

Université
de Toulouse

THÈSE

En vue de l'obtention du DOCTORAT DE L'UNIVERSITÉ DE TOULOUSE

Délivré par :

Institut National Polytechnique de Toulouse (INP Toulouse)

Spécialité :

Signal, Image, Acoustique et Optimisation (SIAO)

Présentée et soutenue par :

Raoul Prévost

Le lundi 29 octobre 2012

Titre :

Décodage et localisation AIS par satellite

École doctorale :

Mathématiques, Informatique et Télécommunications (MITT)

Unité de recherche :

Institut de Recherche en Informatique de Toulouse (IRIT)

Directeurs de Thèse :

Jean-Yves Tournet – Professeur des universités à l'INPT, Toulouse

Martial Coulon – Professeur des universités à l'INPT, Toulouse

Rapporteurs :

Jean-François Helard – Professeur des universités à l'INSA, Rennes

Emmanuel Boutillon – Professeur des universités à l'UBS, Lorient

Autres membres du jury :

Marie-Laure Boucheret – Professeur des universités à l'INPT, Toulouse – Présidente

Jacques Blanc-Talon – DGA, Bagneux

Jean-Pierre Millerieux – CNES, Toulouse – Membre invité

David Bonacci – Docteur au TésA, Toulouse – Membre invité

Remerciements

Je souhaite tout d'abord remercier celui sans qui cette thèse n'aurait pas pu se réaliser, car, à vrai dire, il m'en a proposé le sujet. Il s'agit de Jean-Yves Tourneret, mon *sacré* directeur de thèse, qui a su me faire confiance et me laisser toute la liberté de mener mon travail dans la direction que je souhaitais tout en m'accompagnant de ses conseils toujours avisés. Il m'a donné une grande autonomie et a fait preuve d'une disponibilité hors du commun.

Je remercie également mes codirecteurs, Martial Coulon et David Bonacci, qui partagent eux aussi les qualités d'altruisme et de proximité que j'ai pu apprécier pendant ces trois années. Je n'oublie pas Philippe Paimblanc, mon codirecteur officieux, expert de la localisation, qui m'a conseillé et aidé pendant la dernière partie de ma thèse. Je l'en remercie.

Complétant l'encadrement de la thèse du côté du CNES, Julia Le Maitre ainsi que Jean-Pierre Millerieux ont su proposer un sujet de thèse ancré dans les problématiques modernes me dispensant une expérience très profitable. Je les remercie pour la qualité de notre collaboration, aussi bien techniquement qu'humainement, en rendant conviviale chacune de nos rencontres. Je remercie également Jacques Blanc-Talon et Véronique Serfaty, mes correspondants à la DGA, pour l'intérêt qu'ils ont porté à mon travail.

Je remercie Marie-Laure Boucheret, auprès de qui j'ai pu recevoir de précieux conseils en début de thèse, et qui m'a fait l'honneur de présider le jury. J'adresse mes sincères remerciements à Emmanuel Boutillon et Jean-François Helard pour leur lecture minutieuse de mon manuscrit et pour avoir accepté de rapporter cette thèse.

Je souhaite aussi remercier tout le personnel de TésA et de l'équipe SC de l'IRIT, Francis Castanié, Marie Chabert, Corinne Mailhes, Nicolas Dobigeon, Nathalie Thomas... pour leur accueil. Il y a aussi Sylvie Armengaud, Sylvie Eichen, Marie-Josée Estepa et Yamina Nedjari que je remercie et qui nous rendent la vie bien plus facile.

J'adresse ma gratitude à tous ceux qui sont au cœur de la vie de doctorant, les autres doctorants et tous les jeunes que j'ai côtoyé : Florian, Victor, Chao, Nil, Anchalee, Fares, David, Abderrahim, Cécile, Yoann, Bouchra, Sokchenda, Nesrine, Abdelaziz et bien d'autres. Je garderai en mémoire ces moments magnifiques que nous avons partagés sur le terrain de football, dans les labyrinthes du LaserQuest ou tout simplement à la cantine...

Enfin, je remercie tout particulièrement ma famille qui m'a toujours soutenu, ma mère, mon frère et mes sœurs ; oh oh, pour moi c'est le bonheur... hum.

Raoul

Résumé

Le système d'identification automatique (ou système AIS pour *automatic identification system*) est un système qui permet aux navires et aux stations côtières de s'échanger certaines informations par radio VHF. Ces informations comprennent l'identifiant, le statut, la position, la direction et la vitesse de l'émetteur. L'objectif de cette thèse est de permettre la réception des messages AIS par un satellite en orbite basse sans modifier le matériel existant équipant les navires. Par l'intermédiaire du système AIS, il devient possible de connaître la position de tous les navires à travers le monde. Plusieurs nouveaux services sont possibles, comme le contrôle maritime global ou, pour les armateurs, la connaissance constante de la position de leurs bateaux.

La réception par satellite des signaux AIS est sujette à un niveau de bruit bien plus élevé que lors de la réception de ces signaux au niveau du sol. Ce niveau de bruit rend les méthodes classiques de réception de ces signaux difficilement utilisables. Une première contribution de cette thèse est le développement de nouveaux démodulateurs utilisant des méthodes de correction d'erreurs. Ceux-ci tirent parti de la présence d'un bloc de contrôle de redondance cyclique (CRC) dans les messages ainsi que de certaines informations connues sur la structure des messages et des données. Des adaptations du récepteur proposé ont également été étudiées afin d'intégrer la poursuite de la phase des signaux reçus et de prendre en compte les collisions des messages envoyés simultanément par plusieurs navires.

La dernière partie de cette thèse est consacrée à l'étude des méthodes de localisation des navires ne diffusant pas leur position dans leurs messages AIS. Cette localisation tire parti des paramètres des messages reçus tels que le délai de propagation et le décalage en fréquence de la porteuse dû à l'effet Doppler, et d'un modèle de déplacement des navires.

Abstract

The automatic identification system (AIS) is a system allowing ships and coast stations to exchange some information by VHF radio. This information includes the identifier, status, location, direction and speed of the emitter. The aim of this thesis is to allow the reception of AIS messages by low Earth orbit satellites without modifying the existing ship equipments. With this system, it becomes possible to know the position of all ships over the Earth. As a consequence, several new services become available, such as global traffic monitoring or determining boat location (for ship-owners).

Satellite reception of AIS signals is subjected to a higher noise level when compared to ground level reception. This noise makes classical demodulation and decoding methods unusable. A first contribution of this thesis is to develop new demodulators using error correction methods. These demodulators take advantage of the presence of a cyclic redundancy check (CRC) block in the messages as well as known information about the structure of messages and data. Generalizations of the proposed receiver have also been studied in order to take into account the phase noise of the received signals and the possible collision of messages sent simultaneously by several vessels.

The last part of this thesis is devoted to the study of localization methods for ships that do not transmit their location in AIS messages. This localization takes advantage of information contained in the received messages such as the propagation delay and the carrier frequency shift due to the Doppler effect, and a ship movement model.

Table des matières

Remerciements	iii
Résumé	v
Abstract	vii
Introduction	1
Chapitre 1 Le Système AIS	7
1.1 Introduction	7
1.2 Structure des signaux	9
1.2.1 Propriétés du contrôle de redondance cyclique	10
1.2.2 Insertion des bits de bourrage	13
1.2.3 Codage	14
1.2.4 Modulation	14
1.2.5 Modèle mathématique à l'émission	16
1.3 Réception par satellite	16
1.3.1 Modèle du signal reçu par satellite	17
1.3.2 Démodulation cohérente	18
1.3.3 Démodulation multiutilisateur	21
1.4 Conclusions	23

Chapitre 2	Stratégies de correction d’erreurs	25
2.1	Introduction	25
2.2	Utilisation du CRC des messages comme source de redondance	26
2.2.1	Principe général	28
2.2.2	Construction du treillis étendu	29
2.2.3	Bits de bourrage	30
2.2.4	Choix de l’état final	32
2.2.5	Complexité de l’algorithme	33
2.2.6	Déroulement de l’algorithme	33
2.2.7	Utilisabilité d’un décodage itératif	35
2.2.8	Simulations	35
2.3	Correcteur tirant parti des contraintes sur les données	38
2.3.1	Contraintes des champs	39
2.3.2	Instructions des transitions	40
2.3.3	Conversion des contraintes	43
2.3.4	Simulations	45
2.4	Conclusions	48
Chapitre 3	Robustesse au bruit de phase et aux interférences	49
3.1	Introduction	49
3.2	Réduction d’interférences multiutilisateur	50
3.2.1	Cas d’un unique interférent	51
3.2.2	Cas de multiples interférents	52
3.2.3	Simulations	53
3.3	Estimation des paramètres des signaux reçus	60
3.3.1	Estimation de la fréquence et de la phase	61
3.3.2	Estimation de l’indice de modulation	66
3.4	Adaptation aux fluctuations de la phase	67

3.4.1	Cas mono-utilisateur	68
3.4.2	Cas multiutilisateur	71
3.4.3	Simulations	71
3.5	Conclusions	78
Chapitre 4	Estimation de la position des navires	81
4.1	Introduction	81
4.2	Système étudié	82
4.2.1	Modèles de déplacement des navires et des satellites	82
4.2.2	Mesures exploitées pour la localisation	83
4.2.3	Repères des navires et des satellites	84
4.3	Localisation par la méthode des moindres carrés non linéaires	84
4.3.1	Calcul de la prédiction des mesures	86
4.3.2	Définition de la matrice \mathbf{H}	87
4.3.3	Construction de la matrice $\mathbf{\Sigma}$	89
4.3.4	Initialisation du vecteur d'état $\boldsymbol{\theta}$	90
4.3.5	Fonctionnement de l'algorithme	91
4.3.6	Levée de l'ambigüité de positionnement	92
4.3.7	Exploitation d'un modèle de déplacement	95
4.4	Filtre de Kalman étendu	98
4.4.1	Fonctionnement du filtre de Kalman étendu	100
4.4.2	Initialisation de la position	101
4.4.3	Comment gérer la divergence de l'algorithme d'estimation	101
4.5	Simulations	102
4.5.1	Performances globales	106
4.5.2	Analyse des résultats	107
4.6	Conclusions	108
Conclusions et perspectives		111

Annexes	115
Annexe A Algorithme de correction	117
Annexe B Estimation de la phase	121
Annexe C Estimation de la vitesse des navires	123
Liste des publications	125
Bibliographie	131

Table des figures

1.1	Principe du partage du support SOTDMA.	8
1.2	Chaîne de mise en forme des signaux AIS.	9
1.3	Opération de mise à jour du CRC pour chaque bit du message.	13
1.4	Procédure d'insertion des bits de bourrage.	14
1.5	Somme de signaux AIS vue en fréquences instantanées.	17
1.6	Modèle de signal multiutilisateur reçu.	18
1.7	Les 4 états de base du treillis à 16 états.	19
1.8	Reconstitution d'un signal GMSK avec 4 états (en haut) et 16 états (en bas).	20
1.9	Déduction d'un symbole à partir des symboles précédents et suivants.	21
1.10	Construction des symboles pour l'algorithme de Viterbi multiutilisateur.	22
2.1	Récepteur proposé comparé en TEB au récepteur GMSK conventionnel.	36
2.2	Récepteur proposé comparé en TEP au récepteur GMSK conventionnel.	37
2.3	Champs croisés.	40
2.4	Récepteur proposé comparé en TEB au récepteur sans correction à contraintes.	46
2.5	Récepteur proposé comparé en TEP au récepteur sans correction à contraintes.	47
3.1	Comparaison en TEB des méthodes de réduction d'interférences pour 4 signaux interférents et $C/I = 6$ dB.	54
3.2	Comparaison en TEP des méthodes de réduction d'interférences pour 4 signaux interférents et $C/I = 6$ dB.	55

3.3	Comparaison en TEB des méthodes de réduction d'interférences pour 1 signal interférent et $C/I = 4$ dB.	56
3.4	Comparaison en TEP des méthodes de réduction d'interférences pour 1 signal interférent et $C/I = 4$ dB.	57
3.5	Impact en TEP du nombre d'interférences sur les performances pour $C/I = 5$ dB.	58
3.6	Impact en TEP du nombre d'interférences sur les performances pour $C/I = 7$ dB.	59
3.7	Critère en fonction de l'erreur de fréquence du démodulateur pour $E_S/N_0 = 5$ dB.	62
3.8	Agrandissement du critère en fonction de l'erreur de fréquence du démodulateur pour $E_S/N_0 = 5$ dB.	63
3.9	Critère en fonction de l'erreur de fréquence du démodulateur pour $E_S/N_0 = 3$ dB.	64
3.10	Critère en fonction des décalages en fréquence et en phase du démodulateur pour $E_S/N_0 = 5$ dB.	65
3.11	Critère en fonction de l'erreur sur h utilisé par le démodulateur pour $E_S/N_0 = 5$ dB.	66
3.12	Comparaison en TEB des récepteurs pour une fluctuation de la phase.	73
3.13	Comparaison en TEP des récepteurs pour une fluctuation de la phase.	74
3.14	Comparaison en TEB des récepteurs pour un h imprécis.	76
3.15	Comparaison en TEP des récepteurs pour un h imprécis.	77
4.1	Trajectoire des satellites.	83
4.2	Points d'initialisation de la recherche par la méthode des moindres carrés.	91
4.3	Levée de l'ambigüité de positionnement.	94
4.4	Choix de la trajectoire du navire.	94
4.5	Utilisation d'un modèle de déplacement.	99
4.6	Comparaison des différentes méthodes de localisation.	103
4.7	Agrandissement de la figure 4.6.	103
4.8	Statistiques des estimations pour la longitude.	104
4.9	Statistiques des estimations pour la latitude.	105
4.10	Erreur moyenne de localisation avec 3 messages en fonction de l'emplacement du navire.	107
4.11	Erreur moyenne de localisation avec 5 messages en fonction de l'emplacement du navire.	108

Liste des tableaux

1.1	Structure des messages 1 à 3 du système AIS	11
1.2	Période d'émission des messages AIS en fonction de la conditions du navire	12
1.3	Paramètres de la modulation GMSK utilisée par le système AIS	15
2.1	Liste des opérandes	41
2.2	Liste des opérateurs et de leurs opérandes nécessaires	42
2.3	Contraintes définies pour les simulations	45
4.1	Comparaison des méthodes de localisation	106

Introduction

Contexte et problématique de la thèse

Le système d'identification automatique (ou système AIS pour *automatic identification system*) est un système automatisé d'échange d'informations entre les navires et entre les navires et les stations côtières. Les données échangées sont organisées en petits messages dont le format est normalisé par l'Union internationale des télécommunications (ou ITU pour *International Telecommunication Union*) et sont émises en diffusion périodiquement. Les informations échangées comprennent notamment l'identifiant, le statut, la position, la direction et la vitesse de l'émetteur. Les messages AIS peuvent être reçus aussi bien par des bateaux, afin par exemple, en association du contrôle visuel et de radars, d'éviter les collisions, que par des stations côtières pour surveiller le trafic. Ce système est obligatoire pour les navires de jauge brute de 300 et plus, et ceux transportant des passagers depuis juillet 2003.

