

Pour sa basse complexité de calcul et sa sensibilité aux perturbations même à SNR élevé, le signal $CAS_{chip}[k]$ est sélectionné comme le signal sur lequel se basent nos recherches dont le but est de condenser efficacement toutes les informations utiles en une valeur de CSI.

La section 4.1.5 du chapitre 4, répond à la question numéro 2 en proposant de condenser les informations utiles sur la nature et la sévérité des perturbations en sept indicateurs de l'état du canal (CSI) dits temporels (*skewness*, *kurtosis*, *entropie*, *MinMax*, *ACC*, *DDSL* et *ADA*) et dix dits fréquentiels ($B1, \dots, B10$). Dans le cadre de nos travaux, ces CSI correspondent à la notion de LQE, notion que nous avons introduite dans le chapitre 2.

La question numéro 3 trouve sa réponse dans la section 4.2 du chapitre 4 et les résultats détaillés dans le chapitre 5. La section 4.2 du chapitre 4 propose trois méthodes de fusion des CSI recueillis pour identifier la nature et la qualité du canal. Les méthodes proposées sont l'arbre de décision, le classifieur évolutif et le classifieur des interférences par niveaux de perturbations. Dans le chapitre 5, les performances de six classifieurs capables de reconnaître le canal de communication ont été détaillées et discutées. Ces classifieurs sont :

- arbre de décision T_t induit avec seulement les CSI temporels ;
- arbre de décision T_f induit avec seulement les CSI fréquentiels ;
- arbre de décision T_{tf} induit avec les CSI temporels et fréquentiels ;
- classifieur évolutif à 3 classes N, M et I ;
- classifieur évolutif à 12 classes N, M, et 10 niveaux d'interférence ;
- classifieur évolutif à 3 classes avec un unique CSI.

Le choix d'une méthode de classification par rapport à une autre se basera sur les besoins de l'application et les capacités des systèmes en termes de calculs et de consommation.

Nos travaux de recherches ont permis de répondre aux questionnements que nous nous sommes posés en début de thèse à l'issue de l'étude bibliographique. Finalement, nous pouvons proposer une chaîne de traitement à l'intérieur de la DBB qui permet de détecter la nature et la qualité du canal à partir de la réception d'une unique trame.

1. $PEB[n]$ est un signal qui a été introduit par [42]

6.2 Discussion à propos du respect du cahier des charges

Destinée aux applications ultra-basse consommation cette détection de la nature et de la qualité du canal doit respecter le cahier des charges fixé dans la section 2.3 du chapitre 2 qui énonce les spécifications du système d'analyse et d'identification du canal. L'objectif de cette section est de mener une discussion sur le respect ou non des cinq exigences du cahier des charges.

6.2.1 La non utilisation de trame sonde

Une trame sonde est une trame dont l'envoi ne sert qu'à analyser le canal. Son envoi n'est pas utile à la transmission de l'information requise par l'application. L'utilisation de telle trame augmenterait la consommation du nœud. Pour respecter cette exigence, nous avons décidé de baser l'analyse du canal sur les signaux en bande de base à partir de la réception d'une trame qui porte les informations utiles à l'application. Pour cette raison, les CAS que nous proposons ne nécessitent pas de connaître au préalable le contenu ainsi que la longueur de la trame reçue. En effet, les CAS proposés sont basés sur la variation du niveau de certitude des chips et bits reçus ainsi que la position des erreurs binaires détectées par l'utilisation d'un code correcteur d'erreurs. Le calcul de ces signaux ne nécessite pas l'envoi d'une ou de plusieurs trames spécifiquement dédiées.

6.2.2 Utiliser les signaux préexistants dans la DBB

Pour minimiser le nombre d'opérations mathématiques afin de limiter le budget énergétique dédié à l'analyse de canal pour rester en cohérence avec la notion d'économie d'énergie, la deuxième exigence du cahier des charges est de ne pas créer de signaux dont le calcul est complexe. Pour cette raison, nos recherches de signaux d'analyse de canal se limitent à des signaux préexistants dans l'algorithme de traitement en bande de base du récepteur. Cette exigence est totalement respectée puisque le $CAS_{chip}[k]$ est calculé à partir du signal issu de la démodulation « *soft* » du signal reçu, le $CAS_{bit}[n]$ et l' $ADDH[n]$ quant à eux sont calculés sur des signaux issus du désétalement spectral et enfin le $PEB[n]$ est extrait du processus de décodage correcteur d'erreurs.

6.2.3 Réactivité de l'identification du canal

La troisième exigence du cahier des charges est la réactivité de l'identification du canal pour que l'adaptation du système puisse s'effectuer après la réception de chaque trame d'information. Les classifieurs dont les performances sont présentées dans le chapitre 5 sont capables d'identifier le canal à partir de CSI calculés sur une unique trame reçue. En effet, lors de la réception d'une trame, un CAS est calculé. À partir de ce CAS, les CSI nécessaires sont calculés pour alimenter l'algorithme de classification qui identifie le canal. Cette chaîne de

calculs intégrée à la DBB du récepteur est capable d'identifier la nature et la qualité du canal à partir de la réception d'une unique trame, c'est-à-dire à chaque trame reçue, il est possible de connaître la nature et la qualité du canal. De fait, l'exigence de réactivité est respectée.

6.2.4 Fonctionnement indépendant des leviers d'action et du SNR

La quatrième exigence du cahier des charges est l'indépendance de l'identification par rapport au SNR ainsi qu'aux leviers d'action. Ceci est indispensable pour ne pas avoir à utiliser un mode de fonctionnement dédié uniquement à la reconnaissance de canal (par exemple un mode « scrutation du canal »). L'indépendance par rapport aux leviers d'action permet aussi de faciliter la généralisation des algorithmes sur différents types de radios pouvant présenter des leviers d'action différents.

Calculé à partir du signal correspondant à la sortie *soft* de la démodulation, le $CASchip[k]$ est obtenu avant le désétalement et le décodage correcteur d'erreurs. De ce fait, le signal $CASchip[k]$ ne dépend pas du processus de désétalement spectral ainsi que du processus de décodage correcteur d'erreurs. Il est donc indépendant du facteur d'étalement spectral et du taux de codage correcteur d'erreurs qui sont utilisés par la radio et qui sont des leviers d'action possibles pour reconfigurer la radio. Puisque l'analyse et l'identification du canal sont basées sur le $CASchip[k]$, elles sont de facto indépendantes des leviers d'action.

Une discussion concernant l'influence du SNR sur le comportement des CSI est proposée dans la section 4.1.5.6 du chapitre 4. Sans revenir sur cette discussion, l'indépendance de l'identification du canal par rapport au SNR est assurée par la diversité des exemples d'apprentissage et de validation en terme du niveau de SNR. En effet, les exemples des bases de données d'apprentissage et de validation sont collectés avec des SNR variant sur une plage de 30 dB, plage de SNR autorisée par les valeurs de gain RF disponibles avec les cartes filles WBX des USRP de la plateforme RIESCO. Induits et validés par ces bases de données, les classifieurs que nous proposons sont capables de fonctionner avec les mêmes performances à différents niveaux de SNR (cf. résultats de T_t en fonction du SNR, section 5.3.2 du chapitre 5). En d'autres termes, ces classifieurs sont robustes face à la diversité de SNR. Un bémol réside néanmoins dans le manque d'exemples de trame du label « mobilité » avec des SNR faibles. Lors de la collecte des trames, la présence de mobilités avec un faible SNR provoque inéluctablement un nombre trop important d'erreurs binaires rendant incorrect le CRC. Ces trames étant corrompues, elles sont éliminées des bases de données.

