



HAL
open science

Etude et amélioration des performances d'un système IFF (Identification Friend or Foe) dans un environnement perturbé

François Le Neindre

► **To cite this version:**

François Le Neindre. Etude et amélioration des performances d'un système IFF (Identification Friend or Foe) dans un environnement perturbé. Automatique. Université de Bordeaux, 2022. Français. NNT : 2022BORD0316 . tel-03960048

HAL Id: tel-03960048

<https://theses.hal.science/tel-03960048>

Submitted on 27 Jan 2023

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 PRÉSENTÉE
POUR OBTENIR LE GRADE DE
DOCTEUR
DE L'UNIVERSITÉ DE BORDEAUX

ÉCOLE DOCTORALE SCIENCES PHYSIQUES ET DE L'INGÉNIEUR

AUTOMATIQUE, PRODUCTIQUE, SIGNAL ET IMAGE, INGÉNIEURIE

COGNITIVE

Par **François LE NEINDRE**

Étude et Amélioration des Performances d'un Système IFF
(Identification Friend or Foe) dans un Environnement Perturbé

Sous la direction de : **Dominique DALLET**

Co-directeur : **Guillaume FERRÉ**

Soutenue le 28 novembre 2022

Mme. Christelle AUPETIT-BERTHELEMOT	Professeure des Universités	ENSIL-ENSCI	Examinatrice
M. Chadi JABBOUR	Maître de Conférences	Telecom Paris	Rapporteur
M. Vahid MEGHDADI	Professeur des Universités	ENSIL-ENSCI	Rapporteur
M. Dominique DALLET	Professeur des Universités	Bordeaux INP	Directeur de Thèse
M. Guillaume FERRÉ	Maître de Conférences	Bordeaux INP	Co-directeur de Thèse
M. Frankie LETELLIER	Ingénieur	Thales SIX	Invité
M. Kévin PITOIS	Ingénieur	Thales SIX	Invité

Étude et Amélioration des Performances d'un Système IFF (Identification Friend or Foe) dans un Environnement Perturbé

Résumé :

L'Identification Ami-Ennemi désigne un ensemble de systèmes permettant la reconnaissance de véhicules alliés, généralement aériens, dans le cadre d'opérations militaires, mais aussi la surveillance de la situation aérienne et l'anti-collision dans un contexte aussi bien militaire que civil. Elle repose sur un principe d'interrogation-réponse : l'interrogateur, qui cherche à obtenir des informations d'un véhicule, va envoyer un signal sur une porteuse à 1030 MHz et attendre une réponse sur la bande à 1090 MHz. Différentes formes d'ondes, transportant différents types d'informations avec différents niveaux de protection sont regroupées par "modes". Toutefois, la coexistence des modes sur ces bandes, ainsi que les fortes densités d'aéronefs dans certains contextes, conduisent à une augmentation significative de la probabilité de collision de réponses non sollicitées avec la réponse d'intérêt. On parle alors d'interférence. Certains modes, parmi lesquels on retrouve les modes "SIF" et "S", en sont plus vulnérables et utilisent des contremesures matérielles et algorithmiques pour en limiter les effets. Cependant, ces dernières ne traitent que certains cas et ne prennent pas en compte certaines particularités observées des signaux mais rarement évoquées dans la littérature. L'objet de cette thèse est donc d'améliorer le taux de bonne réception des réponses des modes SIF et S dans des environnements denses. Pour cela, un modèle de réception s'appuyant sur la littérature, les documents normatifs et des observations en environnement réel est introduit. Ensuite, une focalisation sur le récepteur mode S est menée, avec la proposition de divers algorithmes améliorant les différentes étapes de la chaîne, tout en se basant sur le modèle précédemment établi. Cela passe notamment par la détection et synchronisation des réponses, à l'aide de leur préambule, ou en utilisant les propriétés de leur forme d'onde impulsionnelle, ainsi que de leur décodage et correction binaires. Enfin, nous proposons un récepteur capable de simultanément décoder des réponses mode S et SIF, en utilisant le principe d'annulation successive d'interférence, avec des étapes originales d'estimation des paramètres nécessaires à la reconstruction / annulation de l'enveloppe complexe des signaux.

Mots-clés : traitement du signal, identification ami ennemi, interférence, radar secondaire

Study and Enhancement of the Performance of an IFF (Identification Friend or Foe) System in a Disrupted Environment.

Abstract:

The Identification Friend or Foe designates the systems which enable the recognition of friendly vehicles, generally aircrafts, in a military context, but also the surveillance of the airborne situation and avoidance of collisions, also in a civilian context. It relies on an interrogation-reply basis. The interrogator device, which seeks information about an aircraft, sends a signal on the 1030 MHz carrier and waits the aircraft transponder to reply on the 1090 MHz band. Different waveforms transport various types of information and are grouped as "modes". However, their co-existence on the cited frequency bands leads to a higher probability of overlapping of unsolicited replies on the reply of interest. This is known as interference. Some of the modes, among which are the modes "SIF" and "S", are more vulnerable to these. That is why modes use material and algorithmic countermeasures to alleviate its effects. Nevertheless, they do not take into account some reception cases, as well as specific waveform features which we observed, but were seldomly mentioned in the literature. The goal of this doctoral thesis is then to enhance the reception rate of mode S and SIF replies in a disrupted environment. To this end, a reception model based on the literature, the normative documents and empirical observations is established. Then, focus is brought on the mode S receiver, with various contributions that address reply detection, though the exploitation of a preamble pattern or the pulsed modulation scheme, as well as binary decoding and correction. Finally, a receiver capable of simultaneously decoding modes S and SIF replies has been developed, using the successive interference cancellation principle and featuring original signal parameter estimation for the complex envelope reconstruction and cancellation.

Keywords: signal processing, Identification Friend or Foe, interference, secondary radar

Table des matières

Table des matières	v
Glossaire et Acronymes	vii
Introduction	1
1 Le Système IFF	5
1.1 Principes du système IFF	6
1.1.1 Généralités	6
1.1.2 Détail des modes	7
1.1.3 Répondeur	10
1.1.4 Interrogateur	11
1.2 Problématiques du système IFF au niveau de l'interrogateur	13
1.3 Expressions mathématiques des signaux Mode S et Mode SIF	14
1.3.1 Mode S (Pulse Position Modulation)	14
1.3.2 Mode SIF (Return-to-Zero On-Off Keying)	17
1.4 Modèle de réception	19
1.4.1 Bilan de liaison	19
1.4.2 Réception sans interférences (AWGN)	21
1.4.3 Réception avec interférences	22
1.4.4 Modèle général adopté	22
1.5 Récepteur avec détecteur d'enveloppe logarithmique	24
1.6 Décision binaire Mode S en contexte AWGN	25
1.6.1 Décision par filtrage adapté IQ	26
1.6.2 Décision par comparaison d'énergie (ou sur amplitude)	28
1.6.3 Décision par corrélation IQ	28
1.7 Conclusion	30
2 Amélioration du récepteur Mode S	33

2.1	Introduction	35
2.1.1	Système antenneaire	35
2.1.2	Détection des réponses Mode S	36
2.1.3	Décodage des réponses Mode S	36
2.1.4	Correction CRC binaire des réponses Mode S	37
2.2	Détection de préambule par intercorrélacion adaptable	38
2.3	Détection de réponses Mode S par pseudo-corrélacion	46
2.3.1	Démarche	46
2.3.2	Algorithme	53
2.4	Détection de préambule par méthode des noyaux	54
2.5	Comparatif des méthodes de détection de trames Mode S et conclusion	59
2.5.1	Métriques de performance	60
2.5.2	Résultats	60
2.5.3	Conclusion	63
2.6	Implémentation FPGA de la détection de préambules Mode S par méthode des noyaux	64
2.6.1	Adaptations à l'architecture FPGA	64
2.6.2	Architecture	65
2.6.3	Résultats de performance	65
2.7	Décodeur binaire Mode S par score de vraisemblance	66
2.7.1	Définitions	67
2.7.2	Expressions des vraisemblances	68
2.7.3	Résultats de performance	70
2.8	Correction CRC par confiance grise : (a,b)-algorithm	72
2.8.1	Rappels sur le code CRC du Mode S	72
2.8.2	Démarche	72
2.8.3	(a,b)-algorithm	72
2.8.4	Conclusion	74
2.9	Conclusion et perspectives	75
3	Récepteur Mode S et Modes SIF basé sur l'Annulation Successive d'Interférences	77
3.1	Architecture du récepteur	79
3.1.1	Méthodes de détections des signaux	79
3.1.2	Sélection du signal le plus fort	84
3.1.3	Décodage adapté	85
3.1.4	Stratégie de correction CRC	86

TABLE DES MATIÈRES

3.1.5	Étape d'annulation	86
3.1.6	Double annulation d'interférences	88
3.2	Résultats de simulation	89
3.2.1	Paramètres de simulation	89
3.2.2	Performances ADS-B	89
3.2.3	Performance de réception réponses Mode S Courtes et Longues	90
3.2.4	Performance de réception réponses Mode SIF	91
3.3	Validation expérimentale par capture de signaux	93
3.4	Conclusion et perspectives	95
Liste des figures		100
Liste des tableaux		103
A Annexes		I
A.1	Formules de Densité Spectrale de Puissance (DSP)	I
1.1.1	DSP de la réponse Mode S	I
1.1.2	DSP de la réponse Mode SIF	II
Bibliographie		V

Glossaire et Acronymes

Glossaire

Antenne Monopulse Antenne rotative possédant deux diagrammes de rayonnements, un directionnel (voie Sigma) et l'autre destiné à couvrir les lobes secondaires (voie Delta) de Sigma, avec un trou de gain dans la direction de Sigma.

All-Call En français "Appel général", il s'agit d'une interrogation IFF destinée à tous les répondeurs situés dans le lobe principal de la fonction d'éclairement de l'antenne de l'interrogateur.

False Reply Unsynchronized in Time En français "Fausse réponse non-synchrone en temps", il s'agit d'un concept s'appliquant dans un contexte de réception sur un interrogateur donné, désignant une réponse non destinée à l'interrogateur considéré.

Interrogateur Équipement d'identification pouvant envoyer des interrogations IFF et recevoir les réponses associées.

Répondeur Parfois appelé transpondeur, il s'agit d'un équipement embarqué pouvant envoyer une réponse IFF suite à la réception d'une interrogation IFF.

Roll-Call En français "Appel sélectif", il s'agit d'une interrogation IFF destinée à un répondeur en particulier, ce dernier possédant une adresse unique.

Squitter Réponse spontanée, sans interrogation préalable (broadcast).

Secondary Surveillance Radar En français "Radar de Surveillance Secondaire", il s'agit de la partie exclusivement civile de l'IFF

Vidéo Signal résultant de la compression logarithmique de l'amplitude d'un signal reçu.

Acronymes

ACAS Airborne alert and Collision Avoidance System

ADS-B Automatic Dependant Surveillance-Broadcast

ASI Annulation Successive d'Interférence

ATCRBS Air Traffic Control Radar Beacon System

AWGN Additive White Gaussian Noise

CAN Convertisseur Analogique Numérique

CFAR Constant False Alarm Rate

CRC Contrôle de Redondance Cyclique

DSP Densité Spectrale de Puissance

FPGA Field Programmable Gate Array

FRUIT False Reply Unsynchronized in Time

IFF Identification Friend or Foe

KDE Kernel Density Estimation

MDL Minimum Detectability Level

OACI Organisation de l'Aviation Civile Internationale

OFDM Orthogonal Frequency-Division Multiplexing

OOK On-Off Keying

PA Projection Algorithm

PIRE Puissance Isotrope Rayonnée Équivalente

PPM Pulse Position Modulation

RII Réponse Impulsionnelle Infinie

SDR Software-Defined Radio

SIR Signal-to-Interference Ratio

SNR Signal-to-Noise Ratio

SSR Secondary Surveillance Radar

Introduction

L'Identification Friend or Foe (IFF), pouvant être traduit par "Identification Ami-Ennemi" désigne un ensemble de systèmes de communication sans-fil trouvant son origine à la Seconde Guerre Mondiale. Elle permet notamment la surveillance de l'espace aérien apportant des informations destinées à compléter les échos radar, telles que l'identité d'un aéronef. Cette surveillance peut atteindre la portée optique, c'est-à-dire un rayon de l'ordre de 475 km. Ajoutée à ces capacités, on trouve aussi la prévention des tirs fratricides à travers l'identification rapide des cibles amies dans un contexte militaire.

Historiquement, étant donné que les échos des radars primaires ne suffisaient pas pour déterminer si un aéronef ciblé était un ami ou pas, des systèmes mêlant cryptographie mécanique et émission de signaux pulsés dont les placements temporels étaient codés ont été développés. Pour cela, la mise en place de transpondeurs à bord des avions a été nécessaire. Ces équipements envoient un signal suite à la réception préalable d'un signal spécifique, selon le principe de question / réponse. Dans le domaine civil, on retrouve ces services où seule la composante de surveillance est gardée, tout en ajoutant la capacité d'anti-collision, appelée Alerte Embarqué d'Anticollision ou Airborne alert and Collision Avoidance System (ACAS). On utilise alors la dénomination d'Air Traffic Control (ATC).

Bien souvent, étant donné que les informations extraites servent à compléter les échos obtenus par les radar primaires, on retrouve aussi la dénomination de Radar de Surveillance Secondaire (Secondary Surveillance Radar - SSR) [1]. Aussi, il n'est pas rare de constater qu'une antenne SSR est installée au dessus d'une antenne radar primaire.

Au fil des années, différents modes de communication ont vu le jour (Modes 1, 2, 3, 4, 5, A, C, S) [2]. Les modes se distinguent par la nature des données transmises, leur couche physique ou alors leur appartenance au domaine militaire ou civil. Certains de ces modes partagent la même couche physique, ce qui signifie que des améliorations concernant le traitement numérique des signaux au niveau de cette couche peuvent avoir des retombées positives pour plusieurs modes.

Par extension, on considère que l'IFF couvre aussi les modes civils, dans la mesure où les

équipement militaires se doivent de les supporter car ils sont indispensables à tout aéronef souhaitant se déplacer dans l'espace aérien civil européen. Toutes les communications s'effectuent autour de deux porteuses :

- 1030 MHz pour le transport les requêtes montantes vers le ou les aéronef(s) dont on veut obtenir des informations
- 1090 MHz pour le sens descendant

Les requêtes montantes, appelée "interrogations", sont envoyées par la plateforme souhaitant obtenir des informations. Cette plateforme possède donc un "interrogateur IFF" qui émet un signal de façon unidirectionnelle dans l'espace. Consécutivement, selon le mode, un certain nombre d'aéronefs possédant un "répondeur IFF" vont émettre une "réponse" dans le mode demandé selon un diagramme de rayonnement omnidirectionnel.

Enfin, il n'est pas rare d'observer des réponses non-sollicitées émises spontanément, notamment dans le cadre d'opération de l'Automatic Dependant Surveillance Broadcast (ADS-B).

Cadre et objectif de la thèse

La thèse ne se focalise pas sur l'élaboration de nouveaux protocoles ou formes d'ondes mais s'inscrit dans une optique d'amélioration des traitements numériques en réception des réponses IFF, au niveau de l'interrogateur, avec des contraintes matérielles.

Dans un premier temps, étant donné que le Mode 5 n'est pas fondamentalement concerné par les problématiques précédemment citées et que le Mode 4 n'est plus utilisé, nous avons décidé d'améliorer exclusivement la réception des réponses des Modes 1, 2, 3, A, C (dénommés Modes SIF) et Mode S.

Une contrainte de compatibilité des traitements avec un système de réception monopulse mécanique ou préalablement reformé électroniquement a été formulée au début des travaux. L'objectif est donc d'améliorer le taux de réception de réponses Modes SIF et Mode S dans un contexte où les interférences sont nombreuses.

Ce manuscrit est organisé en 3 chapitres, puis une conclusion avec les perspectives envisageables sont énoncées à la fin. Plus en détail, le document suit l'organisation suivante :

- Le **Chapitre 1** présente le système IFF, avec une focalisation sur le domaine d'application des améliorations développées. Un modèle de réception des signaux Modes SIF et Mode S en prenant en compte les différentes chaînes de réception et contraintes matérielles est établi, avec une corroboration par des données de terrain. Les taux d'erreur binaire en contexte AWGN, selon le mode ou le décodeur utilisé sont abordés, ainsi qu'une revue des performances des systèmes actuels à des fins de référence de positionnement de nos contributions par rapport à l'état de l'art.

- Le **Chapitre 2** traite des améliorations apportées à la chaîne de réception Mode S, composée d'une détection de préambule, un bloc de décision binaire et une correction d'erreur CRC. Cela passe notamment par l'élaboration d'un détecteur de réponse par pseudo-intercorrélacion, puis par inter-corrélacion adaptable et enfin par la méthode des noyaux, offrant une plus grande robustesse aux interférences. Une section dédiée à l'implémentation FPGA de cet algorithme est également proposée. Concernant la décision binaire en contexte d'interférences, un algorithme de décodage Mode S par similitude est développé. Enfin, nous introduisons aussi un des algorithmes ayant fait l'objet d'une publication, à savoir la correction d'erreurs CRC, sur la base des réflexions engagées à partir les calculs de taux d'erreur binaire du chapitre précédent.
- Enfin, le **Chapitre 3** se focalise sur la réception d'un mélange de réponses SIF et S sur une chaîne de réception IQ linéaire, avec la proposition d'un récepteur numérique utilisant l'élimination successive d'interférence. L'innovation est portée sur la méthode d'estimation et de reconstruction des réponses, en prenant en compte le caractère non-linéaire de la phase de celles-ci.

Publications

Certains travaux de thèse ont fait l'objet de publications que voici :

Revue internationale

François Le Neindre, Guillaume Ferré, Dominique Dallet, Frankie Letellier, Kévin Pitois, "A Successive Interference Cancellation-based Receiver for Secondary Surveillance Radar", *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 2022, doi : 10.1109/TAES.2022.3193649)

Conférences internationales

François Le Neindre, Dominique Dallet, Guillaume Ferré, Émilie Boulanger, Frankie Letellier, "An Enhanced Random Error CRC Correction for ADS-B Squitters Receivers", *2019 27th Telecommunications Forum (TELFOR)*, 2019

François Le Neindre, Dominique Dallet, Guillaume Ferré, Émilie Boulanger, Frankie Letellier, "Aircraft Signal Detection in Heavy Co-Channel Interference Environment", *2020 IEEE Latin-American Conference on Communications (LATINCOM)*, 2020

François Le Neindre, Guillaume Ferré, Dominique Dallet, Frankie Letellier, Kévin Pitois, "Kernel Density Estimation for the Detection of Interfered Mode S/ADS-B preamble", 2022 *Integrated Communications Navigation and Surveillance (ICNS)*, 2022

Brevet

PROCÉDÉ D'EXTRACTION DE RÉPONSES IFF DE MODE SIF ET/OU DE MODE S SUPERPOSÉES, François Le Neindre, Dominique Dallet, Guillaume Ferré, Kévin Pitois, Frankie Letellier, Dépôt FRANCE 21 14389

Chapitre 1

Le Système IFF

Sommaire

1.1	Principes du système IFF	6
1.1.1	Généralités	6
1.1.2	Détail des modes	7
1.1.3	Répondeur	10
1.1.4	Interrogateur	11
1.2	Problématiques du système IFF au niveau de l'interrogateur	13
1.3	Expressions mathématiques des signaux Mode S et Mode SIF	14
1.3.1	Mode S (Pulse Position Modulation)	14
1.3.2	Mode SIF (Return-to-Zero On-Off Keying)	17
1.4	Modèle de réception	19
1.4.1	Bilan de liaison	19
1.4.2	Réception sans interférences (AWGN)	21
1.4.3	Réception avec interférences	22
1.4.4	Modèle général adopté	22
1.5	Récepteur avec détecteur d'enveloppe logarithmique	24
1.6	Décision binaire Mode S en contexte AWGN	25
1.6.1	Décision par filtrage adapté IQ	26
1.6.2	Décision par comparaison d'énergie (ou sur amplitude)	28
1.6.3	Décision par corrélation IQ	28
1.7	Conclusion	30

1.1 Principes du système IFF

1.1.1 Généralités

Comme énoncé en introduction, l'Identification Friend or Foe (IFF) désigne un ensemble des systèmes de communication sans-fil permettant :

- La surveillance de l'espace aérien en mettant à la disposition d'un opérateur ou d'un ordinateur des informations concernant l'identité des aéronefs, leur position dans l'espace, leur trajectoire, leur code de mission, ainsi que d'autres éléments tels que des valeurs des registres de l'ordinateur de bord. Cette surveillance peut atteindre un rayon de 256 Miles Nautiques (475 km), c'est-à-dire la portée optique pour un avion volant à l'altitude de référence de 4300 pieds (1310 m).
- La prévention des tirs fratricides à travers l'identification rapide des cibles amies dans un contexte militaire, selon le principe de question / réponse avec des capacités de chiffrement.

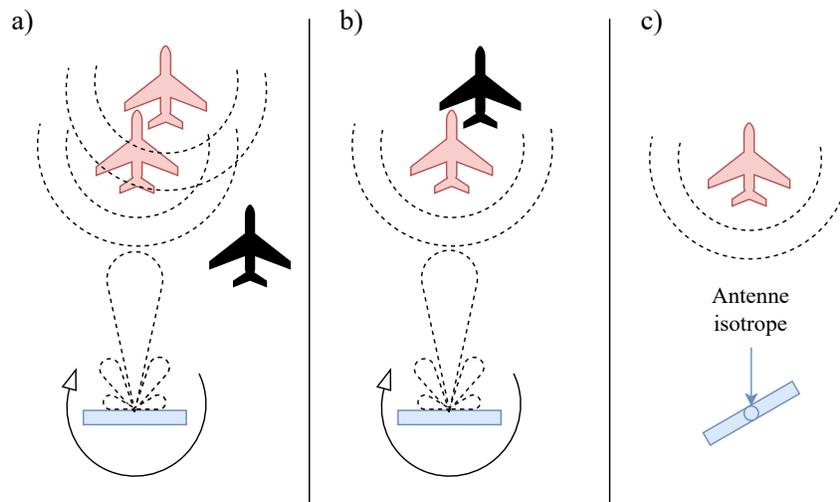


FIGURE 1.1 – Les 3 principes de fonctionnement de l'IFF. En bleu, l'antenne de l'interrogateur, l'émission d'interrogation étant schématisée par sa fonction d'éclairement en pointillés. En rouge, les aéronefs émettant une réponse. En noir, les aéronefs ne répondant pas. a) Appel général b) Appel sélectif c) Squitter.

D'un point de vue protocolaire, l'IFF utilise trois principes de fonctionnement qui sont affichés en figure 1.1 et détaillés ci-dessous :

- a) Les appels généraux où tous les aéronefs présent dans le lobe principal de la fonction d'éclairement du système antennaire de l'interrogateur lui répondent. Des risques d'in-

terférences existent dès lors que les aéronefs répondants sont à des distances similaires par rapport à l'interrogeur.

- b Les appels sélectifs où seul l'aéronef à qui l'interrogation est adressée répond. Ce principe se base sur un identifiant international unique de l'aéronef (norme OACI [3])
- c Les *squitters* où, à la manière d'un broadcast, l'aéronef émet périodiquement une réponse sans sollicitation préalable d'un interrogeur. Afin de recevoir ces signaux, un récepteur possédant une capacité d'écoute couvrant tous les azimuts à un instant donné est nécessaire. Cela peut se faire via l'utilisation d'une antenne omnidirectionnelle (ou isotrope) en supplément de l'antenne monopulse.

Lors d'appels généraux ou sélectifs, des méthodes de filtrage spatial existent pour éviter l'émission de réponses par les aéronefs situés sur des lobes secondaires de la fonction d'éclairage (ou diagramme d'antenne) directionnelle. Cela passe notamment par l'utilisation d'un deuxième diagramme d'antenne présentant un gain inférieur à la première dans la direction de pointage et supérieure ailleurs. Cette méthode est aussi appliquée à l'interrogeur en réception pour rejeter les réponses hors lobe principal, en formant deux voies de réception. Aussi, la formation des diagrammes d'antennes se fait généralement sur une antenne mécanique rotative, mais des systèmes utilisant la conformation électronique de faisceaux (*beam-forming*) par réseau d'antennes statiques sont aussi utilisés.

Enfin, il conviendra de préciser qu'un interrogeur se trouve généralement sur une plateforme au sol ou en mer, ayant besoin de la situation aérienne, mais des cas de figure d'interrogation d'aéronef à aéronef existent, notamment dans le cadre de l'opération du système d'anti-collision Air Traffic Collision Avoidance System (ACAS, parfois TCAS).

1.1.2 Détail des modes

La figure 1.2 présente l'organisation des modes IFF. Depuis 2020, ils sont au nombre de sept, répartis sur quatre couches physiques dont trois utilisées dans l'OTAN. Les sous parties suivantes regroupent les modes IFF par couches physiques.

1.1.2.1 Modes SIF

Les modes historiques Mark X A ou MKXA, prononcés "Mark 10A", regroupent les modes 1, 2, 3/A et C. Par abus de langage, on préfère les appeler "Modes SIF", dénomination réservée aux modes militaires à l'origine, mais étendue aux modes civils car la couche physique est strictement identique. Les modes militaires sont désignés par un chiffre et les modes civils par une lettre. Ils permettent d'avoir accès à :

- l'identifiant de mission (Mode 1)

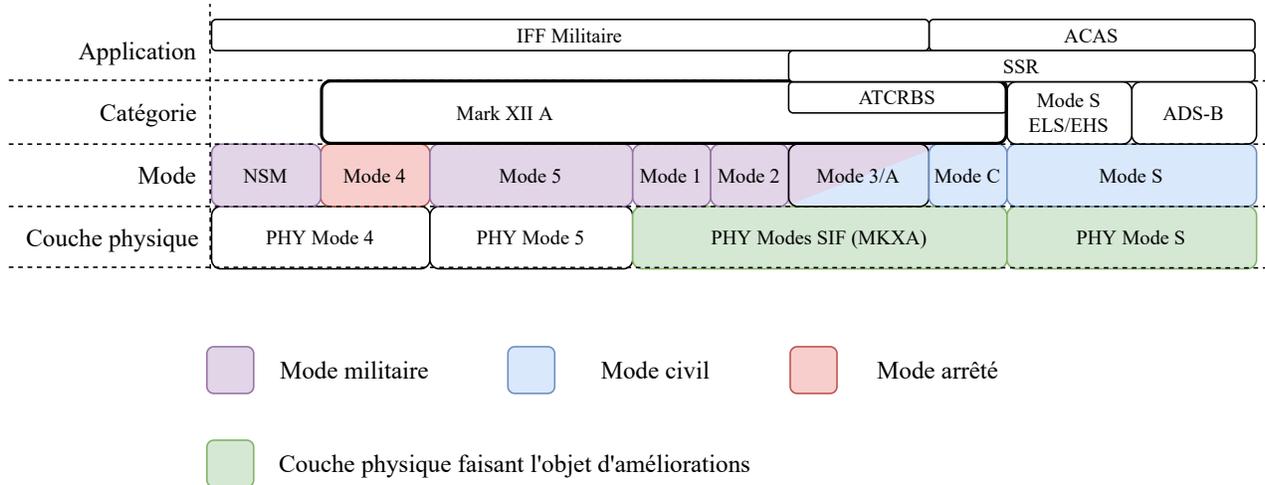


FIGURE 1.2 – Les modes IFF.

- l'identifiant de plateforme (Mode 2)
- l'identifiant de vol (Mode 3/A), aussi appelé "*Squawk*" dans le domaine civil.
- l'altitude de vol (Mode C) avec une résolution de 100 pieds, issue de son altimètre.

Ils utilisent des formes d'ondes très simples constituées d'un train d'impulsions espacées de silences, codant l'information binaire par leur simple présence (Return-to-Zero On-Off Keying). Étant donné que la quantité d'information transportée est très limitée (jusqu'à 14 bits), ils utilisent le principe des appels généraux et ne possèdent pas de détection ou correction d'erreurs binaires. Pour augmenter la probabilité de bon décodage, l'interrogateur effectue entre 4 à 6 interrogations d'affilée et les corrèle entre elles.

Le Mode C permet notamment de localiser un aéronef. En effet, étant donné que le répondeur émet sa réponse au bout d'un intervalle de temps bien défini, le calcul de la distance par rapport à l'interrogateur est possible grâce à la connaissance du temps de propagation. Son altitude est dans les données renvoyées et son azimut peut-être connu grâce au système antenne.

Tous ces modes sont censés être remplacés par les modes 5 pour les militaires et S pour le domaine civil, mais la transition est lente donc leur support reste nécessaire.

1.1.2.2 Mode 4 et NSM

Ce mode datant des années 50 est chiffré et à usage militaire pour l'identification de cibles. Il n'est plus utilisé dans les pays de l'OTAN mais une version très proche appelée National Security Mode (NSM) est utilisée par certains autres pays. Il repose aussi sur des

impulsions dont le placement temporel dépend d'une fonction de chiffrement. Ici aussi, les appels généraux sont d'usage et il n'y a pas de détection / correction d'erreur binaire.

1.1.2.3 Mode 5

Remplaçant du Mode 4, le Mode 5 est récent et beaucoup plus robuste que le premier. Les formes d'ondes sont modulées en phase selon une modulation de type Minimal Shift Keying (MSK) et utilisent un étalement spectral dont la séquence d'étalement est chiffrée. Les données sont également chiffrées et un code correcteur d'erreurs est utilisé. Le principe des appels généraux est aussi utilisé mais l'étalement spectral permet d'orthogonaliser les réponses entre les différents utilisateurs et limite également la vulnérabilité aux interférences avec les autres modes. Dans certains contextes opérationnels, le principe des *squitters* est aussi utilisé.

1.1.2.4 Mode S

Le mode S (Sélectif) est le mode le plus récent dans le domaine civil. Il permet la communication d'informations plus élaborées que les modes SIF, mais surtout la sélection d'un aéronef particulier grâce au système d'adressage OACI. La forme d'onde est aussi un train d'impulsion, dont les positions codent l'information binaire. Par ailleurs, un codage canal par Code à Redondance Cyclique (CRC) est utilisé, ce qui permet de limiter les interrogations successives et donc les interférences. Dans ce mode, les trois principes de fonctionnement sont utilisés :

- Les appels généraux (*All-Call*) servent à identifier et positionner les aéronefs entrant dans la zone de surveillance de l'interrogateur. Dans la plupart des cas, un aéronef ayant déjà fait l'objet d'un appel général ne répondra plus à ceux émanant du même interrogateur, car ces derniers aussi possèdent un identifiant.
- Les appels sélectifs (*Roll-Call*), entrants dans le cadre du mode S ELS et EHS (Elementary / Enhanced Surveillance), permettent de récupérer des informations d'un aéronef en particulier. En effet, tous ceux situés dans le lobe principal de la fonction d'éclairement recevront l'interrogation mais seul celui dont l'adresse est contenue dans l'interrogation répondra. Cela permet une réduction notable de l'utilisation du canal.
- Les *squitters* entrent dans le cadre de l'Automatic Dependant Surveillance Broadcast (ADS-B) où l'aéronef émet périodiquement un *squitter* contenant généralement son adresse OACI, son nom et des éléments tels que la position issus de son système GPS. Ce protocole est notamment utilisé par des sites comme FlightRadar24 pour afficher la situation aérienne civile.

Dans le cadre de l'opération de l'ACAS, des interrogations / réponses entre aéronefs sont utilisées en Mode S et Mode C afin d'avoir des informations sur le trafic environnant et automatiquement négocier les manœuvres d'évitement dans des cas extrêmes. Dans sa version 2, le répondeur écoute aussi les squitters ADS-B (fonction ADS-B IN).

Le matériel utilisé pour propager et recevoir les ondes électromagnétiques revêt une certaine importance lorsqu'on veut modéliser mathématiquement les signaux reçus. La sous-section suivante ne s'intéresse qu'aux communications descendantes (réponses) s'effectuant sur la porteuse 1090 MHz.

1.1.3 Répondeur

Les répondeurs, ou transpondeurs, répondent à des exigences de performances définies par des normes, qui sont correctement atteinte dans le matériel actuel. Il n'y a donc pas d'amélioration de performance nécessaire de ce côté de la chaîne. Cependant, étant donné que les répondeurs sont des équipements embarqués et que les spécifications matérielles sont âgées, leurs exigences techniques sont en-deçà de ce qui est traditionnellement rencontré dans les communications numériques modernes. Ainsi, pour le mode S, un oscillateur local présentant une déviation de +/- 1 MHz est accepté. Cela correspond tout de même à 100% du débit symbole du mode S. Pour les modes SIF, la tolérance est de 3 MHz. Ces écarts occultent donc complètement les problématiques liée à l'effet Doppler, car il n'est que de 1,3 kHz pour un aéronef se déplaçant à Mach 1 dans l'axe du récepteur.

La puissance d'émission nominale du répondeur est de 500 W (57 dBm) mais il existe des cas en aviation civile où cette puissance peut être inférieure (125 W ou 250 W), mais nous considérons qu'elle est toujours de 500 W.

1.1.3.1 Répondeur à phase non-linéaire

Dans les modes SIF/S, les modulations utilisées sont dérivées de l'OOK et donc ne concernent que l'amplitude des signaux. Il n'y a alors pas d'exigence quant à la tenue de la phase au sein des réponses. En effet, lors de campagne de captures de signaux par radiologique au laboratoire IMS Bordeaux, des réponses Mode S présentant une phase n'étant pas seulement explicable par un simple décalage fréquentiel ont été observées. D'après une publication de Léonardi et al. [4], s'intéressant au fingerprinting des aéronefs par leur motif de phase, il estime que la proportion de répondeurs exhibant une phase non-linéaire au sein d'une réponse est de 75%. Il est à noter que toute influence du canal de transmission est éliminée par l'évaluation de la trajectoire de phase sur plusieurs signaux. La phase dite non-linéaire se traduit notamment par des phases aléatoires, à l'origine de chaque impulsion

de signal (voir figure 1.3), certainement due au type de matériel utilisé. En effet sur cette figure, 3 impulsions numérotées provenant d'une réponse Mode S synchronisée en fréquence sont affichées en temps (Voies I et Q) puis sur le plan complexe. Nous constatons que pour chacune d'entre elles, la phase reste constante à l'intérieur, mais sa valeur est aléatoire à chaque impulsion. Nous supposons que ce phénomène pourrait s'expliquer par le fait que les émetteurs allument et éteignent leur oscillateur local pour générer les signaux OOK, ce qui générerait une phase à l'origine aléatoire. D'autres motifs de phase ont aussi été relevés tels qu'une phase quadratique ou linéaire par morceaux. De façon générale, les avions possèdent une antenne omnidirectionnelle de polarisation verticale pour propager leurs réponses.

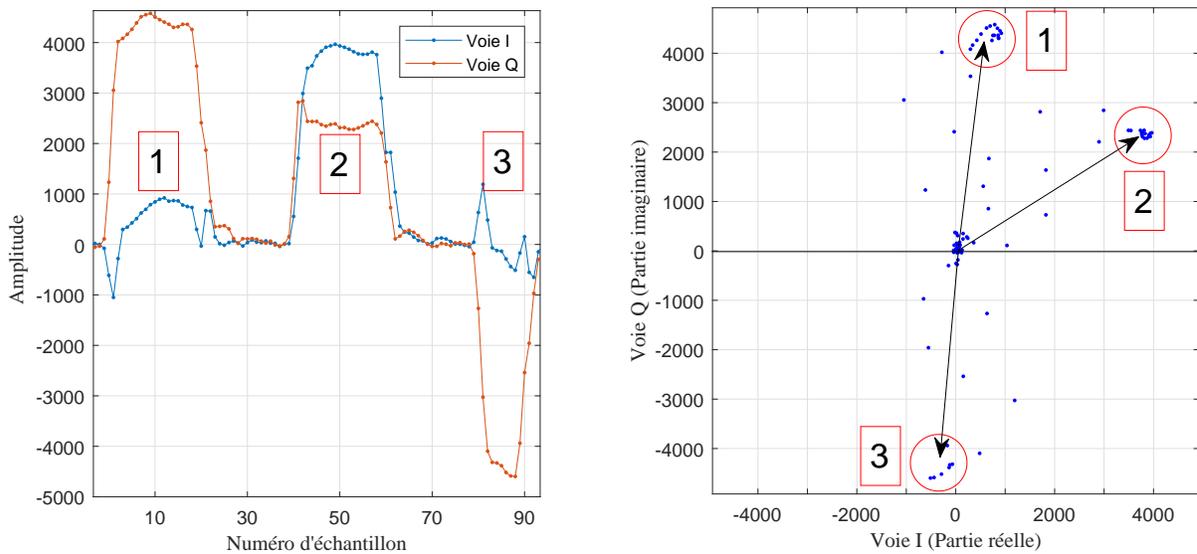


FIGURE 1.3 – Extrait d'une capture de 3 impulsions numérotées d'une réponse Mode S provenant d'un répondeur à phase non-linéaire, dont le décalage fréquentiel a été compensé. A gauche : le signal complexe dans le domaine temporel (Voies I et Q). A droite : les échantillons de l'intervalle représentés dans le plan complexe. Les échantillons correspondant aux impulsions sont entourés en rouge.

1.1.4 Interrogateur

L'interrogateur peut se décliner sous plusieurs formes possédant des systèmes antennaires sensiblement similaires mais des paliers de sensibilité différents. Un matériel courte portée plutôt destiné à la surveillance locale sera compact et possèdera une puissance de calcul limitée. Les matériels de surveillance longue portée, capables d'opérer dans des dynamiques de puissance de l'ordre de 80 dB sont généralement suppléés par d'imposantes antennes et des capacités de calcul conséquentes. Ils sont principalement installés sur des stations au sol ou

navales. Notons que des modules d'interrogation peuvent être embarqués à bord d'aéronefs pour la capacité ACAS.

A la suite d'une interrogation, il est nécessaire de ne récupérer que les signaux dans la direction de pointage de l'antenne. Or - hors conformation de faisceau électronique - il n'est pas possible de filtrer spatialement par le seul diagramme directionnel d'une antenne, car il comporte inévitablement des lobes secondaires (l'enveloppe du gain étant un sinus cardinal en fonction de l'angle). Ainsi, des réponses pouvant excéder la sensibilité du récepteur peuvent être reçues sur les lobes secondaires. Pour effectuer une discrimination en azimuth, l'interrogateur possède deux voies généralement formées analogiquement selon le principe du système monopulse, appelées Sigma / Delta ou bien Somme / Différence [5].