Le support de communication du système AIS est partagé de façon temporelle suivant la méthode de l'accès multiple à répartition dans le temps auto-organisé (ou méthode SOTDMA pour *self-organizing time division multiple access*). Ce partage du support crée de multiples cellules géographiques à l'intérieur desquelles les bateaux se partagent des intervalles de temps sans collision. Les intervalles peuvent être réutilisés entre les cellules permettant ainsi d'économiser la ressource radio. Cette méthode permet donc d'éviter les collisions entre les messages tout en ne nécessitant pas d'infrastructure.

L'objectif de la thèse dont les travaux sont reportés dans ce document est de permettre la réception

des messages AIS par un satellite en orbite basse (à une altitude inférieure à 2000 km) sans modifier le matériel existant équipant les navires. Par l'intermédiaire du système AIS, il devient ainsi possible de connaître la position de tous les navires à travers le monde. Plusieurs services sont possibles, comme le contrôle maritime ou pour les armateurs la connaissance constante de la position de leurs bateaux. Ce travail de thèse a été mené au laboratoire TéSA et à l'Institut de recherche en informatique de Toulouse (IRIT) au sein de l'équipe Signal et Communications (SC). Il a été financé par le CNES et la DGA.

Organisation du manuscrit

Le premier chapitre rappelle le fonctionnement général du système AIS. Il détaille la structure des trames, le codage ainsi que la modulation utilisés par ce système. Un algorithme de démodulation optimal cohérent utilisant l'algorithme de Viterbi [Vit67] est présenté. Notons que cet algorithme diffère de ceux généralement employés par les récepteurs AIS équipant les navires. En effet, les démodulateurs utilisés sont non cohérents et s'affranchissent ainsi de la nécessité d'estimer finement la fréquence de la porteuse du signal ainsi que sa phase. Les performances de ces démodulateurs en termes de taux d'erreurs permettent difficilement leur utilisation pour la réception des messages par satellite, le rapport de puissance signal à bruit étant bien plus défavorable au niveau des satellites qu'au niveau de la mer.

Le second chapitre étudie les méthodes de correction d'erreurs applicables aux signaux AIS reçus par satellite. La nécessité d'utiliser de tels mécanismes de correction d'erreurs est provoquée par le niveau très faible de la puissance des signaux AIS reçus par satellite. En effet, alors que les navires ont une portée moyenne d'environ 70 km, nous tentons de réceptionner les messages depuis une distance de plus de 800 km et l'utilisation d'un démodulateur optimal cohérent à la place d'un démodulateur non cohérent peut ne pas être suffisant pour compenser la perte de puissance. La méthode de correction appliquée ne doit pas nécessiter de modifier les émetteurs, car le système AIS est déjà en service et il ne nous est donc pas possible d'en modifier le fonctionnement. Les méthodes de correction d'erreurs requièrent la présence de redondance de l'information à corriger

pour fonctionner. Puisqu'il n'est pas possible de modifier les émetteurs afin de leur faire ajouter de la redondance dans les messages, nous proposons d'utiliser celle qui est déjà présente dans les messages. Celle-ci est contenue dans le bloc de contrôle de redondance cyclique (CRC) de la trame, dans la structure prédéfinie des messages et dans la périodicité des émissions. La plus grande difficulté de l'application d'un algorithme de correction d'erreurs provient de l'utilisation par le système AIS d'une procédure d'inclusion de bits de bourrage dans les messages. En effet, aucun mécanisme de correction d'erreurs antérieur à cette thèse ne prend en charge cette procédure. Ce chapitre décrit alors de nouvelles méthodes de correction d'erreurs qui prennent en compte cette procédure et qui sont applicables au système AIS.

Le troisième chapitre est consacré à l'estimation des paramètres des signaux AIS reçus par satellite et à la réduction des interférences. Les paramètres estimés comprennent l'instant de début du message, la fréquence de la porteuse, la phase du signal ainsi que l'indice de modulation. Ce dernier est un paramètre de la modulation à déplacement minimum gaussien (ou modulation GMSK pour *Gaussian minimum shift keying*) employée par le système AIS. L'estimation de ces paramètres est nécessaire à l'application du démodulateur cohérent que nous mettons en œuvre. Ce chapitre propose notamment une nouvelle méthode de suivi de la phase intégrée au démodulateur. On note que les récepteurs équipant les navires n'ont pas besoin d'estimer tous ces paramètres car leur démodulateur est non cohérent. La couverture étendue de la visibilité du satellite peut entraîner la collision de signaux envoyés simultanément depuis différentes cellules. Ce chapitre propose une adaptation de la méthode de réduction de l'interférence proposée dans [PMR05]. Celle-ci consiste à modifier la fonction de coût utilisée par l'algorithme de Viterbi afin de réduire l'impact des interférences sur les performances de réception. L'adaptation proposée dans ce chapitre ajoute la propriété à cette fonction de coût d'être équivalente, lorsque la puissance des interférences est nulle, à la formule de la distance euclidienne au carré qui est la distance optimale utilisée dans l'algorithme de Viterbi.

Le quatrième et dernier chapitre de ce document s'intéresse à la localisation des navires sans utiliser la position incluse dans les messages AIS. Il arrive en effet que certains navires ne fournissent pas leur position réelle dans les messages AIS qu'ils émettent. Ceci peut arriver lorsque par exemple ils ne disposent pas de récepteur GPS ou que celui-ci ne fonctionne pas correctement ou encore que la

position émise est délibérément modifiée. La réception des messages par satellite permet néanmoins de donner une position estimée de ces navires par l'utilisation des paramètres des messages reçus (temps d'arrivées et décalages en fréquence des messages dus à l'effet Doppler). Ce chapitre présente une première méthode de localisation basée sur la méthode des moindres carrés non linéaires [Kel99] puis propose un modèle de déplacement des navires qui peut notamment être utilisé en conjonction d'un filtre de Kalman étendu [Kal60].

Principales contributions

Les principales contributions de cette thèse sont exposées ci-dessous.

Chapitre 1. Ce chapitre détaille le fonctionnement du système AIS et propose un récepteur cohérent. Ce récepteur est une base à laquelle nous ajoutons les fonctionnalités présentées dans les chapitres suivants.

Chapitre 2. Nous introduisons un nouvel algorithme de correction d'erreurs basé sur l'algorithme de Viterbi. Cet algorithme utilise le CRC inclus dans les messages comme source de redondance afin de corriger les erreurs de transmission et non simplement pour les détecter. Il a fait l'objet de communications dans des conférences [PCB⁺11a, PCB⁺11c] et de dépôts de brevets [PCB⁺b, PCB⁺a]. Un autre algorithme est également proposé dans ce chapitre. Il utilise les informations connues des messages pour contraindre le treillis de l'algorithme précédent afin d'aider à la correction des erreurs. Il est présenté dans [PCB⁺12a].

Chapitre 3. Nous proposons d'utiliser le résidu du démodulateur présenté au chapitre précédent comme critère à minimiser pour estimer les paramètres des signaux AIS reçus. Cette méthode permet de profiter de toute l'information déjà utilisée pour la correction d'erreurs et donne donc de très bonnes performances en termes de précision de l'estimation. D'autre part, nous proposons une technique efficace de suivi de la phase directement intégrée au treillis du démodulateur [PCB⁺11b]. Elle profite ainsi de la connaissance des bits du message que n'aurait pas un estimateur de la phase appliqué avant la démodulation. Une méthode de réduction de l'interférence a également été adaptée au système AIS [PCB⁺12b].

Chapitre 4. Afin d'améliorer la précision de la localisation des navires, nous proposons de réaliser une prédiction de la position à estimer et de l'utiliser comme une mesure supplémentaire lors de l'application de la méthode des moindres carrés. Le modèle de déplacement des navires considéré est également exploité pour la localisation par l'utilisation d'un filtre de Kalman étendu.

CHAPITRE 1

Le Système AIS

Sommaire

1.1	Introduction	7
1.2	Structure des signaux	9
1.2.1	Propriétés du contrôle de redondance cyclique	10
1.2.2	Insertion des bits de bourrage	13
1.2.3	Codage	14
1.2.4	Modulation	14
1.2.5	Modèle mathématique à l'émission	16
1.3	Réception par satellite	16
1.3.1	Modèle du signal reçu par satellite	17
1.3.2	Démodulation cohérente	18
1.3.3	Démodulation multiutilisateur	21
1.4	Conclusions	23

1.1 Introduction

Le système d'identification automatique (ou système AIS pour *automatic identification system*) [Rec01] est un système qui permet aux navires et aux stations côtières à proximité de s'échanger certaines informations par radio VHF. Ces informations comprennent l'identifiant, le statut, la position, la direction et la vitesse de l'émetteur. Les messages AIS peuvent être reçus aussi bien par des bateaux que par des stations côtières. Les applications de ce système sont multiples. Il peut être utilisé en complément de l'observation visuelle et d'un radar afin d'éviter les collisions entre les navires ou entre un navire et les obstacles émergés et submergés pourvus d'une bouée portant un émetteur AIS. Le système AIS est également utilisé pour la gestion du trafic maritime en diffusant des informations sur la configuration et le mouvement des bateaux et la position de repères de navigation. Enfin, le système AIS permet de contrôler le trafic maritime. Dans les stations côtières, en complément des

radars, il permet de localiser précisément les navires proches des côtes, dans les zones économiques exclusives.

Plusieurs classes de système AIS sont définies afin de s'adapter au besoin de chaque type de navire. Nous nous intéressons pour cette thèse aux systèmes AIS de classe A qui équipent les plus gros navires et dont la puissance d'émission normalisée est la plus grande. Le système AIS de classe A consiste à émettre régulièrement des signaux AIS comportant les informations de localisation et de manœuvre de l'émetteur alternativement sur deux bandes de fréquence. La période de ces émissions va de 2 à 10 secondes pour un bateau en mouvement en fonction de sa vitesse de déplacement, ou trois minutes pour un émetteur fixe. Le support de communication du système AIS de classe A est partagé de façon temporelle suivant la méthode de l'accès multiple à répartition dans le temps auto-organisé (ou méthode SOTDMA pour *self-organizing time division multiple access*). Ce partage du support, illustré sur la figure 1.1, crée de multiples cellules à l'intérieur desquelles les bateaux se partagent des intervalles de temps sans collision. Les intervalles peuvent être réutilisés entre les cellules permettant ainsi d'économiser la ressource radio. Cette méthode permet donc d'éviter les collisions entre les messages tout en ne nécessitant pas d'infrastructure.

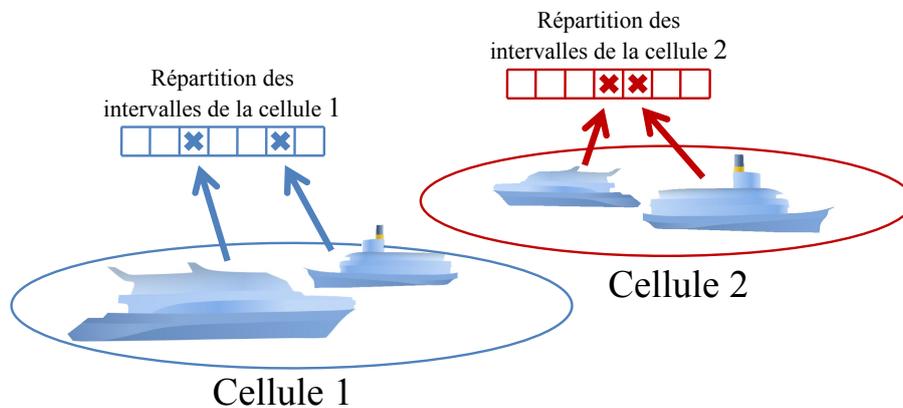


FIGURE 1.1 – Principe du partage du support SOTDMA.

Le système AIS de classe A est rendu obligatoire pour les navires de jauge brute égale ou supérieure à 300 et ceux transportant des passagers par la convention pour la Sauvegarde de la vie humaine

en mer (ou convention SOLAS pour *International Convention for the Safety of Life at Sea*) de l'Organisation maritime internationale (IMO pour *International Maritime Organization*). Il est donc possible d'exploiter les signaux AIS par satellite afin de réaliser un contrôle du trafic maritime mondial ou pour offrir de nouveaux services tels que la localisation en temps réel des navires pour les armateurs.

Ce chapitre donne une description des signaux AIS échangés entre les navires et entre les navires et les stations côtières en commençant par décrire les informations transmises puis en présentant le codage et la modulation utilisés. Le chapitre se poursuit avec la description du modèle des signaux AIS lorsqu'ils sont reçus par un satellite et une méthode cohérente de démodulation.

1.2 Structure des signaux

Le système AIS de classe A permet l'échange de plusieurs types de signaux qui contiennent différents types d'information. Nous nous intéressons ici aux messages 1 à 3 qui transportent les informations de localisation utiles au contrôle maritime et qui représentent la grande majorité des signaux échangés. Les champs de ces messages sont présentés dans le tableau 1.1. Les messages sont transmis dans des trames dérivées du protocole HDLC (de l'anglais *high-level data link control*) qui comprennent un bloc de contrôle de redondance cyclique (CRC) ainsi que des fanions indiquant le début et la fin des trames. Des bits de bourrage sont insérés dans les données transportées dans les trames afin que ces fanions ne puissent pas y apparaître. Les trames sont codées par transition sur le zéro (NRZI pour *non return to zero inverted*) et modulées avec la modulation à déplacement minimum gaussien (modulation GMSK pour *Gaussian minimum shift keying*). La chaîne de mise en forme des signaux AIS est présentée dans la figure 1.2.

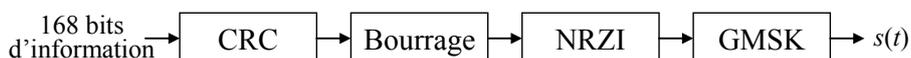


FIGURE 1.2 – Chaîne de mise en forme des signaux AIS.

La fréquence d'émission des messages dépend de la vitesse de déplacement de l'émetteur. En

effet, pour connaître la position d'un navire se déplaçant rapidement, il est nécessaire que celui-ci diffuse sa position plus souvent qu'un autre navire restant immobile. Différentes fréquences en fonction de la vitesse, données dans le tableau 1.2, ont donc été définies afin d'économiser le support de communication.