6.2.5 Fonctionnement robuste face à la diversité des sources de perturbation

Avec le déploiement massif des objets connectés de standards et protocoles différents sur les mêmes bandes de fréquence (souvent les bandes ISM), la probabilité qu'une radio soit perturbée par l'émission d'autres radios dans la même zone géographique est élevée. Sachant que les standards les plus utilisés dans le domaine LPWA sont LoRa, Sigfox et à moindre

mesure IEEE 802.15.4k,[99], nous avons fait en sorte lors de la phase de collecte de données d'avoir une base de données de validation et d'apprentissage représentatives de la diversité des sources d'interférence que peut rencontrer le nœud une fois déployé. En effet, ces trois types de perturbation sont présents dans les deux bases de données. Comme le montre le paragraphe 5.3.1 du chapitre 5, les résultats de classification et de confusion de Tt montrent que les performances de Tt restent stables face à la variation du type d'interférence testé (IEEE 802.15.4k, LoRa et Sigfox). Cela confirme que les algorithmes proposés restent fonctionnels et efficaces face à la diversité de sources d'interférence. Sachant que dans le cas de la modulation LoRa, la modulation et la forme d'onde utilisées par LoRa sont très différentes que Sigfox et IEEE 802.15.4k, et que l'interférence de type LoRa ne modifie pas significativement les performances du classifieur, cela montre que le CAS, les CSI et les algorithmes que nous utilisons seront probablement aussi robustes face à d'autres types de source d'interférence. Ceci garantit aussi le bon fonctionnement des solutions que nous proposons dans le temps lorsque de nouvelles sources d'interférences de type encore inconnu seront introduites sur les réseaux, ce qui peut donner une certaine pérennité aux algorithmes. Mais d'autres sources de perturbation ne sont pas présentes dans nos bases de données. Par exemple, nous ne disposons pas de trames perturbées par des bruits électromagnétiques provoqués par la présence de machines à moteurs par exemple.

6.3 Discussion sur les choix du CAS et des CSI

Malgré la diversité des bases de données en termes de niveaux du SNR ainsi que les sources d'interférence, d'excellentes performances de classification sont obtenues par les divers classifieurs que nous avons proposés, en particulier le classifieur évolutif utilisant l'ensemble des CSI (cf. chapitre 5). Ces bonnes performances montrent que nos choix du *CAS_{chip}[k]* comme signal d'analyse du canal et des indicateurs proposés dans chapitre 4 comme indicateurs de l'état du canal sont validés. Cela valide donc nos démarches d'analyse des signaux de la DBB et de la création des différents CSI à partir d'études statistiques, des comportements temporels et fréquentiels du CAS.

Dans le chapitre 4, nous avons émis des réserves sur certains CSI dépendants du SNR, tel que *ACC* et *MinMax*, par exemple. Mais le fait que de bonnes performances soient obtenues par les classifieurs sur une base de validation qui contient des exemples de trames collectées à divers niveaux de SNR et avec différents types de perturbation, montre que pour ces CSI, l'impact des perturbations est finalement plus forte que leur sensibilité aux niveaux de SNR.

6.4 Discussion sur la longueur de la trame

La longueur d'une trame de communication dépend des applications visées, des standards, des protocoles de communication et de la quantité d'information échangée. Puisque nos algorithmes d'analyse et de reconnaissance de canal sont basés sur l'extraction de l'empreinte des

perturbations qu'ils laissent sur la trame, alors dans ce cas le ToA (Time on Air) correspondant est une fenêtre temporelle d'observation. L'analyse du canal se focalise sur la détection de phénomènes transitoires provoqués par la perturbation sur le signal $CASchp[k]$. Ce sont l'apparition et la disparition de la perturbation dans la trame. De ce fait, les perturbations qui ont une temporalité plus grande que le ToA et qui n'engendrent pas de phénomènes transitoires pendant le ToA ne peuvent être détectées par nos algorithmes. En absence de phénomènes transitoires sur la trame, la perturbation peut être évaluée comme une diminution de SNR par rapport aux trames précédemment reçues, c'est le cas du masquage par exemple. C'est là l'intérêt d'avoir un estimateur de SNR capable d'estimer la valeur du SNR à partir de chaque trame reçue.

Pour nos expérimentations, dans le but de faciliter la labellisation des phénomènes d'évanouissement provoqués par de la mobilité, les trames que nous avons collectées ont toutes un ToA de 2,15 secondes. Ainsi, les perturbations d'une durée plus grande que 2,15 secondes, qui n'apparaissent pas ou ne disparaissent pas durant le ToA ne sont pas détectables en tant que telles. Dans ce cas, les performances de classification permettant d'identifier le canal sont dégradées.

Selon les types de perturbation que nous voulons détecter, il est important de s'assurer que le ToA correspondant à la fenêtre d'observation temporelle soit en adéquation avec la temporalité des phénomènes transitoires mis en jeu. Le choix de la longueur idéale de la trame pour la détection d'une perturbation donnée n'est pas abordé dans nos travaux et demande d'autres travaux d'investigation se focalisant sur l'optimisation de la fenêtre d'observation en fonction des applications et des canaux. Plus cette fenêtre est grande, plus l'énergie consacrée à l'analyse de canal est élevée (car la radio est amenée à traiter plus de données), mais plus elle permet de visibilité des phénomènes. Un compromis devra donc être trouvé entre ces trois notions : longueur de trame, consommation énergétique, l'observabilité des phénomènes. Finalement, les CSI proposés sont normalisés par la longueur de la trame, ils continueront à jouer leur rôle d'indicateurs de l'état de canal même dans un scénario de communication avec un ToA différent.

6.5 Conclusion du chapitre

Dans ce chapitre, nous avons proposé une discussion sur l'objectif de la thèse. Cette discussion montre qu'avec les résultats de classification que nous obtenons, nous atteignons l'objectif visant à identifier au moins trois situations de communication : canal non perturbé, canal perturbé par de la mobilité et canal perturbé par de l'interférence. Cet objectif est atteint dans les limites dictées par le cahier des charges que nous nous sommes préalablement fixé pour inscrire nos résultats dans le cadre applicatif des systèmes ultra-basse consommation. Finalement, nous mettons en relief l'importance de la longueur de la trame en fonction de la temporalité des perturbations que l'on veut détecter.

Conclusion et perspectives

Conclusion générale

L'introduction et le premier chapitre de ce manuscrit présentent le contexte applicatif de l'internet des objets (IoT) et plus particulièrement les enjeux majeurs à relever pour le déploiement des réseaux étendus à basse consommation (LPWA). Ainsi la notion de « déployer et oublier » est un des grands défis de ce vaste domaine des réseaux LPWA. Pour répondre au besoin de prolonger la durée de vie en fonctionnement de ces systèmes, cette thèse propose le développement d'algorithmes capables d'analyser et reconnaître la nature du canal de communication à l'aide d'une unique trame de réception. Une exigence importante et spécifique aux nœuds dédiés aux applications IoT étant les limitations en termes de consommation, ces travaux de thèse sont menés dans une recherche sans cesse de compromis optimaux entre la complexité de calculs et l'efficacité des algorithmes.