Cela consiste notamment à séparer l'antenne en deux éléments rayonnant équivalents directionnels. En effectuant la somme des deux, un diagramme encore plus étroit est formé dans la direction de pointage. En effectuant la différence, le gain est annulé dans la direction de pointage et se trouve au dessus du diagramme de somme ailleurs que dans le lobe principal de ce dernier, comme le montre la figure 1.4.

Ainsi, une comparaison de l'amplitude des signaux des deux voies est systématiquement opérée par la chaîne de réception en excluant les signaux plus fort sur la voie différence.

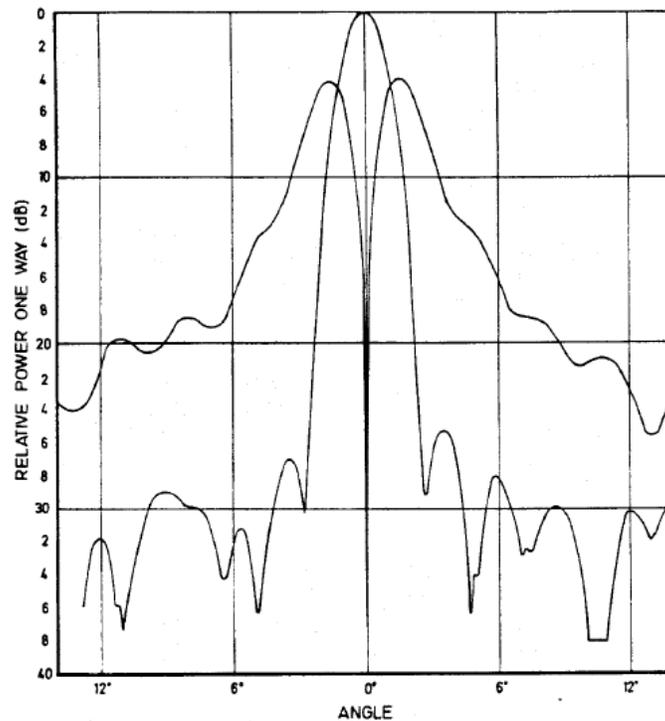


FIGURE 1.4 – Diagrammes de gain Sigma/Delta (extrait de [1])

Sachant que les modes SIF et Mode S sont présents depuis des décennies et n'utilisent que des modulations non-cohérentes, il n'est pas rare que l'étage radio-fréquence de l'interrogateur ne comporte pas d'élément permettant d'extraire l'enveloppe complexe. Il s'agit donc généralement d'une chaîne de réception hétérodyne avec un amplificateur de gain à compression logarithmique, afin d'utiliser une dynamique de Convertisseur Analogique Numérique (CAN) plus petite en garantissant un SNR constant pour les signaux de faible puissance. Impossible donc dans ce cas d'appliquer un quelconque traitement exploitant les propriétés d'additivité des signaux dans le domaine complexe. Toutefois, des équipements plus modernes disposent d'une chaîne de réception homodyne avec démodulation en bande de base, et échantillonnage en Phase / Quadrature de phase (IQ), tout en gardant une amplitude linéaire. Enfin, les normes imposent des cadres sur les performances minimales à tenir, mais des améliorations sont bienvenues sur ces matériels.

1.2 Problématiques du système IFF au niveau de l'interrogateur

Du point de vue de l'interrogateur, les principales problématiques de performance des systèmes IFF proviennent des interférences causées par les principes d'échange de données utilisés et la concurrence potentielle entre les interrogateurs. On peut distinguer différents types d'interférences, avec un vocabulaire spécifique au domaine :

- Le "*garbling*" ou "emmêlement de réponses" est un phénomène intrinsèque au principe de l'appel général. En effet, si deux aéronefs présents dans le lobe principal de la fonction d'éclairage de l'interrogateur ont des distances similaires par rapport à cet interrogateur, leurs réponses sont susceptibles de se superposer temporellement. Une corruption des bits est alors probable mais formellement indétectable pour les modes MKXA, car il sont dépourvus de codage canal. Généralement, des routines vérifiant la cohérence des niveaux de puissance ou la conformité des formes d'impulsions sont utilisées pour aider à leur détection. Ce n'est pas un problème en Mode 5 car les réponses sont orthogonalisées par leur séquence d'étalement.
- Les FRUIT (False Reply Unsynchronized In Time) sont des réponses non sollicitées par un interrogateur. Plus en détail, consécutivement à une interrogation, un interrogateur ouvre une fenêtre d'écoute, mais des réponses destinées à un autre interrogateur peuvent être reçues, faussant ainsi les informations. Les *squitters* font partie des FRUIT lorsqu'un interrogateur ne souhaite pas les recevoir. Le Mode 5 est très peu concerné par ce problème, là encore grâce à l'étalement spectral.

D'autres sources de réduction des performances sont à relever, dont notamment :

- Les répondeurs à phase non-linéaire dès lors que des algorithmes exploitant la phase des signaux pour le traitement numérique en réception sont utilisés.
- Le brouillage, généralement rencontré dans un contexte militaire. Il peut s'agir d'un brouilleur large bande diffusant un bruit pouvant être considéré comme gaussien sur la bande fréquentielle utilisée pour les communications. On peut aussi rencontrer un signal constitué de la seule porteuse non modulée ou bien des formes d'ondes intelligentes destinées à usurper la provenance des signaux ou d'attaquer par déni de service.
- Les multi-trajets, causés par la réflexion des ondes sur le relief, la mer ou des objets tels que les clôtures métalliques.

Maintenant que les problématiques sont posées, nous allons passer aux descriptions formelles des signaux faisant l'objet de la thèse.

1.3 Expressions mathématiques des signaux Mode S et Mode SIF

1.3.1 Mode S (Pulse Position Modulation)

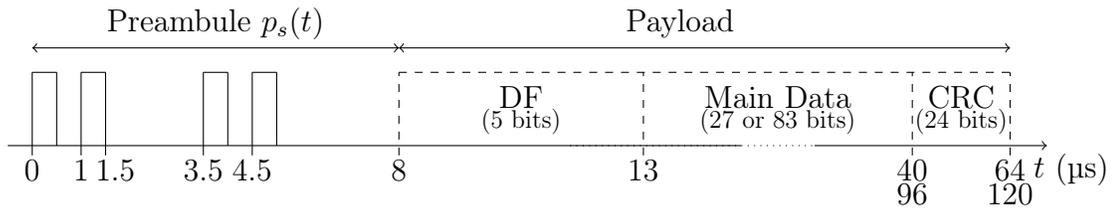


FIGURE 1.5 – Structure d'une réponse Mode S.

La modulation utilisée par le Mode S est la BPPM (Binary Pulse Position Modulation) ou 2-PPM. Cela consiste à coder les bits 0 et 1 par la position d'une impulsion (porte de durée $\frac{T_s}{2}$) à gauche ou à droite dans un intervalle de durée T_s . Les trames font $N = 112$ ou 56 bits, selon s'il s'agit d'une réponse respectivement longue ou courte. Les réponses à des appels généraux sont courtes car l'avion répond par son adresse OACI, tandis que les réponses à des appels sélectifs et les squitters sont généralement longues.

Les interprétations suivantes sont équivalentes :

- Codage des bits par un front montant (0) ou descendant (1)

- OOK (On-Off Keying) où un codage canal de Manchester aurait été appliqué sur les bits (en considérant des temps binaire et symbole divisés par 2)

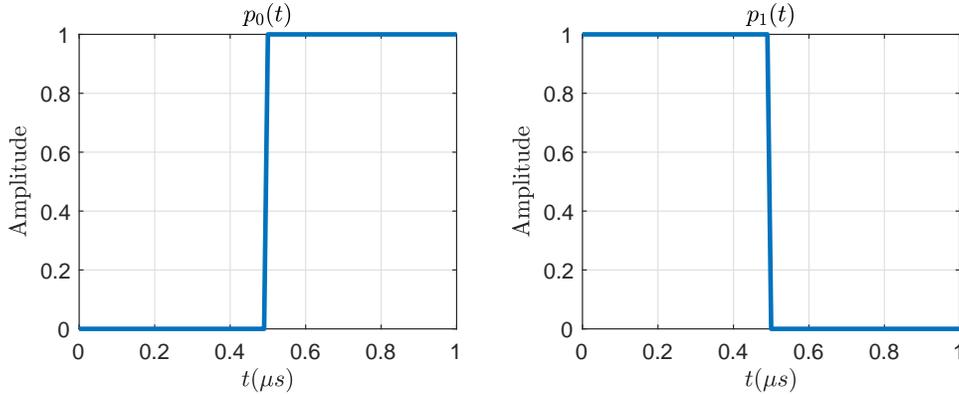


FIGURE 1.6 – Formes d’ondes $p_0(t)$ et $p_1(t)$ codant respectivement les bits 0 et 1 (de gauche à droite)

Soit la suite de bits $b_k \in \llbracket 0, 1 \rrbracket$. L’expression temporelle du signal en bande de base avec une amplitude unitaire pour un transpondeur à phase linéaire est :

$$s_l(t) = \sum_{k=0}^{N-1} p_{b_k}(t - kT_s) \quad (1.1)$$

Pour un transpondeur à phase non linéaire, l’expression devient alors :

$$s_l(t) = \sum_{k=0}^{N-1} p_{b_k}(t - kT_s) e^{j\phi_k} \quad (1.2)$$

Avec ϕ_k suivant une loi uniforme sur $[-\pi, \pi]$. Nous avons fait ce choix car selon [4], la sous-catégorie des phases aléatoires, c’est-à-dire ne présentant aucun motif discernable en cumulant plusieurs réponses, est majoritaire parmi les transpondeurs à phase non-linéaire.

Pour les calculs de taux d’erreurs, il est d’usage de s’intéresser à la métrique de l’énergie binaire E_b . Elle permet de renseigner sur la quantité d’énergie portée par un bit, en moyenne et donc d’établir des métriques de rapport signal sur bruit (SNR).

Si l’on considère que les bits sont équiprobables et en constatant que l’énergie du signal sur un temps symbole (ou binaire) est invariante par rapport au bit considéré, on obtient l’équation suivante :

$$E_b = E \left(\int_{T_s} |s_l(t)|^2 \right) = \frac{T_s}{2} \quad (1.3)$$

Ainsi, pour un signal Mode S d’amplitude A , on a $E_b = \frac{A^2 T_s}{2}$

Si on considère une définition du SNR comme étant le rapport entre la puissance de crête A^2 et la variance du bruit issu de la somme des voies I et Q, $\sigma^2 = \frac{N_0}{2}$ et du signal reçu, on peut l'exprimer de la façon suivante :

$$SNR|_{dB} = 10 \log_{10} \left(\frac{A^2}{\sigma^2} \right) = 10 \log_{10} \left(\frac{A^2}{N_0} \right) \quad (1.4)$$

En notant F le nombre d'échantillons par symbole, qui dépend directement de la fréquence d'échantillonnage F_e du récepteur par $F = F_e/10^6$, l'énergie moyenne reçu par bit échantillonné E_b se ré-exprime depuis (1.3) par :

$$E_b = E \left[\sum_{n=0}^{F-1} |As_l[n]|^2 \right] = \frac{A^2 F}{2} \quad (1.5)$$

Cela s'explique bien par le fait que sur un temps symbole, la puissance du signal est toujours concentrée sur la moitié du temps. Ainsi, la relation entre le SNR défini ci-dessus et $\frac{E_b}{N_0}$ est la suivante :

$$SNR|_{dB} = 10 \log_{10} \left(\frac{A^2 F}{2N_0} \frac{2}{F} \right) = 10 \log_{10} \left(\frac{E_b}{N_0} \right) - 10 \log_{10} \left(\frac{F}{2} \right) \quad (1.6)$$

Pour une fréquence d'échantillonnage de 20 MHz, la quantité $10 \log_{10} \left(\frac{F}{2} \right)$ vaut 10. Cette fréquence d'échantillonnage est classiquement rencontrée dans les équipements Thales, car il s'agit de la plus petite fréquence d'échantillonnage permettant de caractériser la longueur des impulsions Mode SIF (450 ns) et Mode S (500 ns), ce qui requiert une granularité de 50 ns.

En continuant dans les métriques utiles, la Densité Spectrale de Puissance (DSP) nous permet d'avoir une vision sur l'occupation spectrale du signal, en moyenne. Pour une réponse Mode S dont l'amplitude des pulses vaut A , sa DSP, dont le calcul est détaillé en Annexe 1.1.1, vaut :

$$\Gamma(f) = \frac{A^2 T_s}{4} \frac{\sin\left(\frac{\pi f T_s}{2}\right)^4}{\left(\frac{\pi f T_s}{2}\right)^2} + \frac{A^2}{4} \delta(f) \quad (1.7)$$

Comme décrit en figure 1.7, la DSP possède deux lobes principaux contenus dans un intervalle de 4 MHz, avec une raie représentant la composante continue.

Maintenant que les métriques relatives au Mode S sont établies, la sous-section suivante s'intéressera aux Mode SIF.

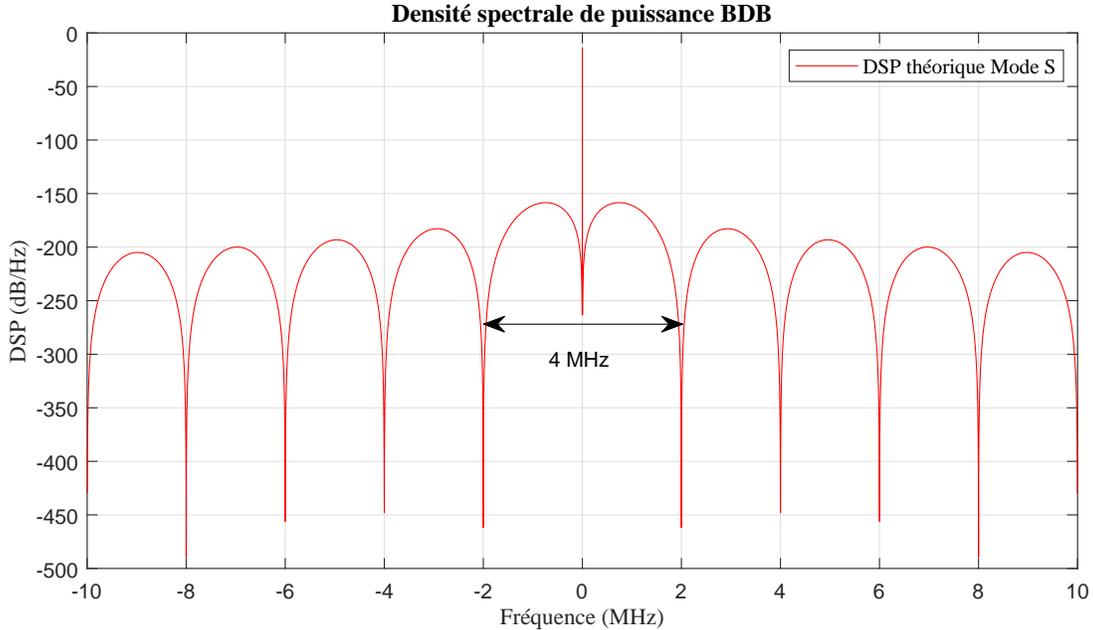


FIGURE 1.7 – Densité spectrale de puissance théorique du Mode S

1.3.2 Mode SIF (Return-to-Zero On-Off Keying)

Les Modes SIF (Mode 1, 2, 3, A, C) utilisent la modulation de type Return-to-Zero On-Off Keying (RZ-OOK). Cela consiste à coder les bits 0 et 1 par l'absence ou la présence d'une impulsion d'une durée de $T_{pSIF} = 450$ ns, obligatoirement suivie d'un silence de $1 \mu\text{s}$. Le temps symbole est donc $T_{SIF} = 1,45 \mu\text{s}$. Comme montré sur la figure 1.8, une réponse contient 14 bits, donc jusqu'à 14 impulsions, signalées par 2 impulsions d'encadrement (framing pulses) appelées F1 et F2.

Parmi les 14 bits, 2 sont rarement utilisés et sont nommés X et SPI . Le bit X est très peu utilisé, donc nous le considérerons comme inutilisé. Le bit SPI sert à mettre en évidence un aéronef sur l'écran d'un contrôleur aérien. Cette fonctionnalité est de moins en moins utilisée car il est possible d'envoyer cette information avec une réponse Mode S (champ dédié dans la payload). On le considère aussi à 0. Cela donne finalement une réponse d'une durée de $T_{rSIF} = 20,75 \mu\text{s}$.

Soit la suite de bits $b_k \in \llbracket 0, 1 \rrbracket$, avec $b_0 = b_{14} = 1$ et $b_7 = 0$. En notant $p(t)$ l'impulsion unitaire d'une réponse Mode SIF, affichée figure 1.9, l'expression temporelle du signal en bande de base avec une amplitude unitaire pour un répondeur à phase linéaire est :

$$s_l(t) = \sum_{k=0}^{14} b_k p(t - kT_{SIF}) \quad (1.8)$$

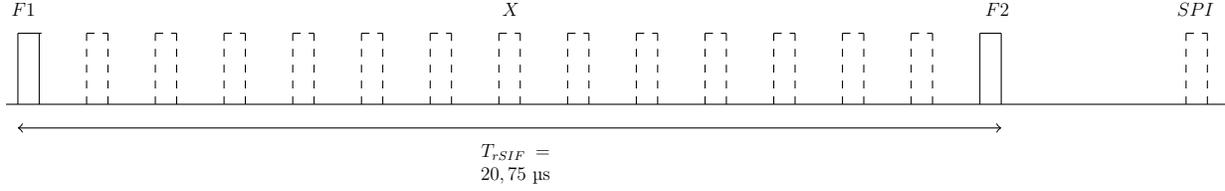


FIGURE 1.8 – Structure d’une réponse Mode SIF. Les impulsions d’encadrement $F1$ et $F2$ sont en trait plein. Les impulsions codant l’information sont en pointillés.

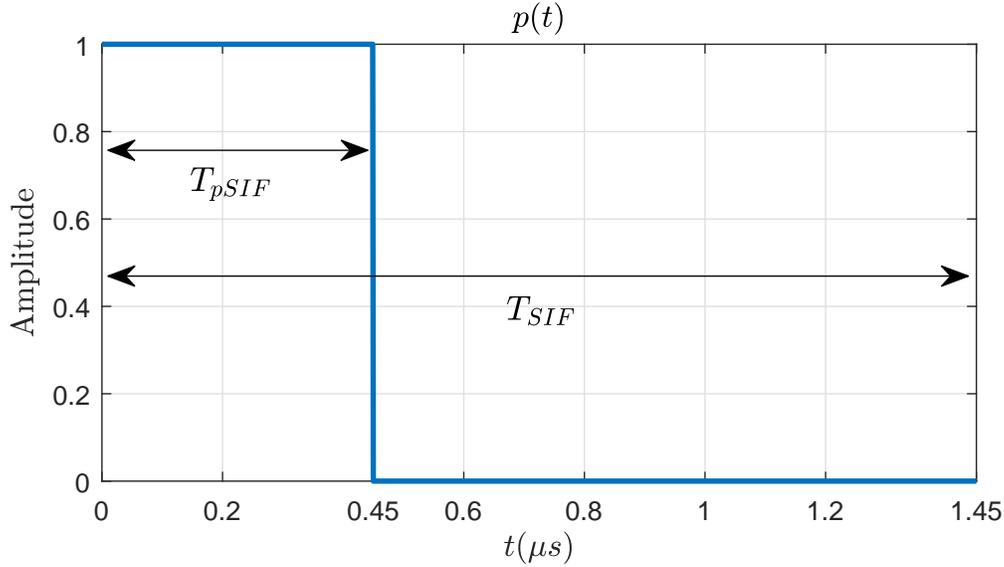


FIGURE 1.9 – Structure d’une impulsion $p(t)$ de réponse Mode SIF.

Pour un transpondeur à phase non linéaire, l’expression devient alors :

$$s_l(t) = \sum_{k=0}^{14} b_k p(t - kT_{SIF}) e^{j\phi_k} \quad (1.9)$$

Avec ϕ_k suivant une loi uniforme sur $[-\pi, \pi]$.

En ce qui concerne la métrique d’énergie binaire E_b , étant donné que les bits ne sont pas équiprobables au sein d’une réponse SIF ($F1$ et $F2$ à 1, X à 0), l’espérance des symboles vaut $m_a = 8/15$ et sa variance est exprimée par $\sigma_a^2 = 168/675 \approx 0,25$.

$$E_b = E \left(\int_{T_{SIF}} |s_l(t)|^2 dt \right) = \frac{8T_{pSIF}}{15} \quad (1.10)$$

Ainsi, pour un signal Mode SIF d’amplitude A , on a $E_b = \frac{8A^2 T_{pSIF}}{15}$.

En continuant sur la DSP prise pour une réponse Mode SIF d’amplitude A , d’après la formule de Bennett, elle s’exprime comme suit :

$$\Gamma(f) = A^2 T_{pSIF}^2 \frac{\sin(\pi f T_{pSIF})^2}{(\pi f T_{pSIF})^2} \left[\frac{m_a^2}{T_{SIF}^2} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \delta\left(f - \frac{k}{T_{SIF}}\right) + \frac{\sigma_a^2}{T_{SIF}} \right] \quad (1.11)$$

Comme le Mode S, son calcul est détaillé en Annexe 1.1.2.

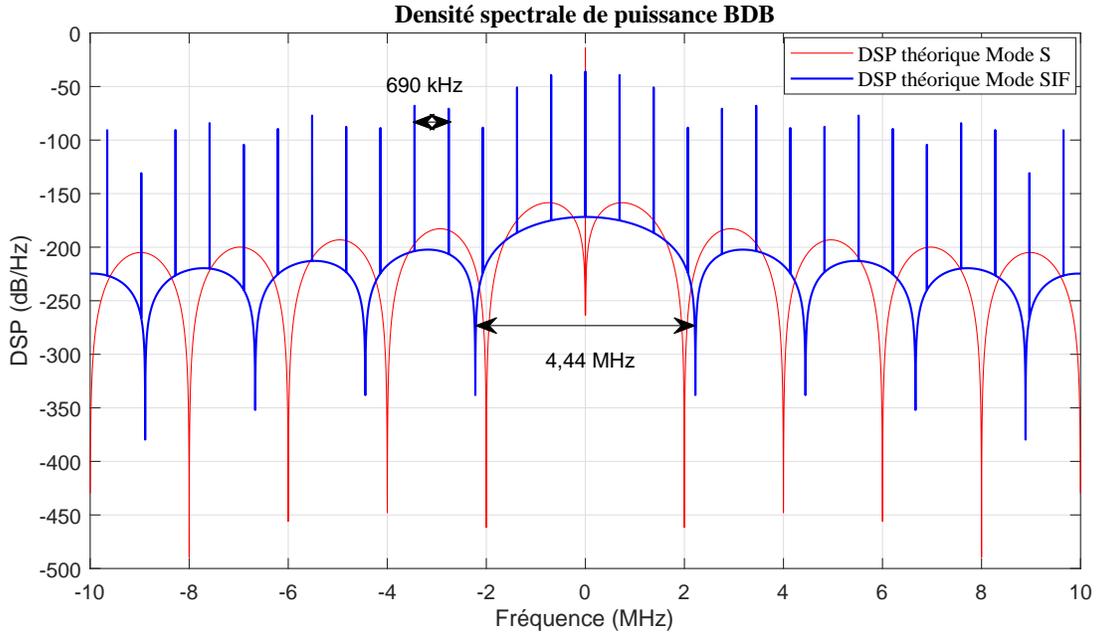


FIGURE 1.10 – Densités spectrales de puissance théorique du Mode S et des Modes SIF

On constate en figure 1.10 que la plupart de la puissance se concentre dans une bande de 4,44 MHz autour de la fréquence porteuse et la présence de raies espacées d'environ 690 kHz ($1/T_{SIF}$).

1.4 Modèle de réception

Les modèles de réception de signaux Mode S (ou Mode SIF) considérés dans cette partie ne s'appliquent que dans le cas de la voie antennaire unidirectionnelle Sigma (diagramme somme) ou bien omnidirectionnelle (appelée Oméga), si on considère la réception de squitters ADS-B.

1.4.1 Bilan de liaison

Les communications entre systèmes répondeurs et interrogateurs s'effectuent dans l'air et en champ libre, car les antennes sont en vue directe. On considère que le signal ne subit que l'atténuation en champ libre et le gain de l'antenne en réception. Il convient donc de

considérer les bilans de liaisons indépendamment pour chaque système d'antenne. Le bilan de liaison établi par les documents normatifs considèrent une Puissance Isotrope Rayonnée Équivalente $PIRE_{dBm} = 57$ dBm.

En considérant d la distance en mètre émetteur-récepteur, la puissance reçue en dBm sur un équipement derrière une antenne isotrope, telle qu'utilisée sur les récepteurs de squitters ADS-B, est donnée par [6] et suit un modèle simple d'atténuation en champ libre :

$$P_{iso}(d) = PIRE_{dBm} - L_{FSPL}(p) - L_c = PIRE_{dBm} - 10 \log_{10} \left[\left(\frac{4\pi df}{c} \right)^2 \right] - L_c \quad (1.12)$$

Où $f = 1090.10^6$ Hz est la fréquence de la porteuse, $c = 3.10^8$ m/s la vitesse de la lumière, $L_{FSPL}(p)$ l'atténuation en champ libre, et $L_c = 2$ dB les pertes de lignes de l'équipement de réception. En réarrangeant les termes de l'équation, cela donne :

$$P_{iso}(d) = 57 - 33,2 - 20 \log_{10}(d) - 2 = 21,75 - 20 \log_{10}(d) \quad (1.13)$$

Si toutefois, comme il est d'usage dans interrogateurs Mode S et SIF, on s'intéresse à une antenne monopulse typique [5] de 8,4 m d'envergure, nous considérons alors un lobe principal de $\theta_a = 2,4^\circ$ en azimut (ouverture angulaire à une atténuation de 3 dB de la fonction d'éclairement), ainsi qu'un gain uniforme en élévation à partir de la ligne d'horizon ($\theta_e = 90^\circ$). Le terme "monopulse" signifie qu'on peut effectuer l'estimation de l'angle d'arrivée de façon instantanée, généralement en moyennant temporellement le rapport des voies Sigma/Delta sur une durée impulsion, ce dernier étant directement lié à l'angle d'arrivée [1]. En utilisant une approximation rectangulaire d'ouverture des lobes, son gain absolu maximum par rapport à une antenne isotrope (unité : dBi) est exprimé par :

$$G_{dBi} = 10 \log_{10} \left(\frac{4\pi r^2}{r^2 \sin(\theta_a) \sin(\theta_e)} \right) \approx 24 \text{ dBi} \quad (1.14)$$

La puissance P_{mono} reçue à l'azimut de dépointage ψ devient alors :

$$P_{mono}(d, \psi) = P_{iso}(d) + G_{horizontal(dB)}(\psi) + G_{dBi} \quad (1.15)$$

$G_{horizontal(dB)}(\psi)$ est la fonction normalisée du diagramme de rayonnement de l'antenne, en fonction de l'azimut relatif au pointage de l'antenne. Elle est affichée en figure 1.11 et est exprimée par :

$$G_{horizontal(dB)}(\psi) = 20 \log_{10} \left\| 2 \sin(1,57 * \cos(\psi)) \cdot \left(\sum_{k=0}^{17} c_k \cos(5,2k \sin(\psi)) \right) \right\| - 60,73 \quad (1.16)$$

TABLEAU 1.1 – Coefficients c_k

k	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
c_k	0,82	1,63	1,60	1,55	1,48	1,40	1,31	1,20	1,08	0,97	0,85	0,73	0,62
k	13	14	15	16	17								
c_k	0,51	0,40	0,34	0,33	0,33								

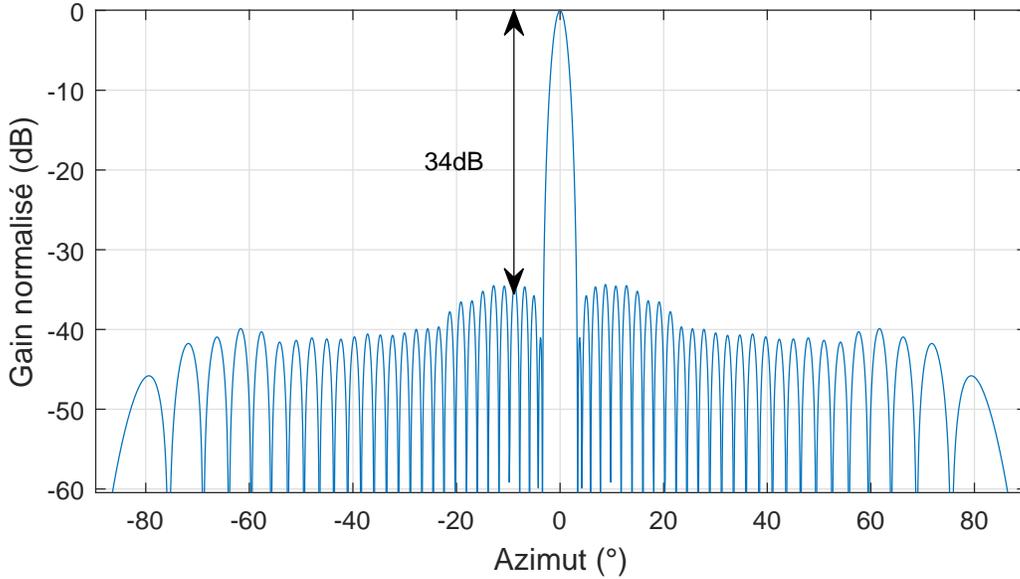


FIGURE 1.11 – Diagramme d'antenne de la voie Sigma d'une antenne monopulse typique.

On constate un écart de 34 dB avec le lobe secondaire ayant le plus fort gain. D'autres antennes existent, avec des dimensions plus petites et donc un lobe principal ayant une ouverture plus large (9°).

Maintenant que nous avons exprimé le bilan de liaison, nous passons aux modèles de réception utilisant ce dernier.

1.4.2 Réception sans interférences (AWGN)

Une réponse s_l reçue sans interférences et démodulée en bande de base n'est perturbé que par un bruit qualifié de blanc, Gaussien, complexe et circulaire $n(t) \sim \mathcal{N}_{\mathbf{C}}(0, \sigma^2)$ avec $\sigma^2 = \frac{N_0}{2}$ la densité spectrale bilatérale du bruit. On appelle communément ce modèle "AWGN" (Additive White Gaussian Noise), dont expression est la suivante :

$$y_l(t) = A s_l(t - \delta_t) e^{j2\pi\delta_f t} + n(t) \quad (1.17)$$

Où $A = \alpha e^{j\phi}$, le coefficient du canal, est un nombre complexe caractérisant la propagation

dans le canal, dont l'amplitude α est dictée par le bilan de liaison et la phase ϕ , uniformément distribuée sur $[0, 2\pi[$, modélise la phase à l'origine. δ_f est la fréquence résiduelle principalement due aux décalages entre les OL de l'émetteur et du récepteur. On considère qu'il suit loi uniforme dans $[-1,1]$ MHz pour une réponse Mode S et $[-3,3]$ MHz pour une réponse Mode SIF. δ_t est le décalage temporel, ϕ la phase à l'origine.

Sachant qu'une tolérance de 1 MHz [3] est autorisée sur la fréquence pour l'émission d'une réponse Mode S et 3 MHz pour une réponse SIF, une fréquence résiduelle et une phase à l'origine apparaissent à la réception après démodulation. $s_l(t)$ représente le signal émis précédemment exprimé, qui pourrait très bien être celui d'un répondeur linéaire ou non-linéaire en phase.

Dans les milieux où le trafic n'est pas dense, ce cas de réception est majoritaire car l'antenne Sigma concentre majoritairement son gain en réception dans la direction du répondeur, lui permettant de fortement atténuer une grande partie de ce qui est reçu sur d'autres azimuts. De plus, la probabilité d'avoir une superposition temporelle de signaux est faible.

1.4.3 Réception avec interférences

Ce modèle de réception reprend le modèle AWGN auquel viennent s'ajouter une somme de signaux L interférents I_k décalés en temps δ_{t_k} et en fréquences δ_{f_k} , avec des coefficients de canal A_k différents. Les interférences $I_k(t)$ peuvent être des réponses Mode S courtes / longues ou Mode SIF.

$$y_l(t) = A_s s_l(t - \delta_t) e^{j2\pi\delta_f t} + \sum_{k=1}^L A_k I_k(t - \delta_{t_k}) e^{j2\pi\delta_{f_k} t} + n(t) \quad (1.18)$$

1.4.4 Modèle général adopté

Le modèle général de réception est la caractérisation des grandeurs rencontrées dans le modèle de réception avec interférences car c'est le plus général. En effet, dans tous les cas de qualification de performance, on considèrera un signal d'intérêt (c'est-à-dire la réponse ou le squitter qui nous intéresse en tant qu'interrogateur ou équipement de réception de squitters ADS-B) reçu à un instant aléatoire, sur lequel viennent se superposer des interférences, toutes considérées par construction comme étant des FRUIT. Ce signal d'intérêt sera caractérisé par la distance qui sépare l'aéronef et l'interrogateur, qui nous donne par la suite l'amplitude reçue A_s , d'après le bilan de liaison.

Concernant les FRUIT, on considère les points suivants :

- Ils suivent un modèle d'accès au canal aléatoire (Random Access Channel - RAC). Cela se caractérise par des taux de FRUIT par seconde établis selon chaque Mode (S Court λ_{SC} , S Long λ_{SL} , SIF λ_{SIF}), qui servent de paramètres à des tirages de loi de Poisson donnant leur effectif respectif (N_{SC} , N_{SL} , N_{SIF}) pour un cas de réception donné. On constate alors que $N_{SC} + N_{SL} + N_{SIF} = L$.
- On considère la répartition spatiale de ces derniers comme étant uniforme. Cela se traduit par un tirage selon une loi uniforme de leur distance par rapport au récepteur. Il s'effectue dans l'intervalle $[0,1;555]$ kilomètres. 555 km correspond à 300 miles nautiques. La répartition angulaire est uniforme, sauf précision contraire.

En notant $s(t)$ le signal d'intérêt, ainsi que s_k^{SC} , s_l^{SL} , s_m^{SIF} respectivement un FRUIT Mode S Court indicé par k , un FRUIT Mode S Long indicé par l et un FRUIT Mode SIF indicé par m , on obtient l'équation du modèle de réception en bande de base :

$$y_l(t) = As(t - \delta_t)e^{j2\pi\delta_f t + j\phi} + \sum_{k=1}^{N_{SC}} A_i s_k^{SC}(t - \delta_k)e^{j2\pi f_k(t - \delta_k) + j\phi_k} + \sum_{l=1}^{N_{SL}} A_l s_l^{SL}(t - \delta_l)e^{j2\pi f_l(t - \delta_l) + j\phi_l} + \sum_{m=1}^{N_{SIF}} A_m s_m^{SIF}(t - \delta_j)e^{j2\pi f_m(t - \delta_m) + j\phi_m} + n(t)$$

Où :

- Toute notation en δ désigne un instant de commencement aléatoire,
- Toute notation en ϕ désigne une phase à l'origine aléatoire (uniformément tirée dans $[0, 2\pi]$),
- Toute notation en f désigne une fréquence aléatoirement prise dans $[-1,1]$ MHz pour f_k et f_l , ainsi que $[-3,3]$ MHz pour f_m ,
- Toute notation en A désigne une amplitude résultante du bilan de liaison d'un aéronef à une distance uniformément tirée comme précédemment précisé, ou bien peut être fixe pour certaines analyses de performances,
- $n(t)$ est le bruit précédemment caractérisé.

Des scénarios de FRUIT décrits par la norme DO-260B existent. On peut les résumer à des taux de FRUIT fixes par aéronefs, avec une variation apportée au nombre d'avions à moins de 555 km. Il sont décrits dans le tableau 1.2 ci-dessous :

LA 24k est un scénario dont les caractéristiques ont été déterminée à partir d'enregistrements aux alentours de l'aéroport international de Los-Angeles en 2007. LA-30k est un scénario prévisionnel. D'autres scénarios peuvent aussi être trouvés dans la norme européenne EUROCAE ED 129, ou bien pour des systèmes de réception placés sur des satellites [7].

TABLEAU 1.2 – Caractéristiques d’environnement

Environment	LA 24k	LA 30k
Nombre d’aéronefs	1000	1700
Taux de FRUIT Mode SIF	62110	105587
Taux de FRUIT Mode S Court	7210	12257
Taux de FRUIT Mode S Long	7210	12257

1.5 Récepteur avec détecteur d’enveloppe logarithmique

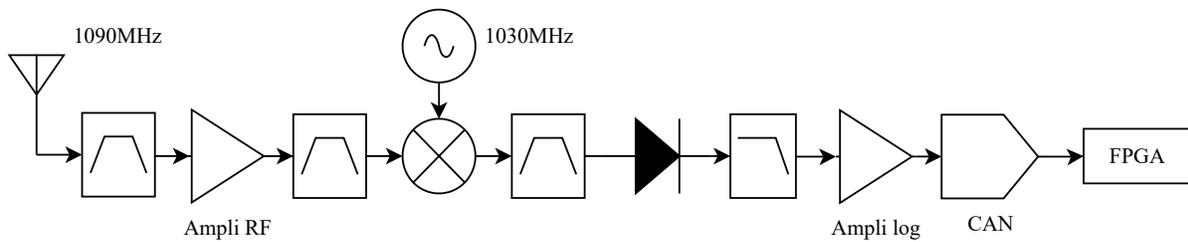


FIGURE 1.12 – Récepteur super-hétérodyne à amplification logarithmique

Étant donné que les réponses Mode S, Modes SIF ainsi que Mode 4 utilisent des modulations qui ne comportent pas de modulation de phase, des récepteurs possédant un étage Radio-Fréquence ne produisant qu’un signal d’amplitude en entrée du Convertisseur Analogique-Numérique (CAN) sont largement utilisés. De plus, pour des raisons historiques, étant donné que la dynamique des signaux est de 80dB et que les CAN possédaient une résolution limitée, une compression logarithmique du signal est généralement de rigueur.