1.2.1 Propriétés du contrôle de redondance cyclique

Le contrôle de redondance cyclique (CRC) est une signature ajoutée à la suite des données dans les trames et qui permet de détecter les erreurs de transmission. Sa longueur est de 16 bits pour le système AIS. Il est obtenu par l'application d'une fonction de hachage sur les données à protéger. Cette fonction de hachage utilise le reste de la division polynomiale d'un polynôme construit à partir des données et d'un polynôme générateur. Plusieurs variantes existent suivant le standard de CRC utilisé : l'ordre des bits et des octets peut varier, certains préfixes et suffixes peuvent être ajoutés aux données avant d'effectuer la division polynomiale. Enfin, certains bits du résultat de la division peuvent être inversés afin d'obtenir le CRC final à concaténer aux données.

Le préfixe ajouté aux données permet de se prémunir contre un mauvais emplacement de début des données lorsque celles-ci commencent avec des bits 0. En effet, le calcul du reste de la division polynomiale n'est pas modifié s'il n'est pas appliqué dès le premier bit 0. Le standard du CRC utilisé pour le système AIS prévoit que l'état initial du calculateur soit défini à 1 pour tous ses bits. Cette initialisation est équivalente à utiliser un préfixe à la fin duquel l'état du calculateur est celui désiré.

Un suffixe constitué de bits 0 de la longueur du CRC permet, lorsque les bits et les octets sont envoyés dans l'ordre adéquat, d'obtenir une concaténation des données et du CRC donnant un CRC global nul. Le récepteur peut alors calculer le CRC global sur les données et le CRC reçus sans interruption et vérifier sa nullité afin de détecter les erreurs de transmission. Le système AIS utilise cette propriété. Cependant, le CRC n'est pas inclus tel quel à la suite des données, les bits sont inversés. Ce n'est donc pas la valeur nulle qui doit être obtenue pour le CRC global, mais le reste de la division polynomiale obtenue pour une suite de 16 bits 1 suivie de 16 bits 0.

L'expression du CRC utilisé pour le système AIS est la suivante

$$crc(x) = P(x)x^{n+16} + D(x)x^{16} \% G(x), \quad (1.1)$$

TABLE 1.1 – Structure des messages 1 à 3 du système AIS

Nom du champ	Taille en bits	Description
ID du message	6	Identifiant du message 1, 2 ou 3.
Indicateur de répétition	2	Utilisé par les répéteurs pour indiquer le nombre de fois que ce message a été répété.
ID de l'émetteur	30	Identité du service mobile maritime (MMSI pour <i>maritime mobile service identity</i>).
Statut de navigation	4	Indique l'état du navire. Plusieurs codes sont définis, comme en cours de pêche, ancré, amarré, échoué...
Vitesse de rotation	8	Vitesse de rotation du navire en degrés par minute.
Vitesse au sol	10	Vitesse de déplacement en dixièmes de nœud.
Précision du positionnement	1	Indique si la précision du positionnement est inférieure ou supérieure à 10 mètres.
Longitude	28	Longitude en dix-millièmes de minutes d'angle.
Latitude	27	Latitude en dix-millièmes de minutes d'angle.
Route vraie	12	Direction réelle en dixièmes de degrés de la route suivie par le navire soumis à la dérive.
Cap vrai	9	Orientation en degrés du navire par rapport au nord.
Horodatage	6	Secondes du temps universel coordonné (UTC).
Manœuvre spéciale	2	Indique si le navire effectue une manœuvre spéciale.
Réservé	3	Non utilisé.
Utilisation de RAIM	1	Indique si l'émetteur utilise la vérification autonome de l'intégrité du positionnement (RAIM pour <i>receiver autonomous integrity monitoring</i>).
État de communication	19	Contient des informations utilisées pour l'allocation des intervalles SOTDMA, et l'état de synchronisation.

TABLE 1.2 – Période d'émission des messages AIS en fonction de la conditions du navire

Conditions du navire	Période moyenne
Navire ancré ou amarré allant à moins de 3 nœuds	3 minutes
Navire ancré ou amarré allant à plus de 3 nœuds	10 secondes
Déplacement de 0 à 14 nœuds	10 secondes
Déplacement de 0 à 14 nœuds et changement de direction	$3\frac{1}{3}$ secondes
Déplacement de 14 à 23 nœuds	6 secondes
Déplacement de 14 à 23 nœuds et changement de direction	2 secondes
Déplacement à plus de 23 nœuds	2 secondes
Déplacement à plus de 23 nœuds et changement de direction	2 secondes

où n est le nombre de bits des données, $D(x)$ est le polynôme à coefficients binaires construit à partir des données, $P(x)$ est le polynôme correspondant au préfixe, $G(x)$ est le polynôme générateur $G(x) = x^{16} + x^{12} + x^5 + 1$, et $\%$ est l'opérateur reste de la division euclidienne. Sachant que le CRC inclus dans la trame est le complément du CRC calculé, le CRC global des données suivies du CRC s'exprime comme ceci

$$crc_{global}(x) = P(x)x^{n+32} + D(x)x^{32} + \overline{crc}(x)x^{16} \% G(x), \quad (1.2)$$

où $\overline{crc}(x)$ est le polynôme construit à partir du complément du CRC calculé. Puisque

$$P(x)x^{n+16} + D(x)x^{16} + crc(x) \% G(x) = 0, \quad (1.3)$$

alors

$$P(x)x^{n+32} + D(x)x^{32} + crc(x)x^{16} \% G(x) = 0. \quad (1.4)$$

Sachant que $\overline{crc}(x) = crc(x) + \mathbf{1}_{16}(x)$, où $\mathbf{1}_{16}(x)$ est le polynôme construit à partir d'une suite de 16 bits 1, alors

$$crc_{global}(x) = \mathbf{1}_{16}(x)x^{16} \% G(x). \quad (1.5)$$

Nous obtenons finalement en écriture hexadécimale

$$\text{CRC}([\text{Données}, \overline{\text{CRC}(\text{Données})}]) = \text{F0B8}. \quad (1.6)$$

Une propriété importante pour la suite de cette thèse est que le CRC peut être calculé itérativement. Le CRC est initialisé à sa valeur d'initialisation (16 bits 1 pour le système AIS) et il est mis à jour pour chaque bit du message en appliquant l'opération présentée dans la figure 1.3. Les \oplus représentent des opérateurs ou exclusifs et sont placés en accord avec le polynôme générateur. Les boîtes numérotées contiennent les bits du CRC.

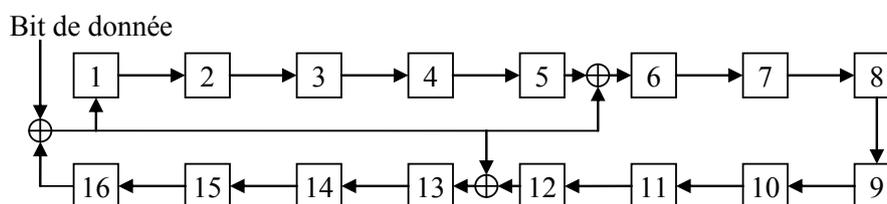


FIGURE 1.3 – Opération de mise à jour du CRC pour chaque bit du message.

1.2.2 Insertion des bits de bourrage

Dans le système AIS, certains bits appelés bits de bourrage ne transportent pas d'information et sont insérés dans les trames après le calcul du CRC. Le premier objectif de ces bits est d'empêcher qu'un fanion de fin de trame ne soit trouvé parmi les données. En effet, la présence de la séquence constituée de 6 bits 1 encadrée par des bits 0 dans les données indiquerait au récepteur que la trame se termine ici, et celui-ci ne pourrait donc pas la décoder correctement. Pour empêcher ce phénomène, un bit 0 est donc ajouté après chaque séquence de 5 bits 1 dans la trame, rendant la présence de séquences de 6 bits 1 impossible. L'autre objectif est de créer des transitions supplémentaires lors des longues suites de bits 1 afin d'éviter la perte de synchronisation de l'horloge. La procédure d'insertion des bits de bourrage est présentée dans la figure 1.4.

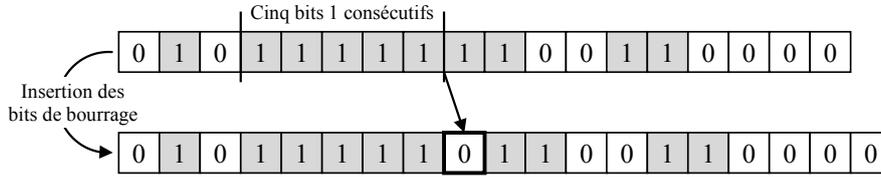


FIGURE 1.4 – Procédure d'insertion des bits de bourrage.

1.2.3 Codage

Le codage NRZI est appliqué à la suite de l'ajout des bits de bourrage. Il s'agit d'un codage sur changement de niveau. La sortie change de niveau pour représenter un bit 0 et reste constante pour un bit 1. L'opération de codage est décrite mathématiquement par la relation

$$b_k = \overline{a_k \oplus b_{k-1}}, \quad (1.7)$$

où $\{a_k\}$ est la séquence d'information binaire en entrée de l'encodeur NRZI, $\{b_k\}$ est la sortie et \oplus représente l'addition modulo 2.

Cette opération d'encodage différentiel (NRZI) introduit de la mémoire dans le signal, contrairement à un encodage direct NRZ par exemple.

1.2.4 Modulation

La modulation GMSK fait partie des CPM (Continuous-Phase Modulation). Ces modulations non linéaires font intervenir une mémoire et encodent l'information dans la phase du signal. Comme le nom de ces modulations l'indique, la phase du signal en sortie est contrainte à rester continue.

La phase des signaux modulés en CPM s'exprime comme suit :

$$\phi(t; \mathbf{I}) = 2\pi \sum_{k=-\infty}^n I_k h_k q(t - kT), \quad nT \leq t \leq (n+1)T, \quad (1.8)$$

où $\{I_k\}$ est la séquence d'information M -aire prise dans l'alphabet $\pm 1, \pm 2, \dots, \pm(M-1)$, $\{h_k\}$ est une séquence d'indices de modulation pouvant varier au cours du temps et $q(t)$ est une certaine forme d'onde.

La forme d'onde $q(t)$ peut être présentée comme l'intégrale d'une certaine impulsion $g(t)$:

$$q(t) = \int_0^t g(\tau) d\tau. \quad (1.9)$$

Le support de $g(t)$ est $[0, LT]$ où L est le nombre de périodes symbole T pendant lesquelles l'impulsion $g(t)$ est non nulle. Lorsque $L = 1$, le signal modulé est dit à « réponse pleine » et si $L > 1$ le signal modulé est dit à « réponse partielle ».

Pour les signaux GMSK, l'impulsion correspond à l'intégration d'une gaussienne avec des paramètres de réglage B et L (B représente la fréquence de coupure à -3 dB du filtre gaussien). Plus précisément,

$$g(t) = Q \left[\frac{2\pi B}{\sqrt{\ln 2}} \left(t - \frac{T}{2} \right) \right] - Q \left[\frac{2\pi B}{\sqrt{\ln 2}} \left(t + \frac{T}{2} \right) \right] \quad (1.10)$$

avec

$$Q(t) = \int_t^\infty \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-x^2/2} dx \quad (1.11)$$

et l'impulsion est tronquée à l'intervalle $[-LT/2, LT/2]$.

Dans le cas des signaux AIS, la séquence est binaire ($M = 2$), et l'indice de modulation h est constant. Les paramètres T , B et h sont définis comme le présente le tableau 1.3. Dans le cadre de la thèse, les signaux étudiés sont en « bande large » avec $BT = 0,4$. La valeur de troncature L est alors de 3 périodes symbole T (sa valeur dépend de B car la forme de l'impulsion dépend elle-même de B).

TABLE 1.3 – Paramètres de la modulation GMSK utilisée par le système AIS

Paramètre	Bande large	Bande étroite
$1/T$	9600 bits/s	9600 bits/s
BT	0,4	0,3
h	0,5	0,25

En plus de la mémoire introduite par le codage NRZI et le fait d'avoir une continuité de phase, le choix de $L > 1$ entraîne l'introduction de mémoire supplémentaire due à la longueur de l'impulsion $g(t)$.

1.2.5 Modèle mathématique à l'émission

Le modèle du signal émis par un navire peut s'exprimer comme ceci

$$s(t) = e^{-i\phi(t;\mathbf{I})}, \quad (1.12)$$

avec

$$\phi(t;\mathbf{I}) = \pi \sum_{k=-\infty}^n I_k q(t - kT), \quad nT \leq t \leq (n+1)T, \quad (1.13)$$

où $\{I_k\}$ est la séquence d'information dont les éléments appartiennent à l'alphabet $\{-1, +1\}$ et $q(t)$ est la forme d'onde définie dans l'équation (1.9) avec l'impulsion $g(t)$ définie dans l'équation (1.10).

1.3 Réception par satellite

La réception des signaux AIS par satellite fait apparaître certains phénomènes qui n'existent pas ou dont l'effet est limité lorsque la réception se fait au niveau du sol par un navire ou une station côtière. Le premier effet est directement lié à l'altitude des satellites. La distance que doit parcourir un signal AIS pour atteindre un satellite est 10 fois plus importante que la portée habituelle des navires. Le niveau de bruit est donc bien plus élevé et de nouvelles méthodes de réception sont nécessaires. Des méthodes de correction d'erreurs sont ainsi présentées dans le chapitre 2. Le second phénomène est également causé par l'altitude des satellites. En effet, l'organisation semi-cellulaire du système AIS permet de rendre les collisions entre les signaux AIS extrêmement peu probables lors de l'écoute au niveau du sol, mais n'offre aucune protection lorsque le récepteur couvre plusieurs cellules comme c'est le cas des satellites. Le dernier effet que nous considérons est causé par la vitesse de déplacement des satellites qui crée des décalages en fréquence des signaux AIS par effet Doppler.

La figure 1.5 présente une vue en fréquences instantanées d'une somme de trois signaux GMSK. Chaque signal est décalé en fréquence de son Doppler associé D_k ($D_k \in [-3600 \text{ Hz} ; 3600 \text{ Hz}]$). La différence Δf entre les fréquences maximale et minimale de chaque composante est fixe et correspond à la différence de fréquence entre un signal ne transportant que des bits 0 (rotation de la phase dans le sens indirect) et un signal ne transportant que des bits 1 (rotation dans le sens direct de la phase).