Nous avons dans un premier temps identifié un scénario applicatif où le nœud, à la réception d'une trame d'acquiescement de la station de base, émet une série de trames en burst, à des instants espacés dans le temps. La mise en oeuvre d'une stratégie d'adaptation de la radio nécessite alors le développement d'algorithmes capables d'analyser la nature du canal de communication à l'aide de l'unique trame reçue. Pour ce faire, nous avons dans un premier temps mis en place une plateforme d'expérimentation qui nous a permis de collecter une base de données constituée de trames reçues dans des conditions de canal très diverses. Nous avons ensuite proposé 4 signaux d'analyse du canal, recueillis à différentes étapes de la chaîne de traitement de l'information du récepteur. Une analyse de leur complexité nous a permis de sélectionner celui répondant au mieux au cahier des charges. Deux estimateurs de SNR ont aussi été développés. Plusieurs caractéristiques, 7 temporelles et 10 fréquentielles, ont été proposées pour décrire l'empreinte laissée par une perturbation sur le signal d'analyse. Finalement, six classifieurs ont été élaborés, basés sur des structures en arbres de décision et de classifieurs évolutifs utilisant différents CSI. Ces classifieurs ont des performances et des complexités de calculs différentes.

Au final, deux chaînes de traitement ont été proposées. Une première fondée sur un arbre de décision n'utilisant que des CSI temporels permet de reconnaître la nature du canal avec des performances en classification suffisamment élevées et un niveau de complexité suffisamment faible pour permettre la mise en oeuvre d'une stratégie d'adaptation. La deuxième utilisant un algorithme dit évolutif et l'ensemble des 17 CSI obtient d'excellentes performances en classification. Elle permet de reconnaître avec précision les trois situations de canal (non perturbé, mobilité, interférence) ainsi que le niveau des interférences. Sa complexité algorithmique ne permet pas de l'utiliser à des fins d'adaptation de la consommation de la radio mais elle pourrait trouver son intérêt comme capteur indirect de la nature de l'environnement du nœud.

Perspectives

Les perspectives de recherche à court terme concernent la mise en place d'une implémentation réelle des solutions proposées sur la plateforme RIESCO pour en mesurer l'efficacité. Ces solutions pourraient être implémentées sur des futures radios logicielles ultra-faibles consommation. Une amélioration possible des solutions réside dans la détection des phénomènes d'évanouissement avec la possibilité de quantifier le niveau de perturbation qu'ils provoquent sur le signal reçu. Pour ce faire, il est indispensable de penser à la mise en place d'un protocole expérimental permettant de labelliser ces trames par niveaux d'évanouissement en lien avec l'intensité et la durée des mobilités mises en jeu. Mais les performances peuvent aussi être améliorées par la création de nouveaux CSI extraits à partir d'autres CAS tels que l'EVM instantanée par exemple. Il est aussi possible d'imaginer, des méthodes de création de nouveaux CAS basées sur des méthodes de reconstitution du signal idéal correspondant à la trame reçue lorsque le CRC est bon. Dans ce cas, le signal envoyé par l'émetteur peut être connu. Cela pourrait permettre de détecter les perturbations par une comparaison entre le signal idéal reconstitué et le signal réellement reçu.

A moyen terme, une automatisation des processus d'acquisition de données expérimentales ainsi que leur labellisation permettraient d'étendre la base de données plus facilement en terme de diversité de perturbations : fours à micro-ondes, machines à moteur, bruits électromagnétiques, émission 2G/3G/4G, masquage, etc. Cette automatisation pourrait être construite à partir de l'idée d'une labellisation incrémentale basée sur l'apprentissage incrémental. L'accroissement du nombre d'exemples qui serait rendu possible par une automatisation de l'expérimentation donnerait la possibilité d'explorer des méthodes d'intelligence artificielle plus complexes mais aussi intéressantes telles que les réseaux de neurones par exemple.

À travers les solutions proposées et les discussions menées dans les chapitres 5 et 6, d'autres applications peuvent être implémentées. Ce sont des applications de capteurs intelligents, capteurs permettant de sonder l'environnement électromagnétique de manière virtuelle. En effet tous systèmes émetteur-récepteur peuvent être utilisés en tant que capteurs électromagnétiques sans perturber leur fonctionnement premier : échanger et transmettre de l'information. Sachant que les réseaux d'objets connectés connaissent actuellement un déploiement massif, ces capteurs « virtuels » pourraient fournir de précieuses informations pour la surveillance et le diagnostic des réseaux. Ces informations pourraient aussi servir à la planification des déploiements ainsi qu'à la gestion efficace et précise des réseaux encombrés.

Dans [100], nous avons proposé un capteur intelligent d'interférence basse complexité capable de détecter la présence d'interférence, estimer le niveau de perturbation qu'elle provoque et d'estimer sa durée. Ce capteur intelligent d'interférence basse complexité peut être amélioré en lui donnant la capacité de détecter le type d'interférence. La reconnaissance de type d'interférences fait partie des perspectives des travaux de recherche, surtout axées sur l'analyse et l'extraction d'informations contenues dans les motifs d'interférence observables sur l'enveloppe du signal complexe en bande de base. Cette analyse viserait à déterminer le schéma de modulation ainsi que la forme d'onde utilisés par la source du signal perturbateur. En effet, nous avons pu observer que ces motifs sont spécifiques au type d'interférence, observation ef-

fectuée sur notre base de données avec les trois sources d'interférence : IEEE 802.15.4k, LoRa et Sigfox.

Dans un futur plus lointain, avec la diversification de la base de données et les recherches encore plus approfondies sur l'extraction et la fusion des informations sur le canal, il serait possible d'imager un capteur intelligent, capable de donner une image fidèle et détaillée de l'environnement physique et électromagnétique qui l'entoure (présence humaine, déplacement d'objets, démarrage/arrêt de machines à moteur, etc.). Finalement, les travaux que nous avons menés pendant cette thèse sont précurseurs et permettent d'ouvrir des axes de recherches futures pour le développement d'applications novatrices mettant au profit le déploiement massif actuel des objets connectés dans notre environnement. Et surtout dans le contexte d'un futur déploiement de réseaux de types 5G.

Description de la partie matérielle des SDR

A.1 L'USRP des radios logicielles de RIESCO

La partie matérielle des radios logicielles utilisées sur RIESCO correspond à un USRP (Universal Software Radio Peripheral), composé d'une carte mère de type N210 [101] couplée avec une carte fille de modèle WBX[40 MHz - 2200 MHz] [102] d'Ettus Research. L'USRP et l'ordinateur est lié par un câble de type Gigabit-Ethernet. La partie matérielle consiste en un circuit performant de composants radiofréquences dont une partie est configurable pour s'adapter aux exigences émises imposées par la partie logicielle. En effet elle dispose de dispose d'éléments tels que des amplificateurs, filtre large bande (bande passante de 40 [MHz]), un oscillateur paramétrable, etc. Configuré en récepteur, l'USRP permet d'effectuer une conversion analogique-numérique avec une cadence de 100 Méga échantillons par second. En mode émetteur le convertisseur numérique-analogique peut fonctionner à un rythme de 400 Méga échantillons par seconde. Le synoptique de l'étage de transmission et de l'étage de réception d'un USRP N210 couplé avec une carte fille de type WBX est illustré par la figure A.1.