Comme décrit en figure 1.12, pour produire un tel signal, un récepteur super-hétérodyne est utilisé. Ce nom indique que la détection d’enveloppe s’effectue sur une fréquence intermédiaire, étant de 60 MHz dans les équipements Thales. La détection d’enveloppe s’effectue grâce à une diode couplée à un filtre passe bas, puis amplifiée logarithmiquement. On appelle ce signal la "vidéo". Enfin, la vidéo est numérisé et envoyé à l’unité de traitement FPGA.

Étant donné que le signal subit des transformations non bijectives, il n’est pas possible de retrouver la linéarité du signal et donc d’effectuer des traitements numérique qui exploitent cette linéarité, à fortiori dans le domaine complexe.

Afin de reproduire ce modèle en simulation, on considère la génération de signaux IQ filtrés sur une bande de ± 10 MHz autour de la porteuse. En notant $y_l(t)$ le signal d’entrée filtré sur cette bande, la vidéo $v(t)$ est exprimée par la formule suivante :

$$v(t) = A \log_{10} (|y_i(t)|^2 + B) + C \quad (1.19)$$

A et C sont des constantes de mise-à-l'échelle, tandis que B sert à établir la tension minimale de sortie. B est généralement petit (proche du facteur de bruit).

Une fois injecté dans le FPGA, le signal subit plusieurs traitements de détection d'impulsions, puis ces dernières sont soumises à détection de paire F1-F2 pour les modes SIF et préambule pour le Mode S. Le bloc de décision binaire Mode S actuel implémenté dans les produits Thales est directement basé sur la "Baseline Multi-Sample Technique" du document normatif [6]. Aucune publication de la littérature scientifique n'a été divulguée ou trouvée en tant que référence. Le but premier affiché par le décodeur binaire est de pouvoir décoder correctement, même en présence d'impulsions de FRUIT Mode SIF, mais aussi de fournir une information pour le correcteur binaire.

1.6 Décision binaire Mode S en contexte AWGN

Cette partie concerne l'optimisation de la réception de signaux Mode S dans un contexte AWGN tel que décrit par l'équation (1.17). C'est un cas très courant dans un environnement avec une densité de FRUIT modérée (inférieure à 500 par seconde dans le lobe principal). L'intérêt de l'étude de ce cas réside dans l'utilisation d'un récepteur intelligent qui peut adapter son traitement en fonction du contexte afin d'effectuer un décodage optimal à la situation. Ainsi, une décision binaire basée sur le modèle AWGN qui ne renvoie pas de message valide après vérification/correction CRC peut laisser la main à une décision basée sur un modèle avec interférence. Il est à noter que les métriques classiquement utilisées lorsqu'on traite de la décision binaire sont les probabilités d'erreur binaire P_{eb} et paquet P_{ep} . On retiendra ici la probabilité d'erreur paquet qui s'exprime pour un paquet de N bits comme cela :

$$P_{ep} = 1 - (1 - P_{eb})^N \quad (1.20)$$

sachant que P_{eb} dépend de la stratégie de démodulation. Par ailleurs, la décision binaire est un bloc du système de réception, à associer avec le bloc de détection de préambule qui a sa propre probabilité de détection P_d . Ainsi, la probabilité de bonne réception P_r d'un signal Mode S s'exprime par :

$$P_r = P_d \times (1 - P_{ep}) \quad (1.21)$$

Ces grandeurs s'expriment généralement en fonction du rapport signal sur bruit $\frac{E_b}{N_0}$.

1.6.1 Décision par filtrage adapté IQ

Le filtrage adapté sur les voies IQ n'est possible que dans le cas d'un transpondeur linéaire en phase dont on a estimé et corrigé le décalage fréquentiel. Le signal considéré en (1.1) peut se ré-exprimer avec un filtrage de mise en forme $g(t) = 0,5(\mathbb{1}_{[0,T_s/2]} - \mathbb{1}_{[T_s/2,T_s]})$ visible figure 1.13 qui utilise l'information de front montant ou descendant. En effet, si on considère l'association de symboles $S_k = 2b_k - 1$, l'expression du signal de l'équation (1.1) d'un transpondeur linéaire en phase devient :

$$s_l(t) = \sum_{k=1}^N p_{b_k}(t - kT_s) = \sum_{k=1}^N S_k g(t - kT_s) + 0,5 \quad (1.22)$$

Le modèle AWGN modélise une réception en ligne de vue directe, en considérant que le signal reçu $y(t)$ est le résultat de la somme du signal envoyé atténué et déphasé, auquel s'ajoute le bruit des composants électronique du récepteur au signal reçu. On considère que le signal reçu est correctement synchronisé et d'amplitude unitaire, et que le bruit du récepteur $n(t)$ est blanc, gaussien, complexe et circulaire de variance $\sigma^2 = \frac{N_0}{2}$, où N_0 est la densité spectrale bi-latérale du bruit.

$$y(t) = s_l(t) + n(t) \quad (1.23)$$

On retrouve alors classiquement le filtrage adapté en réception $g^*(-t) = g(-t)$ donc la décision binaire s'opère sur la quantité suivante :

$$\begin{aligned} \hat{S}_k &= \Re \left[\sum_{n=kF}^{k(F+1)-1} y_n e^{-j2\pi\hat{\nu}_f n - j\hat{\phi}} g(nT_e - kT_s) \right] \\ &= \sum_{n=kF}^{k(F+1/2)-1} \Re \left(y_n e^{-j2\pi\hat{\nu}_f n - j\hat{\phi}} \right) - \sum_{n=k(F+1/2)}^{k(F+1)-1} \Re \left(y_n e^{-j2\pi\hat{\nu}_f n - j\hat{\phi}} \right) \end{aligned} \quad (1.24)$$

Où $\hat{\nu}$ est la fréquence de décalage estimée normalisée et $\hat{\phi}$ la phase à l'origine estimée.

L'estimation du bit \hat{b}_k s'effectue alors sur le signe de \hat{S}_k (0 si négatif, 1 si positif).

1.6.1.1 Probabilité d'Erreur Binaire

La probabilité d'erreur binaire vaut :

$$P_{eb} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(-\sqrt{\frac{E_b}{2N_0}} \right) \quad (1.25)$$

On remarque qu'elle est différente d'une BPSK classique car le filtrage en réception rejette la composante continue. Bien-sûr, cette probabilité fait l'hypothèse d'une synchronisation

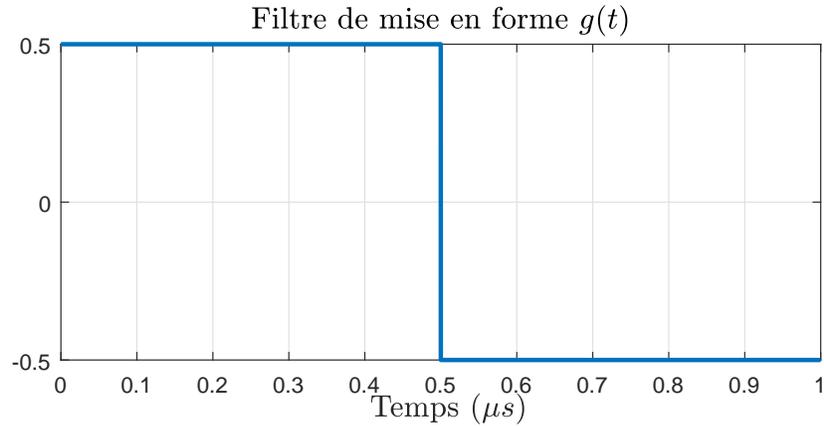


FIGURE 1.13 – Filtre de mise en forme $g(t)$

fréquentielle parfaite. A titre d'exemple, on peut voir sur la figure 1.14 qu'une erreur d'estimation de 1 kHz est suffisante pour causer une perte de sensibilité de 5 dB à $P_{ep} = 10^{-1}$.

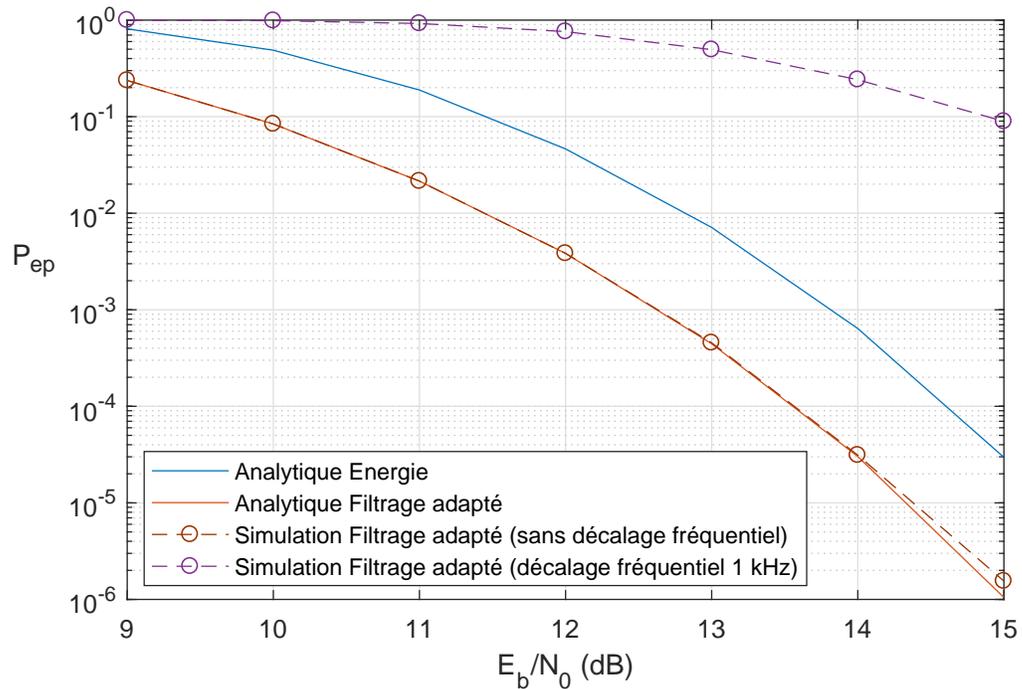


FIGURE 1.14 – Taux d'erreur paquet de la décision par filtrage adapté, sans et avec erreur d'estimation fréquentielle de 1 kHz et comparativement à la décision par comparaison d'énergie

1.6.2 Décision par comparaison d'énergie (ou sur amplitude)

Le récepteur à comparaison d'énergie est très répandu car il ne nécessite qu'un récepteur muni d'un détecteur d'enveloppe. Il s'agit d'un composant permettant de prendre le module au carré d'un signal. Il est constitué d'une diode recevant en entrée le signal non démodulé (ou démodulé sur une fréquence intermédiaire) avec un condensateur en dérivation pour lisser le signal [8]. On obtient alors un signal proportionnel au module carré du signal reçu. En considérant un signal $y_n = |y_n|^2 = |y_l(nT_e)|^2$ échantillonné au rythme T_e et synchronisé en temps avec F échantillons par symboles, l'expression du $k^{ième}$ symbole détecté est :

$$\hat{S}_k = \sum_{n=kF}^{k(F+1)-1} y_n p_1(nT_e - kT_s) - \sum_{n=kF}^{k(F+1)-1} y_n p_0(nT_e - kT_s) = \sum_{n=k(F+1/2)}^{k(F+1)-1} y_n - \sum_{n=kF}^{k(F+1/2)-1} y_n \quad (1.26)$$

Avec une décision binaire basée sur le signe du symbole (1 si positif, 0 sinon). On constate alors qu'il s'agit simplement de comparer l'énergie à gauche et à droite du symbole à estimer. Cette méthode présente une excellente immunité contre les décalages fréquentiels, en faisant l'hypothèse que les filtres placés dans les étages analogiques n'affectent pas de façon significative la DSP d'un signal Mode S décalé à la limite de norme (1 MHz).

1.6.2.1 Probabilité d'Erreur Binaire

La probabilité d'erreur binaire dépend de la bande B après filtrage passe-bande en réception et avant le passage dans le bloc module au carré. Elle vaut [9] :

$$P_{eb} = \frac{1}{2^{\frac{BT_s}{2}}} \exp\left(-\frac{E_b}{2N_0}\right) \sum_{i=0}^{\frac{BT_s}{2}-1} \frac{\left(\frac{E_b}{2N_0}\right)^i}{i!} \sum_{j=i}^{\frac{BT_s}{2}-1} \frac{1}{2^j} \binom{j + \frac{BT_s}{2} - 1}{j - i} \quad (1.27)$$

La bande optimale B est de 4 MHz car la majorité de la puissance du signal y est contenue. Si on la diminue, on perd trop d'énergie binaire, si on l'augmente, on capte trop de bruit. La borne inférieure visible en figure 1.15 de la probabilité d'erreur est alors :

$$P_{eb} = \frac{1}{4} \exp\left(-\frac{E_b}{2N_0}\right) \sum_{i=0}^1 \frac{\left(\frac{E_b}{2N_0}\right)^i}{i!} \sum_{j=i}^1 \frac{1}{2^j} \binom{j+1}{j-i} \quad (1.28)$$

1.6.3 Décision par corrélation IQ

Cette détection binaire est appelée par Proakis "Noncoherent Detection of Carrier Modulated Signals" [10]. Elle consiste à corréler les formes d'onde $p_0(t)$ et $p_1(t)$ au signal reçu

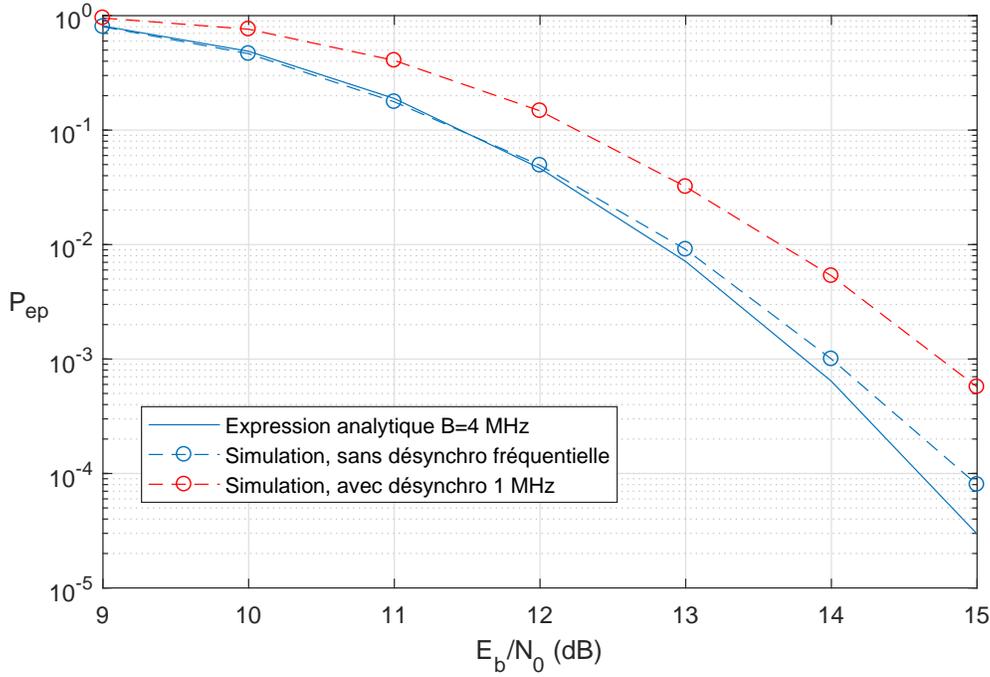


FIGURE 1.15 – Taux d’erreur paquet de la décision par comparaison d’énergie pour $B = 4$ MHz avec un filtre en cosinus sur-élevé avec un roll-off à 1, sans et avec désynchronisation fréquentielle

(possiblement corrigé en fréquence). L’avantage de cette technique est sa bonne tenue face aux erreurs d’estimation fréquentielle mais aussi son adaptabilité aux transpondeurs à phase non linéaire car l’action de corrélation élimine l’influence du terme de phase à l’origine de chaque pulse comme adopté dans l’équation (1.2). Concernant cette méthode, elle est équivalente à effectuer :

- Un filtrage préliminaire par une porte de largeur $T_s/2$ puis un passage sur la valeur absolue (similaire à [11]), un deuxième filtrage par $h(t) = \delta_{t+T_s/4} - \delta_{t-T_s/4}$ pour ensuite sous-échantillonner au rythme T_s
- Effectuer pour le décodage de chaque symbole la comparaison des modules des barycentres de chaque demi-temps symbole.

En effet, la procédure avec compensation fréquentielle conduit à l’expression du $k^{\text{ième}}$ symbole estimé suivante :

$$\begin{aligned} \hat{S}_k &= \left| \sum_{n=kF}^{k(F+1)-1} y_n e^{-j2\pi\hat{\nu}_f n} p_1(nT_e - kT_s) \right| - \left| \sum_{n=kF}^{k(F+1)-1} y_n e^{-j2\pi\hat{\nu}_f n} p_0(nT_e - kT_s) \right| \\ &= \left| \sum_{n=kF}^{k(F+1/2)-1} y_n e^{-j2\pi\hat{\nu}_f n} \right| - \left| \sum_{n=k(F+1/2)}^{k(F+1)-1} y_n e^{-j2\pi\hat{\nu}_f n} \right| \end{aligned} \quad (1.29)$$

De façon identique, la décision binaire se fait sur le signe de \hat{S}_k .

1.6.3.1 Probabilité d'Erreur Binaire

La probabilité d'erreur binaire ne dépend pas de la bande d'échantillonnage B et vaut [10] :

$$P_e = \frac{1}{2} \exp\left(-\frac{E_b}{2N_0}\right) \quad (1.30)$$

Cela situe le corrélateur IQ entre les performances du filtrage adapté et du comparateur d'énergie comme on peut le voir sur la figure 1.16.

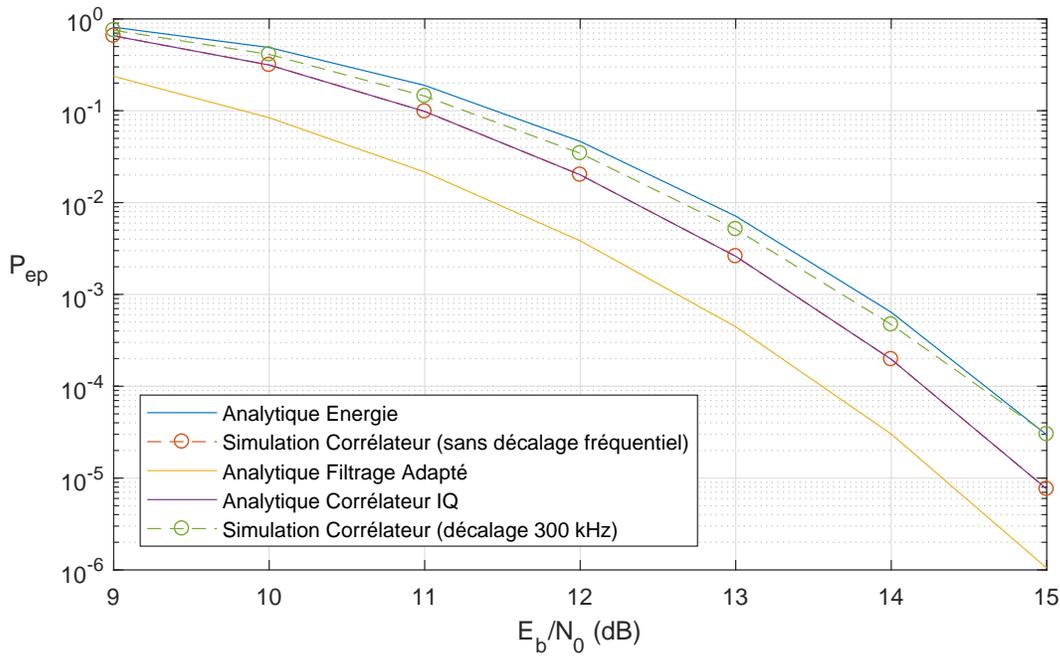


FIGURE 1.16 – Taux d'erreur paquet de la décision par corrélation, sans et avec erreur d'estimation fréquentielle, comparativement au filtrage adapté et à comparaison d'énergie

1.7 Conclusion

Ce chapitre a abordé les problématiques relatives aux systèmes IFF, dont on retiendra principalement les répondeurs présentant une phase non linéaire. Ces derniers compliquent le modèle mathématique de réception ainsi que les décodeurs binaires qui doivent être employés. Aussi, afin de prendre en compte l'aspect multi-utilisateur de l'IFF, nous avons opté pour un modèle général avec superposition des signaux, ainsi que tirages aléatoires des nombre d'interférents, placements temporels, fréquentiels, amplitude selon le bilan de liaison ou fixe pour

le besoin de certaines analyses de performance. Nous avons par ailleurs abordé les différentes métriques habituellement utilisées en communications numériques, telle que la caractérisation de l'énergie binaires des Modes S et SIF, ainsi que leur densité spectrale de puissance. Enfin, une présentation de divers blocs de décision binaires adaptés à la modulation binaire des signaux Mode S avec leurs taux d'erreurs associé en contexte AWGN a été effectuée.

Étant donné que le Mode 4 n'est plus proposé au sein de l'OTAN et que le Mode 5 possède par construction une immunité aux interférences, nous avons décidé de diriger les travaux de thèse vers l'amélioration des Modes SIF et le Mode S. Aussi, pour des problématiques de compatibilité, le système d'antenne retenu est monopulse (Sigma/Delta). Une rétro-compatibilité avec un récepteur à enveloppe logarithmique est souhaitable mais pas obligatoire, une chaîne IQ pouvant être envisagée.

Chapitre 2

Amélioration du récepteur Mode S

Sommaire

2.1	Introduction	35
2.1.1	Système antennaire	35
2.1.2	Détection des réponses Mode S	36
2.1.3	Décodage des réponses Mode S	36
2.1.4	Correction CRC binaire des réponses Mode S	37
2.2	Détection de préambule par intercorrélacion adaptable	38
2.3	Détection de réponses Mode S par pseudo-corrélacion	46
2.3.1	Démarche	46
2.3.2	Algorithme	53
2.4	Détection de préambule par méthode des noyaux	54
2.5	Comparatif des méthodes de détection de trames Mode S et conclusion	59
2.5.1	Métriques de performance	60
2.5.2	Résultats	60
2.5.3	Conclusion	63
2.6	Implémentation FPGA de la détection de préambules Mode S par méthode des noyaux	64
2.6.1	Adaptations à l'architecture FPGA	64
2.6.2	Architecture	65
2.6.3	Résultats de performance	65
2.7	Décodeur binaire Mode S par score de vraisemblance	66
2.7.1	Définitions	67
2.7.2	Expressions des vraisemblances	68
2.7.3	Résultats de performance	70

2.8	Correction CRC par confiance grise : (a,b)-algorithm	72
2.8.1	Rappels sur le code CRC du Mode S	72
2.8.2	Démarche	72
2.8.3	(a,b)-algorithm	72
2.8.4	Conclusion	74
2.9	Conclusion et perspectives	75

2.1 Introduction

Avant d'aborder les propositions d'améliorations du récepteur Mode S, il convient de rappeler le modèle retenu, à savoir comportant un système d'antennes Sigma/Delta mais aussi des signaux à phase non-linéaire. Ainsi, les publications se basant sur des réseaux d'antennes linéaires ou bien faisant l'hypothèse d'une phase linéaire revêtent un intérêt moins prononcé pour notre contexte. Toutefois, il conviendra de les mentionner pour aiguiller de possibles futures recherches utilisant ce système antennaire. Aussi, étant donné la similarité des formes d'ondes militaires et civiles, les travaux de recherche concernant les Modes IFF qui nous intéressent se retrouvent presque exclusivement dans les modes civils A et C pour le SIF.

Lorsqu'il s'agit de se documenter sur le SSR et ses problématiques, le livre "Secondary Surveillance Radar" [1] écrit par Stevens et publié en 1988 est une référence en la matière. Il recense les principes fondateurs du SSR avec les Mode A, C et S, que l'on peut étendre aux Modes SIF de l'IFF. Toutefois, aucune amélioration intéressante n'est à proposer car elles sont généralement déjà implémentées dans les produits à améliorer.

Justement, "améliorer" un récepteur IFF est un concept très généraliste, car les améliorations peuvent être apportées à différents niveaux de la chaîne.

Ce chapitre présentera tout d'abord les différents éléments du récepteur Mode S ainsi que de la littérature qui traite de ces derniers. Ensuite, trois algorithmes que nous avons développés afin de détecter et synchroniser des réponses Mode S et Squitters ADS-B sont présentés. Un algorithme de décodage binaire est aussi proposé pour finir avec un algorithme de correction CRC.

2.1.1 Système antennaire

Le système antennaire est le premier maillon de la chaîne de réception. Il consiste à former analogiquement ou numériquement une ou plusieurs voies de réception sur lesquelles les décodages sont engagés. Tout l'intérêt réside alors dans la façon dont sont formées les voies. La recherche récente dans le SSR est tournée vers l'utilisation de réseaux d'antennes linéaires, voire non-linéaires [12], notamment pour améliorer la réception des Squitters ADS-B, arrivant de toute direction à tout instant. En 2002, Petrochilos [13] publie sa thèse sur des algorithmes de séparations de signaux SSR sur réseau linéaire d'antennes, principalement dans le but de retrouver des Squitters ADS-B. Quelques améliorations des algorithmes proposés sont apportées par Zhang en 2017 [14] en exploitant notamment le critère de l'analyse en composantes disjointes (DCA) permettent aussi de décoder les Modes A/C.

En revenant à un système mono-antenne, c'est-à-dire en n'utilisant que l'antenne Sigma préalablement orientée, dans la réception de réponses ou bien dans un contexte d'antenne

omnidirectionnelle pour la réception de squitters ADS-B, quelques publications ressortent dont notamment celle de Piracci en 2007 [15] qui propose un algorithme de séparations de réponses Mode S sur une seule antenne, en exploitant la diversité fréquentielle. Néanmoins, l'hypothèse d'une phase linéaire est un point central de cette publication, les performances devenant peu intéressantes lors d'une phase non-linéaire. La publication est reprise par [16] en 2015, qui propose des résultats sur signaux réels à phase linéaire.

Enfin, Oudin [17] propose en 2005 l'exploitation d'un système monopulse de radar primaire en IQ afin d'éliminer une source d'interférence présente sur un lobe secondaire du diagramme d'antenne de Sigma.

2.1.2 Détection des réponses Mode S

Une fois que la ou les voies de réceptions sont formées, il convient de correctement détecter et synchroniser temporellement les signaux, dans le cas du Mode S. La norme DO-260B [6] propose une méthode de détection des fronts montants et descendants des impulsions constituant le préambule. Cette méthode est déjà implémentée et présente l'avantage d'être plus robuste aux interférences de type Mode SIF, car la durée et l'espacement des impulsions est telle que les fronts montant et descendant restent pour la plupart intacts en cas de superposition avec un seul FRUIT. C'est toutefois la plus mauvaise méthode quand il s'agit de trouver des améliorations à bas SNR.

Justement, à bas SNR, [11] propose un algorithme de détection exploitant la notion de "préambule étendu" pour les Squitters, car la forme d'onde des 5 premiers bits est invariable. D'autres méthodes peu probantes sont aussi proposées. Il y a donc un compromis entre interférences et bas SNR à trouver.

2.1.3 Décodage des réponses Mode S

Contrairement à ce qu'on pourrait penser, les algorithmes de décision binaire Mode S présentés dans le chapitre 1 ne sont généralement pas implémentés dans les produits IFF ou SSR. Cela est principalement dû au fait qu'ils ne sont pas destinés à offrir des performances suffisamment élevées en présence de FRUITs. Or, le Mode S a été introduit après les Modes SIF et donc se devait d'offrir une certaine compatibilité avec les Mode SIF. C'est pour cela que la norme [6] a suggéré un algorithme de décodage appelé "Multi-Sample Technique", qui utilise comme signal d'entrée la vidéo logarithmique. D'autres algorithmes sont proposés dans ce document, mais aucun ne présentait de performances supérieures à ce dernier donc nos comparaisons s'arrêteront à celui-ci. Il est à noter qu'il s'agit aussi de l'algorithme ac-

tuellement implémenté dans les produits Thales. Comme contributions dans la littérature, on pourra noter le travail de Galati [18], qui utilise une banque de 5 filtres juxtaposés de 3 MHz de large, générant 5 sous-chaînes IQ. Cela est fait pour exploiter la diversité fréquentielle des transpondeurs, qui malgré tout sont majoritairement présents dans le filtre centré sur la porteuse (85% d'entre eux dans une bande 400 kHz, toujours selon la même publication). Les gains sont donc limités. D'autres contributions du même auteur [19] utilisent aussi la diversité fréquentielle à travers des algorithmes de super-résolution tels que MUSIC ou Esprit. Le principe est alors de déterminer à quel transpondeur appartient telle-ou-telle impulsion, afin de pouvoir effectuer la décision binaire. En effet, la modulation PPM est avant tout une modulation de placement temporel des impulsions, donc savoir à un moment donné à qui appartient l'impulsion détectée permet de décider le bit associé. Toutefois, Esprit et MUSIC sont des algorithmes lourds et ayant besoin d'un nombre d'échantillons (et donc d'une fréquence d'échantillonnage) d'autant plus conséquent que les fréquences des transpondeurs sont proches. On dépasse alors la centaine de MHz, ce qui est peu applicable aux équipements qu'on veut améliorer.

2.1.4 Correction CRC binaire des réponses Mode S

Les réponses Mode S bénéficient d'un codage canal consistant à réserver 24 bits à la fin pour un contrôle de redondance cyclique (CRC). Il s'agit du reste de la division polynomiale des bits de données par un polynôme dit "générateur" défini par la norme. Le CRC est principalement dédié à la détection d'erreur, mais il est aussi possible de l'utiliser en tant que correcteur d'erreurs. En effet, selon les auteurs qui ont participé à l'élaboration du Mode S [20], il est possible de corriger des bursts d'erreurs. Un burst s'agit de bits erronés proches situés dans un intervalle de moins de 24 bits. En l'occurrence, il s'agit d'au maximum 12 bits contenus dans un intervalle de 24 bits. Pour tirer parti de cette propriété, l'algorithme "Conservative Technique" [6] est utilisé. Pour cela, chaque bit se voit attribué un niveau de confiance 0 ou 1. L'algorithme vérifie alors que les bits ayant une confiance nulle sont bien contenus dans un intervalle limité et tente d'inverser ces derniers en utilisant une méthode économique en ressource par fenêtre glissante, basée sur les propriétés du CRC. Cet algorithme est déjà implémenté dans les produits à améliorer. Néanmoins, d'autres méthodes toujours présentées dans la norme existent, telle que la force brute, qui consiste à tenter d'inverser au maximum N bits, dans le cas où le nombre de bits faux ne dépasse pas ce nombre. Enfin, il est à retenir que le taux de fausse correction, c'est-à-dire lorsqu'une routine de correction modifie le contenu reçu par une trame juste du point de vue du code, mais pas celle qui a été effectivement envoyée, ne doit pas dépasser 10^{-6} . La distance de Hamming du code valant 6, elle nous affirme que si le nombre de bits inversés ne dépasse pas 2, ce taux

est nul.

Maintenant que nous avons présenté les points améliorables du récepteur, nous allons passer à la proposition des algorithmes visant à l'améliorer. Nous précisons que 3 algorithmes de détection de réponses Mode S, 1 algorithme de décodage et 1 algorithme de correction ont été développés. Pour les algorithmes de détections, une section dédiée à un comparatif est proposée à la suite de leur présentation. Nos contributions sont alors décrites dans les sections suivantes.

2.2 Détection de préambule par intercorrélation adaptable

Cet algorithme de synchronisation temporelle a pour philosophie la recherche de l'échantillon de commencement d'un préambule dans le tampon d'échantillons en réception, afin de se synchroniser sur l'instant de départ de la payload. Il se base sur la publication de Ren et al. *A Novel Multi-Criteria Preamble Detection Algorithm for ADS-B Signals* [11]. Dans ce papier, Ren présente un algorithme de détection plus performant dans des zones de bas SNR que les algorithmes traditionnels de la DO-260B. Les problématiques d'interférences sont balayées dès l'introduction en faisant l'hypothèse d'un buffer déjà traité contre les interférences, soit par l'emploi d'une sectorisation spatiale ou par traitement numérique de blind beamforming¹. Cela revient à se placer dans la situation d'un système d'antennes Sigma-Delta où la sélectivité spatiale est effectuée mécaniquement.

Les cas où des sources seraient rapprochées spatialement ne sont donc pas traités, ce qui est le but des améliorations attendues dans la thèse.

Nous avons donc ici un algorithme permettant d'améliorer la probabilité de détection à des SNR bas qui seraient obtenus soit parce que la réponse est reçue avec une puissance trop faible, ou en cas de brouillage blanc gaussien. Cela se traduit in-fine par l'abaissement du seuil de SNR correspondant à une détection de 90 % des réponses, ce qui n'est pas l'objectif principal, car les signaux d'intérêt ont généralement un bon SNR (>13 dB) au sens du rapport de puissance moyenne prise dans un pulse du signal d'intérêt (SI).

Précisons aussi que si on considère un brouilleur émettant un bruit blanc gaussien, c'est-à-dire une source de bruit supplémentaire baissant artificiellement le SNR, le gain apporté par cet algorithme peut se justifier par rapport à celui de la norme.

Concrètement, l'algorithme est une succession d'étapes destinées à réduire le taux de fausse

1. Technique de traitement MIMO consistant à balayer numériquement tous les azimuts ou un/des intervalles sous condition d'avoir un *a priori* sur l'azimut attendu.

alarme au fur et à mesure qu'elles sont franchies. La probabilité de détection est aussi peu à peu diminuée.

Les blocs sont disposés comme l'indique la figure 2.1.

On remarque la présence d'un filtrage adapté constitué d'une porte de 500 ns. Nous appelleront par la suite cette grandeur "temps demi-symbole" qui aura un nombre L d'échantillons. (10 si on échantillonne à 20 MHz par exemple).

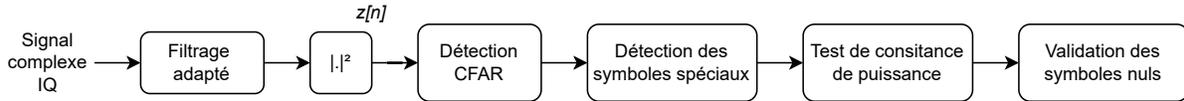


FIGURE 2.1 – Diagramme de l'algorithme

Nous l'avons vu, cette méthode a balayé dès le début les problématiques liées au FRUIT, ce qui peut-être une hypothèse tout-à-fait valide si on considère un système antennaire mono-pulse avec un lobe principal étroit pour la réception des réponses Mode S, mais qui est moins applicable à un récepteur de squitters ADS-B au sol, doté d'une antenne omnidirectionnelle. Pour ces raisons, nous avons décidé de reprendre et modifier cet algorithme pour qu'il puisse mieux se comporter dans des environnements interférés. A présent, nous allons décrire plus en détails les étapes de l'algorithme original de Ren ainsi que les éléments qui ont été modifiés pour constituer l'algorithme proposé.

2.2.0.1 Détection à taux de fausse alarme constant (Constant False Alarm Rate : CFAR)

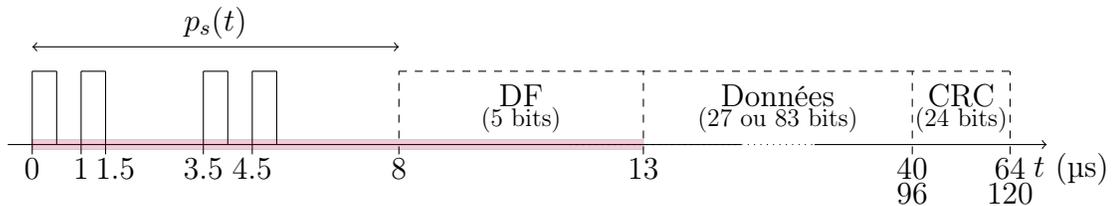


FIGURE 2.2 – Structure de la réponse Mode S / Squitter ADS-B. L'intervalle coloré représente l'intervalle maximum sur lequel on peut effectuer une intercorrélacion (motif connu du récepteur).

Cette étape effectue une première détection en effectuant l'inter-corrélacion entre le pré-ambule ainsi que les 5 premiers bits de la trame Mode S, appelés "champ DF" (voir figure

2.2), qui reste le même pour toutes les communications sous le protocole ADS-B. Nous parlerons par la suite de préambule étendu, car il est équivalent de considérer que le préambule standard et ce champ constituent en fait un véritable préambule.

Ce préambule étendu est très intéressant lorsqu'on veut améliorer la sensibilité dans un contexte AWGN, car on rajoute de fait de l'information. Toutefois, cela devient un inconvénient majeur lorsqu'on considère des interférences de type FRUIT, car la probabilité d'avoir au moins une impulsion de FRUIT présent sur le champ de préambule s'en retrouve augmentée. En effet, en considérant le modèle classique d'une distribution de Poisson à taux de FRUIT par seconde constant, le fait d'avoir un intervalle temporel plus grand pour le préambule augmente le risque de présence de FRUIT sur cet intervalle.

Cette probabilité de présence de FRUIT augmentée induit in fine une diminution de la probabilité de détection lorsque le rapport Signal/Interférence est suffisamment faible. C'est pour cette raison que nous introduisons le concept de longueur de corrélation adaptable. En effet, en la choisissant plus ou moins grande, on s'expose à plus ou moins d'interférence, mais aussi à une performance plus ou moins élevée dans un environnement sans FRUIT. Nous précisons qu'elle n'est pas *adaptive*, car elle ne varie pas dynamiquement, bien que cela pourrait être un sujet de développement futur.