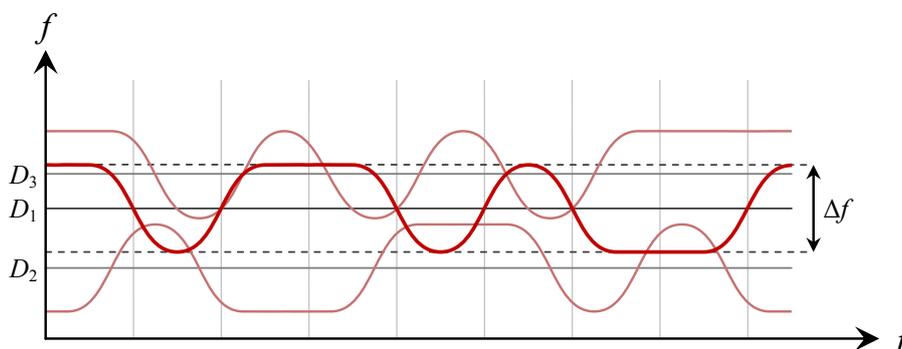


FIGURE 1.5 – Somme de signaux AIS vue en fréquences instantanées.

Le débit des symboles des signaux AIS est 9600 bauds et 4 symboles sont nécessaires pour effectuer une rotation de phase de 2π . La fréquence apparente d'un signal transportant une suite de bits 1 est donc $9600/4 = 2400$ Hz pour une phase constante. Les phases des signaux transportant une suite de bits 1 et une suite de bits 0 tournant à la même vitesse mais dans des sens opposés, la différence entre leur fréquence apparente est $\Delta f = 2 \cdot 2400 = 4800$ Hz.

1.3.1 Modèle du signal reçu par satellite

Le modèle du signal reçu par satellite lorsqu'il n'y a qu'un seul émetteur actif pendant l'intervalle de temps, c'est-à-dire lorsqu'il n'y a pas de collision est défini comme ceci :

$$r_m(t) = as(t - \tau)e^{-i(2\pi ft + \theta)} + b(t), \quad (1.14)$$

où a est un coefficient d'atténuation, $s(t)$ est le signal émis, τ est le temps de propagation du signal, f est le décalage en fréquence dû à l'effet Doppler, θ est le déphasage du signal, et $b(t)$ est un bruit blanc. Lorsque plusieurs signaux sont reçus simultanément, le modèle du signal reçu présenté dans la figure 1.6 s'écrit

$$r(t) = \sum_{k=1}^N a_k s_k(t - \tau_k) e^{-i(2\pi f_k t + \theta_k)} + b(t), \quad (1.15)$$

où N est le nombre de signaux reçus et l'indice k fait référence au k -ième signal. Le signal reçu peut alors être modifié afin de mettre en avant un signal d'intérêt

$$r_u(t) = s_u(t) + \sum_{k \neq u} A_k s_k(t - T_k) e^{-i(2\pi F_k t + \Theta_k)} + b_u(t), \quad (1.16)$$

où $A_k = \frac{a_k}{a_u}$, $T_k = \tau_k - \tau_u$, $F_k = f_k - f_u$ et $\Theta_k = \theta_k - \theta_u$.

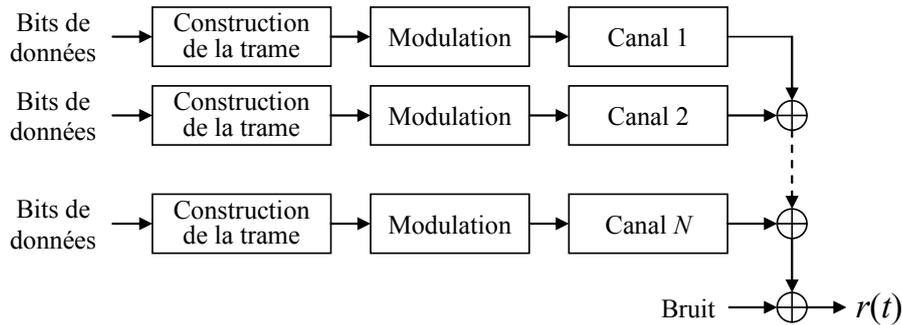


FIGURE 1.6 – Modèle de signal multiutilisateur reçu.

1.3.2 Démodulation cohérente

La démodulation des signaux AIS par les navires et les stations côtières utilise généralement des méthodes non cohérentes qui sont insensibles à une rotation de phase ou un petit décalage en fréquence du signal. Bien que l'efficacité en puissance de ces démodulateurs soit inférieure aux méthodes cohérentes, la puissance des signaux reçus au niveau du sol est suffisante pour pouvoir démoduler correctement la plupart d'entre eux. Cependant, ce n'est pas le cas lorsque les signaux AIS sont reçus par satellite, la puissance reçue est limitée et il est nécessaire d'optimiser l'efficacité en puissance du démodulateur utilisé. Nous utilisons donc un démodulateur cohérent basé sur le maximum de vraisemblance qui exploite l'algorithme de Viterbi [Vit67].

Le principe de l'algorithme de Viterbi est de choisir un chemin dans un treillis. Ce treillis est constitué d'états reliés entre eux par des transitions. Les états représentent une valeur particulière de la mémoire de l'émetteur et les transitions sont les symboles envoyés par l'émetteur qui passe au court de cette émission d'un état à un autre. Le choix du chemin dans le treillis est réalisé en

calculant la distance entre le signal reçu et l'ensemble des symboles possibles. Le chemin résultant de l'algorithme de Viterbi minimise la distance globale entre le signal reçu et la suite de symboles constituant le chemin.

Suivant sa complexité, le treillis peut être plus ou moins fidèle à un signal GMSK réel. Nous pouvons définir un treillis simple à 4 états mais peu fidèle ou un treillis plus complexe à 16 états et suffisamment fidèle (équivalent à une modulation GMSK avec $L = 1$) ou un treillis encore plus fidèle et de complexité encore plus grande. Le treillis le moins précis constitué de seulement 4 états utilise une approximation linéaire des rotations de phase tandis que la version à 16 états représente bien les changements de sens de rotation suivant une courbe gaussienne. La modulation utilisée pour les signaux AIS attache un unique bit à chaque symbole. Il y a donc deux transitions au départ de chaque état, la première pour le symbole transportant un bit 0 et la seconde pour celui transportant un bit 1. Le treillis est donc constitué de deux fois plus de transitions que d'états.

Dans la version du treillis à 4 états, ceux-ci représentent les points de jonction entre les symboles. Ils sont donc au nombre de 4 et se situent aux angles 0 , $\pi/2$, π et $3\pi/2$ radians. Les symboles pouvant suivre chaque état effectuent une rotation de $\pi/2$ radians dans le sens direct ou indirect le reliant ainsi à l'état suivant tout en conservant une phase continue.

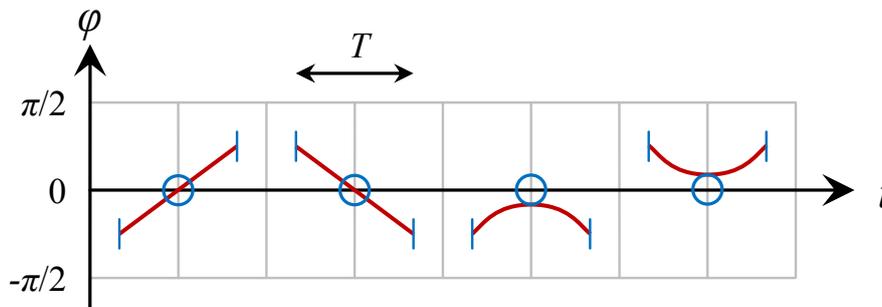


FIGURE 1.7 – Les 4 états de base du treillis à 16 états.

À la différence du treillis à 4 états, les 16 états constituant le second treillis ne représentent pas des points, mais les symboles eux-mêmes. La figure 1.7 montre les 4 états de base. Les 12 autres états sont des rotations de $-\pi/2$, $\pi/2$ et π radians de ces bases. Les transitions du treillis ne représentent

pas une partie du signal, mais la liaison entre deux états successifs. Elles sont définies de façon à assurer la continuité de la phase. La figure 1.8 montre la différence de fidélité entre un signal généré avec un treillis à 4 états et un signal GMSK construit en utilisant un treillis à 16 états. Un signal GMSK standard est très proche du signal généré avec 16 états.

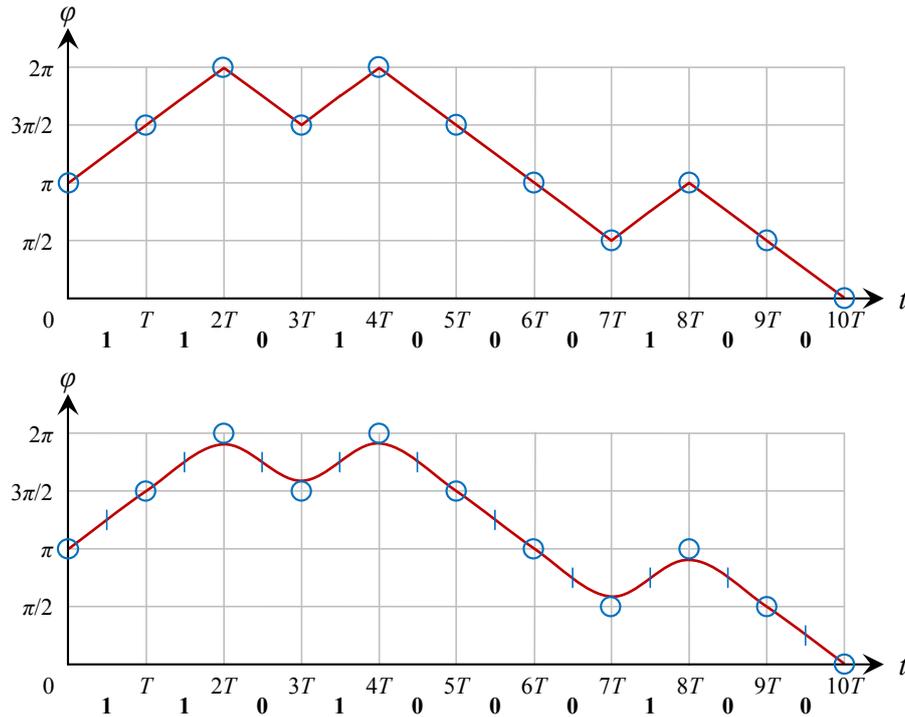


FIGURE 1.8 – Reconstitution d'un signal GMSK avec 4 états (en haut) et 16 états (en bas).

L'intérêt d'utiliser l'algorithme de Viterbi est de profiter du nombre d'états supérieur au nombre de valeurs possibles transportées par chaque symbole. Cet algorithme ne va pas trouver les symboles ayant le plus de chance d'avoir été transmis individuellement, mais la suite de symboles la plus probable. L'algorithme de Viterbi permet ainsi de corriger certaines erreurs de transmission, comme la perte d'un symbole. En effet, ce symbole pourra être déduit des symboles précédents et suivants correctement reçus en étant le seul à pouvoir relier les deux morceaux de treillis. La figure 1.9 montre un exemple de déduction d'un symbole à partir des symboles précédents et suivants sur le treillis à 4 états.

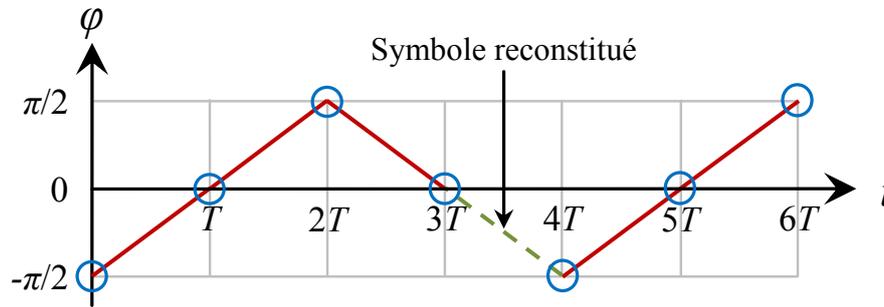


FIGURE 1.9 – Dédution d'un symbole à partir des symboles précédents et suivants.

Dans sa version à 16 états, les symboles employés par le démodulateur sont très proches des symboles GMSK théoriques, les performances de ce démodulateur sont donc très proches de l'optimal. Mais étant cohérent, celui-ci nécessite de connaître le déphasage et la fréquence du signal à démoduler. Ces questions sont traitées dans le chapitre 3.

1.3.3 Démodulation multiutilisateur

L'algorithme de démodulation cohérent du maximum de vraisemblance peut être étendu pour démoduler la somme de plusieurs signaux reçus en collision. Les symboles de référence utilisés par cet algorithme sont des constructions de tous les symboles possibles des différents utilisateurs. Cette méthode nécessite de connaître tous les paramètres de tous les signaux en collision.

Les symboles de référence utilisés par l'algorithme de Viterbi sont la somme des symboles de référence de tous les utilisateurs. Ils correspondent donc au signal effectivement reçu lorsqu'il n'y a pas de bruit. Le treillis est constitué de 16^N états et 32^N symboles (avec N le nombre d'utilisateurs). En ne tenant compte que des symboles possibles à chaque instant (seule la moitié des symboles de référence d'un utilisateur peut être reçue à chaque instant si l'on fixe l'état initial du treillis), le nombre de symboles à tester pour chaque symbole reçu est 16^N .

La somme des symboles de chaque utilisateur est réalisée en tenant compte de leurs paramètres. La construction de l'ensemble des symboles est effectuée pour chaque symbole reçu. Pour s'affranchir du problème de synchronisation entre les utilisateurs, la construction se fait sur un temps de trois

symboles qui sera ensuite tronqué en son début et sa fin d'un demi-symbole à un symbole et demi suivant le décalage nécessaire. Les symboles ainsi obtenus représentent une suite de trois bits. Ces bits se superposent aux bits des symboles précédent et suivant allongeant ainsi la longueur libre du treillis. La construction des symboles ne peut se faire sur seulement deux symboles, car leurs extrémités dépendent des symboles suivant et précédent. Cela créerait une dépendance de quatre bits par symbole au lieu de trois pour la méthode proposée et augmenterait donc inutilement le nombre de symboles tout en alourdissant l'algorithme.