A.2 Configuration de la radio logicielle

Les SDR permettent la réception et l'émission de données mises en forme selon un standard ou un protocole défini dans la phase de configuration. La configuration d'une SDR se déroule en deux étapes, la première étape permet de configurer le matériel et la seconde étape permet de mettre en place la chaîne de traitement du signal numérique. La configuration des éléments analogiques est totalement gérée par le programme GnuRadio. Cette configuration permet de choisir le mode de fonctionnement de la radio, c'est-à-dire en tant que récepteur ou émetteur. Elle permet de configurer la fréquence de l'oscillateur local, le gain associé aux amplificateurs, la bande passante des filtres et la fréquence d'échantillonnage. Des blocs de traitements numériques peuvent aussi être codés directement dans GnuRadio. Mais dans notre cas, tous les traitements numériques sont assurés par Matlab. En réception, les traitements numériques qui permettent le décodage sont totalement gérés par l'étage de traitement en bande de base et sont mises en place selon le standard choisi. De manière générale, on observe qu'un algorithme de traitement de signal en bande de base (DBB) est constitué de filtres

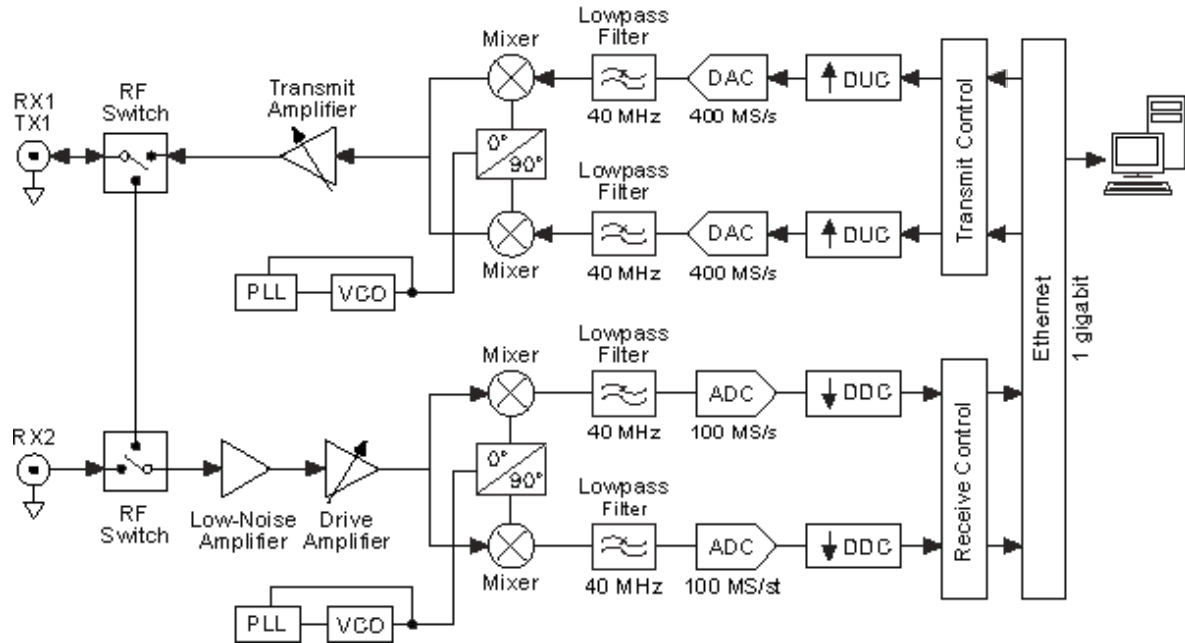


FIGURE A.1 – Schéma bloc de l'USRP avec une carte mère N210 et une carte fille WBX, utilisé dans le cadre de nos expérimentations. Schéma issu de [101].

numériques, modulateur/ démodulateur, codeur/décodeur, et dans notre cas, sont ajoutés des algorithmes qui permettent le calcul des signaux d'analyse de canal et d'indicateurs de la qualité du canal. Pour nos expérimentations on a choisi d'implémenter la couche physique définie dans le standard IEEE 802.15.4k-2015 LECIM FSK, ce standard est détaillé dans la partie 3.2. Des émetteurs de type LoRa et Sigfox sont aussi implémentées et sont sollicitées seulement en tant que sources d'interférences dont le but est de perturber les transmissions IEEE 802.15.4k-2015 LECIM FSK.

Bibliographie

- [1] Gaétan RAOUL. *Capteurs IoT : un marché d'une valeur de 48 milliards de dollars en 2023* (cf. p. 1).
- [2] *Building a stronger company long term*. <https://www.ericsson.com/492be7/assets/local/investors/documents/2019/ericsson-annual-report-2019-en.pdf>, consulté le 04/03/20 (cf. p. 1).
- [3] *BCC Research : Market Research Reports & Industry Analysis* (cf. p. 1).
- [4] Sanjay SINGH, M Sathish KUMAR et H S MRUTHYUNJAYA. "Effect of Peak-to-Average Power Ratio Reduction on the Multicarrier Communication System Performance Parameters". en. In : *International Journal of Electrical and Computer Engineering* (2009), p. 8 (cf. p. 8).
- [5] John G. PROAKIS. *Digital Communications, 4th ed.* McGraw-Hill, 2000 (cf. p. 12, 17, 21, 49, 102).
- [6] Behzad RAZAVI. *RF microelectronics*. eng. 2. ed. The Prentice Hall communications engineering and emerging technologies series. OCLC : 778775125. Upper Saddle River, NJ : Prentice Hall, 2012 (cf. p. 13, 52, 82).
- [7] "IEEE Standard for Low-Rate Wireless Networks". In : *IEEE Std 802.15.4-2015 (Revision of IEEE Std 802.15.4-2011)* (2016), p. 1-709 (cf. p. 15, 34, 42, 54, 57, 76, 79, 84).
- [8] R. W. HAMMING. "Error Detecting and Error Correcting Codes". en. In : *Bell System Technical Journal* 29.2 (avr. 1950), p. 147-160 (cf. p. 17, 76, 77, 81).
- [9] Robert H. MORELOS-ZARAGOZA. *The art of error correcting coding*. eng. 2. ed. OCLC : 255268658. Chichester : Wiley, 2006 (cf. p. 17, 76, 81).
- [10] Robert J. MCELIECE. *The theory of information and coding*. en. 2nd ed., repr. Encyclopedia of mathematics and its applications 86. OCLC : 249074236. Cambridge : Cambridge Univ. Press, 2003 (cf. p. 17, 76, 81).
- [11] David TSE et Pramod VISWANATH. *Fundamentals of Wireless Communication*. en. 1^{re} éd. Cambridge University Press, mai 2005 (cf. p. 17).
- [12] DON TORRIERI. *Principles of spread-spectrum communication systems*. en. OCLC : 1006802550. Place of publication not identified : SPRINGER, 2018 (cf. p. 18, 37).
- [13] Marvin SIMON et al. *Spread Spectrum Communications Handbook*. 1^{re} éd. McGraw-Hill Professional, 2001 (cf. p. 18).
- [14] Fernando Pérez FONTÁN et Perfecto Mariño ESPÍÑEIRA. *Modelling the wireless propagation channel : a simulation approach with MATLAB*. T. 5. John Wiley & Sons, 2008 (cf. p. 19).
- [15] Charles Herach PAPAS. *Theory of electromagnetic wave propagation*. en. Repr. [der Ausg.] New York, 1965. Dover books on physics and chemistry. OCLC : 17841485. New York : Dover Publ, 1988 (cf. p. 20).