A titre d'exemple, en considérant une distribution de Poisson pour le nombre de FRUIT

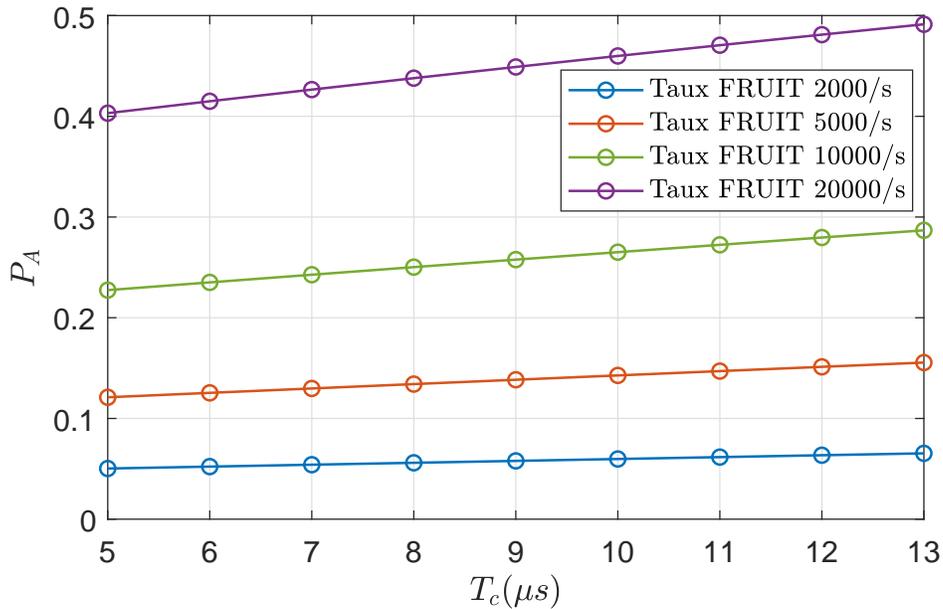


FIGURE 2.3 – Évolution de P_A en fonction de la longueur de corrélation T_c et avec différents taux de FRUIT Mode SIF.

Mode SIF de paramètre R FRUIT par seconde, la probabilité d’avoir au moins une impulsion sur un préambule sur lequel on effectue une inter-corrélation avec un motif une longueur de corrélation choisie T_c est donnée par :

$$P_A(R, T_c) = P(Y \geq 1) = 1 - e^{-R(T_{AC} + T_c)} \quad (2.1)$$

La figure 2.3 nous renseigne sur les valeurs de P_A en fonction de différents couples (R, T_c) . T_c est choisi entre 5 et 13 μ s. 5 μ s correspond aux 4 impulsions de préambule seules et 13 μ s les 4 impulsions, le silence et le champ DF.

Dans l’algorithme original, la détection s’effectue alors en considérant le seuil suivant :

$$\frac{c[k_0]}{\frac{1}{5} \sum_{i=1}^5 c[k_i]} \geq \lambda_c \quad (2.2)$$

avec $c[k_i]$ l’intercorrélacion prise à des instants fixes comme décrit sur la figure 2.4.

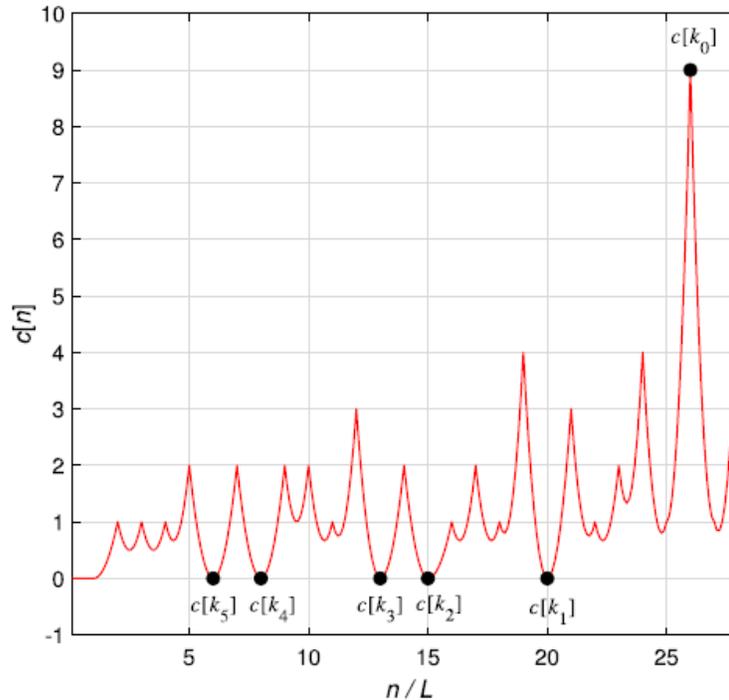


FIGURE 2.4 – Auto-corrélation décalée de 26 demi-temps symbole $c[n]$ du préambule étendu à amplitude égale à 1 (extrait de [8])

Nous remarquons sur la figure 2.4 que les auteurs ont exploité la présence de creux et d’un pic à des endroits précis de l’auto-corrélation, tirant donc parti de sa forme particulière. Nous notons par ailleurs le paramètre λ_c sur lequel on peut agir afin de contrôler la sensibilité

mais aussi le taux de fausse alarmes, dans un contexte AWGN. Sa valeur n'est pas normalisée et peut classiquement être prise à 8, selon les auteurs.

Enfin, il est à noter que la probabilité de détection de l'ensemble de la méthode est supérieurement bornée par la probabilité de détection de ce premier bloc.

Modifications apportées

Afin d'inclure le concept de longueur adaptable et de simplifier le processus tout en gardant les mêmes performances, nous avons décidé d'établir un seuillage direct sur une intercorrélacion normalisée, avec une version filtrée et tronquée du préambule (qu'on appellera séquence). Au départ nous exprimons la séquence utilisée en version non filtrée $p_u(t)$, dans le domaine temporel :

$$p_u(t) = \mathbb{1}_{[0, T_c]}(t) \times \left[p_s(t) + \sum_{k=0}^4 p_{b_k}(t - kT - T_p) \right] \quad (2.3)$$

On note $p_u[n] = p_u(nT_s)$ sa version échantillonnée. Ensuite, nous définissons $p_c[n] = (p_u * g_p)[n]$ en tant que version filtrée de $p_u[n]$, par $g_p[n]$, une porte de longueur 500 ns. Son allure temporelle est montrée en figure 2.5.

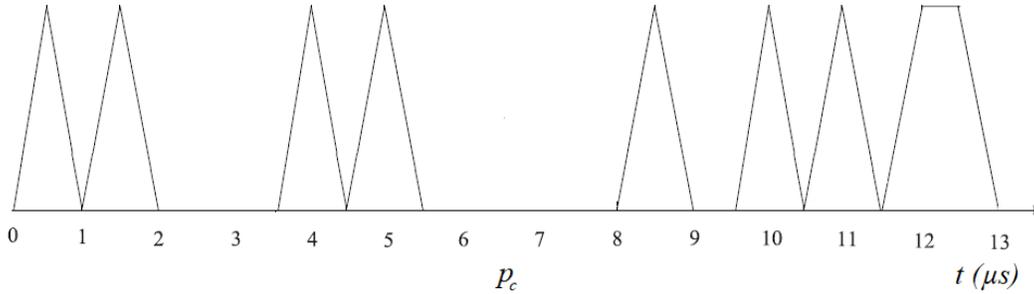


FIGURE 2.5 – Allure temporelle de $p_c[n]$.

En notant $N_c = \lfloor T_c/T_s \rfloor$ où $\lfloor \cdot \rfloor$ est la partie entière, l'intercorrélacion normalisée s'exprime par :

$$\rho[n] = \frac{\sum_{k=n}^{n+N_c-1} z[k] p_c[k-n]}{\sqrt{E_p \sum_{k=n}^{n+N_c-1} |z[k]|^2}} \quad (2.4)$$

Où E_p est l'énergie du préambule et $z[n] = |(y * g_p)[n]|^2$, avec $y[n]$ le signal reçu, comme défini dans le modèle de réception du chapitre 1.

Les instants de commencement estimés de préambule c_i sont ceux satisfaisant :

$$\forall i, \rho[c_i] \geq \lambda_n \quad (2.5)$$

où $0 < \lambda_n \leq 1$.

2.2.0.2 Détection des symboles spéciaux

Comme montré en figure 2.6, étant donné que le préambule étendu peut être considéré comme une collection de symboles issus de la modulation PPM Mode S avec 4 instants de silence X_i , leur décodage par corrélateur IQ est effectué. Cela est équivalent à la règle suivante :

$$b_j = \begin{cases} 0 & \text{si } z[c_i + n_j] - z[c_i + n_j + \lfloor L/2 \rfloor] < 0 \\ 1 & \text{sinon} \end{cases} \quad (2.6)$$

Modifications apportées

Contrairement à la méthode de Ren, nous décidons de ne pas décoder les bits du champ DF (à partir de la 8^{ième} microseconde), car ces derniers sont susceptibles d'être corrigés par une correction CRC, permettant au passage de récupérer certaine trames.

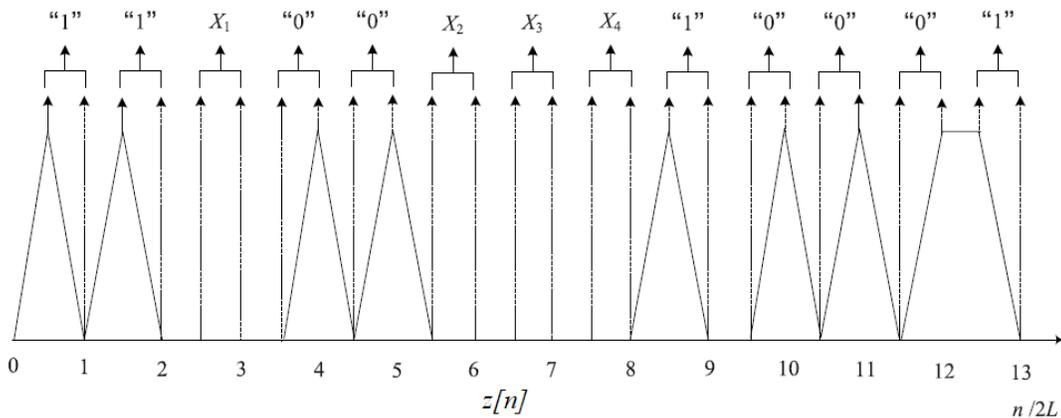


FIGURE 2.6 – Répartition des symboles spéciaux sur $z[n]$ (extrait de [8])

2.2.0.3 Test de consistance de puissance

Ce processus consiste à comparer les normes des demi-symboles spéciaux. On peut penser que ce bloc rejette les interférences car les amplitudes qu'elles induisent lors de faibles SIR ont un impact significatif sur le rapport mentionné précédemment. En notant v_{max} et v_{min}

les amplitudes moyennes des impulsions attendues dans le préambule candidat détecté par les précédentes étapes, le test est validé si :

$$\frac{v_{max}}{v_{min}} \leq \lambda_p \quad (2.7)$$

Ce palier paramétrable a une influence sur le taux de fausse alarme, car permet de limiter l'influence des FRUIT avec un SIR loin de 0 dB. Il est conseillé de choisir $\lambda_p \leq 4$, afin de se conformer aux recommandations de la norme DO-260B, qui conseille une variation inter-impulsion contenue dans ± 3 dB.

Modifications apportées

Contrairement à Ren, il faudra être vigilant à ne prendre que les impulsions qui sont strictement à l'intérieur de $[0, T_c]$.

2.2.0.4 Validation des symboles nuls

Cette étape consiste à vérifier l'absence d'énergie du signal dans des intervalles normalement situés entre les deux paires de pulses du préambule (2 μ s) puis entre la dernière paire et le début de la payload (3 μ s). Ils sont notés X_i sur la figure 2.6. Cela est effectué en prenant pour seuil la moitié de la moyenne des normes des symboles spéciaux. Si la norme d'un symbole est en dessous de ce seuil, il est supposé nul.

Il faut au moins deux symboles nuls aux emplacement corrects pour passer ce bloc.

Modifications apportées

Dans notre version, en notant N_l le nombre de symboles nuls strictement situés à l'intérieur de $[0, T_c]$, au moins $\lfloor \frac{N_l}{2} \rfloor + 1$ symboles nuls doivent être validés.

2.2.0.5 Influence des paramètres d'entrée

Pour évaluer l'influence des paramètres d'entrée, nous nous intéresserons au taux de bonne synchronisation, afin de prendre en compte la synchronisation temporelle correcte. Elle est prise avec une tolérance de 100 ns.

En notant $\hat{\delta}_t$ l'indice correspondant à la détection d'une trame reçue à l'échantillons d'indice δ_t , une bonne synchronisation est définie selon le critère suivant :

$$|\hat{\delta}_t - \delta_t| \leq F_c \cdot 10^{-7} \quad (2.8)$$

Une fausse alarme est définie selon le critère suivant :

$$|\hat{\delta}_t - \delta_t| > F_e \cdot 10^{-7} \quad (2.9)$$

où F_e est la fréquence d'échantillonnage. Ce critère permet de garantir au maximum une perte de 0,5 dB de sensibilité sur la probabilité de réception d'une trame, en considérant une décision binaire par corrélateur IQ.

On définit par ailleurs le Minimum Detectability Level (MDL) comme étant la valeur de rapport E_b/N_0 pour laquelle 99% de taux de bonne détection sont atteints. Nous précisons qu'il est à ne pas confondre avec le Minimum Decode Level [3], qui spécifie pour les Modes SIF la puissance reçue à laquelle le taux de décodage est de 90%.

La figure 2.7 présente l'évolution du MDL en fonction de λ_n et T_c , avec $\lambda = 8$ pour se conformer à la norme tout en gardant un taux de fausse alarme modéré. Seuls les points assurant un taux de fausse alarme inférieur à 10^{-3} sont affichés. Nous constatons qu'en prenant $T_c = 8 \mu\text{s}$, atteindre un MDL similaire requiert de mettre un seuil λ_n plus bas. Cela s'explique par le fait que l'instant de silence entre 5 et 8 μs après le début du préambule n'introduit pas d'énergie supplémentaire dans le numérateur de l'intercorrélation en équation 2.4.

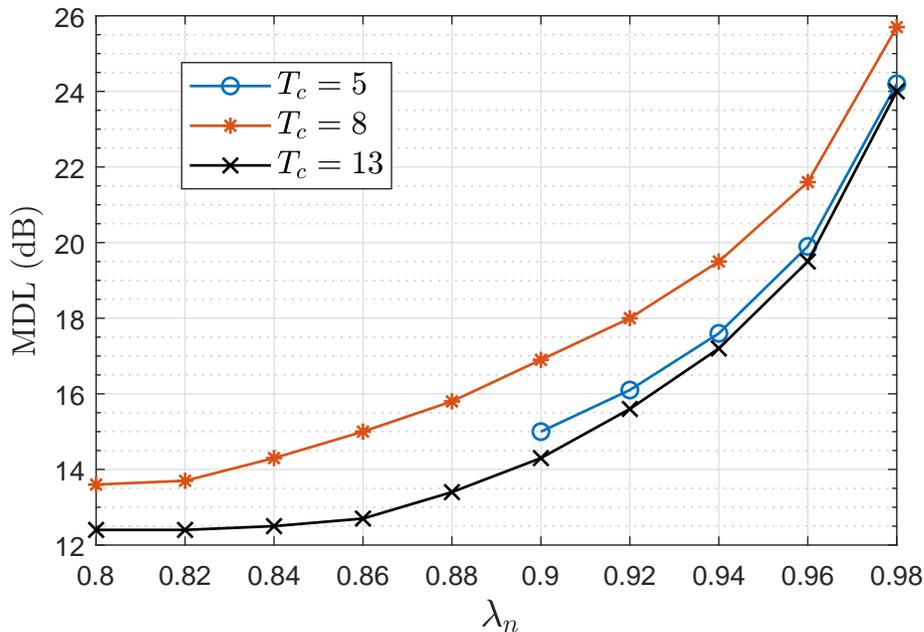


FIGURE 2.7 – Evolution du MDL en fonction de λ_n et T_c

Enfin, à titre indicatif, les MDL minimum atteignables avec différentes valeurs de T_c et algorithmes, tout en assurant un taux de fausse alarme de 10^{-3} pour tous sont présentés dans le tableau 3.1 :

TABLEAU 2.1 – MDL minimum atteignable

Algorithme	Intercorr. (T_c)			Ren [11]	DO-260B [6]
Taille de la séquence	5 μ s	8 μ s	13 μ s	13 μ s	5 μ s
MDL(dB)	15,0	13,6	12,4	14,1	22,7



 Notre contribution

Nous constatons que le meilleur MDL est atteint à 12,4 dB avec notre méthode en prenant $\lambda_n = 0,84$ et $T_c = 13 \mu$ s. Enfin, l'algorithme ayant les moins bonnes performances est celui de la norme, qui il repose uniquement sur une détection des fronts montants.

Des résultats plus complets de performance et les conclusions seront proposés dans une section dédiée à la suite de la description des 3 algorithmes de détection de trame Mode S.

2.3 Détection de réponses Mode S par pseudo-corrélation

La détection de réponses (ou paquets) Mode S est nécessaire afin de se synchroniser en temps sur celles-ci et engager le décodage. La méthode privilégiée est la détection du préambule précédant la payload (signal utile). Toutefois, des FRUITs SIF peuvent se superposer au préambule et réduire grandement la probabilité de détection de ce dernier, notamment en utilisant les méthodes classiques d'inter-corrélation. Néanmoins d'autres routines de détection existent, telles que la détection de fronts montants positionnés à des instants associés à un préambule, à l'image de la norme DO-260B.

Afin d'augmenter la probabilité de détection d'une réponse Mode S, il nous est apparu opportun de ne pas limiter la détection de cette dernière au seul préambule mais en exploitant les caractéristiques singulières des formes d'ondes 2PPM. En effet, nous montrons qu'il est possible de détecter une réponse Mode S indépendamment de son préambule et donc du fait que ce dernier soit interféré ou non.

2.3.1 Démarche

La démarche part du constat suivant : dans chaque symbole, qu'il code un 1 ou un 0, la différence d'énergie entre la partie gauche et droite du symbole est la même.

En l'absence de bruit et en considérant une fenêtre glissante d'une durée d'un temps symbole où on vient faire la différence entre l'énergie à gauche et à droite, on a une probabilité de 1 d'avoir cette différence maximale en valeur absolue lorsqu'on est aligné avec un symbole. Cela s'explique par les propriétés de la fonction d'auto-corrélation du filtre adapté.

Afin de placer des seuils de détection par la suite, il convient de normaliser cette différence absolue par la somme des énergies à gauche et à droite. La valeur est alors comprise entre 0 et 1.

On obtient alors le ratio d'énergie absolu $\Delta[n]$ pour une fenêtre commençant à l'échantillon n :

$$\Delta[n] = \left| \frac{E_g[n] - E_d[n]}{E_g[n] + E_d[n]} \right| = \left| \frac{\sum_{m=n}^{n+L/2-1} |y[m]|^2 - \sum_{m=n+L/2}^{n+L-1} |y[m]|^2}{\sum_{m=n}^{n+L/2-1} |y[m]|^2 + \sum_{m=n+L/2}^{n+L-1} |y[m]|^2} \right| \quad (2.10)$$

On rappelle que $L = T_s/T_e$ est le nombre d'échantillons par symbole (20 pour un CAN à 20MHz). C'est le nombre d'échantillons dans une fenêtre. Aussi, le choix de normaliser sur un temps symbole uniquement se justifie par le fait qu'un signal interférent (typiquement un FRUIT Mode SIF) significativement plus fort qu'une réponse Mode S en cours de détection ne possède par ce choix qu'un impact local aux symboles qu'il interfère. Dans le cas où une normalisation sur la totalité des 112 échantillons est effectué, le FRUIT aurait un impact sur toute la durée de la réponse, diminuant sa probabilité de détection.

Il y a d'autres cas de décalage où on peut avoir ce ratio à 1 mais la probabilité est strictement inférieure à 1, car les bits sont aléatoires, comme le montre la figure 2.8, où le terme de gauche au numérateur est en vert et le droit en rouge.

Pour s'affranchir de l'influence des cas de non alignement possédant des valeurs de Δ à 1 et faire ressortir les cas d'alignement avec le début de chaque symbole où on est sûr d'avoir 1, la démarche consiste à utiliser les résultats de N fenêtres adjacentes, N valant 56 ou 112 selon si on recherche des réponses Mode S courtes ou longues. On forme alors la grandeur issue du moyennage de N fenêtres Δ adjacentes :

$$\rho[n] = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \Delta[n + kL] \quad (2.11)$$

Par la suite, nous appellerons (2.11) "pseudo-corrélation" car il ne s'agit pas d'une inter-corrélation à proprement parler.

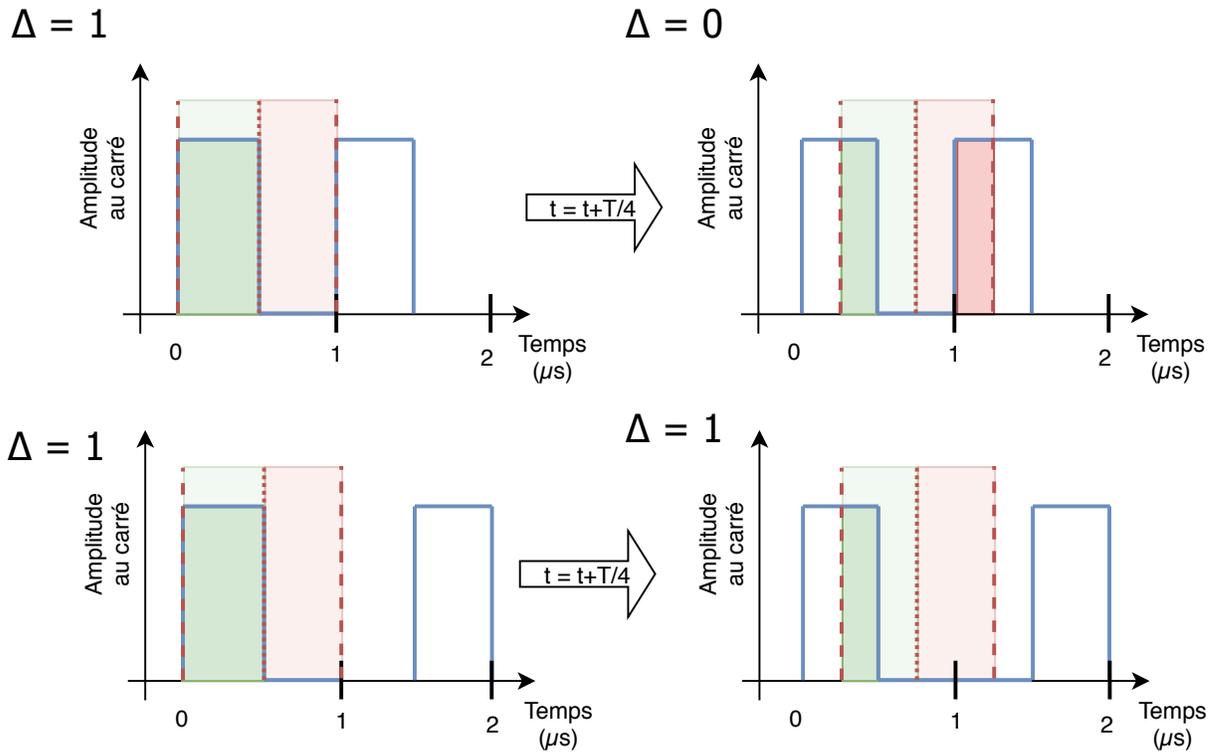


FIGURE 2.8 – Exemple de calculs de $\Delta[n]$ pour 2 des 4 différentes combinaisons de successions de 2 bits (ici 11 et 10, sans bruit), à 2 instants différents.

2.3.1.1 Cas sans FRUIT

Pour un signal Mode S court ($56 \mu\text{s}$) à fort SNR (30 dB), nous obtenons la figure 2.9. On constate alors une "montagne" de pseudo-corrélation large de $120 \mu\text{s}$ avec un maximum atteint sur l'échantillon de départ de la payload.

Les phases de montée et descente correspondent aux cas où quelques fenêtres ne possèdent que du bruit et du signal. Le maximum est atteint lorsque chaque fenêtre possède du signal et est alignée avec le début d'un symbole de la réponse courte.

L'estimation du décalage temporel s'effectue alors sur la maximisation de cette pseudo-corrélation :

$$\hat{\delta}_t = \underset{n}{\operatorname{argmax}} \rho[n] \quad (2.12)$$

Dans le cas AWGN, la synchronisation par inter-corrélation exhibe aussi de bons résultats même à des SNR bas avec moins de puissance calculatoire. Il n'est donc pas optimal d'employer cette nouvelle méthode en l'absence de FRUIT.

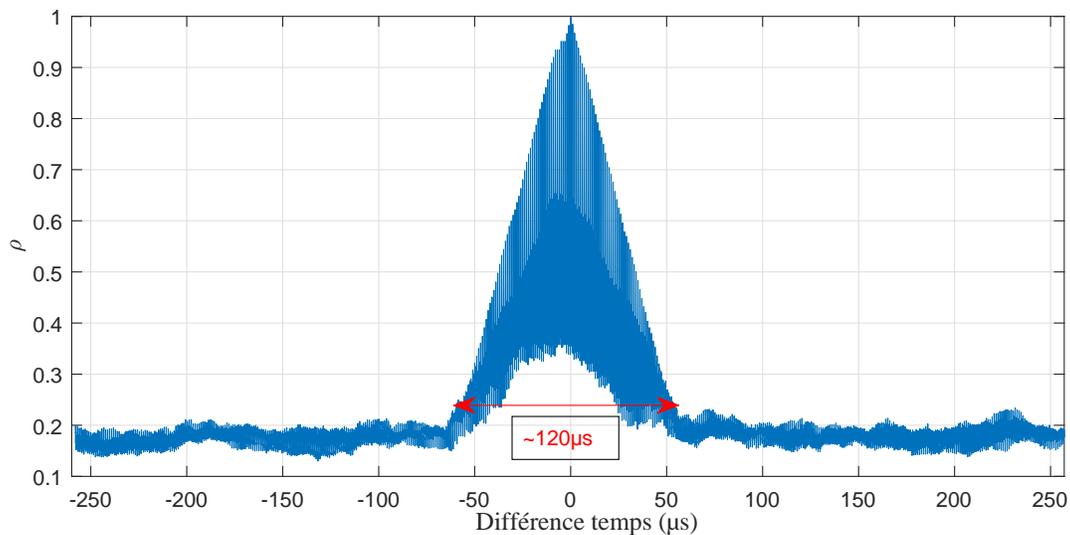


FIGURE 2.9 – Pseudo corrélation sur Mode S Court (SNR = 30 dB)

2.3.1.2 Cas avec FRUITs

Avec un taux de FRUIT de 10000 FRUITs/s (pour se conformer aux benchmark effectué par Thales), on peut obtenir une observation comme le montre la figure 2.10. On remarquera par ailleurs qu’il s’agit d’un signal vidéo présentant une compression logarithmique des amplitude, donc les effets d’addition des phases sont négligeables face au SIR de -30 dB. On constate aussi la présence d’une réponse Mode S interférée sur son préambule et donc une probabilité de détection par inter-corrélation très faible.

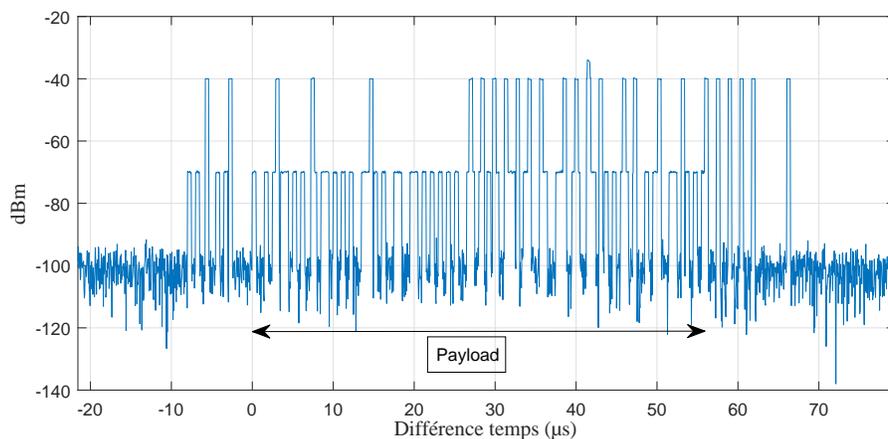


FIGURE 2.10 – Buffer de vidéo extrait (log-puissance). SNR = 30 dB, SIR = -30 dB, 10000 FRUITs/s

Par ailleurs, la pseudo-corrélation (vue en figure 2.11) obtenue dans ce cas est influencée par la présence de FRUIT. Des cas de fausse détection peuvent survenir dans une implé-

mentation temps-réel avec un seuil qu'il conviendra de fixer selon des probabilités de fausses alarme à calculer.

Vient donc une nouvelle étape de traitement afin de réduire cette probabilité. En effet, lorsqu'on s'intéresse de plus près à la pseudo-corrélation, un motif unique au Mode S que l'on voit figure 2.12 est constitué de sommets et de creux espacés de $\frac{T_s}{4}$. Il s'explique par le fait que lorsqu'on se décale de $\frac{T_s}{4}$ d'une synchronisation parfaite, une des fenêtres d'intégrations de $\Delta[n]$ possède du signal et du bruit (moitié-moitié), et l'autre que du signal ou bien que du bruit. Cela correspond à l'état où la différence d'énergie intégrée est la plus faible.

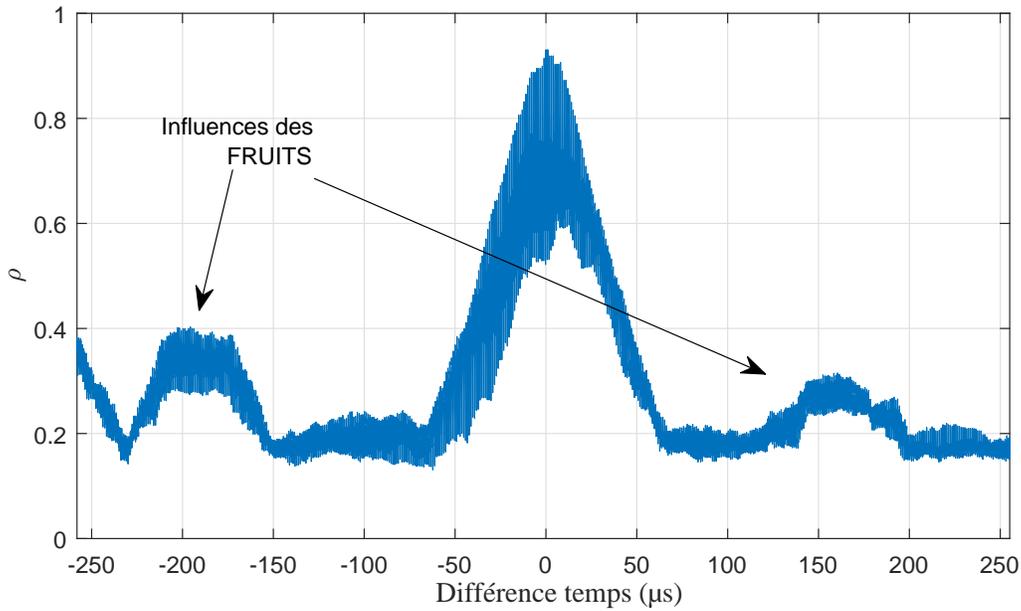


FIGURE 2.11 – Pseudo-corrélation. SNR = 30 dB, SIR = -30 dB, 10000 FRUITs/s

Par constatation empirique sur l'allure en moyenne de $\delta[n]$ autour de l'instant d'alignement avec une réponse Mode S, on peut tirer parti de cette forme avec le filtre suivant :

$$g[n] = \frac{1}{2} \left(-\delta \left[n - \frac{L}{4} \right] + 2\delta[n] - \delta \left[n + \frac{L}{4} \right] \right) \quad (2.13)$$

On a alors la pseudo-corrélation filtrée :

$$\lambda[n] = \rho[n] * g[n] \quad (2.14)$$

Cette pseudo-corrélation filtrée est vue sur la figure 2.13. On constate alors l'annulation des influences des FRUITs Mode SIF et donc la réduction de fausses alarmes en cas de seuillage.

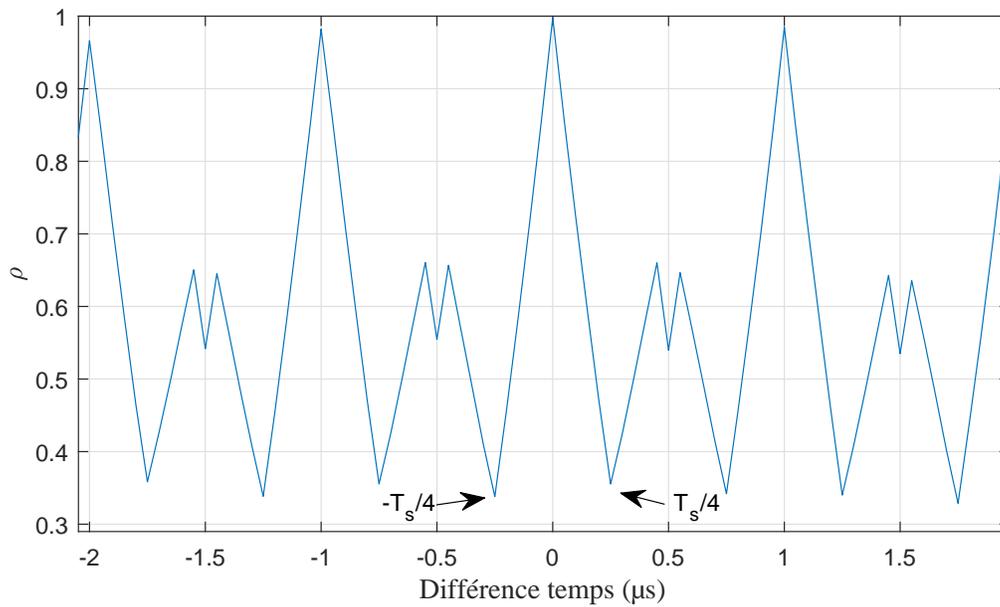


FIGURE 2.12 – Pseudo-correlation extraite autour du maximum

Néanmoins, l'erreur d'estimation de $\hat{\delta}_s$ est plus grande avec cette pseudo-correlation filtrée. Il est donc intéressant de l'utiliser uniquement pour une pré-détection avec seuillage (tel que proposé figure 2.14) puis de prendre l'argmax du maximum local de pseudo-correlation non filtrée pour l'estimation.

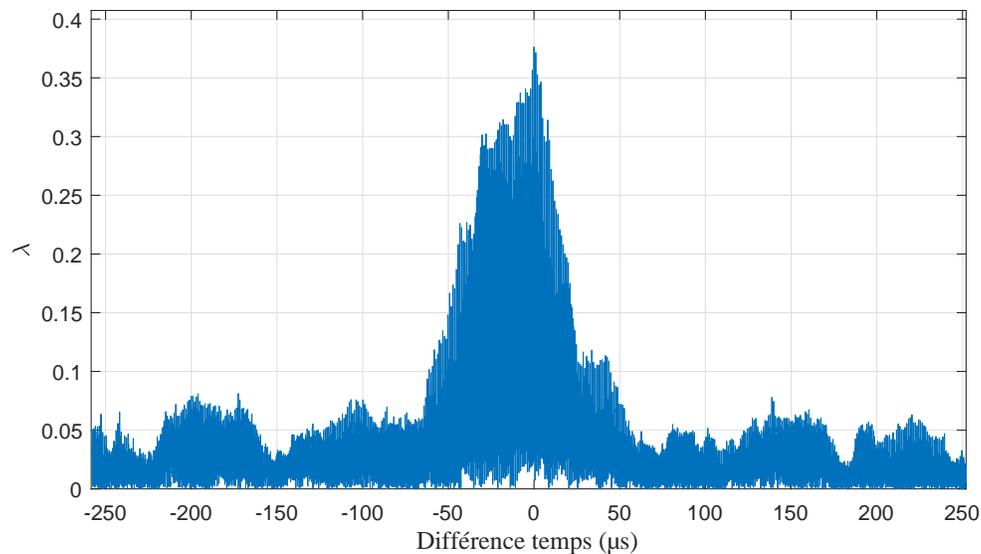


FIGURE 2.13 – Pseudo-correlation filtrée

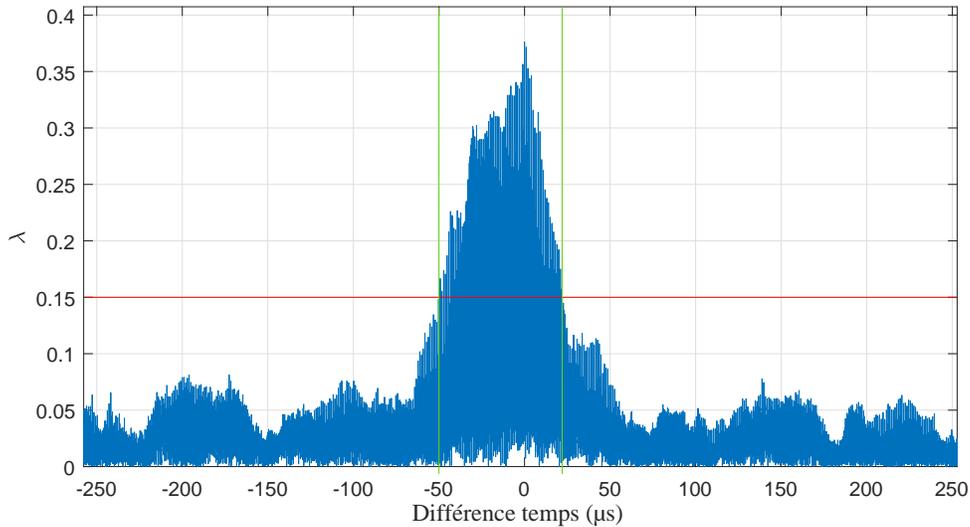


FIGURE 2.14 – Pseudo-corrélation filtrée et seuillée

Enfin, il est intéressant de pointer que l'utilisation d'un seul maximum local est source d'un taux de détection moins élevé car des réalisations du bruit ou des interférences peuvent avoir une influence notable. En effet, des valeurs très similaires sont retrouvées tous les T_s et le maximum peut se déplacer ailleurs que sur le vrai instant de commencement comme on peut le voir figure 2.15.