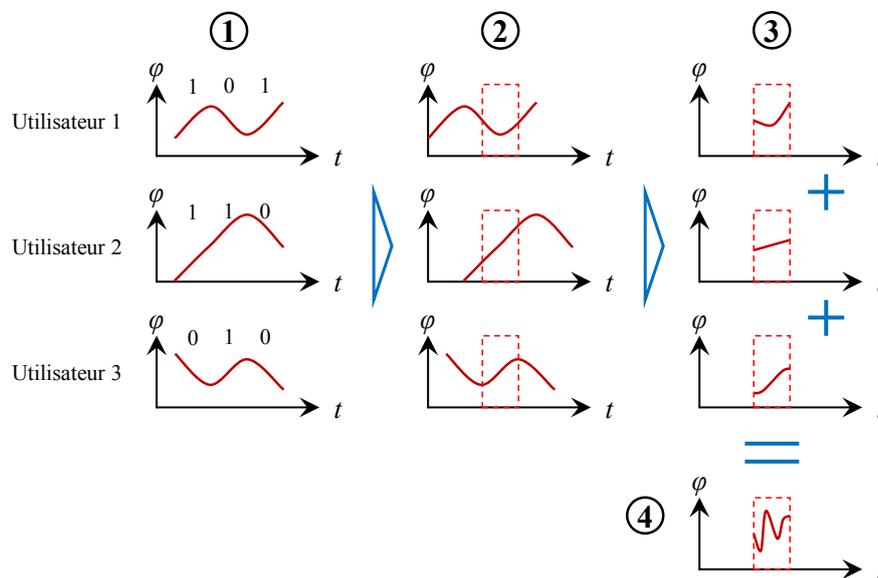


FIGURE 1.10 – Construction des symboles pour l'algorithme de Viterbi multiutilisateur.

La figure 1.10 présente les étapes de la construction des symboles. Cette construction est illustrée avec des symboles présentés sur le plan phase-temps et se compose de 4 étapes :

1. La première étape consiste à faire la construction des suites de trois symboles pour chaque utilisateur en collision. Les bits transportés par ces symboles sont ceux qui correspondent au symbole généré.
2. Les décalages temporels des utilisateurs sont appliqués et seule une longueur de symbole est conservée.

3. L'effet Doppler et le déphasage sont appliqués au symbole restant de chaque utilisateur.
4. Le symbole final est constitué de la somme des symboles des utilisateurs multipliés par leurs amplitudes respectives.

Les performances de cette méthode de démodulation cohérente multiutilisateur sont optimales, mais la complexité de cette méthode la rend inutilisable. De plus, elle nécessite de connaître précisément les paramètres de tous les signaux en collision, même des plus faibles, ce qui n'est pas réalisable.

1.4 Conclusions

Ce chapitre a présenté les signaux AIS que nous souhaitons recevoir par le biais de satellites et a donné le modèle des signaux reçus. Plusieurs problématiques sont dégagées, comme la faible puissance des signaux reçus et la possible collision entre des messages AIS qui n'aurait pas pu se produire lors de la réception au niveau du sol.

La première problématique trouve une partie de sa solution dans l'emploi d'algorithmes de démodulation cohérents dont l'efficacité est supérieure aux méthodes non cohérentes habituellement utilisées. Cependant ces algorithmes cohérents nécessitent de connaître la phase et la fréquence des signaux pour pouvoir les démoduler. L'estimation de ces paramètres et leur suivi sont traités dans le chapitre 3 de ce manuscrit. Malgré l'utilisation de démodulation cohérente, l'efficacité en puissance n'est pas suffisante pour démoduler la plupart des signaux reçus par satellite. Différentes méthodes de corrections d'erreurs ont donc été développées et sont présentées dans le chapitre 2.

CHAPITRE 2

Stratégies de correction d'erreurs

Sommaire

2.1	Introduction	25
2.2	Utilisation du CRC des messages comme source de redondance	26
2.2.1	Principe général	28
2.2.2	Construction du treillis étendu	29
2.2.3	Bits de bourrage	30
2.2.4	Choix de l'état final	32
2.2.5	Complexité de l'algorithme	33
2.2.6	Déroulement de l'algorithme	33
2.2.7	Utilisabilité d'un décodage itératif	35
2.2.8	Simulations	35
2.3	Correcteur tirant parti des contraintes sur les données	38
2.3.1	Contraintes des champs	39
2.3.2	Instructions des transitions	40
2.3.3	Conversion des contraintes	43
2.3.4	Simulations	45
2.4	Conclusions	48

2.1 Introduction

Le décodage des messages AIS reçus par satellites nécessite de prendre en compte la puissance limitée des émetteurs AIS des navires. En effet, le système AIS a été conçu afin de transmettre des informations entre des navires et des balises proches les uns des autres. La puissance d'émission demandée par la recommandation AIS aux navires n'est pas toujours suffisante pour acheminer les messages jusqu'aux satellites avec un taux d'erreur suffisamment bas.

Ce chapitre propose de pallier ce problème de transmission par l'ajout de méthodes de corrections d'erreurs utilisant certaines informations connues à priori. Deux méthodes complémentaires sont étudiées. La première exploite la présence d'un bloc de CRC dans les messages AIS qui transporte une

partie de l'information du message et qui peut donc être utilisée comme une source de redondance. La seconde méthode utilise un autre type d'information sur les messages. Celle-ci exploite des connaissances à priori sur le type de données contenu dans chaque champ des messages ainsi que la propriété répétitive des émissions des signaux.

Ces correcteurs sont associés au démodulateur du maximum de vraisemblance présenté dans la section 1.3. Leur fonctionnement repose sur la recherche d'un chemin au travers d'un treillis qui minimise une fonction de distance. Les chemins dans le treillis sont soumis à des contraintes afin que le message AIS correspondant au chemin résultant de l'application de l'algorithme de Viterbi soit un message AIS valide dont les informations à priori sont respectées. Notons que nous ne pouvons pas utiliser les méthodes itératives de décodage car celles-ci ne sont pas applicables pour les systèmes utilisant des bits de bourrage.

2.2 Utilisation du CRC des messages comme source de redondance

Le CRC contenu dans les messages AIS est le résultat d'opérations mathématiques effectuées sur les données du message, il contient ainsi une partie de l'information du message. Habituellement, le CRC est employé afin de détecter les erreurs de transmission. Cette détection est effectuée par le récepteur en comparant le CRC reçu dans le message avec le CRC calculé à partir des données du message. Si les CRC ne sont pas identiques, alors une erreur de transmission s'est produite et le message est rejeté. Plusieurs procédures de renvoi de messages par l'émetteur existent, mais elles ne sont cependant pas applicables dans le cadre de la réception de signaux AIS par satellite car elles demandent la présence d'un lien de retour afin que l'émetteur puisse être informé de la perte du message. Cette utilisation classique du CRC, outre de détecter la présence d'erreurs, ne permet pas d'améliorer les performances en termes de taux d'erreur paquet du système. Afin de tout de même tirer parti de la présence du CRC dans les messages des systèmes ne prévoyant pas de méthode de retransmission des messages, plusieurs études ont proposé de considérer le CRC comme une source de redondance permettant de corriger des erreurs de transmission. Ainsi, le CRC n'est plus seulement utilisé pour détecter les erreurs, mais également pour en corriger certaines. Ce type de correcteur a

notamment été proposé pour améliorer la robustesse des décodeurs vidéo [MLKD10, MBKD10].

La première méthode proposée utilise la différence entre le CRC contenu dans le message reçu et celui recalculé à partir des données comme un syndrome et permet de localiser une erreur par message [McD03]. Cette méthode a ensuite été généralisée afin de localiser deux erreurs par message [BZEHN09]. Conservant cette idée de syndrome, une technique permet de corriger les erreurs en privilégiant la présence des erreurs sur les bits dont la fiabilité est la plus faible [SYYB06]. Une autre stratégie considère quant à elle la probabilité d'erreur des bits [ZY08]. L'idée est de modifier la valeur des bits qui ont la plus grande probabilité d'être erronés jusqu'à obtenir un CRC correct. Finalement, une technique basée sur les codes convolutifs assistés d'un CRC est étudiée dans [WZG08].

Malheureusement, ces méthodes de correction faisant intervenir le CRC ne sont pas utilisables avec le système AIS car celui-ci (à l'instar d'une grande variété d'autres systèmes de transmission tels que le bus USB (*universal serial bus*), le protocole HDLC (*high level data link control*), les systèmes X.25 ou RNIS) prévoit l'insertion de bits de bourrage dans les messages. Ces bits de bourrage permettent d'éviter la confusion entre les bits de données utiles et les drapeaux de début et de fin de trame. Ils permettent également de se prémunir des décalages d'horloge. En effet, un bit 0 est inséré après chaque suite de cinq bits 1 consécutifs, sectionnant ainsi les longues suites de bits 1 qui pourraient être responsables d'une perte de synchronisation du récepteur, et rendant impossible l'apparition d'une suite de six bits 1 consécutifs caractéristique des drapeaux de début et de fin de trame. Ces bits de bourrage rendent impossible l'utilisation des méthodes de correction d'erreurs proposées au paragraphe précédent, car leur présence dépend des données. La modification d'un bit du message afin de corriger le CRC est susceptible de faire apparaître ou disparaître un bit de bourrage ce qui entraînerait un décalage de la suite du message et provoquerait donc une erreur sur l'emplacement du CRC.

La méthode de correction développée durant la thèse et détaillée dans la suite de cette section est conçue de façon à rendre possible la correction d'erreurs exploitant le CRC des messages même en présence de bits de bourrage. Elle propose de combiner les différentes étapes de réception afin de simultanément démoduler, décoder, retirer les bits de bourrage et corriger les erreurs des messages. Celle-ci est basée sur une utilisation particulière de l'algorithme de Viterbi [Vit67], en développant

un treillis étendu et en utilisant des transitions conditionnelles. Ce récepteur est adapté aux systèmes faisant intervenir un CRC ainsi qu'un codage en treillis. Dans le système AIS, le codage en treillis est constitué du codage NRZI ainsi que d'une partie de la modulation GMSK. Notons que cette méthode a fait l'objet de la soumission de deux brevets [PCB^b, PCB^a]. Dans la suite de cette section sera d'abord présenté le principe général du fonctionnement de l'algorithme. Viendront ensuite les détails de la construction du treillis étendu et de la prise en compte des bits de bourrage. Enfin, les différentes étapes de l'algorithme seront détaillées et des résultats de simulation illustreront les performances du récepteur-correcteur développé.

2.2.1 Principe général

Le signal analogique reçu par le récepteur est d'abord passé au travers d'un banc de filtres adaptés avant d'être échantillonné à une fréquence d'un échantillon par symbole. L'échantillon ainsi obtenu pour le k -ième symbole après passage par le filtre adapté correspondant au symbole théorique m est noté $r_{m,k}$. L'algorithme de Viterbi permet de déterminer la séquence de symboles m_1, \dots, m_K qui minimise le critère suivant

$$\sum_{k=1}^K |r_{m_k,k} - m_k|^2, \quad (2.1)$$

où m_k est le k -ième symbole estimé. Dans la suite de ce manuscrit, afin d'améliorer la lisibilité, le symbole correspondant au filtre adapté utilisé pour obtenir l'échantillon du symbole reçu sera omis, ce symbole étant systématiquement celui qui est soustrait dans le calcul de la distance. Ainsi, nous écrirons (2.1) comme ceci

$$\sum_{k=1}^K |r_k - m_k|^2. \quad (2.2)$$

Étant donné la structure particulière des signaux AIS, l'algorithme de Viterbi utilisé est modifié afin de minimiser la distance (2.2) tout en assurant le respect des deux contraintes suivantes :

- (C1) le CRC joint doit satisfaire la condition (1.6) afin que le CRC du message décodé soit correct ;
- (C2) les séquences de bits 1 consécutifs ont une longueur maximale limitée à $\bar{P} = 5$ de façon à considérer correctement les bits de bourrage 0 qui sont ajoutés après les séquences de cinq bits 1 consécutifs.

De façon à résoudre ce problème d'optimisation contraint, le nouvel algorithme utilise ce qu'on appellera un treillis étendu en lieu et place du treillis traditionnel de l'algorithme de Viterbi. Les états du treillis étendu sont nommés des états étendus et sont composés de l'association d'un état de CRC, qui représente une valeur intermédiaire du calcul du CRC (voir 1.2.1), et d'un état du codage en treillis. Dans le treillis étendu, tous les chemins se terminent par la valeur de terminaison (1.6); ainsi la contrainte (C1) est satisfaite. D'un autre côté, la contrainte (C2) est assurée en définissant des transitions spécifiques dans le treillis étendu.

2.2.2 Construction du treillis étendu

Comme mentionné dans la section traitant du CRC 1.2.1, le calcul du CRC peut être réalisé de façon itérative. Il est d'abord initialisé à une valeur qui dépend du standard de CRC considéré, puis mis à jour successivement avec chaque bit du message. Ainsi, un état de CRC correspond à une valeur intermédiaire particulière du CRC. Deux états de CRC consécutifs sont connectés dans le treillis si le second peut être obtenu par la mise à jour du premier avec un bit 0 ou 1, comme l'illustre la figure 1.4.

L'algorithme développé associe un état de CRC avec un état du codeur en treillis (CT). Cette association constitue un état étendu. Le treillis étendu est le treillis composé de ces états étendus. Les transitions du treillis étendu sont également les associations des transitions du CRC et du CT pour les mêmes bits. Par exemple, si lors de la réception d'un bit 0, l'état du CT α est suivi par l'état du CT β et l'état du CRC A est suivi par l'état du CRC B , alors, lors de la réception d'un bit 0, l'état étendu $(A; \alpha)$ est suivi par l'état étendu $(B; \beta)$. De la même façon, si lors de la réception d'un bit 1, l'état du CT α est suivi par l'état du CT γ et l'état du CRC A est suivi par l'état du CRC C , alors, lors de la réception d'un bit 1, l'état étendu $(A; \alpha)$ est suivi par l'état étendu $(C; \gamma)$. La conception du treillis étendu est illustrée dans (2.3), où k représente le numéro du symbole reçu.

$$\begin{array}{ccc}
 \begin{array}{c} \text{État du CRC} \\ A \xrightarrow{0} B \\ A \xrightarrow{1} C \end{array} & \& \begin{array}{c} \text{État du CT} \\ \alpha \xrightarrow{0} \beta \\ \alpha \xrightarrow{1} \gamma \end{array} & \Rightarrow & \begin{array}{c} \text{État étendu} \\ (A; \alpha) \xrightarrow{0} (B; \beta) \\ (A; \alpha) \xrightarrow{1} (C; \gamma) \end{array} & (2.3)
 \end{array}$$

Nous proposons d'appliquer l'algorithme de Viterbi à ce treillis étendu. Pour cela, la variable $\Gamma[k, (A; \alpha)]$ qui représente le cout d'un chemin dans le treillis menant à l'état étendu $(A; \alpha)$ à l'instant k est définie comme le carré de la distance euclidienne entre le signal reçu et la séquence des k symboles de ce chemin, c'est-à-dire,

$$\Gamma[k, (A; \alpha)] = \sum_{i=1}^k \left| r_i - m_i^{k, (A; \alpha)} \right|^2, \quad (2.4)$$

où $m_1^{k, (A; \alpha)}, \dots, m_k^{k, (A; \alpha)}$ est la séquence de symboles du chemin menant à $(A; \alpha)$ à l'instant k . De plus, la variable de transition représentant le cout du chemin menant à l'état étendu $(A; \alpha)$ à l'instant k et continuant avec la transition portant le bit b à l'instant $k+1$, notée $\Gamma_{\text{trans}}[k, (A; \alpha), b]$, est définie comme la somme de $\Gamma[k, (A; \alpha)]$ et du carré de la distance euclidienne entre le symbole reçu à l'instant $k+1$ et le symbole de la transition partant de l'état étendu $(A; \alpha)$ et transportant le bit b , noté $m_k^{k+1, (A; \alpha), b}$, c'est-à-dire,

$$\Gamma_{\text{trans}}[k, (A; \alpha), b] = \Gamma[k, (A; \alpha)] + \Delta[k, (A; \alpha), b], \quad (2.5)$$

avec

$$\Delta[k, (A; \alpha), b] = \left| r_k - m_k^{k+1, (A; \alpha), b} \right|^2. \quad (2.6)$$

Les variables de transition $\Gamma_{\text{trans}}[k, (A; \alpha), b]$ sont utilisées afin de choisir la meilleure transition vers un certain état parmi toutes les transitions possibles arrivant à ce même état. Plus précisément, la transition qui est choisie comme précédant un certain état minimise $\Gamma_{\text{trans}}[k, (A; \alpha), b]$. Cette procédure est détaillée dans le déroulement de l'algorithme de la section 2.2.6.