- [16] Jack Bryan HUGHES et al. "A survey of link quality properties related to transmission power control protocols in wireless sensor networks". en. In : *2017 23rd International Conference on Automation and Computing (ICAC)*. Huddersfield, United Kingdom : IEEE, sept. 2017, p. 1-5 (cf. p. 24).
- [17] Nouha BACCOUR et al. "Radio link quality estimation in wireless sensor networks : A survey". In : *ACM Transactions on Sensor Networks (TOSN)* 8.4 (2012). bibtex : baccour_radio_2012, p. 34 (cf. p. 24, 25, 27, 84).
- [18] *IEEE 802.15.4 STANDARD . 2003, Wireless Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications for Low-Rate Wireless Personal Area Networks (LR-WPANs)*. bibtex : _ieee_2003. Oct. 2003 (cf. p. 24, 27).
- [19] Ana BILDEA. "Link Quality in Wireless Sensor Networks". en. Thèse de doct. université de Grenoble, 2013 (cf. p. 25, 27).
- [20] Alberto CERPA et al. "Temporal properties of low power wireless links : modeling and implications on multi-hop routing". In : *Proceedings of the 6th ACM international symposium on Mobile ad hoc networking and computing*. ACM, 2005, p. 414-425 (cf. p. 25).
- [21] Shucheng LIU et al. "Passive interference measurement in Wireless Sensor Networks". In : *IEEE International Conference on Network Protocols (ICNP)*. 2010, p. 52-61 (cf. p. 25).
- [22] Murat SENEL et al. "A kalman filter based link quality estimation scheme for wireless sensor networks". In : *Global Telecommunications Conference, 2007. GLOBECOM'07. IEEE*. IEEE, 2007, p. 875-880 (cf. p. 25-27, 32).
- [23] Douglas DE et al. "A High-Throughput Path Metric for Multi-Hop Wireless Routing". In : *Wireless Networks* 11 (août 2003) (cf. p. 25, 26).
- [24] Carlo Alberto BOANO et al. "The Triangle Metric : Fast Link Quality Estimation for Mobile Wireless Sensor Networks". en. In : *2010 Proceedings of 19th International Conference on Computer Communications and Networks*. Zurich, Switzerland : IEEE, août 2010, p. 1-7 (cf. p. 25, 26).
- [25] Wei LIU, Yu XIA et Rong LUO. "FaLQE : Fluctuation Adaptive Link Quality Estimator for Wireless Sensor Networks". In : nov. 2019, p. 48-60 (cf. p. 25).
- [26] Kannan SRINIVASAN et al. "The β -factor : measuring wireless link burstiness". en. In : *Proceedings of the 6th ACM conference on Embedded network sensor systems - SenSys '08*. Raleigh, NC, USA : ACM Press, 2008, p. 29 (cf. p. 25).
- [27] Jianjun WEN, Zeeshan ANSAR et Waltenegeus DARGIE. "A link quality estimation model for energy-efficient wireless sensor networks". en. In : *2015 IEEE International Conference on Communications (ICC)*. London : IEEE, juin 2015, p. 6694-6700 (cf. p. 26).
- [28] Muhammad Hamad ALIZAI et al. "Efficient online estimation of bursty wireless links". en. In : *2011 IEEE Symposium on Computers and Communications (ISCC)*. Corfu, Greece : IEEE, juin 2011, p. 191-198 (cf. p. 26).

- [29] Alexander BECHER et al. "Towards Short-Term Wireless Link Quality Estimation". en. In : *Hot Emnets* (2008), p. 6 (cf. p. 26).
- [30] Christopher J. LOWRANCE et Adrian P. LAUF. "Link Quality Estimation in Ad Hoc and Mesh Networks : A Survey and Future Directions". en. In : *Wireless Personal Communications* 96.1 (sept. 2017), p. 475-508 (cf. p. 26, 31).
- [31] Minkyong KIM et Brian NOBLE. "Mobile Network Estimation". In : *Proceedings of the 7th Annual International Conference on Mobile Computing and Networking*. MobiCom '01. Rome, Italy : Association for Computing Machinery, 2001, 298–309 (cf. p. 26).
- [32] Arash BEHBOODI et al. "Interference Effect on Localization Solutions : Signal Feature Perspective". en. In : *2015 IEEE 81st Vehicular Technology Conference (VTC Spring)*. Glasgow, United Kingdom : IEEE, mai 2015, p. 1-7 (cf. p. 26).
- [33] Mr Emerson B GOMES, Dr Ruan GOMES et Iguatemi E FONSECA. "Evaluation of a Link Quality Estimator in an Outdoor WSN Using a Dedicated Node". en. In : *IEEE Symposium on Computers and Communications (ISCC)*. Barcelona, Spain, 2019, p. 6 (cf. p. 27).
- [34] Daniel AGUAYO et al. "Link-Level Measurements from an 802.11b Mesh Network". In : *SIGCOMM Comput. Commun. Rev.* 34.4 (août 2004), 121–132 (cf. p. 27).
- [35] YUNQIAN MA et al. "Improving Wireless Link Delivery Ratio Classification with Packet SNR". en. In : *2005 IEEE International Conference on Electro Information Technology*. Lincoln, NE, USA : IEEE, 2005, p. 1-6 (cf. p. 27).
- [36] C. A. BOANO et al. "Poster abstract : Exploiting the LQI variance for rapid channel quality assessment". In : *2009 International Conference on Information Processing in Sensor Networks*. 2009, p. 369-370 (cf. p. 27).
- [37] Camilo ROJAS et Jean-Dominique DECOTIGNIE. "Leveraging MAC Preambles for an Efficient Link Estimation". en. In : *2018 14th International Conference on Wireless and Mobile Computing, Networking and Communications (WiMob)*. Limassol : IEEE, oct. 2018, p. 1-10 (cf. p. 27).
- [38] Angelos VLAVIANOS et al. "Assessing link quality in IEEE 802.11 Wireless Networks : Which is the right metric?" en. In : *2008 IEEE 19th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*. Cannes, France : IEEE, sept. 2008, p. 1-6 (cf. p. 27).
- [39] Kannan SRINIVASAN et al. "Understanding the causes of packet delivery success and failure in dense wireless sensor networks". en. In : *Proceedings of the 4th international conference on Embedded networked sensor systems - SenSys '06*. Boulder, Colorado, USA : ACM Press, 2006, p. 419 (cf. p. 27).
- [40] Kannan SRINIVASAN et Philip LEVIS. "RSSI is Under Appreciated". en. In : *Proceedings of the Third Workshop on Embedded Networked Sensors (EmNets)* (2006), p. 5 (cf. p. 27).