Pour contrer cet effet, un deuxième seuil correspondant à βm_{loc} où $\beta \in [0, 1]$ et m_{loc} est le maximum local, peut être mis en place afin de garder plusieurs argmax susceptibles d'être la vraie valeur de commencement.

2.3.2 Algorithme

Le schéma présenté sur la figure 2.16 résume l'implémentation de l'algorithme :

Il est possible de diminuer la charge de traitement en travaillant à un rythme d'échantillonnage inférieur (4 MHz) pour les blocs permettant de délimiter les intervalles, puis de raffiner l'échantillonnage à l'intérieur de ceux-ci.

Par ailleurs, dans le cadre de l'opération du Mode S avec deux longueurs de trames possibles, il est nécessaire d'exécuter en parallèle deux chaînes de pseudo-corrélation pour les réponses courtes et longues. Étant donné qu'une réponse, quelle que soit sa longueur, provoquera des dépassements de seuil dans les deux chaînes, mais avec un maximum local mal placé dans la chaîne non-adaptée. Cela implique une utilisation moyenne du décodeur 2 fois plus élevée, ce qui ouvre une piste d'amélioration future. Enfin, nous précisons que le MDL a une définition légèrement différente pour cet algorithme, car l'essence même de ce dernier est de créer plu-

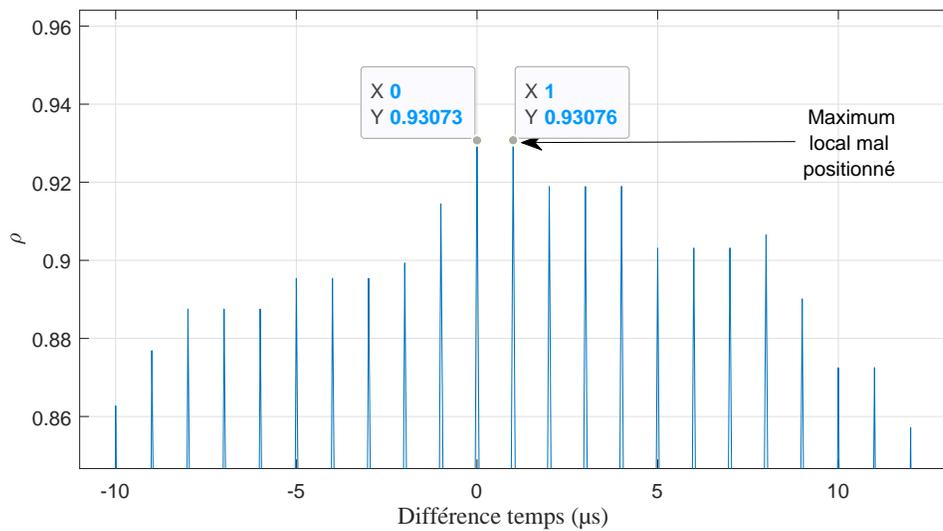


FIGURE 2.15 – Pseudo-corrélation extraite autour du maximum

siens indices potentiels sur lesquels sont engagés le décodage. Nous considérons alors qu’il y a une fausse alarme si un indice renvoyé par l’algorithme n’appartient pas à un groupe d’indices possédant une bonne détection. Le MDL correspondant à un taux de fausse alarme de 10^{-3} est de 7,6 dB, ce qui est le plus performant de tous les algorithmes présentés.

Nous allons maintenant passer à la description du dernier algorithme.

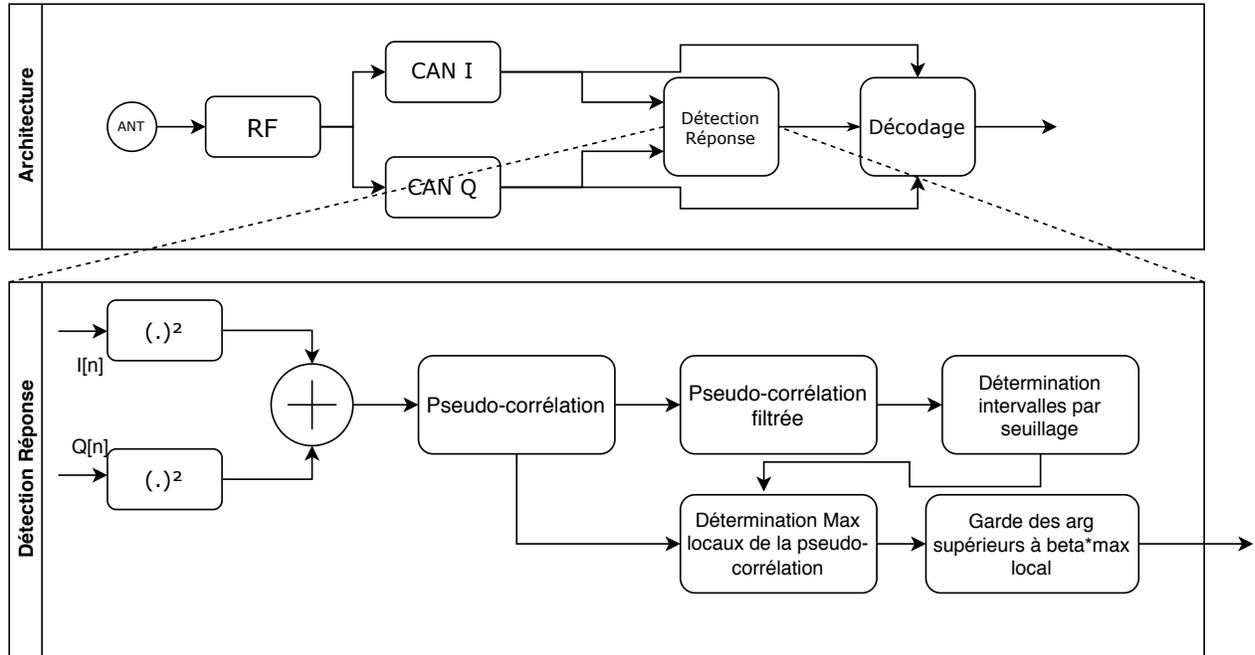


FIGURE 2.16 – Schéma algorithmique

2.4 Détection de préambule par méthode des noyaux

Les méthodes précédemment développées ou déployées ne sont adaptées qu'à des contextes particuliers. C'est-à-dire en contexte de bas SNR sans interférence ou bien en environnement de forte interférences à haut SNR. Une solution généraliste capable d'apporter des performances satisfaisantes dans un contexte de bas SNR et fortement interféré s'est rapidement révélée nécessaire.

La détection de préambule par méthode des noyaux tire parti du fait que les signaux IFF sont essentiellement OOK, avec des instants où le signal est émis en alternance avec des intervalles de silence. En effet, le rapport cyclique du Mode S est de 50%, contre au maximum 31% pour les modes SIF. Cette intermittence des signaux par leur nature impulsionnelle introduit un moyen de séparation dans le domaine temporel qu'il convient alors d'exploiter. Nous nous référeront à ce concept à travers le terme "séparabilité temporelle". Le préambule Mode S est composé d'impulsions de même amplitude, séparées par des intervalles de silence spécifiques dont le motif ne se retrouve ni dans la payload mode S, ni dans les réponses modes SIF. Il est possible de détecter une partie ou la totalité de ces impulsions lorsque celles-ci se trouvent dans les silences d'un signal interférent, même dans le cas où ce dernier possède une amplitude supérieure. Pour cela, cette méthode quantifie l'accumulation d'échantillons d'amplitude similaire sur 4 intervalles glissants dont les bornes correspondent à celles d'un

préambule Mode S.

Pour évaluer l'accumulation d'échantillons autour d'une même amplitude, il est d'usage de rechercher la présence de maximum locaux dans la densité de probabilité qui leur est associée. Cette dernière pourrait être estimée par un histogramme, tel qu'utilisé de façon routinière dans les outils d'estimation des caractéristiques de signaux impulsionnels sur les oscilloscopes [21]. Toutefois, les valeurs des maxima locaux sont fortement dépendantes de la taille et du placement des classes adoptés [22]. En effet, un signal bruité centré ayant une moyenne proche d'une valeur de séparation de classes sera moins bien représenté dans l'histogramme qu'un signal centré au milieu d'une classe car ses valeurs de population seront réparties dans au moins deux classes adjacentes.

Afin de contourner cette problématique, une estimation dérivée de la méthode des noyaux, ou Kernel Density Estimation (KDE) [23] a été choisie. Cette dernière peut être vue comme un histogramme "continu", sur lequel on s'affranchit de la contrainte des classes de population par l'introduction du concept de "kernel" ou "fonction noyau". Ces dernières, d'intégrale finie et généralement symétriques sont centrées sur l'amplitude de chacun des échantillons du signal dont on veut estimer la densité de probabilité, puis moyennées afin d'obtenir l'estimation. Il est possible d'agir sur la largeur des noyaux (paramètre de lissage), sachant qu'un compromis entre la résolution et la stabilité de l'estimation est à trouver.

Pour un signal numérique réel quelconque $x[n]$ dont on veut estimer la densité de probabilité ρ sur un intervalle discret \mathbf{t}_Σ d'indices d'échantillons, cela donne :

$$\gamma(n, y) = \frac{1}{|\mathbf{t}_\Sigma|} \sum_{i \in \mathbf{t}_\Sigma} K(y - x[n + i]) \quad (2.15)$$

Avec K étant le noyau choisi et son paramètre de lissage h . On retrouve généralement une gaussienne en tant que noyau, ce qui lui donne l'expression suivante :

$$K(y) = e^{-\frac{1}{2}\left(\frac{y}{h}\right)^2} \quad (2.16)$$

Aucune normalisation n'est appliquée, afin d'obtenir une fonction dont le maximum vaut 1. Cela rejoint le concept d'histogramme "continu", où on augmente traditionnellement de 1 le compteur d'une classe de population.

D'autres fonctions peuvent servir de noyau tel qu'une porte (noyau uniforme) :

$$K(y) = \begin{cases} 1 & \text{si } \left|\frac{y}{h}\right| < 1/2 \\ 0 & \text{sinon} \end{cases} \quad (2.17)$$

La figure 2.17 présente le principe de la KDE en utilisant des kernels gaussiens sur le signal vidéo (logarithme de l'amplitude). Chaque kernel est normalisé par le nombre total

de kernels. On constate que ce signal est principalement distribué autour de deux valeurs, typiquement une impulsion et le plancher de bruit qui la suit.

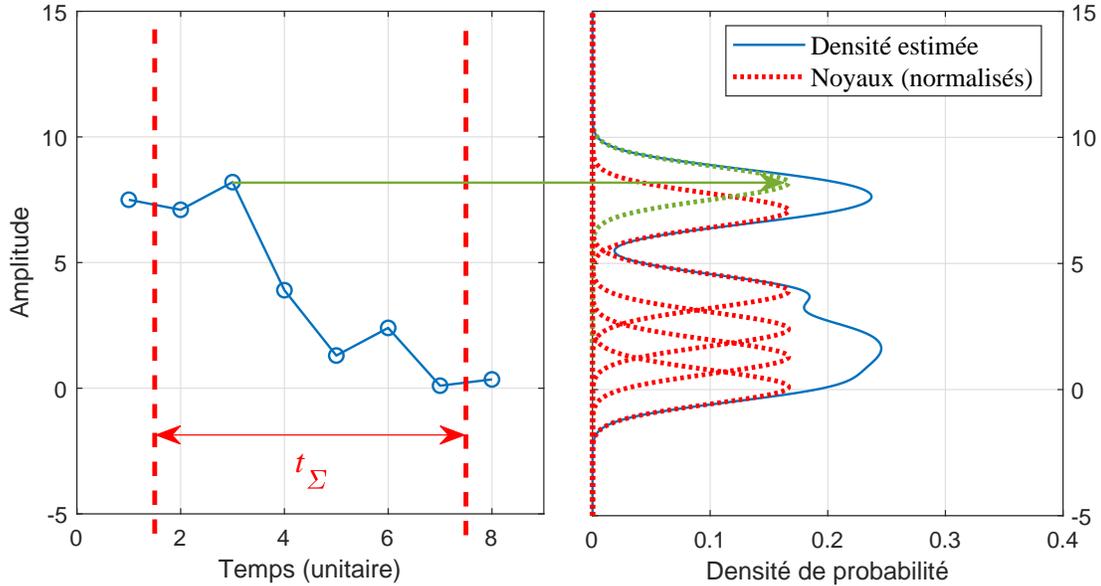


FIGURE 2.17 – Exemple d'estimation par noyaux de la densité de probabilité d'un signal quelconque (à gauche), dans l'intervalle temporel délimité par des tirets verticaux rouges (t_Σ). Le résultat de l'estimation est affiché en trait plein bleu à droite. Les kernels associés à chaque échantillons sont en pointillés rouges, et le kernel associé au deuxième échantillon de la fenêtre d'estimation est mis en évidence en vert.

Dans notre cas, il est préférable d'utiliser le signal vidéo, qui bénéficie d'une compression logarithmique, car des variations des amplitudes des impulsions sont susceptibles de se produire au sein d'une même réponse. A forte puissance, elles sont généralement dues au matériel d'émission ou aux phénomènes de propagation plutôt qu'au bruit du récepteur, et évoluent linéairement dans le domaine logarithmique. En effet, la norme encadre ces variations acceptables à l'émission dans un intervalle de ± 3 dB, valeur qu'il conviendra de prendre en compte dans le paramètre de lissage.

La différence de notre méthode de détection de préambule par rapport à la KDE est l'introduction d'une étape de réduction de taux de fausse alarme. Cette dernière se repose sur l'hypothèse non-conservatrice suivante :

"Si la fenêtre d'estimation est alignée avec un préambule d'amplitude A , aucun échantillons d'amplitude A ne devrait se trouver dans les intervalles de silence de la séquence".

Pour cela, nous introduisons le concept de "noyau négatif". Cela consiste à définir un ensemble t_Δ d'un ou plusieurs intervalles temporels, au sein desquels les noyaux qui sont associés aux

échantillons de ces intervalles sont soustraits à l'estimation de densité. Toutefois, nous nous éloignons de la KDE à proprement parler, mais cela va dans la direction d'une construction d'une métrique de détection de préambules Mode S que nous appellerons ρ . Cela permet de détecter des préambules dont les impulsions sont partiellement chevauchées par des signaux interférents Mode S ou SIF d'amplitude plus élevée ou plus faible, tout en contenant un taux de fausse détection raisonnable. Cela permet aussi de se prémunir contre les fausses détection de préambule au sein des payloads des réponses Mode S, car on peut retrouver le motif d'impulsion d'un préambule, si on ne prend pas en compte les instants de silence. Cette métrique est exprimée par :

$$\begin{aligned} \rho(n, y) = & \frac{1}{|\mathbf{t}_\Sigma|} \sum_{i \in \mathbf{t}_\Sigma} K(y - x[n + i]) \\ & - \frac{1}{|\mathbf{t}_\Delta|} \sum_{j \in \mathbf{t}_\Delta} K(y - x[n + j]) \end{aligned} \quad (2.18)$$

Afin d'obtenir une métrique inférieure ou égale à 1, les deux membres sont intentionnellement normalisés par le nombre de noyaux positifs. En effet, le cas où elle serait dans un voisinage de 1 correspond à la situation où tous les échantillons dans \mathbf{t}_Σ possèdent exactement la même amplitude, et tous les échantillons dans \mathbf{t}_Δ possèdent des amplitudes très différentes de celle des échantillons compris dans \mathbf{t}_Σ . Cette situation est typique d'un préambule mode S à haut SNR.

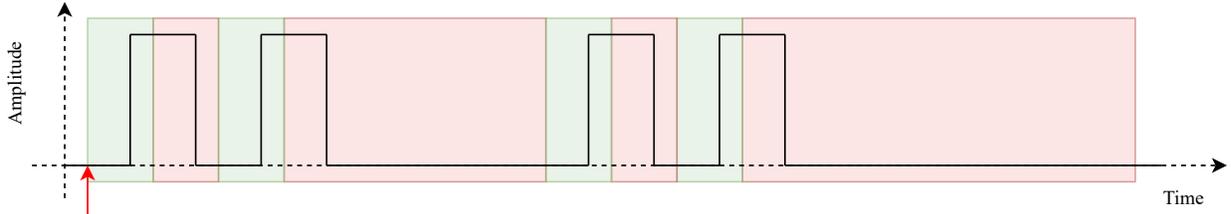


FIGURE 2.18 – Répartition des ensembles temporels \mathbf{t}_Σ et \mathbf{t}_Δ , respectivement en vert et rouge, associés à la métrique $\rho(n, y)$. L'instant de référence n est affiché par une flèche rouge et correspond au début du premier intervalle temporel d'estimation.

La détection s'effectue alors lors du dépassement d'un seuil défini $\tau \in [0, 1]$:

$$\rho(n, y) > \tau \quad (2.19)$$

Enfin, la synchronisation en temps et amplitude s'effectue par recherche du argmax :

$$(\hat{n}, \hat{y}) = \arg \max_{n, y} \rho(n, y) \quad (2.20)$$

On retrouve en figure 2.19 un exemple de calcul de la métrique ρ sur un signal contenant un préambule Mode S. On constate que la valeur maximale est atteinte sur l'instant et l'amplitude du préambule.

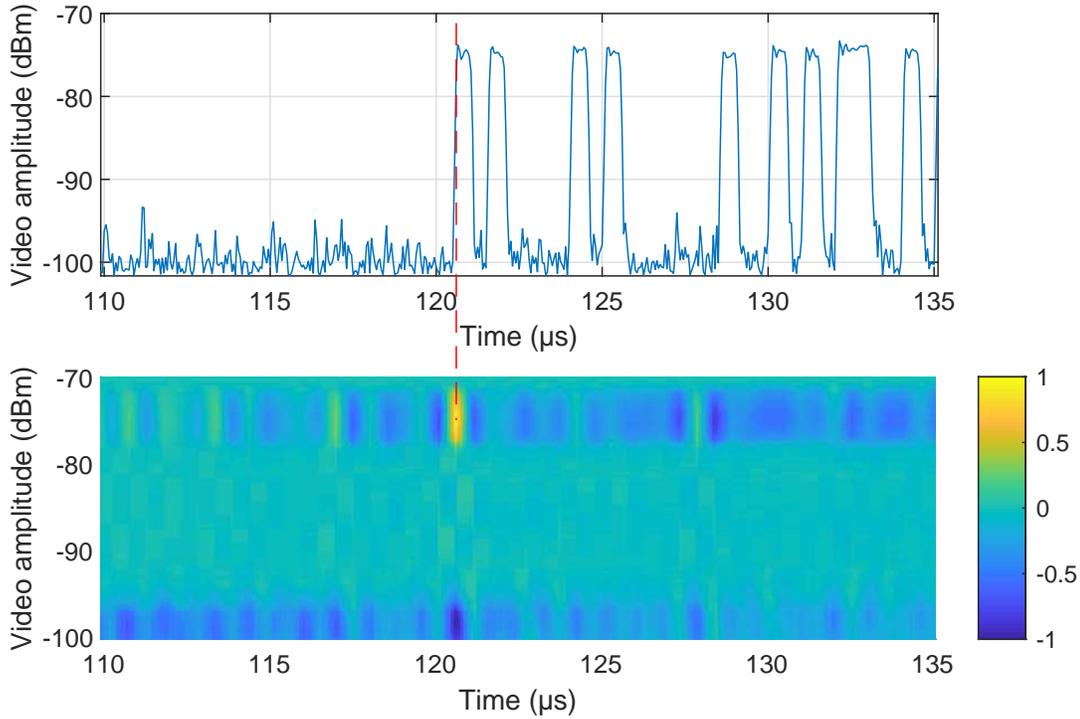


FIGURE 2.19 – En haut : vidéo logarithmique présentant un préambule Mode S avec le début de la trame. En bas : résultat de l'estimation de ρ synchronisé avec la vidéo ci-dessus. Le trait pointillé rouge matérialise la coïncidence entre le début du préambule et le maximum local de ρ .

2.4.0.1 Influence de la longueur de séquence

De façon similaire à la méthode de détection par intercorrélation, nous pouvons modifier la longueur de séquence utilisée pour pondérer les noyaux. Pour rester simple, nous considérerons le préambule "normal" comme la séquence constituée par les 4 impulsions et le silence qui suit le préambule. Le préambule étendu est le même qu'avec l'intercorrélation, c'est-à-dire incluant le champ DF attendu. Pour tester l'influence, nous proposons un cas de simulation sur lequel l'algorithme était censé apporter des performances : les collisions Mode S - Mode S. Les résultats sont présentés en figure 2.20. On constate alors que le gain de performance apporté par un préambule étendu est faible, voire inexistant généralement. Seulement dans l'intervalle $[-6, -2]$, le gain apporté est discernable (au plus 5% de taux de bonne synchronisation).

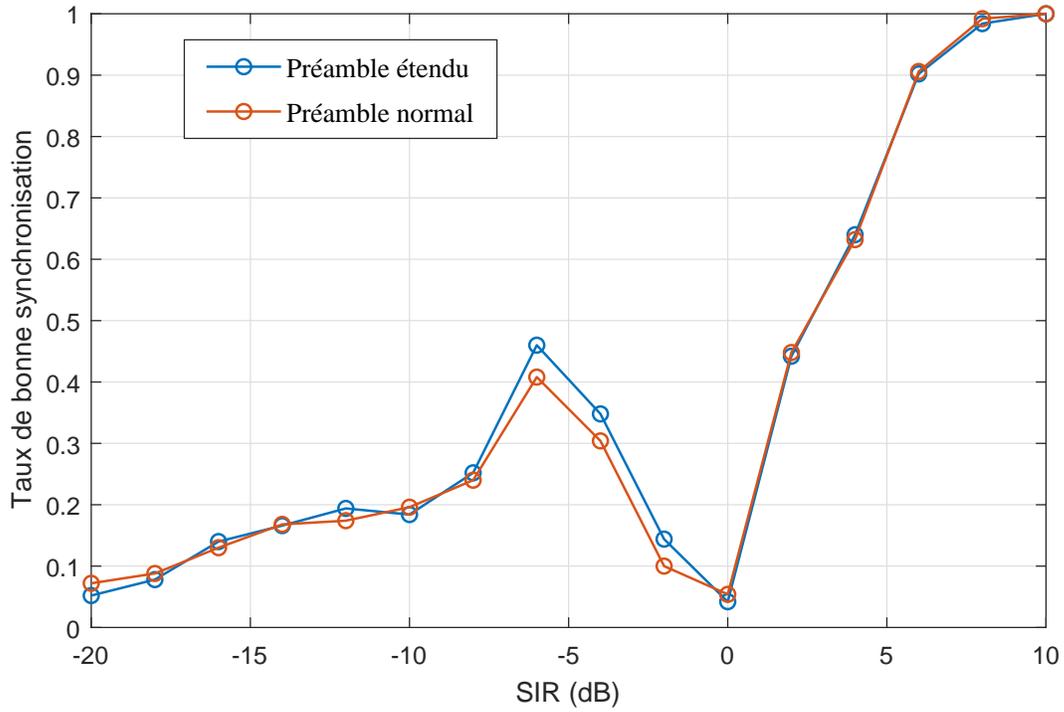


FIGURE 2.20 – Taux de bonne synchronisation avec deux longueurs de préambule.

En ce qui concerne les MDL, ils sont exprimés dans le tableau 2.2. Nous observons un gain allant jusqu'à 5,6 dB par rapport à la norme. Néanmoins, ici aussi le gain proposé par le préambule étendu par rapport au préambule normal est mineur, avec seulement 0,8dB de différence.

TABLEAU 2.2 – MDL pour plusieurs algorithmes

Algorithme	Noyaux		DO-260B [6]
Préambule étendu	Non	Oui	Non
MDL(dB)	18	17,1	22,7

On peut donc conclure que l'utilisation du préambule normal est suffisant pour cette méthode.

Puisque tous les algorithmes ont été présentés, nous allons passer au comparatif des méthodes de détections de trames Mode S.

2.5 Comparatif des méthodes de détection de trames Mode S et conclusion

Nous avons introduit 3 différentes nouvelles méthodes de détection de trames Mode S. Il est important de les comparer entre elles mais aussi avec ce qui est actuellement déployé, pour pouvoir constater où se trouvent les améliorations. Pour ce qui est de la détection par pseudo-corrélation et intercorrélacion adaptable, elles sont évaluées sur des signaux IQ, tandis que les noyaux et la norme utilisent la vidéo logarithmique. Il est techniquement possible de porter la pseudo-corrélation sur un signal vidéo mais ce point ne sera pas abordé.

Cette section est donc dédiée à la comparaison des performances des différents algorithmes de détection de trames Mode S, notamment en environnement perturbé. Elle se terminera par une conclusion.

2.5.1 Métriques de performance

Nous rappelons les métriques utilisées pour évaluer les performances. En notant $\hat{\delta}_t$ l'indice correspondant à la détection d'une trame reçue à l'échantillon d'indice δ_t , une bonne synchronisation est définie selon le critère de précision à 100 ns près, ce qui s'exprime par :

$$|\hat{\delta}_t - \delta_t| \leq F_e \cdot 10^{-7} \quad (2.21)$$

Une fausse alarme est définie selon le critère suivant :

$$|\hat{\delta}_t - \delta_t| > F_e \cdot 10^{-7} \quad (2.22)$$

Où F_e est la fréquence d'échantillonnage. Ce critère permet de garantir au maximum une perte de 0,5 dB de sensibilité sur la probabilité de réception d'un paquet, en considérant une décision binaire par corrélateur IQ.

On rappelle aussi que le MDL est la valeur de rapport E_b/N_0 pour laquelle 99% de taux de bonne synchronisation sont atteints dans un contexte AWGN, ce qui est aussi applicable aux environnements comportant un brouillage de type WGN. On rappelle aussi que pour convertir cette valeur en terme de SNR du point de vue de Thales pour un équipement échantillonnant le signal à 20 MHz, il faut retirer 10dB à sa valeur.

2.5.2 Résultats

2.5.2.1 MDL

Le tableau 2.3 affiche les MDL des différents algorithmes proposés ainsi que de celui de la norme DO-260B utilisé dans les produits Thales. Le taux de fausse alarme visé est de 10^{-3} pour tous les algorithmes, sauf la DO-260B où il n'est pas possible d'agir sur des quelconques seuils, ces derniers étant strictement définis.

TABLEAU 2.3 – MDL minimum atteignable

Algorithme	Intercorr. (T_c)			Pseudo intercorr.	Noyaux		DO-260B [6]
	5 μ s	8 μ s	13 μ s		5 μ s	13 μ s	
Taille de la séquence	5 μ s	8 μ s	13 μ s	112 μ s	5 μ s	13 μ s	5 μ s
MDL(dB)	15,0	13,6	12,4	7,6	18,0	17,1	22,7

On constate que l'algorithme le plus performant, c'est-à-dire offrant la meilleure sensibilité est la méthode par pseudo-corrélation. Cela est notamment dû au fait que le principe n'est pas la recherche de préambule, mais l'exploitation de la signature temporelle d'une modulation PPM sur une trame de données de 112 μ s. La quantité d'énergie accumulée devient alors plus élevée que les méthodes basées sur une détection de préambule uniquement. Ensuite, nous retrouvons la méthode par intercorrélacion avec un signal ayant fait l'objet d'un filtrage adapté. Son MDL s'étend de 12,4 à 15,0 dB, selon la longueur de la séquence d'intercorrélacion T_c allant de 5 à 13 μ s.

On retrouve ensuite la méthode des noyaux avec un MDL à 17,1dB pour la version avec préambule étendu et 18,0dB pour le préambule normal de 4 impulsions.

Enfin, loin derrière en terme de sensibilité se trouve l'algorithme de la norme actuellement utilisé, avec un MDL à 22,7dB.

2.5.2.2 Environnements LA

TABLEAU 2.4 – Caractéristiques d'environnement

Environment	LA 24k	LA 30k
Nombre d'aéronefs	1000	1700
Taux de FRUIT Mode SIF	62110	105587
Taux de FRUIT Mode S Court	7210	12257
Taux de FRUIT Mode S Long	7210	12257

Les environnements LA introduits dans le chapitre 1 et rappelés sur le tableau 2.4 reproduisent des environnements de réception classiques avec 1000 et 1700 aéronefs (respectivement environnements 1 et 2) uniformément distribués en angle et distance dans un rayon de 475km. La figure 2.21 affiche les performances des 4 méthodes pour un système antenne omnidirectionnel. Par soucis de lisibilité, nous avons fixé la longueur de corrélation à 8 μ s pour l'intercorrélation et 5 μ s pour la méthode des noyaux. Aussi, le noyau choisi est rectangulaire pour se rapprocher des performances telles qu'obtenues sur une implémentation sur FPGA. Nous précisons que les puissances reçues correspondent à des distances allant de 5 à 256 Milles Nautiques, soit de 9,3 à 475 km (portée optique).

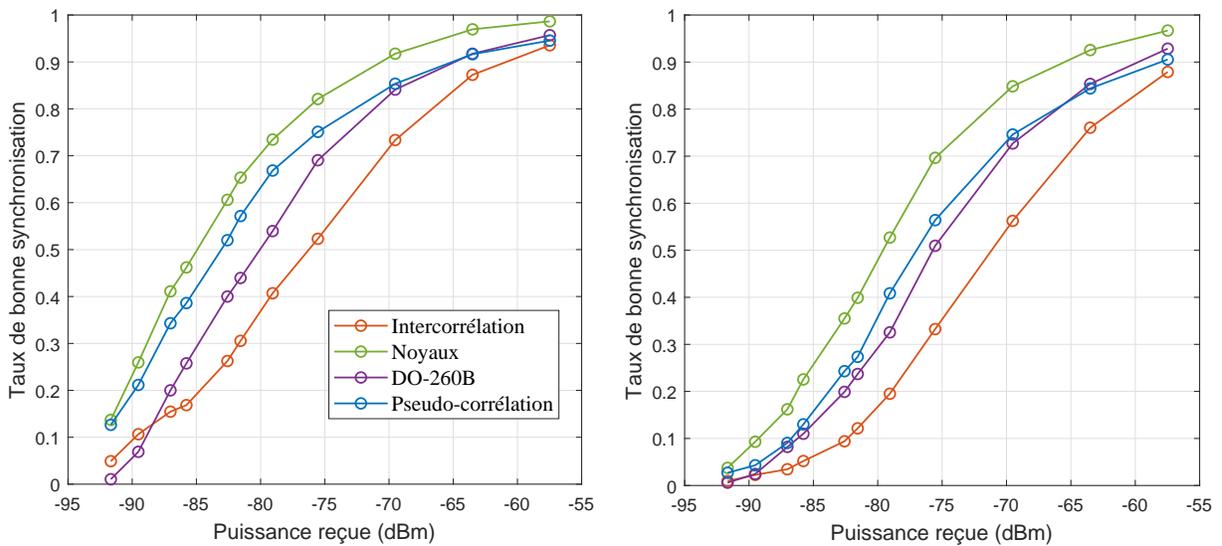


FIGURE 2.21 – Taux de bonne synchronisation des différents algorithmes présentés, ainsi que celui de la norme (DO-260B) dans le cas d'un système antenne omnidirectionnel. A gauche : Environnement 1, à droite : Environnement 2 (voir tableau 2.4)

Nous voyons tout d'abord que dans tous les cas, la méthode des noyaux possède les meilleures performances avec une avance d'au moins 7% sur tous les autres en taux de bonne synchronisation à partir de -70 dBm et moins, dans les deux environnements. Cela peut s'expliquer en partie par le fait qu'elle est la seule à pouvoir détecter un préambule Mode S à l'intérieur d'une réponse Mode S d'amplitude plus élevée. Cette avance se creuse d'autant plus que l'environnement contient d'aéronefs (en moyenne 13% au dessus dans l'environnement 2).

La deuxième place est assurée par 2 algorithmes selon l'intervalle de puissance reçue considéré. En effet, de -93 dBm à -65 dBm, c'est la pseudo-corrélation qui se place derrière les noyaux, tandis que pour l'intervalle [-65,-57] dBm, il s'agit de l'algorithme actuellement déployé. Dans

l'intervalle $[-92,-65]$ dBm, l'écart entre ces deux derniers se réduit en cas d'environnement plus exigeant.

Enfin, l'algorithme le moins performant est l'inter-corrélation, qui est dernier sur une puissance reçue de -67 dBm et moins dans les deux situations, à part dans l'environnement 1 en fin de dynamique (-88 dBm et moins). Cette méthode est jusqu'à 20% moins performante que les autres, en milieu de dynamique.

Sur la figure 2.22, nous voyons les résultats pour les mêmes environnements vus depuis un système d'antenne monopulse. Ici aussi, la méthode des noyaux reste la plus performante avec un gain de sensibilité d'environ 5dB par rapport à la pseudo-corrélation, qui est la deuxième plus performante. En fin de dynamique, le taux de bonne synchronisation reste excellent à plus de 99%, contre légèrement moins de 99% pour la pseudo-corrélation dans l'environnement 1. On retrouve respectivement 98,2 et 97,5% pour l'environnement 2.

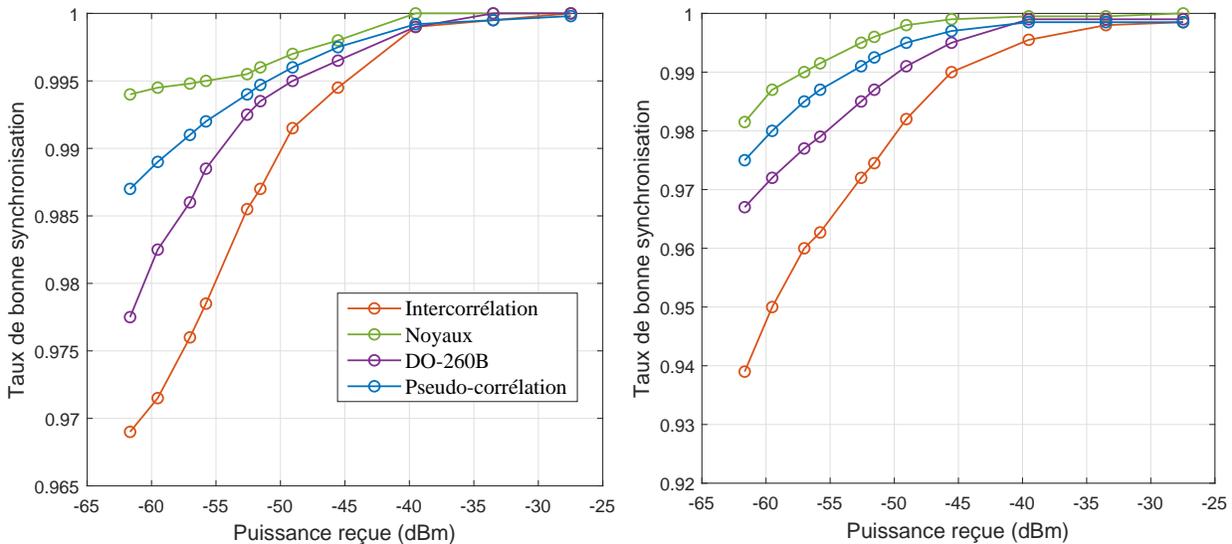


FIGURE 2.22 – Taux de bonne synchronisation des différents algorithmes présentés, ainsi que celui de la norme (DO-260B) dans le cas d'un système antennaire monopulse. A gauche : Environnement 1, à droite : Environnement 2 (voir tableau 2.4)

En ce qui concerne la DO-260B, elle se comporte par rapport à la pseudo-corrélation comme cette dernière le fait avec les noyaux (écart de sensibilité s'environ 5 dB). On retrouve des taux de 97,7 et 96,7% en fin de dynamique pour les deux environnements. Enfin, l'algorithme de d'intercorrélation offre des performances en deçà du reste, avec des valeurs à 96,9 et 93,9 % en fin de dynamique pour les deux environnements.

2.5.3 Conclusion

Nous constatons que chaque algorithme possède un niveau de pertinence plus ou moins élevé selon le contexte. En effet, si la problématique consiste à rechercher les trames Mode S dans des SNR extrêmement bas, qui pourraient être le résultat d'une très grande distance ou d'un brouillage WGN, l'algorithme le plus pertinent reste de loin la pseudo-corrélation qui offre 15,1dB de sensibilité supplémentaires par rapport à la méthode actuellement implémentée (DO-260B). Il est par contre nécessaire d'avoir un flux d'échantillons IQ. Si toutefois on recherche une bonne performance opérationnelle dans un environnement dense mais sans brouilleur, la méthode des noyaux est la plus indiquée, avec une bonne marge sur les autres méthodes, quelque soit le système antenne ou le type d'échantillon (IQ ou vidéo). De plus, elle offre aussi une sensibilité améliorée de 5,6 dB par rapport la DO-260B en environnement AWGN. Enfin, la méthode des noyaux exclue, la pseudo-corrélation exhibe des performances tout à fait adaptées à un environnement avec une densité d'aéronefs élevée, avec de légères pertes par rapport à la DO-260B en haut de dynamique dans le cas d'un système antenne omnidirectionnel.

A présent, nous allons passer à l'implémentation FPGA de l'algorithme de détection par méthode des noyaux.

2.6 Implémentation FPGA de la détection de préambules Mode S par méthode des noyaux

Afin d'obtenir les améliorations apportées à la détection Mode S sur les produits Thales, nous avons décidé d'implémenter sur une carte de type Field Programmable Gate Array (FPGA) le traitement de détection de préambule Mode S par méthode des noyaux. En effet, il apporte le plus gros gain de performances sur le taux de bonne réception (détection + décodage + correction binaire) du récepteur Mode S.

Pour cela, j'ai supervisé et co-développé son implémentation avec Matéo FRELY, un élève-ingénieur de Polytech Nantes venu effectuer son stage de fin d'études au sein de Thales Laval entre mars et septembre 2021. En ce qui concerne la répartition des tâches, il a été convenu que j'adapte l'algorithme aux contraintes architecturales imposées par le FPGA, ainsi que je définisse les benchmarks à passer. Le stagiaire a développé l'architecture et l'a implémentée.

2.6.1 Adaptations à l'architecture FPGA

Le FPGA pose plusieurs limitations par rapport à une implémentation logicielle telle que celle utilisée pour les simulations Matlab. En effet, il s'agit d'un système de traitement très bas niveau qui exige d'instancier à l'avance toute ressource qui va être utilisée, la volatilité des variables n'existant pas. Pour cette raison, seuls deux décodeurs Mode S sont utilisés en parallèle, la gestion de leur sélection étant effectuée à la suite de chaque détection de préambule Mode S.