2.2.3 Bits de bourrage

Le treillis étendu présenté précédemment permet d'utiliser le CRC comme un moyen de correction d'erreurs. Cependant, il ne permet pas de prendre en compte la possible présence de bits de bourrage. Pour cela, de nouvelles transitions sont introduites dans le treillis étendu. Celles-ci sont empruntées lorsqu'un bit de bourrage est reçu et provoquent la mise à jour de l'état du CT pour le bit de bourrage, tandis que l'état du CRC reste le même. En effet, le CRC des messages est calculé avant l'introduction des bits de bourrage, ceux-ci ne doivent donc pas être pris en compte dans le parcours

du treillis du CRC. Les différentes transitions possibles sont illustrées dans (2.7). À l'instant k les transitions au départ de l'état étendu $(A; \alpha)$ peuvent soit représenter un bit d'information 0 ou 1, soit représenter un bit de bourrage (BB) 0 (on rappelle que les bits de bourrage ne peuvent être que des bits 0 dans le système AIS).

$$\begin{array}{ccc}
\text{État du CRC} & \text{État du CT} & \text{État étendu} \\
\begin{array}{c}
\begin{array}{cc}
^k & ^{k+1} \\
A \xrightarrow{0} & B
\end{array} \\
\begin{array}{cc}
^k & ^{k+1} \\
A \xrightarrow{1} & C
\end{array} \\
\begin{array}{cc}
^k & ^{k+1} \\
A \xrightarrow{BB} & A
\end{array}
\end{array}
& \& \begin{array}{c}
\begin{array}{cc}
^k & ^{k+1} \\
\alpha \xrightarrow{0} & \beta
\end{array} \\
\begin{array}{cc}
^k & ^{k+1} \\
\alpha \xrightarrow{1} & \gamma
\end{array} \\
\begin{array}{cc}
^k & ^{k+1} \\
\alpha \xrightarrow{BB} & \beta
\end{array}
\end{array}
& \Rightarrow \begin{array}{c}
\begin{array}{cc}
^k & ^{k+1} \\
(A; \alpha) \xrightarrow{0} & (B; \beta)
\end{array} \\
\begin{array}{cc}
^k & ^{k+1} \\
(A; \alpha) \xrightarrow{1} & (C; \gamma)
\end{array} \\
\begin{array}{cc}
^k & ^{k+1} \\
(A; \alpha) \xrightarrow{BB} & (A; \beta)
\end{array}
\end{array}
\end{array} \quad (2.7)$$

Il est maintenant nécessaire de pouvoir déterminer si un bit reçu est un bit d'information ou bien un bit de bourrage. Cette détection nécessite de définir une nouvelle variable d'état $P[k, (A; \alpha)]$ associée à chaque état étendu $(A; \alpha)$. Cette nouvelle variable représente le nombre de bits 1 consécutifs reçus avant d'atteindre l'état $(A; \alpha)$ à l'instant k . Afin de respecter la contrainte (C2), ce nombre ne doit pas dépasser la valeur maximale \bar{P} spécifiée pour l'application (ici, pour l'AIS, $\bar{P} = 5$). Ainsi, si ce compteur atteint la valeur \bar{P} à l'état étendu $(A; \alpha)$, la seule transition qui peut suivre cet état étendu est la transition représentant un bit de bourrage, c'est-à-dire, $(A; \alpha) \xrightarrow{BB} (A; \beta)$. Après cette transition ou après la transition transportant le bit 0, ce compteur est réinitialisé à 0. Inversement, après une transition transportant un bit 1, le compteur est incrémenté de 1. Nous obtenons :

$$\begin{array}{cc}
\text{Bit d'information} & \text{Bit de bourrage} \\
\begin{array}{c}
\begin{array}{cc}
^k & ^{k+1} \\
(A; \alpha) \xrightarrow{0} & (B; \beta) \\
P=3 & P=0
\end{array} \\
\begin{array}{cc}
^k & ^{k+1} \\
(A; \alpha) \xrightarrow{1} & (C; \gamma) \\
P=3 & P=4
\end{array} \\
\begin{array}{cc}
^k & ^{k+1} \\
(A; \alpha) \xrightarrow{BB} & (A; \beta) \\
P=3 & P=0
\end{array}
\end{array}
& \begin{array}{c}
\begin{array}{cc}
^k & ^{k+1} \\
(A; \alpha) \not\xrightarrow{0} & (B; \beta) \\
P=5 & P=0
\end{array} \\
\begin{array}{cc}
^k & ^{k+1} \\
(A; \alpha) \not\xrightarrow{1} & (C; \gamma) \\
P=5 & P=0
\end{array} \\
\begin{array}{cc}
^k & ^{k+1} \\
(A; \alpha) \xrightarrow{BB} & (A; \beta) \\
P=5 & P=0
\end{array}
\end{array}
\end{array} \quad (2.8)$$

où $\not\xrightarrow{\cdot}$ représente une transition impossible à franchir. Cette transition est rendue infranchissable en assignant à son cout, c'est-à-dire à $\Delta[k, (A; \alpha), b]$, une valeur très grande.

En plus de la variable d'état $P[k, (A; \beta)]$, une seconde variable d'état $S[k, (A; \alpha)]$ est associée à chaque état étendu $(A; \alpha)$. Cette nouvelle variable est un compteur du nombre de bits de bourrage reçu avant d'atteindre l'état $(A; \alpha)$ à l'instant k . Elle est incrémentée de 1 à chaque passage par

une transition représentant un bit de bourrage. Cette variable permet au récepteur de connaître le nombre de bits de bourrage reçus sur un chemin dans le treillis et par extension le nombre de bits d'information reçus. Comme pour $\Gamma[k, (A; \alpha)]$ et $\Gamma_{\text{trans}}[k, (A; \alpha), b]$, des variables de transition sont définies pour les nouvelles variables d'état, soient $P_{\text{trans}}[k, (A; \alpha), b]$ et $S_{\text{trans}}[k, (A; \alpha), b]$ qui représentent respectivement l'évolution de $P[k, (A; \alpha)]$ et de $S[k, (A; \alpha)]$ pour la transition transportant le bit b (on note que le bit b peut prendre les valeurs 0, 1 et BB).

2.2.4 Choix de l'état final

Une fois que le treillis étendu est défini, il reste à déterminer le chemin optimal le traversant. Pour cela, il faut sélectionner l'état final du treillis. Conformément à (1.6), l'état final du CRC doit être F0B8 afin que le CRC du message décodé soit correct. Par contre, l'état du CT final (noté σ_f) ainsi que le nombre de symboles K qui doivent avoir été reçus ne sont pas connus. En effet, pour ce dernier, la présence éventuelle des bits de bourrage rend la longueur des trames aléatoire. Afin de sélectionner l'état final du treillis étendu, nous proposons d'effectuer l'estimation de σ_f et de K en minimisant la distance globale $\Gamma[K, (\text{F0B8}; \sigma_f)]$. Ce problème d'optimisation doit être résolu sous certaines contraintes de façon à assurer que le nombre de bits d'information et le nombre de bits de bourrage sont en accord avec les spécifications du système AIS. On note N_{\min} et N_{\max} le nombre minimal et le nombre maximal de bits d'information, en incluant le CRC, que doit contenir un message AIS, et S_{\min} , S_{\max} le nombre minimal et maximal de bits de bourrage que peut contenir un message AIS. Les spécifications du système AIS fixent ces valeurs à $N_{\min} = N_{\max} = 184$, $S_{\min} = 0$ et $S_{\max} = 4$. $S[K, (\text{F0B8}; \sigma_f)]$ représente le nombre total de bits de bourrage reçus à l'état final du treillis, nous avons donc $S_{\min} \leq S[K, (\text{F0B8}; \sigma_f)] \leq S_{\max}$. De plus, puisque K doit être dans l'intervalle $\{N_{\min} + S_{\min}, \dots, N_{\max} + S_{\max}\}$, nous obtenons

$$N_{\min} + S[K, (\text{F0B8}; \sigma_f)] \leq K \leq S[K, (\text{F0B8}; \sigma_f)] + N_{\max}. \quad (2.9)$$

Finalement, le problème de minimisation proposé se définit comme ceci :

$$\left(\widehat{K}, \widehat{\sigma}_f \right) = \arg \min_{K, \sigma_f} \Gamma[K, (\text{F0B8}; \sigma_f)] \quad (2.10)$$

sous les contraintes

$$\begin{aligned} S_{\min} &\leq S[K, (\text{F0B8}; \sigma_f)] \leq S_{\max} \\ N_{\min} &\leq K - S[K, (\text{F0B8}; \sigma_f)] \leq N_{\max}. \end{aligned} \quad (2.11)$$

Le nombre limité de valeurs des variables à estimer nous permet de faire une recherche exhaustive afin d'obtenir les estimations optimales.

2.2.5 Complexité de l'algorithme

Le nombre d'états du treillis étendu pour chaque symbole est égal au produit du nombre d'états du CT (c'est-à-dire, 4 pour le système AIS) et du nombre d'états du CRC (c'est-à-dire, 2^{16}). Le nombre total d'états par symbole est donc $2^{18} = 262\,144$. Le treillis étendu comporte 3 transitions au départ de chaque état, ce qui donne 786 432 transitions par symbole. Le treillis étendu étant construit pour les 188 symboles que peuvent contenir les messages AIS, celui-ci comporte 49 283 072 états étendus et 147 849 216 transitions. Même si la taille de ce treillis étendu est grande, le décodage d'un message AIS ne demande qu'environ une seconde pour notre simulateur programmé en C avec un ordinateur équipé d'un processeur cadencé à 2,6 GHz. Il est intéressant de noter que le temps moyen de calcul peut être réduit sans perte de performances en appliquant l'algorithme proposé seulement lorsque le CRC résultant du récepteur conventionnel n'est pas correct.

2.2.6 Déroulement de l'algorithme

Cette section présente les grandes étapes du déroulement de l'algorithme de détection. Les algorithmes mis en œuvre sont détaillés dans l'annexe A.

Initialisation : l'initialisation de l'algorithme consiste à donner aux variables d'état de cout Γ des premiers états du treillis étendu des valeurs qui permettent aux chemins dans le treillis de commencer exclusivement par des états initiaux valides. Par exemple, la valeur initiale du calcul du CRC devant être $A_0 = \text{FFFF}$ (voir 1.2.1), les chemins dans le treillis doivent absolument commencer par un état étendu $(A_0; \alpha)$. Il est également possible de définir un état de CT initial α_0 si celui-ci est connu. Ainsi, pour favoriser ces chemins, la variable d'état $\Gamma[0, (A_0; \alpha_0)]$ reçoit

la valeur 0 alors que $\Gamma[0, (A; \alpha)] \forall (A; \alpha) \neq (A_0; \alpha_0)$ est définie à une valeur très grande (notée ∞). Dans le cas où α_0 n'est pas connu, $\Gamma[0, (A_0; \alpha)]$ obtient la valeur 0 pour tout α .

Calcul des variables de transition : les variables de transition reflètent l'évolution des variables d'état après le franchissement d'une transition. Plusieurs cas se présentent. Tout d'abord, si la variable d'état P vaut \bar{P} , alors seule la transition BB est possible et les autres transitions sont rendues infranchissables en assignant ∞ à $\Gamma_{\text{trans}}[k, (A; \alpha), b]$ pour $b = 0$ et $b = 1$ et où k est le numéro du symbole courant et $(A; \alpha)$ est l'état de départ de la transition considérée. $\Gamma_{\text{trans}}[k, (A; \alpha), BB]$ prend la valeur $\Gamma[k, (A; \alpha)]$ additionnée de la distance entre le symbole reçu et le symbole transportant un BB . D'autre part, si P est différente de \bar{P} , alors c'est la transition transportant le BB qui est impossible, et $\Gamma_{\text{trans}}[k, (A; \alpha), BB] = \infty$. Dans ce cas, $\Gamma_{\text{trans}}[k, (A; \alpha), b]$ est définie de la même façon que dans l'algorithme de Viterbi classique pour $b = 0$ et pour $b = 1$.

La variable de transition $P_{\text{trans}}[k, (A; \alpha), b]$ prend la valeur 0 pour $b = 0$ et pour $b = BB$, et prend la valeur $P[k, (A; \alpha)] + 1$ pour $b = 1$. Finalement, $S_{\text{trans}}[k, (A; \alpha), b]$ vaut $S[k, (A; \alpha)]$ quand $b = 0$ et $b = 1$, et vaut $S[k, (A; \alpha)] + 1$ quand $b = BB$.

Calcul des variables d'état : les variables d'état Γ , S et P prennent les valeurs des variables de la transition dont la variable Γ_{trans} est minimale parmi les transitions qui peuvent précéder l'état considéré. Le choix de cette transition est enregistré dans la variable d'état $R[k, (A; \alpha)]$ qui représente le bit reçu lors de la transition menant à $(A; \alpha)$ à l'instant k . $R[k, (A; \alpha)]$ peut prendre la valeur 0, 1 ou BB .