- [41] Wei LIU et al. "Lightweight Multi-parameter Fusion Link Quality Estimation Based on Weighted Euclidean Distance". en. In : *2019 IEEE 30th Annual International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC)*. Istanbul, Turkey : IEEE, sept. 2019, p. 1-6 (cf. p. 27).
- [42] Filip BARAC et al. "Channel Diagnostics for Wireless Sensor Networks in Harsh Industrial Environments". In : *IEEE Sensors Journal* 14.11 (nov. 2014), p. 3983-3995 (cf. p. 28-30, 77, 118, 126, 146).
- [43] Mythili VUTUKURU, Hari BALAKRISHNAN et Kyle JAMIESON. "Cross-layer wireless bit rate adaptation". In : *ACM SIGCOMM Computer Communication Review* 39.4 (2009), p. 3-14 (cf. p. 28, 29).
- [44] KAISHUN WU et al. "Chip Error Pattern Analysis in IEEE 802.15.4". In : *IEEE Transactions on Mobile Computing* 11.4 (avr. 2012), p. 543-552 (cf. p. 28, 30, 31).
- [45] Frederik HERMANS et al. "SoNIC : classifying interference in 802.15.4 sensor networks". en. In : *Proceedings of the 12th international conference on Information processing in sensor networks - IPSN '13*. Philadelphia, Pennsylvania, USA : ACM Press, 2013, p. 55 (cf. p. 28, 30).
- [46] Ali CHEAITO et al. "EVM derivation of multicarrier signals to determine the operating point of the power amplifier considering clipping and predistortion". en. In : *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking* 2016.1 (déc. 2016) (cf. p. 29).
- [47] J. L. PINTO et I. DARWAZEH. "Error vector magnitude relation to magnitude and phase distortion in 8-PSK systems". In : *Electronics Letters* 37.7 (2001), p. 437-438 (cf. p. 29).
- [48] Yian QIN, Zhitao HE et Thiemo VOIGT. "Towards accurate and agile link quality estimation in wireless sensor networks". In : *Ad Hoc Networking Workshop (Med-Hoc-Net), 2011 The 10th IFIP Annual Mediterranean*. IEEE, 2011, p. 179-185 (cf. p. 29).
- [49] Shreyas SEN et al. "Pro-VIZOR : Process tunable virtually zero margin low power adaptive RF for wireless systems". In : *2008 45th ACM/IEEE Design Automation Conference*. ISSN : 0738-100X. Juin 2008, p. 492-497 (cf. p. 29).
- [50] Shreyas SEN, Rajarajan SENGUTTUVAN et Abhijit CHATTERJEE. "Environment-Adaptive Concurrent Companding and Bias Control for Efficient Power-Amplifier Operation". en. In : *IEEE Transactions on Circuits and Systems I : Regular Papers* 58.3 (mar. 2011), p. 607-618 (cf. p. 29).
- [51] Shreyas SEN et al. "A Power-Scalable Channel-Adaptive Wireless Receiver Based on Built-In Orthogonally Tunable LNA". en. In : *IEEE Transactions on Circuits and Systems I : Regular Papers* 59.5 (mai 2012), p. 946-957 (cf. p. 29, 33).
- [52] J. HAGENAUER et P. HOEHER. "A Viterbi algorithm with soft-decision outputs and its applications". In : *1989 IEEE Global Telecommunications Conference and Exhibition 'Communications Technology for the 1990s and Beyond'*. ISSN : null. Nov. 1989, 1680-1686 vol.3 (cf. p. 29).
- [53] G. D. FORNEY. "The viterbi algorithm". In : *Proceedings of the IEEE* 61.3 (1973), p. 268-278 (cf. p. 29).

- [54] Marcello CALEFFI et Luigi PAURA. “Bio-inspired link quality estimation for wireless mesh networks”. en. In : *2009 IEEE International Symposium on a World of Wireless, Mobile and Multimedia Networks & Workshops*. Kos, Greece : IEEE, juin 2009, p. 1-6 (cf. p. 31).
- [55] Angela Sara CACCIAPUOTI et al. “Link quality estimators for multi-hop mesh network”. en. In : *2014 Euro Med Telco Conference (EMTC)*. Naples, Italy : IEEE, nov. 2014, p. 1-6 (cf. p. 31).
- [56] Xionghui LUO et al. “Link Quality Estimation Method for Wireless Sensor Networks Based on Stacked Autoencoder”. en. In : *IEEE Access* 7 (2019), p. 21572-21583 (cf. p. 31).
- [57] Henry-Joseph AUDEOUD et Martin HEUSSE. “Quick and Efficient Link Quality Estimation in Wireless Sensors Networks”. en. In : *2018 14th Annual Conference on Wireless On-demand Network Systems and Services (WONS)*. Isola : IEEE, fév. 2018, p. 87-90 (cf. p. 31).
- [58] Gregor CERAR, Halil YETGIN et Mihael MOHORČIČ. “Machine Learning for Link Quality Estimation : A Survey”. en. In : *arXiv :1812.08856v5 [cs.NI]* (nov. 2019), p. 30 (cf. p. 31).
- [59] Luiz H.A. CORREIA et al. “Transmission power control techniques for wireless sensor networks”. en. In : *Computer Networks* 51.17 (déc. 2007), p. 4765-4779 (cf. p. 33).
- [60] Shan LIN et al. “ATPC : Adaptive Transmission Power Control for Wireless Sensor Networks”. en. In : *ACM Transactions on Sensor Networks* 12.1 (mar. 2016), p. 1-31 (cf. p. 33).
- [61] Mirza M Yasir MASOOD, Ghufuran AHMED et Noor M KHAN. “Modified on demand transmission power control for wireless sensor networks”. en. In : *2011 International Conference on Information and Communication Technologies*. Karachi, Pakistan : IEEE, juil. 2011, p. 1-6 (cf. p. 33).
- [62] Luiz H. A. CORREIA et al. “Transmission power control in MAC protocols for wireless sensor networks”. en. In : *Proceedings of the 8th ACM international symposium on Modeling, analysis and simulation of wireless and mobile systems - MSWiM '05*. Montréal, Quebec, Canada : ACM Press, 2005, p. 282 (cf. p. 33).
- [63] R. KOTIAN et al. “Impact of Transmission Power Control in multi-hop networks”. en. In : *Future Generation Computer Systems* 75 (oct. 2017), p. 94-107 (cf. p. 33).
- [64] Tao LIU et Alberto E. CERPA. “Temporal Adaptive Link Quality Prediction with Online Learning”. en. In : *ACM Transactions on Sensor Networks* 10.3 (mai 2014), p. 1-41 (cf. p. 33).
- [65] Antonio LIOTTA. “Farewell to deterministic networks”. en. In : *2012 19th IEEE Symposium on Communications and Vehicular Technology in the Benelux (SCVT)*. Eindhoven, Netherlands : IEEE, nov. 2012, p. 1-4 (cf. p. 33).
- [66] Michele CHINCOLI et Antonio LIOTTA. “Self-Learning Power Control in Wireless Sensor Networks”. en. In : *Sensors* 18.2 (jan. 2018), p. 375 (cf. p. 33).