Par ailleurs, étant donné qu'il est parfois très coûteux en ressources d'inclure des calculs de fonctions mathématiques telles que l'exponentielle et le logarithme, nous nous contenterons d'un noyau uniforme de largeur 3 dB. Cette valeur a été prise car il s'agit de la tolérance en amplitude des réponses Mode S, en particulier des impulsions contenues dans leur préambule. Aussi, étant donné que la résolution actuelle de la vidéo fournie au FPGA est de 9 bits pour 1/6 dB/LSB et que nous devons évaluer l'estimation de la densité de probabilité en 2 dimensions (amplitude/temps), nous avons descendu sa résolution à des pas de 2/3 dB (7 bits).

Enfin, nous avons retenu le concept de candidat pour la détection d'argmax. En effet, lorsque le seuil τ sur la densité de probabilité est dépassé, un candidat de couple (\hat{n}, \hat{y}) est créé sur le maximum de $\rho(n, y)$, puis mis-à-jour pendant au maximum 5 μ s au fur et à mesure que les nouveaux échantillons arrivent. Une fois ce délai atteint, le couple retenu est envoyé au sélecteur de décodeur (appelé A ou B).

2.6.2 Architecture

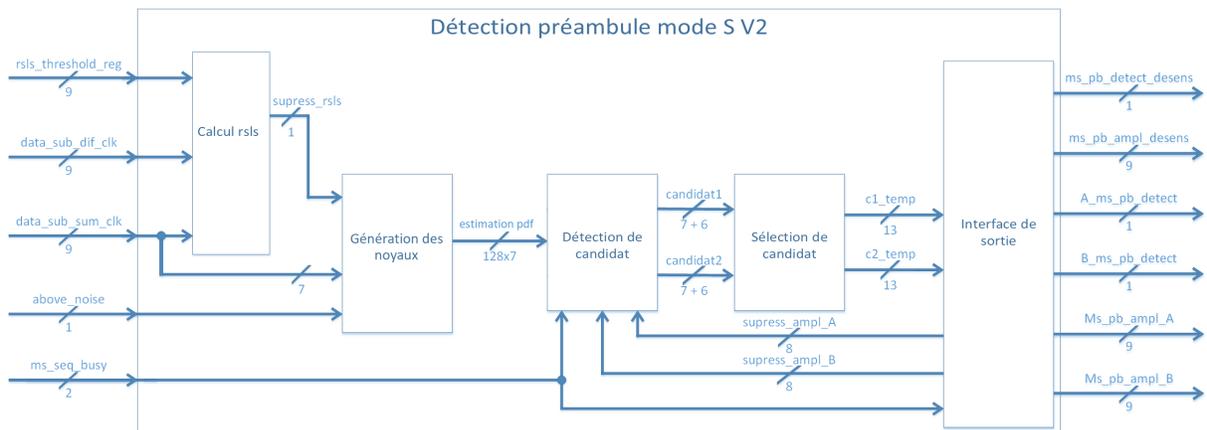


FIGURE 2.23 – Architecture du traitement FPGA de la détection de préambules Mode S par méthode des noyaux.

L'architecture retenue est présentée en figure 2.23. Le bloc de calcul RSLs (Receiver Side-

Lobe Supression) est dédié à la détection de signaux hors lobe principal du diagramme de réception de l’antenne monopulse. Si un échantillon de signal est détecté comme étant hors du lobe principal, et donc inutile au récepteur, le signal `suppress_rsls` est activé afin de ne pas générer de noyau pour l’échantillon considéré. Un traitement similaire est réservé aux échantillons détectés comme étant en dessous du plancher de bruit par un traitement situé en amont, générant le signal `above_noise`.

Ensuite, la détection de candidat (dépassement de τ) est effectuée sur l’estimation de pdf (ρ), sachant qu’il ne peut y avoir plus de 2 candidats en parallèle. Si un troisième candidat apparaît alors que deux sont déjà présents, le premier instancié est écrasé.

Enfin, la sélection de candidat est traitée pour être envoyée aux décodeurs Mode S.

La figure 2.24 affiche le résultat d’un test unitaire, où on peut apercevoir l’évolution temporelle de ρ aux amplitudes d’évaluation retenues, sachant qu’une petite partie d’entre elles sont affichées (il y en a 128).

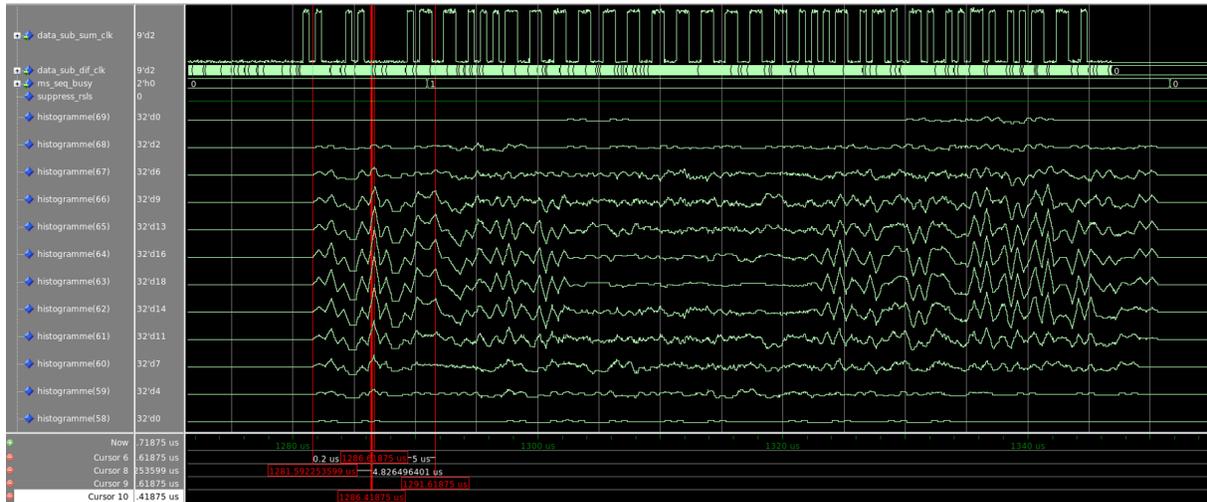


FIGURE 2.24 – Evolution des signaux internes à ρ . Chaque ligne représente ρ au cours du temps pour une amplitude fixe donnée. Le trait vertical rouge est aligné sur l’instant où l’argmax est atteint.

2.6.3 Résultats de performance

Afin d’évaluer les performances, une capture d’échantillons IQ 16 bits à 20 MHz de fréquence d’échantillonnage a été effectuée à l’aide d’une radio-logicielle SDR Ettus N210 sur laquelle est branchée une antenne omnidirectionnelle. Les échantillons ont été enregistrés sur un PC puis envoyé au FPGA via une liaison Ethernet, pour y décoder les squitters ADS-B. En effet, des modules de réception UDP ainsi que de conversion IQ 16 bits vers vidéo 9 bits utilisant l’équation 1.19 ont été développés pour l’occasion. Les résultats suivants ont été obtenus :

TABLEAU 2.5 – Résultats de performance

	Récepteur Thales	Récepteur Thales avec méthode des noyaux
Nombre de détections de préambule	4682	1251
Nombre de squitters bien décodés	121	182

Nous constatons sur les statistiques du tableau 2.5 que la méthode des noyaux offre 2 avantages : un meilleur taux de décodage (+66%) ainsi que 4 fois moins de fausses détections. Nous pouvons donc dire qu’il remplit pleinement son rôle.

2.7 Décodeur binaire Mode S par score de vraisemblance

De façon similaire à la détection de préambule, nous avons vu qu’il existe des décodeurs adaptés à un contexte AWGN [24] ou bien interféré [6], mais pas les deux en même temps. Afin de faire face à la pluralité des scénarios ainsi que d’éviter de former un goulot d’étranglement aux performances globales du récepteur Mode S (combinant détection et décodage des signaux), il apparaît indispensable d’élaborer un décodeur binaire performant à bas SNR et en environnement interféré.

Dans cette optique, des réflexions partant du décodeur actuellement déployé dans les produits Thales [6] ont été engagées. Le principe est de remplacer les fonctions escalier associées aux amplitudes des échantillons reçus par des densités de probabilité, ce qui revient à effectuer un score à base de vraisemblance, ou plus précisément une combinaison linéaire de ces dernières. Dans cette section, nous allons désormais décrire une autre de nos contributions, à savoir un décodeur binaire Mode S à base de score de vraisemblance.

2.7.1 Définitions

L’intérêt du score de vraisemblance est de pouvoir déterminer le motif de symbole auquel le signal se rapproche le plus. Le principal avantage est la robustesse aux interférences, par exploitation de la séparabilité temporelle des signaux et du haut facteur de sur-échantillonnage des symboles (supérieur à 10). Ces lois de probabilités dépendent de paramètres estimés *a priori*, tels que la variance du bruit du récepteur $\hat{\sigma}$ et l’amplitude du signal \hat{A} , cette dernière pouvant être estimée au niveau du préambule.

Du fait de la modulation 2-PPM, un symbole Mode S peut prendre deux profils d’amplitude différents, selon si on code un 0 ou un 1. Ce dernier est rappelé en figure 2.25.

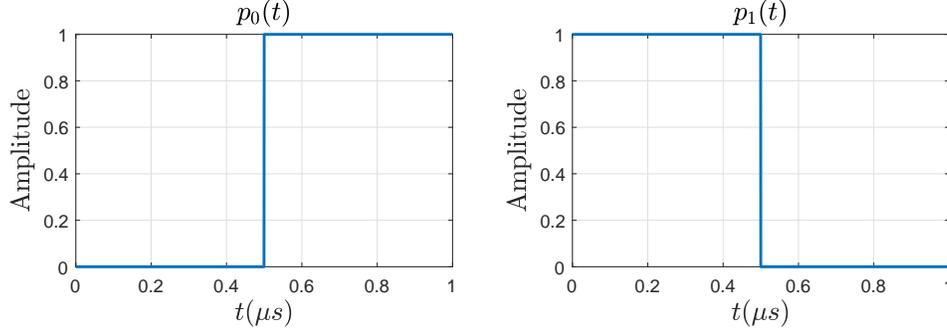


FIGURE 2.25 – Formes d’ondes codant les bits 0 et 1 (de gauche à droite), pour un signal d’amplitude $A_s = 1$.

Ainsi, au niveau du récepteur, lorsque le signal est correctement synchronisé en temps et en l’absence de FRUIT, chaque symbole est inévitablement constitué d’un intervalle de 500 ns de bruit et de 500 ns de signal bruité, dont l’ordre définit le bit reçu. C’est justement cet ordre qui est l’objet du score de vraisemblance que nous établissons pour la décision binaire.

2.7.2 Expressions des vraisemblances

Dans des conditions nominales de réception, c’est-à-dire statistiquement la plupart des cas, un symbole n’est perturbé que par le bruit du récepteur (modèle AWGN). Ainsi, pour un symbole Mode S échantillonné à la fréquence F_e , il y aura $N_s = \lfloor F_e T_s \rfloor$ échantillons par symboles. En pratique, F_e est un multiple pair de 1 MHz et c’est ce que nous considérerons dans la suite du manuscrit.

L’expression du signal complexe discret transposé en bande de base d’un symbole pour un bit à 1 est alors :

$$s[n] = \begin{cases} A_s \exp\left(j2\pi n \frac{f_{OD}}{F_e} + j\phi\right) + w[n] & \text{si } n \in \llbracket 0, N_s/2 - 1 \rrbracket \\ w[n] & \text{si } n \in \llbracket N_s/2, N_s - 1 \rrbracket \end{cases} \quad (2.23)$$

Où :

- A_s est l’amplitude de la réponse reçue
- f_{OD} est le décalage fréquentiel dû aux oscillateurs locaux et à l’effet Doppler
- ϕ est la phase à l’origine du symbole
- $w[n]$ est un bruit additif blanc gaussien complexe circulaire $\mathcal{N}_{\mathbb{C}}(0, \sigma^2)$

Pour obtenir l’expression d’un bit à 0, il faut inverser les deux intervalles d’appartenance de n .

On constate alors que les différentes lois de probabilité associées sont :

$$s[n] \sim \begin{cases} \mathcal{N}_{\mathbb{C}} \left(A_s \exp \left(j2\pi n \frac{f}{F_e} + j\phi \right), \sigma^2 \right) & \text{si } n \in \llbracket 0, N_s/2 - 1 \rrbracket \\ \mathcal{N}_{\mathbb{C}}(0, \sigma^2) & \text{si } n \in \llbracket N_s/2, N_s - 1 \rrbracket \end{cases} \quad (2.24)$$

Étant donné que la modulation 2PPM ne porte pas d'information dans la phase, le décodage est effectué sur l'amplitude du signal, afin de s'affranchir des problématiques d'estimation de la phase à l'origine et de la fréquence. Les lois associées deviennent :

$$|s[n]| \sim \begin{cases} \text{Rice}(A_s, \sigma^2) & \text{si } n \in \llbracket 0, N_s/2 - 1 \rrbracket \\ \text{Rayleigh}(\sigma^2) & \text{si } n \in \llbracket N_s/2, N_s - 1 \rrbracket \end{cases} \quad (2.25)$$

Où, $\text{Rice}(A_s, \sigma^2)$ désigne la loi de Rice de paramètres (A_s, σ^2) . Sa densité de probabilité, que nous noterons f , a l'expression suivante :

$$f(x; A_s, \sigma^2) = \frac{x}{\sigma^2} \exp \left(\frac{-(x^2 + A_s^2)}{2\sigma^2} \right) I_0 \left(\frac{A_s x}{\sigma^2} \right) \quad (2.26)$$

Où I_0 est la fonction de Bessel modifiée de première espèce et d'ordre 0 telle que :

$$I_0(x) = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} e^{x \cos \phi} d\phi \quad (2.27)$$

$\text{Rayleigh}(\sigma^2)$ désigne la loi de Rayleigh de paramètre σ^2 . Nous noterons g sa densité de probabilité :

$$g(x; \sigma^2) = \frac{x}{\sigma^2} \exp \left(\frac{-x^2}{2\sigma^2} \right) \quad (2.28)$$

1. $s_s(t) = 0$: $y_l(t) \sim \text{Rayleigh}(\sigma^2)$ (Le signal n'est pas présent sur une partie d'un bit)
2. $s_s(t) = 1$: $y_l(t) \sim \text{Rice}(A_s, \sigma^2)$ (Le signal est présent sur l'autre partie du bit)

Dans le cadre d'un signal Mode S synchronisé en temps et interféré par un FRUIT SIF, le signal reçu a l'expression suivante :

$$r_l(t) = A_s s_s(t) e^{j2\pi\delta_{fs}t + j\phi_s} + A_{sif} s_{sif}(t - \delta_{tsif}) e^{j2\pi\delta_{fsif}t + j\phi_{sif}} + n(t) \quad (2.29)$$

Où :

- A_{sif} est l'amplitude du signal interférent SIF.
- δ_{fsif} est le décalage fréquentiel issu de l'imprécision de l'oscillateur de l'émetteur contenue dans $[-3, 3]$ MHz tel que décrit par la norme (STANAG).

— Φ_{sif} est la phase à l'origine du signal contenue dans $[-\pi, \pi]$

Dans le cas où $s_s(t) = 1$ et $s_{sif}(t) = 1$ se pose un problème. En effet, les deux formes d'ondes s'ajoutent et le module est alors distribué aléatoirement dans l'intervalle $[|A_s + A_{sif}|, |A_s - A_{sif}|]$ selon les fréquences résiduelle et phases des signaux. Il devient alors très difficile d'estimer A_{sif} et des interférences destructives peuvent avoir lieu lorsque les signaux ont des amplitudes similaires car les fréquences résiduelles font tourner les phases des signaux à des vitesses différentes.

Le principe de l'algorithme repose alors sur l'hypothèse que $A_{sif} \neq A_s$. Les échantillons appartenant alors à une situation où se trouve l'interférence auront des vraisemblances faibles vis-à-vis des deux lois, contrairement aux échantillons ne contenant pas d'interférence (que du bruit, ou signal et bruit).

Ainsi, à un instant t , on peut distinguer plusieurs cas sur la distribution de la loi de l'amplitude de $r_l(t)$ ($y_l(t) = |r_l(t)|$) que voici :

1. $s_s(t) = 0$ et $s_{sif}(t) = 0$: $y_l(t) \sim Rayleigh(\sigma^2)$
2. $s_s(t) = 1$ et $s_{sif}(t) = 0$: $y_l(t) \sim Rice(A_s, \sigma^2)$
3. $s_s(t) = 0$ et $s_{sif}(t) = 1$: $y_l(t) \sim$ ni $Rice(A_s, \sigma^2)$ ni $Rayleigh(\sigma^2)$
4. $s_s(t) = 1$ et $s_{sif}(t) = 1$: $y_l(t) \sim$ ni $Rice(A_s, \sigma^2)$ ni $Rayleigh(\sigma^2)$

Sur un temps symbole d'une trame Mode S non interférée, on a obligatoirement l'état 1 puis 2 ou bien l'état 2 puis 1, de façon équiprobable. On peut alors établir une vraisemblance sur l'absence d'interférence qui sera alors le maximum des scores de vraisemblance des cas 1-2 (bit 0) et 2-1 (bit 1) appliqués au demi-temps symboles.

On note y_n le n-ième échantillon du temps symbole courant ($y_n = y(nT_e)$). Le score de vraisemblance avec le bit 0 S_0 s'exprime alors par :

$$S_0 = \sum_{n=1}^{\frac{Fse}{2}} g(y_n; \sigma^2) + \sum_{n=\frac{Fse}{2}+1}^{Fse} f(y_n; A_s, \sigma^2) \quad (2.30)$$

Le score de vraisemblance avec le bit 1 quant à lui, s'exprime par :

$$S_1 = \sum_{n=1}^{\frac{Fse}{2}} f(y_n; A_s, \sigma^2) + \sum_{n=\frac{Fse}{2}+1}^{Fse} g(y_n; \sigma^2) \quad (2.31)$$

Il est à noter qu'il ne s'agit pas ici de ratios de Log-vraisemblance, mais de bien de scores, où les vraisemblance linéaires sont sommées entre elles.

On peut alors construire le symbole S par :

$$S = S_1 - S_0 \quad (2.32)$$

Enfin la règle de décision binaire s'exprime selon le signe de S par :

$$\hat{b} = \begin{cases} 0 & \text{si } S < 0 \\ 1 & \text{sinon} \end{cases} \quad (2.33)$$

Maintenant que nous avons décrit le décodeur, nous pouvons passer à la présentation des résultats de performance.

2.7.3 Résultats de performance

Les métriques de performance employées ainsi que les environnements de test sont identiques à ceux utilisés pour les méthodes de détection de trames, à l'exception du taux évalué qu'on appellera "taux de paquet correct". Il est établi en vérifiant les trames ne possédant pas d'erreur, ces dernières ayant leurs estimations de temps de commencement, d'amplitude et de variance déjà connues *a priori*. Nous comparerons le décodeur binaire Thales qui est repris et légèrement adapté de la DO-260B (Baseline Multi-Sample Technique [6]). Pour obtenir les performances associées à une combinaison détecteur + décodeur, il suffira de multiplier le taux de bonne synchronisation avec le taux de paquet correct.

2.7.3.1 Environnements LA

Les performances des deux décodeurs sont établies dans les environnements du tableau 2.4.

Nous constatons sur la figure 2.26 que peu importe la configuration antennaire ou environnementale, le décodeur proposé est significativement plus performant que le décodeur actuel Thales. En effet, dans une configuration antennaire monopulse, la sensibilité est améliorée d'environ 10 dB sur les deux environnements, tandis que pour une configuration omnidirectionnelle le gain en sensibilité est plutôt de l'ordre de 6 dB.

On remarquera que le décodeur proposé possède les mêmes performances dans l'environnement 2 (1700 aéronefs) que le décodeur Thales dans l'environnement 1 (1000 aéronefs).

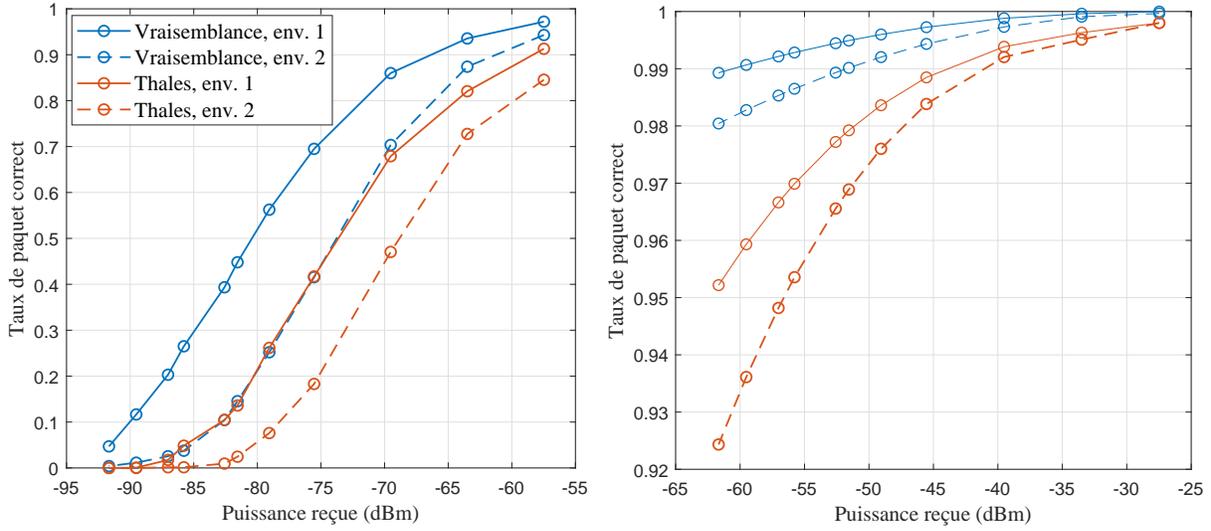


FIGURE 2.26 – Taux de paquet correct, pour différents environnements. A gauche : système antenne omnidirectionnel, à droite : système antenne monopulse.

En conclusion, le décodeur proposé répond au besoin d'amélioration de performances et est fortement recommandé dès lors qu'un flux d'échantillons IQ est disponible.

2.8 Correction CRC par confiance grise : (a,b)-algorithm

2.8.1 Rappels sur le code CRC du Mode S

De façon générale, les Code de Redondance Cyclique (CRC) sont utilisés afin de détecter les erreurs qui se seraient glissées dans le décodage binaire. Ils utilisent un polynôme générateur $G(x)$ qui vient diviser le message à envoyer puis le reste est placé à la fin dans un champ dédié. Le récepteur divise alors le message et son reste et est censé trouver 0 s'il n'y a pas d'erreur. Pour le Mode S,

$$G(x) = x^{24} + x^{23} + x^{22} + x^{21} + x^{20} + x^{19} + x^{18} + x^{17} + x^{16} + x^{15} + x^{14} + x^{13} + x^{12} + x^{10} + x^3 + 1$$

Il faut savoir qu'il est possible de corriger des erreurs car les codes CRC font partie de la famille des codes blocs linéaires. En l'occurrence, le nombre maximum d'erreurs corrigibles sans introduire de fausse correction dépend de la distance de Hamming minimum d_{min} du code. Il vaut $\lfloor (d_{min} - 1)/2 \rfloor$. Sachant que d_{min} du code du Mode S vaut 6, il est possible de corriger 2 erreurs sans introduire de fausse correction. Néanmoins, la norme [6] autorise des techniques de correction CRC ayant un taux de fausse correction non-nul mais en dessous de 10^{-6} .

2.8.2 Démarche

L'investigation de plusieurs papiers définissant les techniques de correction CRC conseillées [6], [25] ainsi que des propositions d'améliorations de ces derniers dans [26] ou [27] ont permis d'arriver à la conclusion qu'elles étaient construites pour contrer les effets du FRUIT SIF sur le décodage des bits. En effet, la structure du CRC à 24 bits n'est pas sans rappeler qu'un FRUIT SIF sans sa pulse SPI couvrira 24 bits sur une trame Mode S. Ces algorithmes utilisent en entrée les bits décidés ainsi qu'une confiance binaire à 0 ou 1, calculée à partir de paliers arbitraires fixés sur la norme des symboles et effectuent du bit-flipping.

Il en ressort que ces techniques sont inadaptées pour le cas AWGN, où des erreurs pourraient être introduites par le bruit. Des algorithmes utilisant des confiances "grises" (appelées Channel Measurement Information ou CMI) ainsi que la théorie derrière le codage bloc linéaire ont été exposés dans un papier fondateur [28]. Nous allons maintenant passer à la description de l'algorithme de correction (a,b).

2.8.3 (a,b)-algorithm

Yalamarthy dans son papier [29] généralise les algorithmes de bit-flipping de Chase en introduisant "l'algorithme (a,b)". Le principe est le suivant : corriger au maximum b erreurs

parmi un ensemble de a candidats (les a bits les moins confiants). Pour cela, les étapes suivantes sont effectuées :

1. Sélection des a bits les moins confiants en se basant sur les CMI. Dans notre cas il s'agit des $|\hat{s}_k|$
2. Génération de toutes les combinaisons de bit-flipping en supprimant celles possédant plus de b flips.
3. Si $b > \lfloor (d_{min} - 1)/2 \rfloor$, classer les combinaisons par poids croissants (somme des CMI dont les bit associés sont flippés dans la combinaison)
4. Vérifier la validité des combinaisons jusqu'à ce qu'une combinaison juste ait été trouvée ou qu'elles aient été toutes parcourues.

On a alors un nombre de combinaisons N_p à tester valant :

$$N_p = \sum_{i=1}^b \binom{a}{i}. \quad (2.34)$$

L'amélioration apportée par cet algorithme se traduit par la translation des courbes de probabilité d'erreur paquet vers la gauche pour les courbes du corrélateur IQ et comparateur d'énergie (que l'on appellera gain de SNR). Le gain concernant le filtrage adapté utilisant une PLL est moindre car une erreur d'estimation de celle-ci introduit une source de bruit qui n'est plus blanche et donc non modélisée. Les performances de cet algorithme ont été évaluées pour les trames Mode S, en gardant des couples (a, b) ne dépassant pas le taux de fausse correction en vigueur.

Ainsi en figure 2.27 est représenté le gain en SNR versus le nombre de combinaisons à tester. Une courbe représente les couples (a, b) pour une valeur de b fixée. On constate que chaque courbe converge vers une limite. Ce phénomène s'explique par le fait qu'augmenter a augmente la probabilité d'avoir couvert toutes les erreurs dans les combinaisons.

Concernant les performances, on peut constater que le nombre de motifs de test a tendance à augmenter de façon exponentielle avec le gain en SNR à un PER de 10^{-2} . Néanmoins, les couples $\{a, b\}$ jouent un rôle essentiel dans le gain de codage par inversion de bits. En effet, à titre d'exemple, $\{7, 2\}$, $\{5, 4\}$ et $\{5, 5\}$ nécessitent respectivement 28, 30 et 31 motifs de test. Cependant, le $\{7, 2\}$ le moins cher est en tête avec un gain de 2,10 dB alors que le plus exigeant est à 1,93 dB.

Aussi, pour chaque valeur de b , une borne supérieure sur le gain de codage est constatée. En effet, la performance est bornée par la probabilité $P(b)$ d'avoir au plus b erreurs dans le message après décision binaire, et est exprimée par :

$$P(b) \Big|_{\frac{E_b}{N_0}} = \sum_{i=0}^b \binom{N}{i} p_b^i \Big|_{\frac{E_b}{N_0}} (1 - p_b \Big|_{\frac{E_b}{N_0}})^{N-i}. \quad (2.35)$$

où $p_b|_{\frac{E_b}{N_0}}$ est la probabilité d'erreur binaire à E_b/N_0 .

Pour finir, il est préférable d'utiliser une Look Up Table pour vérifier les combinaisons sachant que le calcul du CRC est linéaire. En effet, il suffit d'ajouter le syndrome des bits à flipper au syndrome initialement calculé en faisant la vérification CRC initiale.

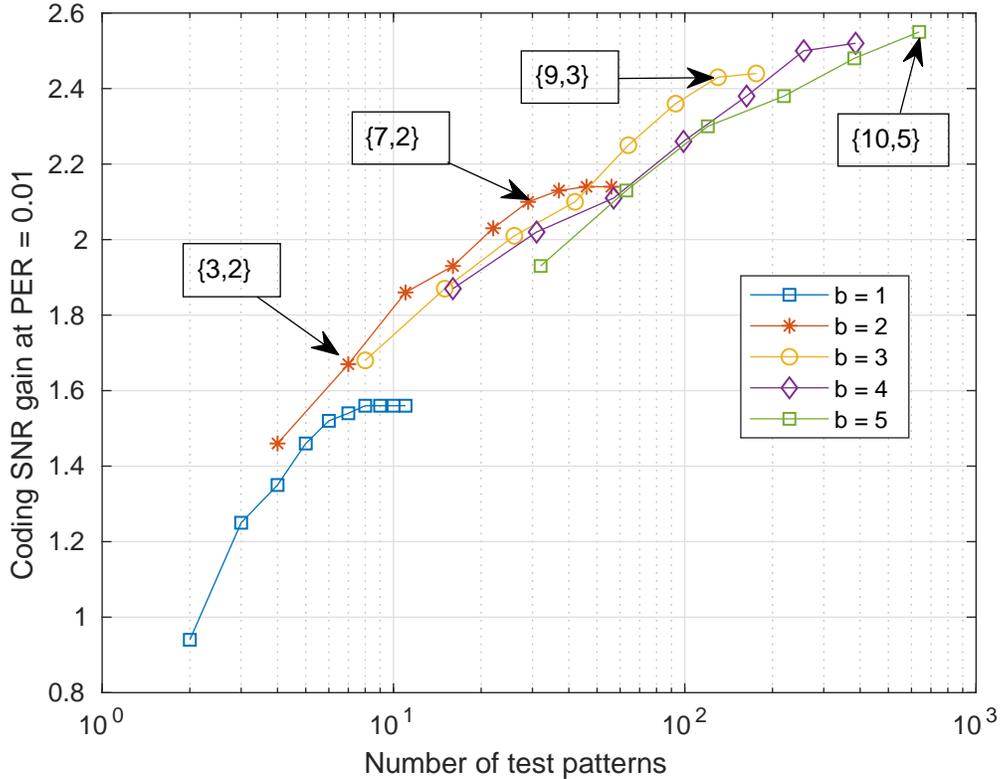


FIGURE 2.27 – Gain de SNR à $P_{ep} = 10^{-2}$ pour différents couples $\{a, b\}$

Ces améliorations sont utiles dans le cadre de lutte contre le brouillage de type bruit blanc car le récepteur peut admettre une puissance plus élevée de brouillage (jusqu'à 2,6 dB en plus). Cela se traduit aussi par une meilleure sensibilité de l'équipement et une meilleure robustesse aux interférences ayant une puissance inférieure au signal d'intérêt.

2.8.4 Conclusion

Nous voyons que s'appuyer sur un algorithme de correction à base de confiance grise est efficace pour faire face aux erreurs induites par le bruit qui peuvent entraîner une diminution de la couverture de la zone. L'algorithme $\{a, b\}$ qui utilise la déclaration de confiance apportée pour deux architectures RF de récepteurs est adapté pour améliorer le taux de réception des

paquets ADS-B jusqu'à un gain de codage de 2,57 dB. Enfin, on choisirait une combinaison appropriée en fonction du compromis gain / nombre d'opération que nous avons évalués.

2.9 Conclusion et perspectives

En conclusion de ce chapitre, nous pouvons dire que les améliorations attendues sur le récepteur Mode S sont au rendez-vous. En effet, par la proposition de 3 nouveaux algorithmes de détection de trames Mode S, un algorithme de décision binaire spécialement développé pour un environnement perturbé, ainsi qu'un algorithme de correction CRC, nous avons apporté des contributions sur tous les éléments de la chaîne. Ces derniers peuvent être combinés au choix, mais la combinaison détection par méthode des noyaux + Décodeur par score de vraisemblance + CRC à confiance Grise est certainement la plus adaptée à une situation opérationnelle, car celle apportant le plus d'améliorations de performances dans les environnements de test, quelque soit le système antenne. Cette dernière requiert néanmoins d'avoir un flux d'échantillons IQ en entrée.

Si une entrée vidéo est conservée, on pourra se contenter de la combinaison noyaux + décodeur Thales + CRC gris, en utilisant les normes des symboles en tant que niveau de confiance. Enfin, un récepteur pouvant changer à volonté de bloc serait un élément très intéressant. En effet, étant donné que le meilleur MDL en détection/synchronisation est affiché par la détection par pseudo-corrélation, nous pouvons imaginer une intelligence capable de changer la méthode de détection vers celle-ci en cas de détection de brouillage de type WGN.

Chapitre 3

Récepteur Mode S et Modes SIF basé sur l'Annulation Successive d'Interférences

Sommaire

3.1	Architecture du récepteur	79
3.1.1	Méthodes de détections des signaux	79
3.1.2	Sélection du signal le plus fort	84
3.1.3	Décodage adapté	85
3.1.4	Stratégie de correction CRC	86
3.1.5	Étape d'annulation	86
3.1.6	Double annulation d'interférences	88
3.2	Résultats de simulation	89
3.2.1	Paramètres de simulation	89
3.2.2	Performances ADS-B	89
3.2.3	Performance de réception réponses Mode S Courtes et Longues	90
3.2.4	Performance de réception réponses Mode SIF	91
3.3	Validation expérimentale par capture de signaux	93
3.4	Conclusion et perspectives	95

Introduction

Les améliorations introduites dans le chapitre précédent ne concernent que le Mode S. Un récepteur capable de décoder les réponses Mode S, mais aussi Modes SIF s'est aussi avéré nécessaire. Dans la littérature, les contributions sont plutôt focalisées sur l'un ou l'autre mode, mais rarement en réception conjointe. Les publications s'y intéressant viennent généralement de Petrochilos [30], Piracci [15] ou Zhang [14]. Néanmoins, ces méthodes exploitent soit la pluralité des antennes dans le cadre de réseaux linéaires à conformation de faisceau, ou bien certaines propriétés de phase linéaire des signaux. Ces méthodes se révèlent parfois peu adaptées à la présence de transpondeurs à phase non-linéaire.

Afin de répondre à ces problématiques, un récepteur basé sur l'Annulation Successive d'Interférences (ASI, ou SIC en anglais) nous est apparu pertinent. Ce principe, introduit par Patel [31] sur des contextes multi-utilisateurs partageant la même forme d'onde, consiste à détecter, décoder le signal le plus fort et reconstruire son enveloppe complexe afin de la soustraire et de découvrir d'éventuels signaux sous-jacents. Le tout étant répété sur un même tampon d'échantillons reçus jusqu'à ce qu'il n'y ait généralement plus de signaux détectés. Étant donné la nature impulsionnelle des signaux traités, leur séparabilité temporelle peut être exploitée de la même façon que le décodage Mode S ou la détection de préambules, notamment pour l'estimation des paramètres nécessaires à la reconstruction. Le récepteur décrit dans ce chapitre fait l'objet d'une publication dans le journal *IEEE Transaction on Electronics and Aerospace* qui le décrit en partie, ainsi que d'un brevet. Enfin, il est à noter que certaines parties sont différentes de la publication, car des améliorations post-rédaction ont pu être apportées.

La première section présente l'architecture du récepteur ainsi que le fonctionnement de chaque élément qui le compose. Ensuite, la seconde partie introduit les résultats de simulation obtenus sur les environnements de FRUITs de la norme DO-260B. Enfin, des résultats expérimentaux obtenus sur des captures opportuniste de squitters ADS-B ainsi que de cible en Mode SIF sont proposés en dernière partie, avant la conclusion.

3.1 Architecture du récepteur

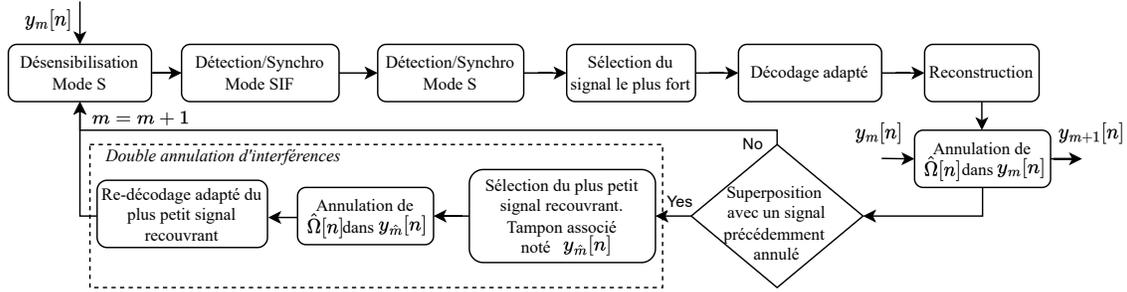


FIGURE 3.1 – Principe du récepteur ASI proposé

Le récepteur proposé repose sur le principe de l'annulation successive d'interférence, dont les composantes ont fait l'objet d'innovations, afin de répondre aux problématiques inhérentes aux équipements IFF. La figure 3.1 décrit le principe de l'algorithme, à savoir successivement détecter les réponses Mode S et SIF après avoir désensibilisé les réponses Mode S. Ensuite, le signal avec la plus forte amplitude est choisi et décodé afin de reconstruire son enveloppe complexe puis de la soustraire dans le tampon d'échantillons IQ en bande de base. Enfin, on réitère ce processus sur un même tampon d'échantillons jusqu'à ce qu'aucune détection supplémentaire n'advienne. En supplément de ces traitements, une étape de double annulation d'interférence est ajoutée, qui consiste à réessayer le décodage de signaux précédemment annulés, sous certaines conditions.

Puisqu'il s'agit d'un algorithme itératif en bloc, l'état du tampon d'échantillons change au cours des itérations. Pour cette raison, nous notons $y_m[n]$ l'état du tampon à la m^{ime} itération. Par convention, $y_0[n] = y[n]$ où $y[n]$ est le tampon d'échantillons initialement reçu. Par ailleurs, nous notons N_s le nombre d'échantillons dans $1\mu s$.