Après le calcul des variables d'état, le récepteur continue l'exécution de l'algorithme par le calcul des variables de transition pour l'instant $k + 1$ s'il n'a pas reçu $N_{\text{max}} + S_{\text{max}}$ symboles (voir 2.2.4).

Lecture du chemin : la lecture du chemin dans le treillis est effectuée de la même façon que dans l'algorithme de Viterbi. Elle se réalise en arrière et débute donc par l'état final dont la sélection est détaillée dans 2.2.4. Le chemin est remonté en empruntant les transitions transportant les bits indiqués dans les variables d'état R .

2.2.7 Utilisabilité d'un décodage itératif

Les systèmes de décodage itératifs consistent à appliquer successivement plusieurs décodeurs à faible cout calculatoire au lieu d'utiliser un seul algorithme complexe [Leh02]. L'utilisation d'une telle méthode de décodage pour les signaux AIS est rendue impossible par la présence des bits de bourrage dans les données. En effet, le parcours du treillis ne peut se faire que depuis le début du message vers la fin du message, car la construction de ce treillis dépend de la présence des bits de bourrage qui ne sont détectés que dans ce sens de parcours. L'algorithme BCJR [BCJR74] ne peut donc pas être appliqué sur ce treillis. D'autre part, l'intégration des bits de bourrage dans le treillis sans utiliser les transitions conditionnelles augmenterait considérablement la taille d'un treillis déjà conséquent.

2.2.8 Simulations

Plusieurs simulations ont été réalisées afin d'évaluer les performances du correcteur d'erreurs basé sur l'utilisation du CRC comme source de redondance. Ces simulations ont été effectuées dans le contexte du système AIS en utilisant un générateur de signaux fourni par le CNES. Comme l'indique la recommandation AIS, les messages sont constitués de 168 bits d'information auxquels sont concaténés les 16 bits du CRC calculé à partir des bits d'information. Les bits de bourrage sont insérés dans les messages à raison d'un bit 0 à la suite de chaque séquence de cinq bits 1. La trame obtenue est encodée en NRZI puis modulée en GMSK avec le paramètre $BT = 0,4$ et une longueur de troncature $L = 3$, toujours en accord avec la recommandation AIS. Dans ce système, le codage NRZI et la modulation GMSK constituent le codage en treillis noté CT précédemment. Le polynôme générateur du CRC des messages AIS est $G(x) = x^{16} + x^{12} + x^5 + 1$. Un canal à bruit blanc gaussien additif (AWGN pour *additive white Gaussian noise*) est utilisé pour simuler une communication par satellites. Ces simulations considèrent une démodulation parfaite avec une récupération de la porteuse et une synchronisation idéales.

Les méthodes de correction exploitant le CRC introduites en 2.2 ne prennent pas en compte la présence éventuelle de bits de bourrage dans les messages, leurs performances ne peuvent donc pas être comparées avec celles du récepteur proposé. À la place sera utilisé un récepteur conventionnel

basé sur un démodulateur GMSK cohérent utilisant l'algorithme de Viterbi. Son décodage NRZI est réalisé ainsi : deux bits codés consécutifs identiques donnent un bit 1 alors que deux bits codés différents donnent un bit 0. Après ce décodage, le bit se trouvant à la suite de chaque séquence de cinq bits 1 est retiré afin de supprimer les bits de bourrage. On note que les récepteurs couramment utilisés en AIS sont non cohérents, leurs performances sont donc moindres.

La figure 2.1 montre le taux d'erreur binaire (TEB) du récepteur proposé ainsi que celui du récepteur de référence en fonction du rapport signal à bruit E_S/N_0 . Le récepteur proposé est bien meilleur que le récepteur GMSK conventionnel. Le critère de performance le plus important pour le système AIS est le taux d'erreur paquet (TEP) représenté sur la figure 2.2 en fonction de E_S/N_0 , car les messages sont rejetés dès qu'ils contiennent au moins une erreur. On remarque sur ces courbes un gain important supérieur à 3,5 dB pour un TEP cible en AIS de 0,1 pour le récepteur proposé. Ce gain augmente lorsque le TEP cible diminue.

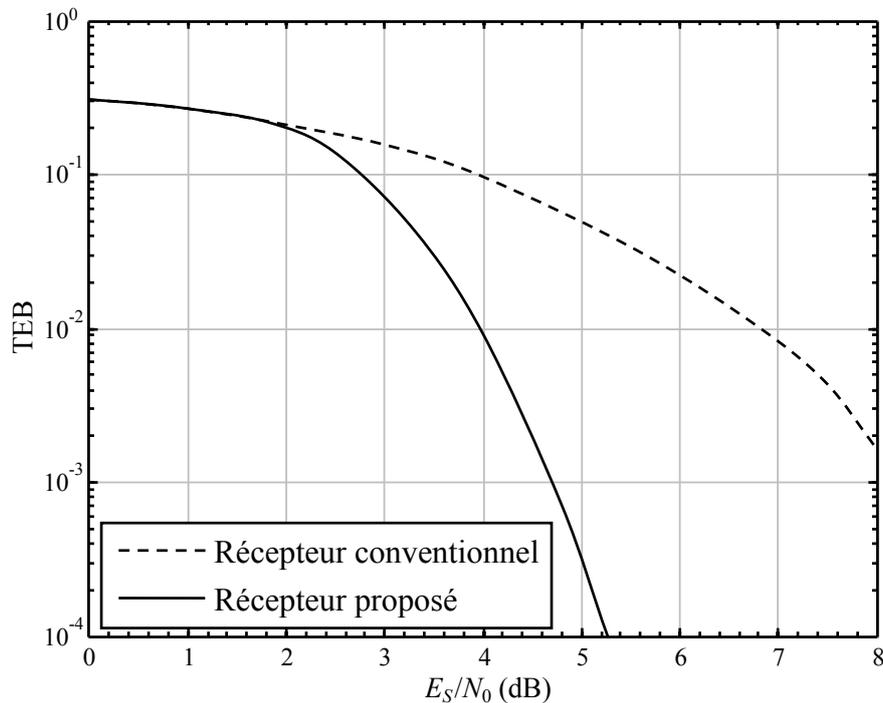


FIGURE 2.1 – Récepteur proposé comparé en TEB au récepteur GMSK conventionnel.

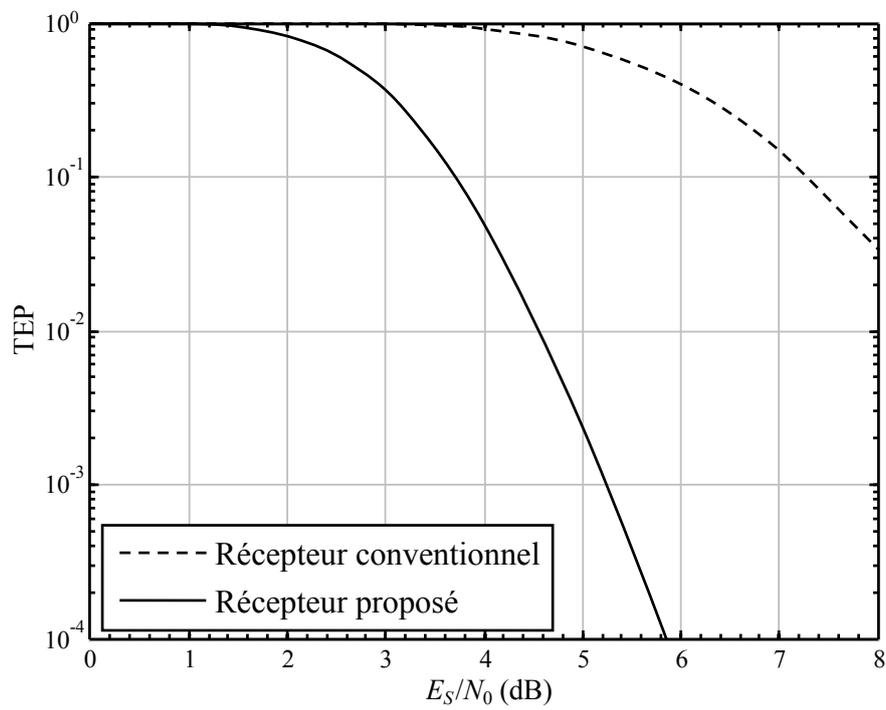


FIGURE 2.2 – Récepteur proposé comparé en TEP au récepteur GSMK conventionnel.

2.3 Correcteur tirant parti des contraintes sur les données

Afin d'améliorer au maximum les performances du récepteur, il est important de considérer toutes les informations à priori que l'on peut avoir sur les messages ainsi que sur les données transportées, et non pas seulement la redondance contenue dans le message. Après avoir exploité la structure connue des messages notamment en tirant parti du CRC, nous exploitons maintenant la connaissance du type de données transporté par chaque champ des messages. En effet, certains de ces champs sont connus ou ne peuvent prendre des valeurs que dans un ensemble strictement plus petit que l'ensemble des valeurs représentables. Certaines contraintes sont imposées par la recommandation AIS comme pour le champ libre réservé aux utilisations futures qui doit contenir la valeur 0 ou la vraie direction représentant un angle qui ne peut prendre une valeur qu'entre 0° et 359° ou bien la valeur 511 afin d'indiquer que le navire n'est pas en mesure de connaître sa direction. D'autres contraintes sont dictées par la physique. Il n'est ainsi pas possible pour les navires de dépasser certaines vitesses. Aussi, leur positionnement est-il limité à un certain périmètre autour du récepteur des messages. Il est également possible d'exploiter la répétition des messages AIS. En effet, les navires émettent leurs messages périodiquement et un message peut donc contenir de l'information sur le message suivant. Par exemple, entre un message et le suivant, la position ne peut avoir évolué que de façon limitée en fonction de la vitesse maximale du bateau. Par ailleurs, l'identifiant du bateau reste le même dans tous les messages que celui-ci émet. Toutes ces contraintes apportent donc de l'information sur les données qu'il est possible d'utiliser.

Plusieurs méthodes d'application de contraintes ont été proposées. Par exemple, il est possible d'exploiter une liste de chemins au travers un treillis parmi lesquels ne sera conservé que celui de plus grande probabilité dont les champs respectent les contraintes [SS94]. Cette méthode couplée avec l'algorithme de correction basé sur le CRC demande de créer de multiples chemins dans un treillis qui est volumineux. L'algorithme de Viterbi à sortie en liste n'est donc pas exploitable dans notre cas car sa complexité calculatoire est trop grande. Il existe également une variante de l'algorithme de Viterbi appelée algorithme de Viterbi contraint (C-VA) [CC03] qui élimine les transitions dans le treillis représentant une valeur de bit impossible d'après les contraintes. Cependant, cet algorithme

ne fonctionne que lorsque les contraintes consistent à n'accepter qu'une unique valeur pour un champ et il n'est pas adapté aux systèmes utilisant des bits de bourrage.

Cette section présente une évolution du C-VA permettant d'exploiter toutes les contraintes des messages AIS et supportant les bits de bourrage. La méthode développée, tout comme le C-VA, est basée sur l'algorithme de Viterbi dans lequel des transitions sont rendues infranchissables lorsque le message représenté par le chemin l'empruntant ne respecte pas les contraintes. Elle utilise pour ce faire des registres dans lesquels sont recopiés les bits reçus le long des chemins dans le treillis. La validité de la valeur de ces registres est ensuite vérifiée au regard des contraintes sur les bits correspondant. La recopie des bits dans les registres ainsi que les vérifications des contraintes sont réalisées suivant une liste d'instructions, à la manière d'un programme informatique, qui sont exécutées à chaque transition représentant un bit d'information. L'algorithme de correction se compose donc d'une première partie consacrée à l'exécution de ces instructions lors des transitions du treillis, alors que la seconde partie s'attache à convertir les contraintes en suites d'instructions. Cette section présente tout d'abord le type des contraintes présentes dans le système AIS ainsi que leur description simplifiée. Il détaille ensuite les modifications apportées à l'algorithme de Viterbi utilisé pour la correction basée sur le CRC afin d'exécuter les instructions lors des transitions avant d'expliquer le fonctionnement du convertisseur de contraintes en instructions. Enfin, la section s'achève par la présentation des résultats de simulations.

2.3.1 Contraintes des champs

Description simplifiée

Les contraintes sur les champs des messages peuvent être de plusieurs types. Certains champs ne peuvent prendre qu'une unique valeur alors que d'autres peuvent prendre leur valeur dans un intervalle ou encore dans un ensemble quelconque. Si pour une unique possibilité, la contrainte est facilement réalisable en testant simplement les bits un par un le long du chemin dans le treillis, la tâche est plus ardue lorsqu'il s'agit d'un ensemble de valeurs possibles. En effet, dans ce cas, il est nécessaire de stocker les bits le long d'un chemin du treillis dans un registre afin de pouvoir appliquer les contraintes sur une partie ou l'ensemble du champ. D'autre part, pour des raisons

de performance, il est nécessaire de simplifier au maximum la description des ensembles de valeurs possibles. L'ensemble des valeurs possibles est donc décrit comme un intervalle de validité duquel est retiré un intervalle d'exclusion. Une liste des valeurs par défaut peut être définie. Ces valeurs sont valides quel que soit l'intervalle dans lequel elles se trouvent.

Ordre des bits

Les bits des messages AIS sont envoyés sur le support dans un ordre inversé par octet. Ainsi, les octets sont bien envoyés dans l'ordre logique, mais leurs bits sont envoyés en commençant par le dernier de l'octet jusqu'au premier. Les champs peuvent donc se croiser sur le canal de transmission comme l'illustre la figure 2.3. Il est donc nécessaire de définir plusieurs registres afin de pouvoir stocker les bits des différents champs en cours d'émission simultanément sans qu'ils n'interfèrent. Le nombre de registres est fixé à 4 car il n'y a jamais plus de 4 champs se croisant dans les messages AIS. Les registres sont des variables d'état qui sont transmises entre les états au travers des transitions.

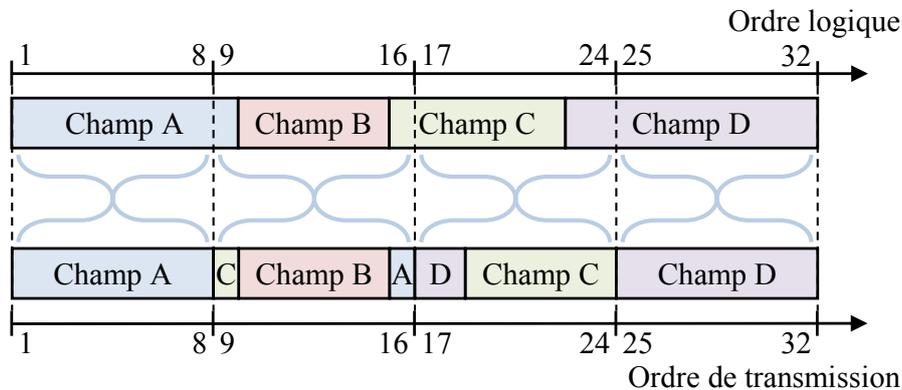


FIGURE 2.3 – Champs croisés.