- [67] Amine DIDIOUI et al. "Power reconfigurable receiver model for energy-aware applications". en. In : *2013 IEEE 56th International Midwest Symposium on Circuits and Systems (MWSCAS)*. Columbus, OH, USA : IEEE, août 2013, p. 800-803 (cf. p. 33).
- [68] T. TARIS et al. "Reconfigurable Ultra Low Power LNA for 2.4GHz Wireless Sensor Networks". en. In : *2010 17th IEEE International Conference on Electronics, Circuits and Systems*. Athens, Greece : IEEE, déc. 2010, p. 74-77 (cf. p. 33).
- [69] Jennifer DESÈVEDAVY. "Design of tunable radiofrequency blocks in FD-SOI technology for IoT applications". Theses. Université de Bordeaux, oct. 2018 (cf. p. 33).
- [70] Jin-Seok HAN et Yong-Hwan LEE. "Interference-Robust Transmission in Wireless Sensor Networks". en. In : *Sensors* 16.11 (nov. 2016), p. 1910 (cf. p. 34).
- [71] Fei QIN, Yongrui CHEN et Xuewu DAI. "Utilize Adaptive Spreading Code Length to Increase Energy Efficiency for WSN". en. In : *2013 IEEE 77th Vehicular Technology Conference (VTC Spring)*. Dresden, Germany : IEEE, juin 2013, p. 1-5 (cf. p. 34).
- [72] Chiraz CHAABANE et al. "A Joint Mobility Management Approach and Data Rate Adaptation Algorithm for IEEE 802.15.4/ZigBee Nodes". en. In : *Wireless Sensor Network* 06.02 (2014), p. 27-34 (cf. p. 34).
- [73] Iordanis KOUTSOPOULOS et Slawomir STANCZAK. "The Impact of Transmit Rate Control on Energy-Efficient Estimation in Wireless Sensor Networks". en. In : *IEEE Transactions on Wireless Communications* 11.9 (sept. 2012), p. 3261-3271 (cf. p. 34).
- [74] *Home page / LoRa Alliance®* (cf. p. 34).
- [75] *IEEE 802.11, The Working Group Setting the Standards for Wireless LANs* (cf. p. 34).
- [76] Debashis BANERJEE et al. "Self-Learning RF Receiver Systems : Process Aware Real-Time Adaptation to Channel Conditions for Low Power Operation". In : *IEEE Transactions on Circuits and Systems I : Regular Papers* 64.1 (jan. 2017), p. 195-207 (cf. p. 34).
- [77] Carolyn BERNIER, Francois DEHMAS et Nicolas DEPARIS. "Low Complexity LoRa Frame Synchronization for Ultra-Low Power Software-Defined Radios". en. In : *IEEE Transactions on Communications* (2020), p. 1-1 (cf. p. 38).
- [78] Hela BELHADJ AMOR et Carolyn BERNIER. "Software-Hardware Co-Design of Multi-Standard Digital Baseband Processor for IoT". en. In : *2019 Design, Automation & Test in Europe Conference & Exhibition (DATE)*. Florence, Italy : IEEE, mar. 2019, p. 646-649 (cf. p. 38).
- [79] *Sigfox*. fr. Page Version ID : 162807775. Sept. 2019 (cf. p. 42, 51).
- [80] *LoRa™ Modulation Basics*. English. APPLICATION NOTE AN1200.22. Semtech Corporation, 2015 (cf. p. 42, 51).
- [81] David LACHARTRE et al. "A TCXO-less 100Hz-minimum-bandwidth transceiver for ultra-narrow-band sub-GHz IoT cellular networks". en. In : *2017 IEEE International Solid-State Circuits Conference (ISSCC)*. San Francisco, CA, USA : IEEE, fév. 2017, p. 134-135 (cf. p. 46).

- [82] Fraidoon MAZDA. *Telecommunications Engineer's Reference Book*. en. 1^{re} éd. Butterworth-Heinemann Ltd, 1993 (cf. p. 47).
- [83] Irfan ALI. "Bit-Error-Rate (BER) Simulation Using MATLAB". en. In : *International Journal of Engineering Research and Applications* 3.1 (2013), p. 6 (cf. p. 48).
- [84] Stephen G. WILSON. *Digital Modulation and Coding*. 1er ed. Prentice Hall, 1995 (cf. p. 76, 77).
- [85] Arda GUMUSALAN, Robert SIMON et Hakan AYDIN. "A Software-Defined Radio Analysis of the Impact of Dynamic Modulation Scaling within Low-Power Wireless Systems". en. In : *Proceedings of the 21st ACM International Conference on Modeling, Analysis and Simulation of Wireless and Mobile Systems - MSWIM '18*. Montreal, QC, Canada : ACM Press, 2018, p. 315-324 (cf. p. 90).
- [86] *How to set the transmit power of USRP? - NI Community*. <https://forums.ni.com/t5/USRP-Software-Radio/How-to-set-the-transmit-power-of-USRP/td-p/2202190>, consulté le 24/02/20 (cf. p. 90).
- [87] Herbert A. Sturges WORK(S) : "The Choice of a Class Interval". en. In : *Journal of the American Statistical Association* 21.153 (1926), p. 65-66 (cf. p. 96).
- [88] Rob J HYNDMAN. "The problem with Sturges' rule for constructing histograms". en. In : (juil. 1995), p. 3 (cf. p. 96).
- [89] *Skewness - MATLAB skewness - MathWorks France* (cf. p. 98).
- [90] *Kurtosis - MATLAB kurtosis - MathWorks France* (cf. p. 100).
- [91] S.C. OLHEDE et A.T. WALDEN. "Generalized Morse wavelets". en. In : *IEEE Transactions on Signal Processing* 50.11 (nov. 2002), p. 2661-2670 (cf. p. 106).
- [92] J. M. LILLY et S. C. OLHEDE. "Higher-Order Properties of Analytic Wavelets". en. In : *IEEE Transactions on Signal Processing* 57.1 (jan. 2009). arXiv : 0802.2377, p. 146-160 (cf. p. 106).
- [93] Jonathan M. LILLY et Sofia C. OLHEDE. "On the Analytic Wavelet Transform". en. In : *IEEE Transactions on Information Theory* 56.8 (août 2010). arXiv : 0711.3834, p. 4135-4156 (cf. p. 106).
- [94] Philippe LASAYGUES. "Traitement du signal par transformation en ondelettes : application au contrôle non destructif par ultrasons". en. In : *LMA* 137 (1991), p. 59 (cf. p. 106).
- [95] Guoan BI et Yanqiu CHEN. "Fast generalized DFT and DHT algorithms". en. In : *Signal Processing* 65.3 (mar. 1998), p. 383-390 (cf. p. 108).
- [96] Rozita TEYMOURZADEH. "High Resolution Single-Chip Radix II FFT Processor for High-Tech Application". en. In : *Fourier Transforms - High-tech Application and Current Trends*. Sous la dir. de Goran S. NIKOLIC, Milorad D. CAKIC et Dragan J. CVETKOVIC. InTech, fév. 2017 (cf. p. 108).
- [97] Chhayarith HENG UY, Carolyn BERNIER et Sylvie CHARBONNIER. "Energy Efficient Channel State Classification for Lifetime Enhancement of LPWA Networks". In : *11th International Conference on COMMunication Systems & NETWORKS*. Bangalore, India, jan. 2019 (cf. p. 110).