Les sous-sections suivantes décrivent le détail de la m^{ime} itération de l'algorithme, comme indiqué sur la figure 3.1.

3.1.1 Méthodes de détections des signaux

L'ASI dans un environnement comprenant plusieurs types de signaux se doit de satisfaire deux points clés :

- La détection et la classification du type de signal (Modes SIF - Mode S Court - Mode S Long) ;
- Le tri décroissant des puissances des signaux.

L'étape de détection et classification doit donc détecter deux types de forme d'onde caractéristiques :

- Le préambule Mode S ;
- La paire d'impulsions d'encadrement F1-F2 des Modes SIF.

Afin de maximiser la probabilité de détection et de minimiser la probabilité de fausse alarme, un procédé de détection conjointe Mode S et Mode SIF est proposé. Il se divise en 3 étapes successives :

- Un seuillage dynamique de désensibilisation Mode S, destiné à éviter des fausses détections Mode SIF dans les réponses Mode S ;
- Une détection de préambule Mode S, mettant à jour le seuillage dynamique ;
- Une détection de paire d'impulsions utilisant le seuillage dynamique.

Il est enfin à préciser qu'afin d'éviter une boucle infinie dans l'algorithme, l'hypothèse que tous les signaux sont espacés d'au minimum $0,5 \mu\text{s}$ est faite. Cela évite notamment des fausses détections sur les résidus des signaux annulés. Concrètement, cela consiste à rejeter toute nouvelle détection dans un intervalle de $\pm 0,25 \mu\text{s}$ autour de l'échantillon de commencement détecté. Les étapes précédemment citées sont décrites ci-dessous.

3.1.1.1 Seuillage dynamique de désensibilisation Mode S

Les paires d'impulsions F1-F2 des réponses SIF sont espacées de $20,3 \mu\text{s}$, or, une configuration très similaire d'espacement de $20,5 \mu\text{s}$ est très souvent rencontrée dans les réponses Mode S. Il convient donc de distinguer les cas. Pour cela, un seuillage dynamique de désensibilisation à la détection de paire F1-F2 dans les réponses Mode S est proposé. Son intérêt est important, puisque la reconstruction et "l'annulation" de fausses réponses participe à l'introduction d'interférence supplémentaire.

Une première approche consisterait à rejeter les détections F1-F2 qui se situent après une détection Mode S, et ce, pour la durée de la réponse Mode S. Cela requiert néanmoins de bien détecter les préambules Mode S et de correctement détecter leur longueur, ce qui n'est pas forcément le cas en environnement perturbé. Une méthode existe dans la littérature [32] pour la détection de réponses Mode SIF en présence de réponse Mode S mais sa performance est en deçà de la méthode proposée et donc non retenue. En effet, à -84 dBm dans l'environnement de FRUIT n°1 du tableau 1.2, le taux de détection est de 43%, contre 57% pour notre méthode, à taux de fausse alarme identique de 2%.

Le but de cette étape est donc de générer un palier d'amplitude visant à recouvrir les réponses Mode S avec un intervalle de garde de 3 dB, afin de prendre en compte les va-

riations des impulsions inhérentes à l'équipement d'émission. Pour cela, on se base sur les particularités intrinsèques aux formes d'ondes des Modes IFF suivantes :

- Une réponse Mode SIF s'étend au plus sur $21\mu\text{s}$;
- En considérant une réponse Mode S (notée $s[n]$) ayant une amplitude α , l'énergie moyenne contenue dans un intervalle de $1,5\mu\text{s}$ est tout le temps au dessus de $\alpha^2/3$. De plus, l'énergie moyenne vaut $\alpha^2/2$ dans le cas de bits uniformément distribués ;
- Dans un intervalle de $1,5\mu\text{s}$, l'énergie moyenne d'une réponse Mode SIF d'amplitude β est comprise entre 0 et $\beta^2/3$, avec une espérance valant $\beta^2/6$ en considérant des bits uniformément distribués. L'énergie moyenne atteint 0 lorsqu'un bit vaut 0, ce qui est toujours le cas de l'impulsion X.

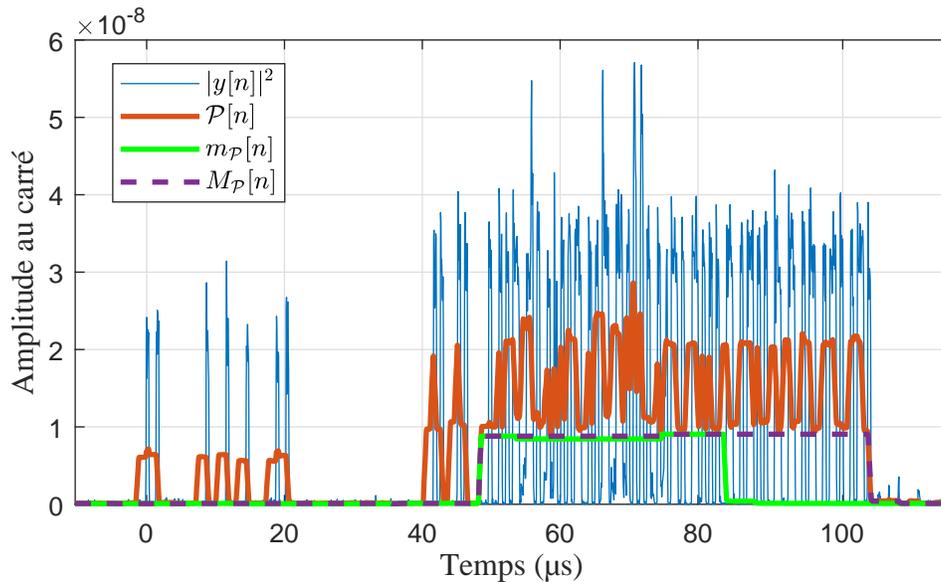


FIGURE 3.2 – Évolution des indicateurs avec un signal présentant une réponse SIF seule commençant à $0\mu\text{s}$, puis une réponse Mode S courte à $43\mu\text{s}$ sur laquelle se superpose une réponse Mode SIF à $55\mu\text{s}$.

De manière générale, la stratégie de seuillage repose sur une moyenne glissante $\mathcal{P}[n]$ de l'énergie sur $1,5\mu\text{s}$, dont on prend le minimum glissant sur $21\mu\text{s}$. En effet, ce minimum s'approche de la variance du bruit pendant une réponse SIF, car l'absence de l'impulsion X génère un trou sans signal d'au moins $2,45\mu\text{s}$, où seul le bruit du récepteur est présent, en l'absence de FRUIT. De plus, le minimum est maintenu autour de $\alpha^2/3$ pendant une réponse Mode S d'amplitude α .

Plus en détail, en considérant le signal traité $y[n]$, la première étape consiste à calculer l'énergie $\mathcal{P}[n]$ sur un intervalle glissant de 1,5 μs :

$$\mathcal{P}[n] = \frac{2}{3N_s} \sum_{i=n}^{n+3N_s/2-1} |y[i]|^2 \quad (3.1)$$

Cette longueur est choisie afin d'obtenir le plus d'énergie d'une réponse Mode S tout en récoltant le moins d'énergie possible provenant d'une réponse Mode SIF, à amplitude égale.

Deuxièmement, le minimum glissant de $\mathcal{P}[n]$ sur un intervalle de 21 μs est calculé :

$$m_{\mathcal{P}}[n] = \min_{i \in [n, n+21N_s-1]} \mathcal{P}[i] \quad (3.2)$$

Puisqu'en l'absence de bruit, $\mathcal{P}[n]$ devient nulle 1,5 μs après la fin d'une réponse Mode S, $m_{\mathcal{P}}$ devient nul 21 μs avant la fin de la réponse. On peut effectivement le constater sur la figure 3.2, où $m_{\mathcal{P}}[n]$ est en vert, et tombe dans des valeurs similaires au bruit 21 μs avant la fin du Mode S Court. Afin de compenser cet effet, le maximum glissant de $m_{\mathcal{P}}$ est pris dans l'intervalle précédent l'instant considéré :

$$M_{\mathcal{P}}[n] = \max_{i \in [n-21N_s+1, n]} m_{\mathcal{P}}[i] \quad (3.3)$$

Enfin, afin d'établir le seuillage d'amplitude $\rho[n]$, $M_{\mathcal{P}}[n]$ est compensé afin d'égaliser l'amplitude du signal Mode S avec un intervalle de garde de 3 dB (sachant que $M_{\mathcal{P}}[n]$ vaut $\alpha^2/3$, au bruit près, dans une réponse Mode S) :

$$\rho[n] = 10^{3/20} \times \sqrt{3M_{\mathcal{P}}[n]} \quad (3.4)$$

On peut constater sur la figure 3.3 que le seuil de désensibilisation suit correctement la payload de la réponse Mode S courte ainsi que le plancher de bruit, laissant même dépasser les impulsions de la réponse SIF qui se superpose.

L'étape suivante consiste à détecter et synchroniser temporellement des réponses Mode SIF.

3.1.1.2 Détection et synchronisation de réponses Mode SIF

La plupart des algorithmes de détection de réponses Mode SIF se basent sur le signal d'amplitude compressé logarithmiquement [32], [33]. Toutefois, ayant un signal d'échantillons complexe, il nous apparut approprié d'exploiter le domaine fréquentiel. La détection de réponses Mode SIF adoptée est une légère modification d'une méthode bien connue de synchronisation temporelle en OFDM : l'algorithme de Schmidl et Cox [34]. Le principe de l'algorithme est de détecter une répétition de deux symboles de synchronisation identiques espacés d'un délai

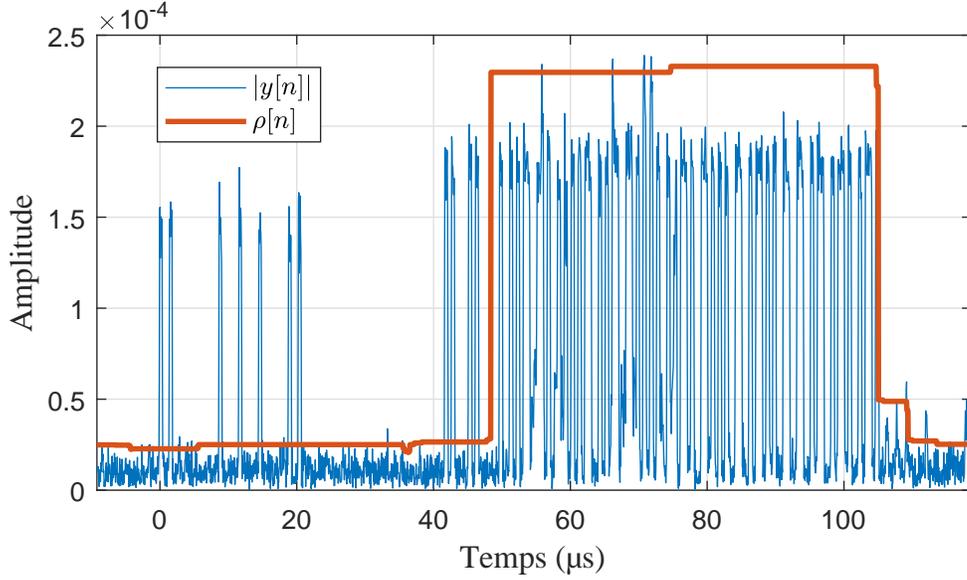


FIGURE 3.3 – Évolution de $\rho[n]$, suivant $|y[n]|$

connu. Il est aussi nécessaire que le décalage fréquentiel des deux symboles soit identique, mais le décalage de phase à l'origine n'a pas d'incidence. Cela rend donc la méthode applicable aux transpondeurs à phase non-linéaire. Dans notre cas, la paire d'impulsions F1 - F2 s'agit de deux symboles très simples, d'un écartement de $20,3 \mu\text{s}$ (c'est-à-dire $\delta_{F1F2} = \lfloor 20,3N_s \rfloor$ échantillons) entre leurs instants de début et d'une longueur de $0,45 \mu\text{s}$, soit $L = \lfloor 0,45N_s \rfloor$ échantillons.

Une fois le seuillage de désensibilisation Mode S effectué, tout échantillon complexe dont l'amplitude est située en dessous de celui-ci est forcé à 0 pour cette étape de détection. Cela permet de nettoyer le signal du bruit et des réponses Mode S, avant l'étape de détection.

On a donc le signal nettoyé suivant :

$$y_\rho[n] = \begin{cases} y[n] & \text{si } |y[n]| > \rho[n] \\ 0 & \text{sinon} \end{cases} \quad (3.5)$$

Ensuite, le calcul du numérateur $P[n]$ de la quantité à seuiller telle que décrite dans [34] est effectué :

$$P[n] = \left| \sum_{i=0}^{L-1} y_\rho^*[n+i] y_\rho[n+i+\delta_{F1F2}] \right| \quad (3.6)$$

Dans la méthode originale, l'énergie accumulée dans le second symbole (ici seconde impulsion) est utilisée en tant que facteur de normalisation. Toutefois, afin de prendre en compte les différences d'amplitude entre impulsions en tant que facteur de réduction de fausse alarme,

le maximum entre les énergies accumulées dans chacun des membres est choisi en tant que facteur de normalisation :

$$R[n] = \max \left(\sum_{i=0}^{L-1} |y_\rho[n+i]|^2, \sum_{i=0}^{L-1} |y_\rho[n+i+\delta_{F1F2}]|^2 \right) \quad (3.7)$$

Lorsque le facteur de normalisation est nul, la quantité à seuiller n'est pas calculée, de sorte à ce qu'aucun signal ne soit détecté car on se situe en dessous du seuil de désensibilisation Mode S. Enfin, pour détecter une paire F1-F2, le rapport des racines est effectué :

$$\nu[n] = \sqrt{\frac{P[n]}{R[n]}} \quad (3.8)$$

Pour le reste du manuscrit, un seuil λ_{AC} est appliqué sur $\nu[n]$ pour la détection de réponses Mode SIF. Il est à noter que l'estimation de l'instant de commencement est déterminé par l'argmax local de $P[n]$ pris sur l'intervalle où $\nu[n] > \lambda_{AC}$, car la quantité $\nu[n]$ forme généralement des plateaux lors d'un alignement avec une paire F1-F2. De plus, l'amplitude estimée de la réponse associée à la détection correspond à la moyenne des échantillons d'amplitude de l'impulsion F1 ou F2 possédant la plus petite variance d'amplitude. Par ailleurs, à des fins de réduction de taux de fausse alarme, si la différence d'amplitude des deux impulsions dépasse 3dB, la détection n'est pas retenue.

3.1.1.3 Détection et synchronisation de réponses Mode S

Cette étape consiste à appliquer un des détecteurs de préambules Mode S proposés dans le Chapitre 2. Dans l'optique de l'économie de ressource, il est préférable d'appliquer la détection de préambule par intercorrélation avec une longueur de corrélation à 5 μ s, afin d'augmenter le taux de détection en présence d'interférences. Si, en revanche, les ressources systèmes le permettent, il est préférable d'opter pour la détection de préambule par méthode des noyaux, qui possède le meilleur taux de détection en environnement difficile.

Nous avons choisi le détecteur par intercorrélation, car la mise en œuvre avec la méthode des noyaux est très lourde. En ce qui concerne les valeurs de seuil retenues, nous avons choisi de viser 1% de fausse détection en contexte AWGN avec une longueur d'intervalle de corrélation de 5 μ s, c'est-à-dire $\lambda_n = 0,89$.

3.1.2 Sélection du signal le plus fort

Après avoir obtenu la localisation temporelle des signaux, leur type et amplitude, celui possédant l'amplitude la plus élevée est sélectionné pour un décodage et reconstruction. Son échantillon estimé de commencement est noté $\hat{\gamma}$ et son amplitude estimée est $\hat{\alpha}$ dans le cas

d'une réponse Mode S ou $\hat{\beta}$ dans le cas Mode SIF. Si aucun signal n'est détecté, l'algorithme termine.

3.1.3 Décodage adapté

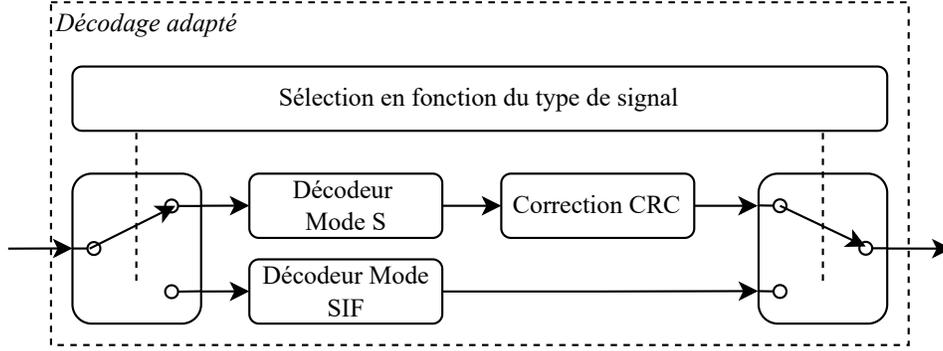


FIGURE 3.4 – Étape de décodage adapté

Comme présenté en figure 3.4, l'étape de décodage adapté choisi entre le décodeur Mode S ou Mode SIF en fonction du type de signal détecté. S'il s'agit d'un Mode S, une tentative de correction CRC est effectuée. La description de ces blocs est donnée dans les sous-sections suivantes.

3.1.3.1 Décodeur binaire Mode SIF

Le décodeur binaire Mode SIF s'inspire de la méthode de détection de réponse par [34]. En effet, la décision binaire repose sur l'intercorrélation entre une impulsion de référence choisie parmi F1 et F2, et les emplacements possibles des impulsions codant l'information binaire par leur présence. En premier, le choix de l'impulsion de référence s'opère sur celle possédant la variance d'amplitude la plus basse, parmi F1 et F2.

Ensuite, la norme de l'intercorrélation avec chaque emplacement d'impulsion potentiel est calculée. Par exemple, en prenant F2 comme référence et le bit numéro k , on a :

$$p_k = \left| \sum_{i=0}^{L-1} y^*[\hat{\gamma} + i + \delta_{F1F2}]y[\hat{\gamma} + i + (k+1)N_{SIF}] \right| \quad (3.9)$$

où $N_{SIF} = \lfloor 1,45N_s \rfloor$ est le nombre d'échantillons dans un temps-bit Mode SIF.

On a alors la décision binaire, basée sur le fait qu'une impulsion ne peut pas avoir une amplitude 3dB en dessous de l'amplitude moyenne :

$$b_k = \begin{cases} 1 & \text{si } \sqrt{p_k} > 10^{-3/20} \hat{\beta} \\ 0 & \text{sinon} \end{cases} \quad (3.10)$$

3.1.3.2 Décodeur binaire Mode S

Le décodeur Mode S introduit dans le chapitre 2 est directement appliqué ici.

Ensuite, la correction CRC est appliquée sur les réponses Mode S, dont la description suit.

3.1.4 Stratégie de correction CRC

Parmi les réponses IFF, seules les Mode S possèdent un champ CRC. Ce champ est, la plupart du temps, complété bit-à-bit avec l'adresse ICAO de l'aéronef répondant, mais dans ce cas, seul l'interrogateur ayant effectué l'interrogation connaît cette adresse. Pour cette raison, dans un contexte d'annulation d'interférences, effectuer une vérification ou correction CRC reste une option avec des avantages limités. Essayer de compléter avec toutes les adresses connues d'un interrogateur est aussi déconseillé car cela augmente très significativement la charge. Afin de maximiser la probabilité de décodage correct, notre récepteur effectue au plus 2 corrections CRC :

- Une correction sans complément d'adresse, afin de corriger un possible FRUIT n'ayant pas de CRC complété. Il peut être issu d'un appel général avec l'adresse interrogateur (champ PI) à 0, ou bien un squitter ADS-B ;
- Dans le cas où le récepteur a envoyé une interrogation auparavant, une deuxième correction CRC est effectuée après avoir complété l'adresse ICAO de l'avion interrogé.

Maintenant que les étapes de détection, décodage et correction binaires ont été décrites, nous allons détailler l'étape d'annulation.

3.1.5 Étape d'annulation

3.1.5.1 Reconstruction du signal

Dans le cas d'une réponse Mode S, le signal reconstruit suit le modèle suivant :

$$\hat{\Omega}[n] = \hat{\alpha} \left[\hat{p}_s + \sum_{k=0}^{N-1} p_{\hat{b}_k} [n - (N_p + kN_s)] e^{j(2\pi \hat{f}n + \hat{\phi}_k)} \right] \quad (3.11)$$

Toutes les valeurs issues d'une estimation possèdent un accent circonflexe. Cela comprend les bits, l'amplitude, la fréquence, ainsi que la phase à l'origine de chaque impulsion. \hat{p}_s

est le résultat des estimations des paramètres des 4 impulsions du préambule comptant N_p échantillons. En effet, il est nécessaire d'estimer ces phases dans le cadre de répondeurs à phase non-linéaire.

Dans le cas d'une réponse Mode SIF, le signal reconstruit devient :

$$\hat{\Omega}[n] = \hat{\beta} \sum_{k=0}^{14} \hat{b}_k q[t - N_{SIF}] e^{j(2\pi \hat{f}n + \hat{\phi}_k)} \quad (3.12)$$

Concernant les estimations de la fréquence et des phases de chaque impulsion, elles sont effectuées comme suit.

En premier, la fréquence réduite \hat{f} est traitée selon les étapes décrites ci-dessous :

1. Pour chaque emplacement d'impulsion déduit des bits \hat{b}_k , la dérivée de la phase est calculée ;
2. Chaque échantillon de dérivée excédant les standards de la norme est exclu, c'est-à-dire 1 MHz pour le Mode S et 3 MHz pour le Mode SIF ;
3. Chaque échantillon de dérivée situé à moins de 0,1 μ s de l'extrémité d'une impulsion est exclu afin de réduire l'influence des mouvements de phase dans les fronts montants et descendants des impulsions ;
4. \hat{f} est déduit de la moyenne de tous les échantillons de dérivée restants.

En second, afin de calculer la phase à l'origine de chaque impulsion, la compensation en fréquence est appliquée sur le signal reçu :

$$\tilde{y}_m[n] = y_m[n] e^{-j2\pi \hat{f}n} \quad (3.13)$$

Enfin, à chaque emplacement d'impulsion estimé, la phase à l'origine est déterminée par la phase de la moyenne pondérée des échantillons complexes qui la composent. Chaque poids est égal à la probabilité que l'échantillon reçu ait l'amplitude correcte, exactement comme dans le décodeur Mode S proposé au chapitre 2. Cela permet le rejet des échantillons qui n'appartiendraient pas au signal qui est en train d'être reconstruit.

D'un point de vue analytique, en considérant la phase associée au bit numéro k estimé à 1, d'une réponse Mode S possédant un préambule commençant à l'échantillons $\hat{\gamma}$, la moyenne s'exprime comme suit :

$$\tilde{s}_k = \sum_{j=\hat{\gamma}+N_p+kN_s}^{\hat{\gamma}+N_p+kN_s+N_s/2} \tilde{y}_m[j] R(|\tilde{y}_m[j]|; \hat{\alpha}, \hat{\sigma}) \quad (3.14)$$

où $\hat{\alpha}$ et $\hat{\sigma}$ sont les estimations de l'amplitude du signal et de l'écart-type du bruit blanc gaussien. N_p est le nombre d'échantillons dans 8 μ s (longueur du préambule). R est la densité

de probabilité d'une loi de Rice, dont l'expression est :

$$R(z[n]; \alpha, \sigma) = \frac{z[n]}{\sigma^2} \exp\left(\frac{-(z[n]^2 + \alpha^2)}{2\sigma^2}\right) I_0\left(\frac{z[n]\alpha}{\sigma^2}\right)$$

Avec I_0 la fonction de Bessel modifiée de première espèce et d'ordre nul :

$$I_0(x) = \frac{1}{\pi} \int_0^\pi e^{x \cos \theta} d\theta$$

La phase à l'origine $\hat{\phi}_k$ est finalement obtenue en prenant l'angle de \tilde{s}_k . C'est pour cette raison qu'il n'est pas nécessaire de normaliser l'expression.

3.1.5.2 Annulation du signal

L'annulation est effectuée en soustrayant le signal reconstruit à partir de l'instant de commencement estimé $\hat{\gamma}$.

$$y_{m+1}[n - \hat{\gamma}] = y_m[n - \hat{\gamma}] - \hat{\Omega}[n] \quad (3.15)$$

Veillez noter que le tampon d'échantillons avant annulation est indexé par le numéro d'itération en cours.

Finalement, un critère est appliqué afin d'éviter la propagation d'erreurs de reconstruction lors annulations successives. Cela consiste à compter les échantillons d'amplitude se situant dans l'intervalle $\hat{\alpha} \pm 3\text{dB}$ (ou $\hat{\beta} \pm 3\text{dB}$, selon le type de signal) avant (N_{before}) et après (N_{after}) l'annulation. Si :

$$\frac{N_{after}}{N_{before}} > 0,5,$$

Alors le signal n'est finalement pas annulé, tel que :

$$y_{m+1}[n - \hat{\gamma}] = y_m[n - \hat{\gamma}]$$

3.1.6 Double annulation d'interférences

Afin d'améliorer les performances globales du récepteur, une étape de double annulation d'interférence est ajoutée. Cela consiste à réessayer le décodage d'un signal précédemment annulé, qui recouvrait le signal en train d'être traité. S'il y a plusieurs signaux qui le recouvraient, celui possédant la plus petite amplitude est sélectionné. On note \hat{m} l'itération associée à ce Plus Petit Signal Recouvrant (PPSR). L'enveloppe complexe reconstruite du signal en cours de traitement est annulée dans le tampon précédant l'annulation du PPSR :

$$y'_{\hat{m}}[n - \hat{\gamma}] = y_{\hat{m}}[n - \hat{\gamma}] - \hat{\Omega}[n] \quad (3.16)$$

Le PPSR est re-décodé depuis $y'_{\hat{m}}$.

Le récepteur étant complètement décrit, ces performances sont évaluées dans la section suivante.

3.2 Résultats de simulation

3.2.1 Paramètres de simulation

Les simulations sont effectuées pour un récepteur ADS-B avec une antenne isotrope puis un interrogateur équipé d'une antenne monopulse. Les signaux sont générés à une fréquence d'échantillonnage de 80 MHz puis filtrés à travers un filtre RII avec 10 MHz de bande (Passe-bas Butterworth 4ème ordre). Les signaux sont ensuite sous-échantillonnés avant d'être traités par le récepteur. Les détecteurs Mode S et Mode SIF sont calibrés de telle façon à ne pas excéder un taux de fausse détection de 10^{-2} dans l'environnement de norme n°1, avec une antenne monopulse. Cela donne $\lambda_c = 0,89$ et $\lambda_{SIF} = 0,92$. Le bruit du récepteur est fixé à -100 dBm.

On rappelle le bilan de liaison pour une antenne isotrope, considérant un émetteur situé à d kilomètres, où P_{omni} est la puissance reçue en dBm :

$$P_{omni}(d) = -83,5 - 20 \log_{10} \left(\frac{d}{185,2} \right) \quad (3.17)$$

Afin d'évaluer les performances des Modes S et SIF, on considère l'antenne monopulse décrite dans le chapitre 1, dont la puissance reçue pour un émetteur situé à l'azimut ψ vaut :

$$P_{mono}(d, \psi) = -83,5 - 20 \log_{10} \left(\frac{d}{185,2} \right) + G_{h(dBi)}(\psi) + 30 \quad (3.18)$$

3.2.2 Performances ADS-B

Les squitters ADS-B sont des signaux Mode S émis spontanément et de façon cyclique par un aéronef, sans interrogation préalable. Le champ CRC n'est donc pas complété par l'adresse ICAO. Par ailleurs, une antenne isotrope est utilisée pour la réception des signaux, car il n'y a pas de direction de réception privilégiée. La puissance des signaux d'intérêt reçus s'étend de -87 dBm à -57 dBm, dans la configuration des environnements de FRUIT décrits dans le tableau 1.2. La borne de puissance inférieure correspond à un avion situé à la ligne d'horizon, à savoir 256 nœuds nautiques (475 km) à une altitude de 40000 pieds. 3 algorithmes sont comparés : notre récepteur ASI, l'algorithme de projection (PA) de Piracci et al. [15] ainsi qu'un récepteur très similaire à celui actuellement déployé dans les produits Thales, appelé "DO-260B Enhanced" ou "DO-260B" par la suite. Ce dernier est composé d'une détection de préambule sur fronts d'impulsion montants "Enhanced Preamble Detection", le décodeur binaire Mode S "Multi-Sample Technique" ainsi que la correction CRC "Conservative Error Correction". Ces éléments sont décrits plus en détails dans [35] et [6].

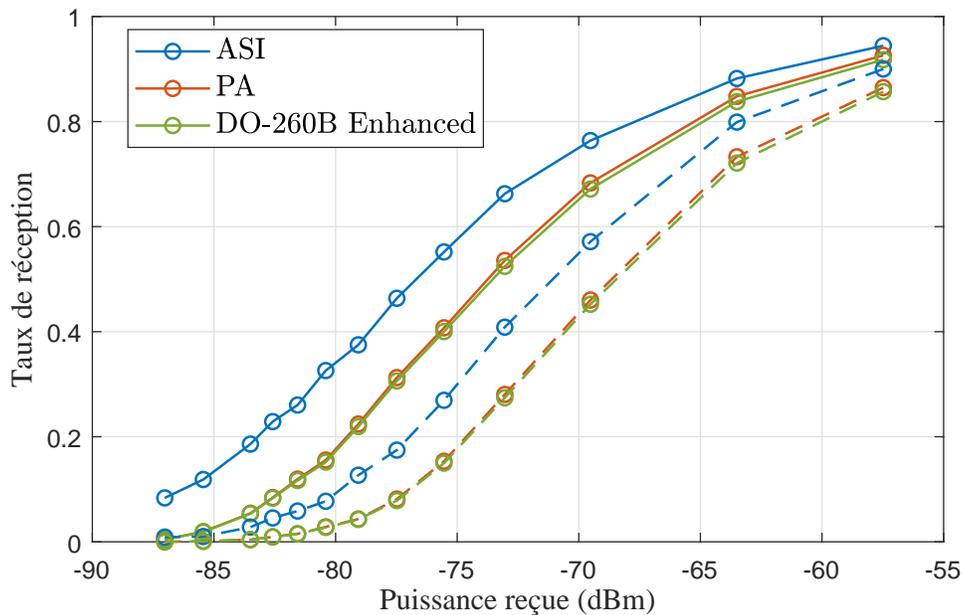


FIGURE 3.5 – Taux de réception des Squitter ADS-B. Le trait plein désigne l’environnement 1, les pointillés l’environnement 2. Les environnements sont ceux du tableau 1.2 du Chapitre 1.

Comme montré sur la figure 3.5, les performances de l’ASI dépassent significativement celle des deux autres récepteurs. Une amélioration de la sensibilité de 3,1 dB est observée en comparant l’ASI et le PA, avec des écarts de taux de réception allant jusqu’à 18% à -81 dBm. Le récepteur DO-260B est le moins performant, ce qui peut s’expliquer par l’absence de contre mesures dédiées aux FRUITs Mode S. Toutefois, le PA n’apporte pas d’améliorations significatives par rapport à la DO-260B (moins de 2%). Comme indiqué par leurs auteurs, ceci s’explique par le fait qu’il ne se comporte correctement que dans des conditions spécifiques, à savoir une collision de deux réponses Mode S de même longueur, une différence de fréquences résiduelles de plus de 250 kHz et une différence de puissance reçue contenue dans ± 3 dB. Ces conditions sont rarement rencontrées dans la diversité des phénomènes aléatoires mis en jeu dans un environnement de réception typique.

Enfin, on constate que les écarts de performances sont consistants à travers les environnements considérés.

3.2.3 Performance de réception réponses Mode S Courtes et Longues

La réception de réponses Mode S s’effectue sur une antenne monopulse. Cette dernière effectue un filtrage spatial en privilégiant la direction de l’aéronef considéré. Cela a pour effet

d'augmenter le SNR, mais aussi le rapport signal sur interférence. La distance maximale de la cible considérée est aussi à la ligne d'horizon. En pratique, l'interrogateur ouvre une fenêtre de réception pour la réponse à l'interrogation qu'il a envoyé précédemment, tout en ayant son antenne pointée dans la direction de la cible. Les figures 3.7 et 3.6 montrent que la différence de taux de réception entre les deux types de signaux est inférieure à 1%, à puissance donnée, et ce pour tous les récepteurs considérés.

De façon générale, le gain de sensibilité reste autour de 3 dB, avec une amélioration ASI vs. PA à puissance fixée allant jusqu'à 5% d'amélioration. Ce gain est inférieur au cas sans filtrage spatial de l'ADS-B, ce qui montre que l'ASI présente un gain de performance d'autant plus grand que l'environnement donne des rapports de puissance signal sur interférent faibles.

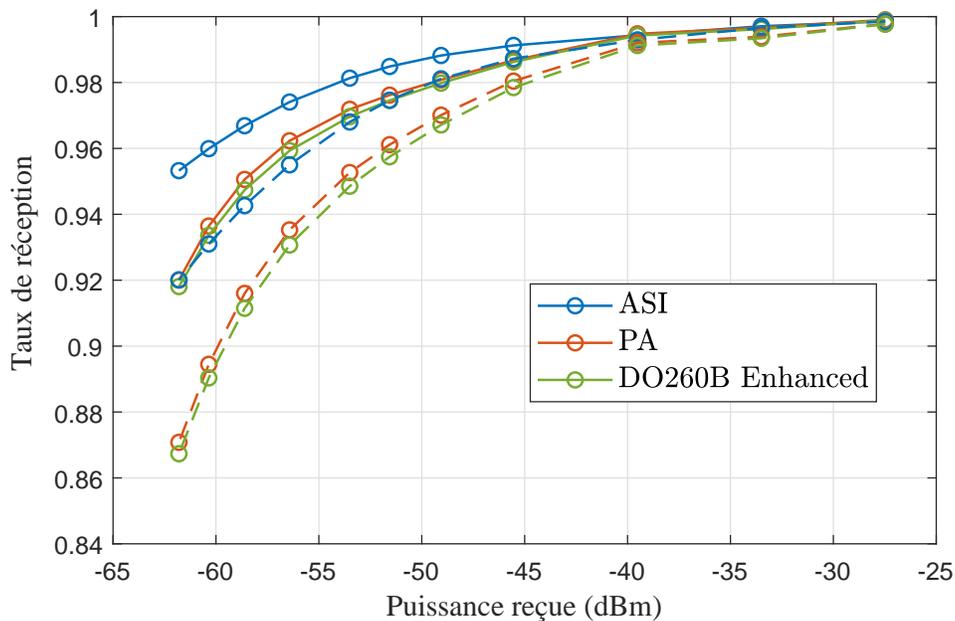


FIGURE 3.6 – Taux de réception Mode S Court. Le trait plein désigne l'environnement 1, les pointillés l'environnement 2.

3.2.4 Performance de réception réponses Mode SIF

Le taux de réception unitaire est indiqué sur la figure 3.8. Il décroît jusqu'à 91,5% dans le second environnement. Enfin, il est utile de préciser que la puissance où 90% des réponses sont correctement décodées en contexte AWGN se situe à -87 dBm.

Maintenant que les performances en simulateur ont été évaluées, nous allons présenter les résultats sur des captures de terrain de signaux ADS-B et SIF.

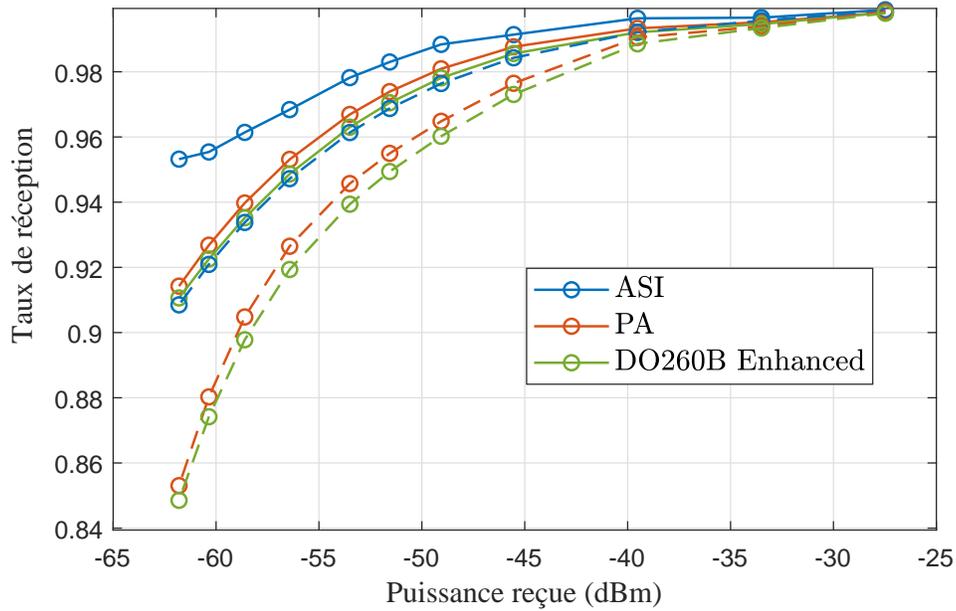


FIGURE 3.7 – Taux de réception Mode S Long. Le trait plein désigne l'environnement 1, les pointillés l'environnement 2.