-
- [98] Leo BREIMAN et al. *Classification and regression trees*. The Wadsworth statistics / probability series. CRC, 1984 (cf. p. 114).
- [99] Kais MEKKI et al. “A comparative study of LPWAN technologies for large-scale IoT deployment”. en. In : *ICT Express* 5.1 (mar. 2019), p. 1-7 (cf. p. 149).
- [100] Chhayarith HENG UY, Carolynn BERNIER et Sylvie CHARBONNIER. “Design of a Low Complexity Interference Detector for LPWA Networks”. In : *2019 IEEE International Instrumentation and Measurement Technology Conference (I2MTC) (I2MTC 2019)*. Auckland, New Zealand : IEEE, mai 2019 (cf. p. 152).
- [101] ETTUS RESEARCH. *USRP Hardware Driver and USRP Manual-USRP2 and N2x0 Series* (cf. p. 155, 156).
- [102] ETTUS RESEARCH. *USRP Hardware Driver and USRP Manual-Daughterboards* (cf. p. 155).

Résumé — Élément essentiel de l'internet des objets (IoT), les réseaux sans fil faible consommation, bas débit et longue portée (LPWAN) sont basés sur des systèmes de communication radiofréquence (RF). De ce fait, et comme pour tout système de communication RF, la qualité de la transmission dépend de la qualité du canal de communication RF correspondant à l'environnement physique et électromagnétique qui entoure le système. Ainsi, la transmission peut être dégradée par une perturbation de l'environnement physique (par exemple, le déplacement d'un objet) et/ou électromagnétique (par exemple, la présence d'une source d'interférence). Au moment de leur déploiement, les radios sont typiquement configurées de telle sorte à garantir une bonne qualité de transmission quelque soient les conditions de propagation. Pourtant, la plupart du temps, les conditions sont idéales pour une bonne communication : il n'y a pas de perturbations et le bilan de liaison est favorable. De ce fait, les radios consomment inutilement une quantité importante d'énergie. L'objectif de nos travaux est de rendre ces radios intelligentes, c'est-à-dire capables de déterminer les conditions de propagation du canal de transmission et d'adapter leur consommation en temps réel de manière autonome. Bien que des systèmes adaptatifs de transmission RF existent depuis longtemps dans les contextes cellulaires et WLAN, nos travaux s'adressent aux systèmes de transmission ultra-faible consommation utilisés dans les applications IoT à très grande autonomie énergétique.

Nos travaux ont porté principalement sur la proposition de méthodes permettant l'analyse automatique du canal à chaque réception d'une trame de communication. Trois situations sont détectées : 1- le canal de transmission est non perturbé, 2- il est perturbé par de la mobilité dans son entourage ou 3- il est perturbé par des interférences électromagnétiques intentionnelles. Pour cela, nous avons dans un premier temps proposé l'utilisation de plusieurs signaux déjà existants dans le récepteur bande de base numérique du système de transmission comme signaux d'analyse du canal (CAS). Ces signaux se localisent à la sortie des algorithmes de démodulation, de désétalement et du décodage correcteur d'erreurs, qui correspondent aux blocs décisionnels de la chaîne de traitement de l'information. Nous avons ensuite proposé l'extraction de différentes caractéristiques, temporelles et fréquentielles, permettant de décrire la forme du signal d'analyse lors de la réception de la trame. Finalement, deux types de classificateurs, un arbre de décision et un classifieur gaussien évolutif capable d'apprendre les classes au fur et à mesure de leur apparition, ont été proposés. Les performances du système ont été évaluées à partir d'une base de données constituée d'exemples collectées à l'aide d'une radio répondant au protocole IEEE 802.15.4k que nous avons programmée sur une plateforme expérimentale à base d'USRP afin d'acquérir des signaux radiofréquences dans un environnement réel et en partie contrôlé.

Au final, la solution retenue est un arbre de décision n'utilisant que deux caractéristiques temporelles de très faible coût computationnel, extraites à partir de la valeur absolue du produit Hermitien du signal en bande base reçu. Il permet de reconnaître une situation de canal non perturbé avec un taux de bonnes classification de 83%, et un risque moyen de classer une situation de mobilité ou d'interférence en situation non perturbée de 3%.

Cela garantit une reconfiguration de la radio et donc une économie d'énergie dans plus de 80% des cas où cette économie est possible, avec un risque réduit de non réception de la trame dû à une reconfiguration des performances de la radio quand les conditions sont perturbées. Grâce à la faible complexité des méthodes proposées, l'analyse de la nature du canal de transmission peut être réalisée à faible coût énergétique à chaque trame reçue. Enfin, une stratégie réaliste de reconfiguration de la radio est proposée.

Mots clés : Économie d'énergie, classification de l'état du canal, internet des objets, Low Power Wide Area Networks, systèmes communication ultra-faible consommation, Signaux et indicateurs d'analyse du canal, radio logicielle, USRP.

Abstract — An essential component of the Internet of Things (IoT) is Low Power Wide Area Network networks (LPWANs). LPWANs are based on radio frequency (RF) communication systems. Therefore, as any RF communication system, the quality of the transmission depends on the quality of the RF communication channel corresponding to the physical and electromagnetic environment surrounding the system. Thus, the transmission may be degraded by a disturbance in the physical environment (e.g. the movement of an object) and/or by a disturbance in the electromagnetic environment (e.g. the presence of an interference source). At the deployment, radios are typically configured to ensure good transmission quality regardless of propagation conditions. However, in the most of the time the conditions are ideal for a good communication : there are no disturbances and the link balance is favourable. As a result, radios consume a significant amount of energy unnecessarily. The goal of our work is to make these radios smart, i.e. capable of determining the propagation conditions of the transmission channel and adapting their energy consumption in real time autonomously. Although adaptive RF transmission systems have already existed for a long time in cellular and WLAN contexts, our work is aimed at ultra-low power transmission systems used in IoT applications with very high power autonomy.

Our work focused mainly on proposing methods for the automatic analysis of the channel at each reception of a communication frame. Three situations are detected :1- the transmission channel is undisturbed, 2- it is disturbed by mobility in its environment, or 3- it is disturbed by intentional electromagnetic interference. For this purpose, we initially proposed the use of several signals already existing in the digital baseband receiver of the transmission system as Channel Analysis Signals (CAS). These signals are located at the output of the demodulation, despreading and forward error correction decoding algorithms, which correspond to the decision blocks in the information processing chain. Then we proposed the extraction of various temporal and frequency characteristics, making it possible to describe the pattern of the analysis signal when the frame is received. Finally, two types of classifiers were proposed : a decision tree and

an evolutionary Gaussian classifier capable of learning classes as they appear. The performance of the system was evaluated from a database composed by examples collected using a IEEE 802.15.4k protocol radio. The radio was programmed on an experimental USRP-based platform in order to collect radio frequency signals in a real and partly controlled environment.

Finally, the selected solution is a decision tree using only two temporal characteristics. These two characteristics have a very low computational cost and are extracted from the absolute value of the Hermitian product of the received baseband signal. The decision tree is capable to recognize an undisturbed channel situation with a good classification rate of 83%, and an average risk to classify a mobility or interference situation as undisturbed of 3%. This guarantees a reconfiguration of the radio and thus energy savings in more than 80% of the cases where this is possible. This power saving is achieved with a reduced risk of frame non-reception due to reconfiguration of the radio performance when the transmission conditions are disturbed. Thanks to the low complexity of the proposed methods, the transmission channel nature analysis can be performed with low energy cost for each received frame.

Keywords : Power saving, channel states classification, Internet of Things, Low Power Wide Area Networks, ultra low power communication systems, Channel analysis signals and indicators, Software Defined Radio, USRP.