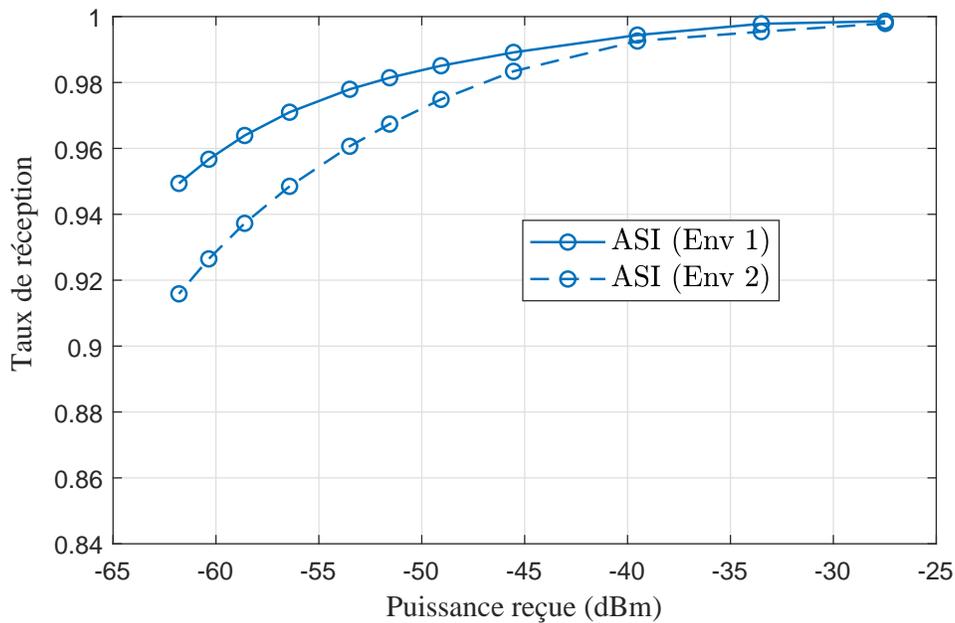


FIGURE 3.8 – Taux de réception Mode SIF. Le trait plein désigne l'environnement 1, les pointillés l'environnement 2.

3.3 Validation expérimentale par capture de signaux

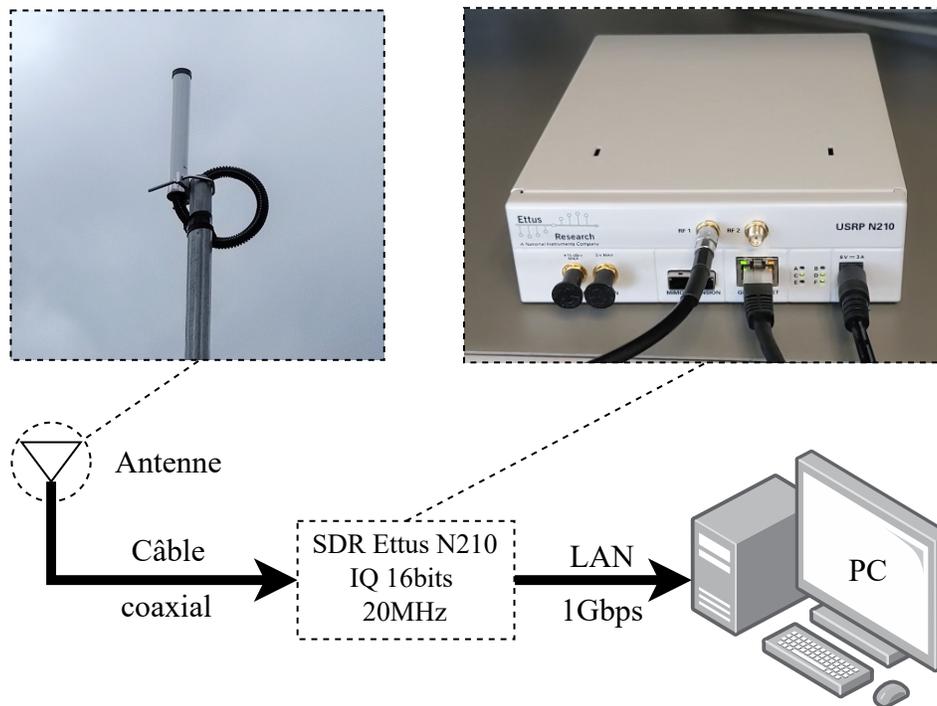


FIGURE 3.9 – Dispositif de réception de squitters ADS-B.

Afin d'évaluer et comparer le récepteur sur des données réelles, des essais de captures d'échantillons ont été effectués avec le dispositif de réception présenté sur la figure 3.9. Il comprend notamment une radio-logicielle Ettus USRP N210. Cet équipement est capable d'échantillonner un signal IQ à une fréquence d'échantillonnage de 20 MHz avec une résolution de 16 bits. Il est relié à une antenne isotrope possédant un gain actif de 8 dBi, placée sur le toit du site Thales Laval (12 mètres du sol environ) avec une vue dégagée à 360°. Enfin, les échantillons sont envoyés et stockés sur un PC, à travers une liaison Ethernet Gigabit pour le traitement ultérieur.

Pour des raisons pratiques, les performances de réception de squitters ADS-B sont évaluées, car elles ne nécessitent pas de connaître la vérité terrain. Une simple validation CRC suffit à considérer qu'un signal a été correctement décodé. Toutefois, ne connaissant pas le nombre d'opportunités de réception, nous nous contenterons de comparer le nombre de CRC validés entre chaque méthode.

Les mesures consistent en la capture de 10 secondes d'échantillons chaque heure, pendant 24 heures durant une journée en semaine. La figure 3.10 montre le nombre de squitters différents dont le CRC a été validé pour chaque fenêtre de capture. Une réduction de la

densité de trafic est naturellement observée pendant la nuit, ce qui limite les avantages du SIC car peu d'interférences se produisent. Néanmoins, notre récepteur affiche les meilleures performances pendant les heures les plus critiques de fonctionnement. Par exemple, entre 9 :00 :00 et 9 :00 :10, un maximum de 3492 squitters ont été correctement décodés par l'ASI, tandis que 2522 et 2477 squitters ont été vu par le PA et la DO-260B, ce qui signifie une amélioration de 38,5% en faveur de l'ASI par rapport au PA. De plus, une heure plus tôt, le maximum pour le PA et la DO-260B est atteint, ce qui suggère que l'environnement plus dense de 09 :00 a eu un impact négatif sur leurs performances, contrairement à l'ASI.

TABLEAU 3.1 – Totaux de squitters correctement décodés

Algorithme	ASI	PA	DO-260B Enhanced
Nombre de squitter corrects	55298	41935	41396

D'un point de vue général, les résultats du tableau 3.1 confirment que l'ASI affiche de très bonnes performances, même sur des signaux réels, soumis aux imperfections des chaînes de transmission et réception, ainsi que du canal de propagation. Au total, l'ASI a correctement décodé 31,9% de squitters en plus par rapport au PA. Aussi, la sensibilité améliorée du détecteur et décodeur Mode S permet de décoder des signaux avec un SNR plus bas que la DO-260B. Enfin, le PA affiche une amélioration de 1,1% par rapport à la DO-260B.

Tous ces éléments confirment la pertinence de la méthode proposée pour le décodage de signaux Mode S et Mode SIF en environnement réel, dense et perturbé, notamment par rapport à la littérature existante.

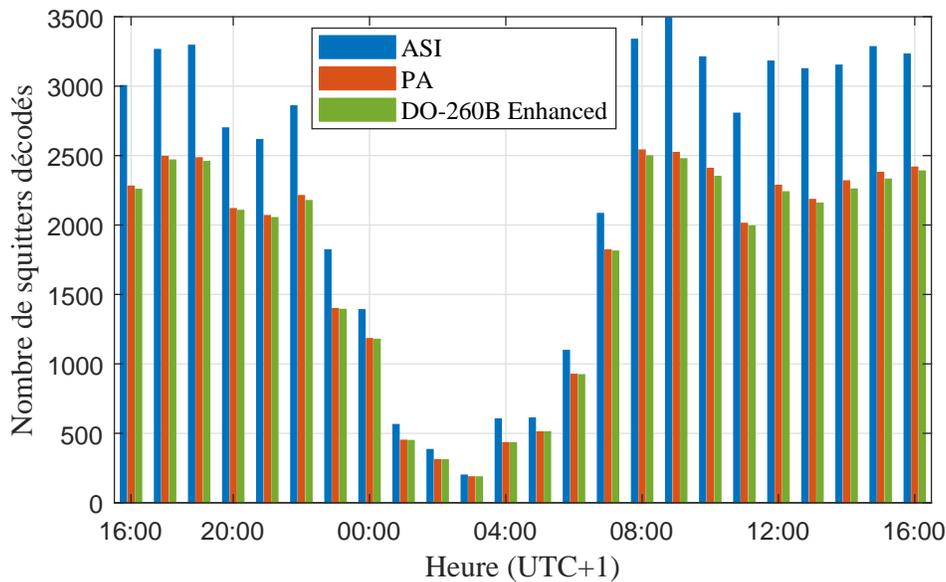


FIGURE 3.10 – Nombre de squitters décodés sur des captures de 10 secondes effectuées chaque heure.

3.4 Conclusion et perspectives

Dans ce chapitre, nous avons présenté un récepteur capable de simultanément détecter et décoder des signaux Mode SIF et Mode S, possédant des formes d'ondes différentes et qui sont susceptibles de se superposer en temps. Un tel système paraît pertinent au vu de l'utilisation toujours grandissante de la porteuse 1090 MHz. Dans ce but, la contribution apportée se retrouve dans l'introduction d'une méthode de détection conjointe Mode S et Mode SIF, ainsi que des techniques de décodage binaire adaptées. Des estimateurs de décalage fréquentiel, de phase à l'origine de chaque impulsion, dont la connaissance est nécessaire en cas de transpondeur à phase non-linéaire sont aussi proposés. Nous avons montré que même sous des conditions difficiles de réceptions à fort taux d'interférence, le récepteur est capable de montrer un taux de réception satisfaisant, excédant les méthodes de la littérature, aussi bien dans les cas de simulation que dans les cas de réception réels. Par ailleurs, on retiendra que ce récepteur est architecturalement le plus éloigné des produits actuels à base de FPGA, étant donné qu'il comprend une forte composante de logique décisionnelle qui est plus destinée à une implémentation sur CPU. On pourrait alors imaginer une architecture logicielle avec logique décisionnelle sur CPU comprenant une accélération des calculs lourds (intercorrélation) sur unité FPGA, par exemple.

Les travaux futurs devraient se focaliser sur une meilleure reconstruction des impulsions, notamment des fronts montants et descendants, en prenant en compte les réponses impulsionnelles temporelles des filtres en réception. Aussi, il peut être intéressant d'exploiter la

voie Delta du récepteur monopulse, afin de diminuer le taux de fausse détection de réponses en utilisant la phase relative entre voie, caractérisant l'azimut, mais aussi d'éventuellement en exploiter les échantillons pour fiabiliser l'estimation des paramètres nécessaire à la reconstruction des signaux.

Conclusion générale et perspectives

Conclusion

Dans cette thèse, nous avons étudié et amélioré les performances de l'interrogateur du système d'Identification Ami-Ennemi (IFF), dans les modes SIF et S, avec des retombées à court, moyen et long termes pour les produits Thales. En effet, avec nos contributions, nous avons un éventail de possibilités trouvant chacune une implémentation soit au sein des systèmes actuels avec un minimum de modifications, soit nécessitant un changement architectural en profondeur comme l'annulation successive d'interférences, mais avec de meilleures performances.

Toutes ces contributions prennent en compte les problématiques intrinsèques aux matériels utilisés, telles que la phase non-linéaire des répondeurs IFF, les fréquences résiduelles dues aux désynchronisations entre oscillateurs locaux des émetteurs / récepteurs, ainsi que les interférences entre modes résultant d'une forte densité d'aéronefs.

Dans le chapitre 1, nous avons abordé en détails les problématiques relatives aux systèmes IFF, résultant en l'élaboration d'un modèle mathématique de réception les prenant précisément en compte. On retiendra bien entendu la phase non-linéaire des signaux, mais aussi l'aspect multi-utilisateur de l'IFF à travers des environnements de réceptions normés qui décrivent les interférences que peuvent subir les signaux d'intérêt. Nous avons par ailleurs caractérisé certaines métriques usuelles telles que l'énergie binaires des Modes S et SIF, ainsi que leur densité spectrale de puissance. Enfin, une présentation de divers blocs de décision binaires adaptés à la modulation binaire des signaux Mode S avec leurs taux d'erreur associés en contexte AWGN a été effectuée.

Le chapitre 2 a apporté des améliorations exclusives au récepteur Mode S, par la proposition de 3 nouvelles méthodes de détection de trames Mode S, un algorithme de décision binaire spécialement développé pour un environnement dense, ainsi qu'un algorithme de correction CRC. Ces derniers peuvent être combinés au choix, mais nous montrons que la combinaison détection par méthode des noyaux + Décodeur par score de vraisemblance + CRC à confiance

Grise est certainement la plus adaptée à une situation opérationnelle, car celle apportant le plus d'améliorations de performances dans les environnements de test, quelque soit le système antennaire. Cette dernière requiert néanmoins d'avoir un flux d'échantillons IQ en entrée.

Si une entrée vidéo est conservée, on pourra se contenter de la combinaison noyaux + décodeur Thales + CRC gris, en utilisant les normes des symboles en tant que niveau de confiance.

Enfin, dans le chapitre 3, nous introduisons un récepteur capable de simultanément détecter et décoder des signaux Mode SIF et Mode S, possédant des formes d'ondes différentes et qui sont susceptibles de se superposer en temps. Les contributions apportées se retrouvent dans la proposition d'une méthode de détection conjointe Mode S et Mode SIF, ainsi que des techniques de décodage binaire adaptées. Des estimateurs de décalage fréquentiel, de phase à l'origine de chaque impulsion, dont la connaissance est nécessaire en cas de répondeur à phase non-linéaire sont aussi proposés. Nous avons montré que même sous des conditions difficiles de réceptions à fort taux d'interférence, le récepteur est capable de montrer un taux de réception satisfaisant, excédant les méthodes de la littérature, aussi bien dans les cas de simulation que dans les cas de réception réels. Enfin, ces différentes composantes sont articulées autour d'une logique telle, qu'il est plus adapté d'en faire une implémentation logicielle sur CPU, avec une accélération matérielle éventuelle par FPGA. Cela requerrait alors un changement d'architecture profond, par rapport aux systèmes actuellement déployés, ce qui s'inscrit donc dans un plus long terme.

Perspectives

Pour aller plus loin dans les contributions déjà proposées, il pourrait être intéressant d'améliorer la pseudo-intercorrélacion afin qu'elle puisse prendre en compte plus intelligemment les deux différentes longueurs de réponses Mode S. En effet, la stratégie proposée consiste à exécuter deux chaînes de détection pour mode S Longs et Courts, afin d'en dégager les maximum locaux respectifs pour le décodage. Cependant, une réponse, quelle que soit sa longueur, provoquera un dépassement de seuil dans les deux pseudo-corrélacion et donc l'engagement du décodeur dans les deux cas.

En ce qui concerne la méthode des noyaux, il peut s'avérer pertinent d'avoir une largeur de noyau variable en fonction de la puissance reçue, car la variance des échantillons d'une vidéo logarithmique proche du seuil de bruit est plus élevée, ce qui a pour conséquence de disperser les centres des noyaux dans la somme de l'estimation de densité de probabilité.

Enfin, dans le cas de l'annulation successive d'interférences, des améliorations pourraient être apportées sur l'étape de reconstruction des impulsions, en prenant en compte les réponses impulsionsnelles des filtres en réception dans l'équipement.

De façon plus générale, il est possible d'élargir l'éventail des problématiques que les traitements pourraient prendre en compte. En effet, on pourrait traiter les problématiques de multi-trajets, qui sont susceptibles de devenir prépondérantes dans le cadre d'un contexte opérationnel marin, en intégrant des algorithmes supplémentaires d'égalisation de canal dans l'ASI. Enfin, il serait aussi pertinent de prendre en compte la diversité spatiale offerte par les voies Sigma et Delta dans un premier temps, puis par les réseaux d'antennes linéaires à conformation électronique de faisceaux.

Liste des figures

1.1	Les 3 principes de fonctionnement de l'IFF. En bleu, l'antenne de l'interrogateur, l'émission d'interrogation étant schématisée par sa fonction d'éclairement en pointillés. En rouge, les aéronefs émettant une réponse. En noir, les aéronefs ne répondant pas. a) Appel général b) Appel sélectif c) Squitter.	6
1.2	Les modes IFF.	8
1.3	Extrait d'une capture de 3 impulsions numérotées d'une réponse Mode S provenant d'un répondeur à phase non-linéaire, dont le décalage fréquentiel a été compensé. A gauche : le signal complexe dans le domaine temporel (Voies I et Q). A droite : les échantillons de l'intervalle représentés dans le plan complexe. Les échantillons correspondant aux impulsions sont entourés en rouge.	11
1.4	Diagrammes de gain Sigma/Delta (extrait de [1])	12
1.5	Structure d'une réponse Mode S.	14
1.6	Formes d'ondes $p_0(t)$ et $p_1(t)$ codant respectivement les bits 0 et 1 (de gauche à droite)	15
1.7	Densité spectrale de puissance théorique du Mode S	17
1.8	Structure d'une réponse Mode SIF. Les impulsions d'encadrement $F1$ et $F2$ sont en trait plein. Les impulsions codant l'information sont en pointillés.	18
1.9	Structure d'une impulsion $p(t)$ de réponse Mode SIF.	18
1.10	Densités spectrales de puissance théorique du Mode S et des Modes SIF	19
1.11	Diagramme d'antenne de la voie Sigma d'une antenne monopulse typique.	21
1.12	Récepteur super-hétérodyne à amplification logarithmique	24
1.13	Filtre de mise en forme $g(t)$	27
1.14	Taux d'erreur paquet de la décision par filtrage adapté, sans et avec erreur d'estimation fréquentielle de 1 kHz et comparativement à la décision par comparaison d'énergie	27
1.15	Taux d'erreur paquet de la décision par comparaison d'énergie pour $B = 4$ MHz avec un filtre en cosinus sur-élevé avec un roll-off à 1, sans et avec désynchronisation fréquentielle	29

1.16	Taux d'erreur paquet de la décision par corrélation, sans et avec erreur d'estimation fréquentielle, comparativement au filtrage adapté et à comparaison d'énergie	30
2.1	Diagramme de l'algorithme	39
2.2	Structure de la réponse Mode S / Squitter ADS-B. L'intervalle coloré représente l'intervalle maximum sur lequel on peut effectuer une intercorrélacion (motif connu du récepteur).	39
2.3	Évolution de P_A en fonction de la longueur de corrélation T_c et avec différents taux de FRUIT Mode SIF.	40
2.4	Auto-corrélacion décalée de 26 demi-temps symbole $c[n]$ du préambule étendu à amplitude égale à 1 (extrait de [8])	41
2.5	Allure temporelle de $p_c[n]$.	42
2.6	Répartition des symboles spéciaux sur $z[n]$ (extrait de [8])	43
2.7	Evolution du MDL en fonction de λ_n et T_c	45
2.8	Exemple de calculs de $\Delta[n]$ pour 2 des 4 différentes combinaisons de successions de 2 bits (ici 11 et 10, sans bruit), à 2 instants différents.	48
2.9	Pseudo corrélation sur Mode S Court (SNR = 30 dB)	49
2.10	Buffer de vidéo extrait (log-puissance). SNR = 30 dB, SIR = -30 dB, 10000 FRUITs/s	49
2.11	Pseudo-corrélacion. SNR = 30 dB, SIR = -30 dB, 10000 FRUITs/s	50
2.12	Pseudo-corrélacion extraite autour du maximum	51
2.13	Pseudo-corrélacion filtrée	51
2.14	Pseudo-corrélacion filtrée et seuillée	52
2.15	Pseudo-corrélacion extraite autour du maximum	52
2.16	Schéma algorithmique	53
2.17	Exemple d'estimation par noyaux de la densité de probabilité d'un signal quelconque (à gauche), dans l'intervalle temporel délimité par des tirets verticaux rouges (t_Σ). Le résultat de l'estimation est affiché en trait plein bleu à droite. Les kernels associés à chaque échantillons sont en pointillés rouges, et le kernel associé au deuxième échantillon de la fenêtre d'estimation est mis en évidence en vert.	56
2.18	Répartition des ensembles temporels \mathbf{t}_Σ et \mathbf{t}_Δ , respectivement en vert et rouge, associés à la métrique $\rho(n, y)$. L'instant de référence n est affiché par une flèche rouge et correspond au début du premier intervalle temporel d'estimation.	57
2.19	En haut : vidéo logarithmique présentant un préambule Mode S avec le début de la trame. En bas : résultat de l'estimation de ρ synchronisé avec la vidéo ci-dessus. Le trait pointillé rouge matérialise la coïncidence entre le début du préambule et le maximum local de ρ .	58

2.20	Taux de bonne synchronisation avec deux longueurs de préambule.	59
2.21	Taux de bonne synchronisation des différents algorithmes présentés, ainsi que celui de la norme (DO-260B) dans le cas d'un système antenne omnidirectionnel. A gauche : Environnement 1, à droite : Environnement 2 (voir tableau 2.4)	62
2.22	Taux de bonne synchronisation des différents algorithmes présentés, ainsi que celui de la norme (DO-260B) dans le cas d'un système antenne monopulse. A gauche : Environnement 1, à droite : Environnement 2 (voir tableau 2.4)	63
2.23	Architecture du traitement FPGA de la détection de préambules Mode S par méthode des noyaux.	65
2.24	Evolution des signaux internes à ρ . Chaque ligne représente ρ au cours du temps pour une amplitude fixe donnée. Le trait vertical rouge est aligné sur l'instant où l'argmax est atteint.	66
2.25	Formes d'ondes codant les bits 0 et 1 (de gauche à droite), pour un signal d'amplitude $A_s = 1$	67
2.26	Taux de paquet correct, pour différents environnements. A gauche : système antenne omnidirectionnel, à droite : système antenne monopulse.	71
2.27	Gain de SNR à $P_{ep} = 10^{-2}$ pour différents couples $\{a, b\}$	74
3.1	Principe du récepteur ASI proposé	79
3.2	Évolution des indicateurs avec un signal présentant une réponse SIF seule commençant à 0 μ s, puis une réponse Mode S courte à 43 μ s sur laquelle se superpose une réponse Mode SIF à 55 μ s.	81
3.3	Évolution de $\rho[n]$, suivant $ y[n] $	83
3.4	Étape de décodage adapté	85
3.5	Taux de réception des Squitter ADS-B. Le trait plein désigne l'environnement 1, les pointillés l'environnement 2. Les environnements sont ceux du tableau 1.2 du Chapitre 1.	90
3.6	Taux de réception Mode S Court. Le trait plein désigne l'environnement 1, les pointillés l'environnement 2.	91
3.7	Taux de réception Mode S Long. Le trait plein désigne l'environnement 1, les pointillés l'environnement 2.	92
3.8	Taux de réception Mode SIF. Le trait plein désigne l'environnement 1, les pointillés l'environnement 2.	92
3.9	Dispositif de réception de squitters ADS-B.	93
3.10	Nombre de squitters décodés sur des captures de 10 secondes effectuées chaque heure.	95

Liste des tableaux

1.1	Coefficients c_k	21
1.2	Caractéristiques d'environnement	24
2.1	MDL minimum atteignable	46
2.2	MDL pour plusieurs algorithmes	58
2.3	MDL minimum atteignable	60
2.4	Caractéristiques d'environnement	61
2.5	Résultats de performance	66
3.1	Totaux de squitters correctement décodés	94

Annexe A

Annexes

A.1 Formules de Densité Spectrale de Puissance (DSP)

1.1.1 DSP de la réponse Mode S

Dans cette section, on note $T_s = 1\mu s$ le temps symbole et b_k la suite des bits équiprobables. Pour obtenir une expression plus exploitable pour les calculs de DSP, on peut ré-exprimer le signal Mode S d'amplitude unitaire en bande de base comme suit :

$$s_l(t) = \sum_{k=1}^N p_{b_k}(t - kT_s) = \sum_{k=1}^N a_k g(t - kT_s) + \frac{1}{2} = v(t) + \frac{1}{2} \quad (\text{A.1})$$

où $a_k = 2b_k - 1$ est la suite de symboles telle que $a_k \in \{-1, 1\}$, et $g(t) = (\mathbb{1}_{[0, T_s/2]} - \mathbb{1}_{[T_s/2, T_s]})/2$ le filtre de mise en forme. Nous obtenons alors l'expression classique d'un signal BPSK $v(t)$ sur lequel s'ajoute une composante continue $\frac{1}{2}$.

La DSP de $s_l(t)$ est calculable par la transformée de Fourier de sa fonction d'auto-corrélation $R_{ss}(\tau)$ (théorème de Wiener-Khintchine), dont l'expression est la suivante :

$$\begin{aligned} R_{ss}(\tau) &= \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^{+T} s_l^*(t) s_l(t + \tau) dt \\ &= \lim_{T \rightarrow \infty} \left[\frac{1}{2T} \int_{-T}^{+T} v^*(t) v(t + \tau) dt + \frac{1}{T} \int_{-T}^{+T} v(t) dt + \frac{1}{2T} \int_{-T}^{+T} \frac{1}{4} dt \right] \end{aligned} \quad (\text{A.2})$$

Étant donné que $v(t)$ possède une moyenne nulle (BPSK), la limite de la deuxième intégrale s'annule, ce qui nous donne :

$$R_{ss}(\tau) = R_{vv}(\tau) + \frac{1}{4} \quad (\text{A.3})$$

En notant \mathcal{F} la transformée de Fourier, la DSP de s_l est alors :

$$\Gamma_S(f) = \mathcal{F} \left[R_{vv}(\tau) + \frac{1}{4} \right] = \Gamma_{vv}(f) + \frac{1}{4} \delta(f) \quad (\text{A.4})$$

Dans ce contexte, nous pouvons trouver la DSP $\Gamma_{vv}(f)$ en appliquant la formule de Bennett sur le signal BPSK $v(t)$:

$$\Gamma_{vv}(f) = |G(f)|^2 \Gamma_{aa}(f) \quad (\text{A.5})$$

où $G(f)$ est la transformée de Fourier du filtre de mise en forme $g(t)$, et $\Gamma_{aa}(f)$ la DSP des symboles a_k donnée par transformée de Fourier continue d'un signal discret que constitue la fonction d'auto-corrélation $R_a(n) = E[a_m a_{m-n}]$ des symboles a_k :

$$\Gamma_{aa}(f) = \frac{1}{T_s} \sum_k R_a(n) e^{-j2\pi k T_s f} \quad (\text{A.6})$$

En considérant les symboles indépendants entre eux, sachant qu'ils ont une espérance nulle (alphabet symétrique et symboles équiprobables) et que leur variance vaut 1, seul le premier terme de la somme reste, ce qui donne :

$$\Gamma_{aa}(f) = \frac{1}{T_s} \quad (\text{A.7})$$

Par ailleurs, la transformée de Fourier du filtre g vaut :

$$G(f) = \frac{1}{2} \left[\frac{T_s}{2} \text{sinc} \left(\pi f \frac{T_s}{2} \right) \left(-2j \sin \left(\pi f \frac{T_s}{2} \right) \right) e^{-j\pi f \frac{T_s}{2}} \right] \quad (\text{A.8})$$

On obtient donc la DSP de $v(t)$:

$$\Gamma_{vv}(f) = \frac{1}{T_s} \frac{4T_s^2}{16} \text{sinc}^2 \left(\pi f \frac{T_s}{2} \right) \sin^2 \left(\pi f \frac{T_s}{2} \right) = \frac{T_s}{4} \frac{\sin \left(\pi f \frac{T_s}{2} \right)^4}{\left(\pi f \frac{T_s}{2} \right)^2} \quad (\text{A.9})$$

Soit l'expression finale de la DSP de $s_l(t)$:

$$\boxed{\Gamma_S(f) = \frac{T_s}{4} \frac{\sin \left(\frac{\pi f T_s}{2} \right)^4}{\left(\frac{\pi f T_s}{2} \right)^2} + \frac{1}{4} \delta(f)} \quad (\text{A.10})$$

1.1.2 DSP de la réponse Mode SIF

Une réponse Mode SIF met en jeu deux grandeurs temporelles : le temps symbole (ou bit) $T_{SIF} = 1.45 \mu s$ et la durée de l'impulsion unitaire $T_{pSIF} = 0.45 \mu s$. Ainsi, en considérant qu'une réponse SIF est un signal OOK avec un filtre de mise en forme $p(t) = \mathbb{1}_{[-T_{pSIF}/2, T_{pSIF}/2]}$ dont les symboles sont les bits, son expression est :

$$s_l(t) = \sum_{k=0}^{14} b_k p(t - kT_{SIF}) \quad (\text{A.11})$$

Avec $b_k \in \{0, 1\}$ la suite de symboles, où $b_0 = b_{14} = 1$ et $b_7 = 0$, ainsi qu'une distribution uniforme pour les autres indices. A la différence du Mode S, les symboles n'ont pas une espérance nulle. Cette dernière vaut :

$$m_b = \frac{1}{15} [1 + 12 \times 0.5 + 1] = \frac{8}{15} \quad (\text{A.12})$$

La variance, quant à elle, s'exprime par :

$$\sigma_b^2 = E[(b_k - m_b)^2] = \frac{8}{15}(1 - m_b)^2 + \frac{7}{15}m_b^2 = \frac{168}{675} \approx 0,25 \quad (\text{A.13})$$

L'expression de la DSP de la réponse Mode SIF peut s'obtenir directement à partir de la formule de Bennett :

$$\Gamma_{SIF}(f) = |P(f)|^2 \Gamma_{bb}(f) \quad (\text{A.14})$$

Où :

$$P(f) = T_{pSIF} \text{sin}_c(\pi f T_{pSIF}) \quad (\text{A.15})$$

Et :

$$\Gamma_{aa}(f) = \frac{1}{T_{SIF}} \sum_k R_a(n) e^{-j2\pi k T_{SIF} f} = \frac{\sigma_b^2}{T_{SIF}} + \frac{m_b^2}{T_{SIF}^2} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \delta\left(f - \frac{k}{T_{SIF}}\right) \quad (\text{A.16})$$

D'où l'expression de la DSP du Mode SIF qui devient alors :

$$\boxed{\Gamma_{SIF}(f) = T_{pSIF}^2 \frac{\text{sin}(\pi f T_{pSIF})^2}{(\pi f T_{pSIF})^2} \left[\frac{m_b^2}{T_{SIF}^2} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \delta\left(f - \frac{k}{T_{SIF}}\right) + \frac{\sigma_b^2}{T_{SIF}} \right]} \quad (\text{A.17})$$

Bibliographie

- [1] M. Stevens, *Secondary Surveillance Radar*, ser. Artech House radar library. Artech House, 1988. 1, 12, 20, 35, 100
- [2] P. BILLAUD, C. CHANOT, P. CONDETTE, G. DESODT, A. JEAN-TET, T. JURAND, M. MORUZZIS, and D. PEYRARD, “Radars de surface Radars de défense terrestres et navals,” *Techniques de l’ingénieur Technologies radars et applications*, vol. base documentaire : TIP385WEB., no. ref. article : te6679, 2014, fre. [Online]. Available : <https://www.techniques-ingenieur.fr/base-documentaire/technologies-de-l-information-th9/applications-radars-42592210/radars-de-surface-te6679/> 1
- [3] I. C. A. Organisation, *Annex 10, Aeronautical Communications*, 7th ed. ICAO, 2016, vol. IV. 7, 22, 45
- [4] M. Leonardi, L. Gregorio, and D. Fausto, “Air Traffic Security : Aircraft Classification Using ADS-B Message’s Phase-Pattern,” *Aerospace*, vol. 4, p. 51, 10 2017. 10, 15
- [5] G. Minteuan, T. Palade, E. Puschita, P. Dolea, and A. Pastrav, “Monopulse Secondary Surveillance Radar Coverage–Determinant Factors,” *Sensors*, vol. 21, p. 4198, 2021. 12, 20
- [6] RTCA, “DO-260B Minimum Operational Performance Standards for 1090 MHz Extended Squitter Automatic Dependent Surveillance – Broadcast (ADS-B) and Traffic Information Services – Broadcast (TIS-B),” in *RTCA*, 2009. 20, 25, 36, 37, 46, 58, 60, 66, 67, 71, 72, 89
- [7] M. A. Garcia, J. Stafford, J. Minnix, and J. Dolan, in *2015 Integrated Communication, Navigation and Surveillance Conference (ICNS)*, title=Aireon Space Based ADS-B Performance Model, 2015, pp. C2–1–C2–10. 23
- [8] W. Peng, Y. Li, H. Li, and B. Wen, “A Novel High-sensitivity ADS-B Receiver Based on RF Direct Logarithmic Detecting,” in *Proceedings of the 2nd International Conference*

- on Computer Application and System Modeling*. China : Atlantis Press, 2012. [Online]. Available : <http://www.atlantis-press.com/php/paper-details.php?id=2650> 28, 41, 43, 101
- [9] T. Krebesz, G. Kolumban, C. K. Tse, and F. C. M. Lau, "Improving the noise performance of detector based UWB systems by optimizing the receiver parameters," in *2009 9th International Symposium on Communications and Information Technology*. Icheon, South Korea : IEEE, Sep. 2009, pp. 1426–1431. [Online]. Available : <http://ieeexplore.ieee.org/document/5341039/> 28
- [10] J. G. Proakis and M. Salehi, *Digital communications*, 5th ed. Boston : McGraw-Hill, 2008. 28, 30
- [11] P. Ren, J. Wang, H. Song, P. Zhang, and T. Ban, "A Novel Multi-Criteria Preamble Detection Algorithm for ADS-B Signals," *IEEE Access*, vol. 7, pp. 97 319–97 332, 2019. 29, 36, 38, 46
- [12] N. Petrochilos, G. Galati, and E. Piracci, "Separation of SSR Signals by Array Processing in Multilateration Systems," *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 45, no. 3, pp. 965–982, 2009. 35
- [13] P. Nicolas, *Algorithms for separation of secondary surveillance radar replies*. Delft : DUP Science, 2002, oCLC : 248824242. 35
- [14] Q. Zhang, N. Petrochilos, F. Belloir, and G. Galati, "Application du DCA aux Radars de Surveillances Secondaires," in *GRETSI*, 2017. [Online]. Available : <https://hal.univ-reims.fr/hal-01710468> 35, 78
- [15] E. G. Piracci, N. Petrochilos, and G. Galati, "Single-Antenna Projection Algorithm to Discriminate Super-Imposed Secondary Surveillance Radar Mode S Signals," in *2007 European Radar Conference*, 2007, pp. 75–78. 36, 78, 89
- [16] G. Galati, N. Petrochilos, and E. G. Piracci, "Degarbling Mode S Replies Received in Single Channel Stations with a Digital Incremental Improvement," *IET Radar, Sonar Navigation*, vol. 9, no. 6, pp. 681–691, 2015. 36
- [17] M. Oudin, J. Delmas, and C. Adnet, "Antibrouillage Radar en Contexte de Rotation d'Antenne," 2005. 36
- [18] G. Galati, M. Gasbarra, and E. G. Piracci, "Decoding techniques for SSR Mode S signals in high traffic environment," in *European Radar Conference, 2005. EURAD 2005.*, Oct. 2005, pp. 383–386. 37

- [19] G. Galati, S. Bartolini, and L. Mene, "Analysis of SSR Signals by Super Resolution Algorithms," in *Proceedings of the Fourth IEEE International Symposium on Signal Processing and Information Technology, 2004.*, 2004, pp. 166–170. 37
- [20] J. T. Barrows, "DABS Downlink Coding," *Project Report ATC-48*, p. 39, 1975. 37
- [21] "IEEE Standard for Transitions, Pulses, and Related Waveforms," *IEEE Std 181-2011 (Revision of IEEE Std 181-2003)*, pp. 1–71, 2011. 54
- [22] N. Paulter, "The Effect of Histogram Size on Histogram-Derived Pulse Parameters," *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 47, no. 3, pp. 609–612, 1998. 54
- [23] M. Rosenblatt, "Remarks on Some Nonparametric Estimates of a Density Function," *The Annals of Mathematical Statistics*, vol. 27, no. 3, pp. 832 – 837, 1956. [Online]. Available : <https://doi.org/10.1214/aoms/1177728190> 54
- [24] J. G. Proakis and M. Salehi, *Digital Communications*, 5th ed. Boston : McGraw-Hill, 2008. 66
- [25] J. T. Barrows, "DABS Downlink Coding," *Project Report ATC-48*, p. 39, 1975. 72
- [26] C. Zhang, "Enhanced ADS-B reception techniques research," in *10th International Conference on Wireless Communications, Networking and Mobile Computing (WiCOM 2014)*, Sep. 2014, pp. 657–661. 72
- [27] H. Zhou and L. Guo, "Improvement on algorithm of confidence declaration of mode s second surveillance radar," *Journal of Electronics (China)*, vol. 27, no. 2, pp. 250–255, Mar. 2010. [Online]. Available : <http://link.springer.com/10.1007/s11767-010-0329-1> 72
- [28] D. Chase, "Class of algorithms for decoding block codes with channel measurement information," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 18, no. 1, pp. 170–182, Jan. 1972. 72
- [29] R. S. Yalamarthy and S. G. Wilson, "Near-ML Decoding of CRC Codes," in *2007 41st Annual Conference on Information Sciences and Systems*, Mar. 2007, pp. 92–94. 72
- [30] N. Petrochilos and A. J. van der Veen, "Algorithms to separate overlapping secondary surveillance radar replies," in *2004 IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, vol. 2, 2004, pp. ii–49. 78

- [31] P. Patel and J. Holtzman, "Analysis of a DS/CDMA Successive Interference Cancellation Scheme Using Correlations," in *Proceedings of GLOBECOM '93. IEEE Global Telecommunications Conference*, 1993, pp. 76–80 vol.1. 78
- [32] E. Piracci, G. Galati, S. Gelli, and F. Fiori, "An Advanced CFAR Technique for SSR Reply Detection," 09 2007. 80, 82
- [33] C. Kabakchiev and I. Garvanov, "CFAR BI technique for Secondary Surveillance Radar," in *2008 Tyrrhenian International Workshop on Digital Communications - Enhanced Surveillance of Aircraft and Vehicles*, Sep. 2008, pp. 1–4. 82
- [34] T. Schmidl and D. Cox, "Robust Frequency and Timing Synchronization for OFDM," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 45, no. 12, pp. 1613–1621, 1997. 82, 83, 85
- [35] W. Harman, J. Gertz, and A. Kaminsky, "Techniques for Improved Reception of 1090 MHz ADS-B Signals," in *17th DASC. AIAA/IEEE/SAE. Digital Avionics Systems Conference. Proceedings (Cat. No.98CH36267)*, vol. 2, 1998, pp. G25/1–G25/9 vol.2. 89