2.3.2 Instructions des transitions

Composition

Chaque instruction exécutée lors d'une transition dans le treillis peut consister en plusieurs opérations élémentaires. Ces opérations peuvent avoir pour but de lire le bit de donnée représenté par

la transition, de le placer dans un registre à un certain emplacement ou de vérifier la validité de la valeur de ce bit ou d'un registre. Les opérations peuvent modifier la métrique de la transition afin de la rendre infranchissable. Le tableau 2.1 présente la liste des opérandes alors que le tableau 2.2 décrit les opérateurs et indique quels opérandes leurs sont nécessaires.

TABLE 2.1 – Liste des opérandes

Nom	ID	Description
Numéro de registre	R	Numéro du registre à lire ou dans lequel écrire.
Numéro de bit	B	Numéro du bit du registre à l'emplacement duquel écrire.
Borne inférieure	L	Borne de validité inférieure (incluse).
Borne supérieure	U	Borne de validité supérieure (incluse).
Bornes d'exclusion	E	Intervalle de valeurs non valides (bornes exclues).
Valeurs par défaut	D	Ensemble de valeurs toujours valides.

Plusieurs opérateurs peuvent être définis simultanément pour une même transition. Ceci afin de, par exemple, copier le bit représenté par la transition dans un registre (OB ou OS) et vérifier que la valeur de ce registre respecte les contraintes (OL , OU , OE et/ou OD). Pour cet exemple, l'instruction de cette transition devra définir les opérandes nécessaires : R , B et les opérandes de bornes des opérateurs de vérifications des contraintes.

Bits de bourrage

Les bits de bourrages introduits dans la partie 1.2.2 ne transportent pas d'information, ils ne doivent donc pas être pris en compte pour l'exécution des instructions. Il est alors nécessaire de détecter si la transition courante en représente un, et il faut aussi savoir identifier le numéro des bits d'information dans la trame, car ceux-ci peuvent être décalés par rapport aux symboles reçus par ces bits de bourrage. Pour ce faire, nous utilisons les variables d'état S et P ajoutées au treillis étendu par le correcteur utilisant le CRC comme source de redondance (voir partie 2.2.3). Lorsque P , qui représente le nombre de bits 1 reçus juste avant l'état, atteint la valeur \bar{P} ($\bar{P} = 5$ pour le système

TABLE 2.2 – Liste des opérateurs et de leurs opérandes nécessaires

Nom	ID	R	B	L	U	E	D	Description
Bit 0	00							Désactive la transition si le bit qu'elle représente n'est pas 0.
Bit 1	01							Désactive la transition si le bit qu'elle représente n'est pas 1.
Lecture de bit	$0B$	•	•					Recopie le bit représenté par la transition sur le B -ième bit du registre R .
Lecture du signe	$0S$	•	•					Recopie le bit de signe représenté par la transition sur le B -ième bit du registre R .
Borne inférieure	$0L$	•		•				Désactive la transition si la valeur du registre R est inférieure à la borne L .
Borne supérieure	$0U$	•			•			Désactive la transition si la valeur du registre R est supérieure à la borne U .
Exclusion	$0E$	•				•		Désactive la transition si la valeur du registre R est entre les bornes E .
Valeurs par défaut	$0D$	•					•	La transition ne peut être désactivée si la valeur du registre R fait partie de D .
Réinitialisation du registre	$0R$	•						Réinitialise la valeur du registre R à 0. Cette opération s'exécute en premier.

AIS), alors le bit courant est reconnu comme un bit de bourrage et aucune instruction ne doit être exécutée pendant la transition. S est le compteur de bits de bourrage reçus le long du chemin avant l'état courant. Le numéro du bit d'information courant est donc $k - S$ où k est le numéro du symbole courant.

2.3.3 Conversion des contraintes

Un algorithme a été mis au point afin de faciliter la constitution de la suite d'instructions à exécuter au travers du treillis. Cet algorithme prend en entrée un descriptif des contraintes sur les champs des messages et constitue la suite d'instructions nécessaire à leur réalisation. Il s'apparente à un compilateur ou assembleur très simple qui génère la suite d'instructions nécessaire à l'exécution du programme. Cet algorithme est constitué d'une base simple permettant de vérifier les contraintes ainsi que de quelques raffinements qui permettent d'améliorer les performances en termes de taux d'erreurs.

Algorithme de base

Les contraintes sont converties différemment suivant leur type. Les contraintes fixant une unique valeur pour un champ constituent le premier type et sont converties simplement en une suite d'instructions composées de tests directs des bits ($O0$ et $O1$). Elles vérifieront pendant toute la réception du champ que sa valeur est correcte. On note que ce premier type de contrainte est le seul pris en charge par le C-VA.

Le second type concerne tous les autres cas de contraintes et nécessite d'enregistrer les bits reçus dans un registre. Une suite d'instructions est donc générée afin que le champ entier soit enregistré dans un registre, puis pour le dernier bit du champ reçu, des opérateurs de vérification de la valeur du champ entier (à ce moment contenue dans le registre) sont ajoutés à l'instruction. La suite d'instruction générée contiendra donc pour le premier bit reçu l'opération OR afin de vider le registre choisi pour l'enregistrement du champ. La suite se prolongera pour tous les bits du champ avec les opérateurs de copie de bit (OB est utilisé pour copier le bit dans le registre et OS afin de copier le bit de signe reçu dans le registre). La dernière instruction pourra enfin contenir, en plus de l'opérateur

de copie, des opérateurs de vérification tels que *OL*, *OU*, *OE* et *OD*.

Raffinements

Les performances d'un algorithme de sélection des chemins valides dans un treillis sont en grande partie dépendantes de la capacité à éliminer les chemins invalides le plus tôt possible. En effet, tant que ces chemins invalides se propagent dans le treillis, ils évincent d'autres chemins potentiellement valides et potentiellement dépourvus d'erreurs de transmission. Il est donc important de chercher à optimiser le fonctionnement de l'algorithme qui, pour le fonctionnement de base, n'éliminera les chemins invalides qu'à la réception du dernier bit des champs dont la contrainte n'est pas une unique valeur possible. Les améliorations sont les suivantes :

- Si d'après les contraintes, le mot constitué du bit reçu à un instant ainsi que de tous les bits de poids plus élevés ne peut prendre qu'une seule valeur, alors l'opérateur *O0* ou *O1* peut être utilisé pour vérifier la valeur du bit reçu.
- Lors de la réception du dernier bit transmis d'un champ pendant un octet, c'est-à-dire que plus aucun bit du champ ne sera reçu pendant l'octet courant, il est possible de vérifier la validité de la valeur du registre. En effet, ce registre contient un certain nombre des bits de poids le plus fort qui peuvent donc être comparés aux bits de poids le plus fort des valeurs des bornes des contraintes.
- Si pour tous les bits de poids plus élevé que le bit courant, les valeurs des bornes des contraintes sont les mêmes, alors il est possible de vérifier la validité de tous les bits de poids plus faible déjà reçus et placés dans le registre.

Sélection d'un registre

Afin de prendre en compte le possible croisement des champs lors de la réception des messages AIS, il est nécessaire de définir plusieurs registres qui pourront donc servir à enregistrer les bits reçus de différents champs entrelacés reçus simultanément. Le choix du registre à utiliser pour un champ donné dépend des registres utilisés pour les autres champs du message. L'algorithme choisit un registre qui n'est pas déjà utilisé pour les bits des autres champs dans le premier et le dernier

octet occupé par le champ considéré.

2.3.4 Simulations

Cette nouvelle stratégie de correction est testée avec le même simulateur que celui utilisé pour évaluer le correcteur utilisant le CRC des messages (voir section 2.2.8). Les messages sont générés en respectant les contraintes réalistes présentées dans le tableau 2.3. La valeur des champs indiqués dans le tableau doit être comprise entre les bornes indiquées (bornes comprises) ou être l'une des valeurs par défaut. Si aucune borne n'est indiquée, la valeur ne peut être que l'une des valeurs par défaut. Les simulations sont réalisées en considérant d'un côté les messages sans répétition et de l'autre les messages qui sont une répétition d'un premier message. Pour ce second cas, l'identifiant du navire est connu ainsi que la précision de son positionnement. Aussi la position ne peut-elle avoir évolué d'un message au suivant (ici considérés espacés d'une minute) que de 900 mètres au maximum.

TABLE 2.3 – Contraintes définies pour les simulations

Nom du champ	Bornes	Valeurs par défaut
ID du message	1 → 3	
Indicateur de répétition		0
Statut de navigation	0 → 10	15
Vitesse de rotation	-37 → 37	-128, ±127
Vitesse au sol	0 → 511	1023
Longitude	-10° → 35°	181°
Latitude	-10° → 35°	91°
Route vraie	0 → 3600	
Cap vrai	0 → 359	511
Manœuvre spéciale	0 → 2	
Réservé		0

Les figures 2.4 et 2.5 présentent les performances de l'algorithme utilisant les contraintes des messages AIS comparées à celles des figures 2.1 et 2.2 du récepteur ne prenant pas en compte les contraintes. Elles montrent que le gain apporté par le nouvel algorithme par rapport au récepteur sans contraintes est d'environ 0,5 dB pour les messages sans répétition et d'environ 2 dB pour les messages avec répétition.

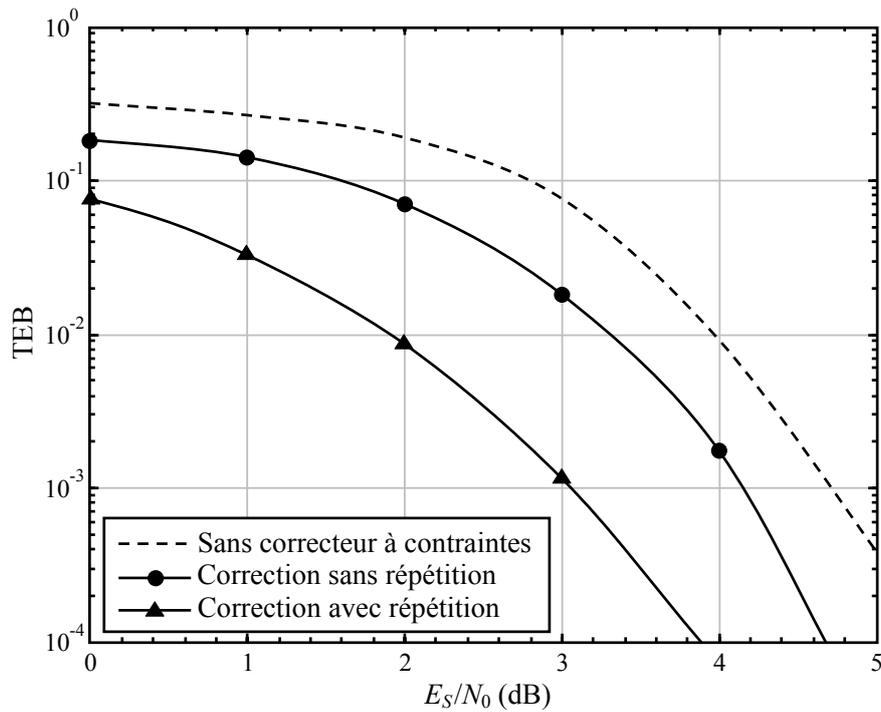


FIGURE 2.4 – Récepteur proposé comparé en TEB au récepteur sans correction à contraintes.

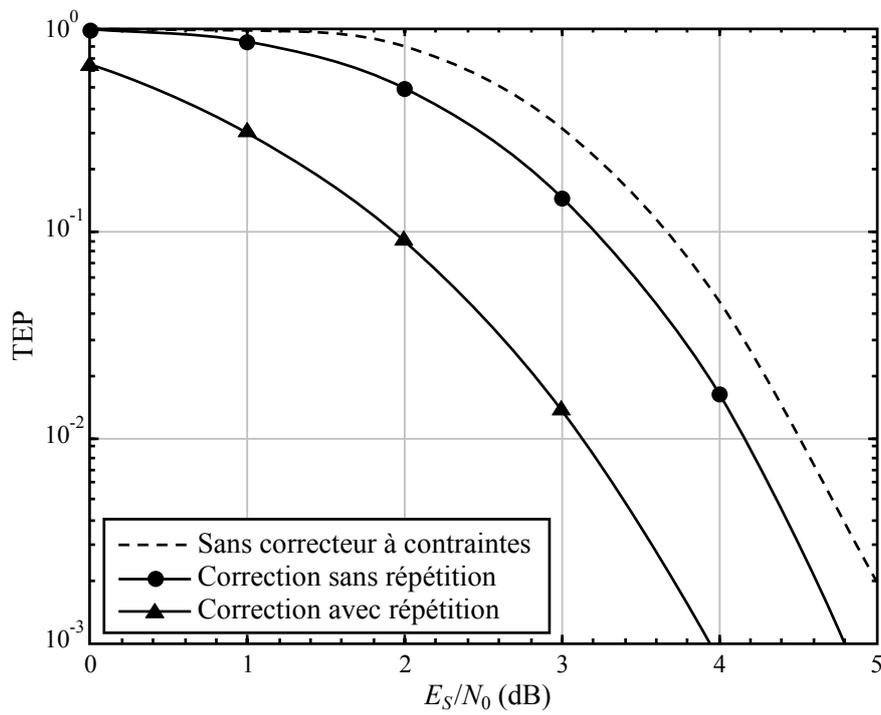


FIGURE 2.5 – Récepteur proposé comparé en TEP au récepteur sans correction à contraintes.

2.4 Conclusions

Ce chapitre a proposé deux nouvelles stratégies de correction d'erreurs. Celles-ci permettent de considérer toutes les informations connues du récepteur. Le premier mécanisme utilise la présence d'un bloc de CRC dans les messages. Ce bloc initialement introduit afin de détecter les erreurs est le résultat d'un calcul sur les bits de données du message. Ce bloc est donc une forme de redondance que nous utilisons pour corriger les erreurs. Bien entendu, il ne sera plus possible d'utiliser ce bloc pour la détection d'erreurs puisque, par construction, après le passage par le correcteur, le message verra son CRC systématiquement en concordance avec les données. Néanmoins, il est possible d'effectuer cette détection par d'autres moyens comme la cohérence des données. Par exemple, un identifiant de navire non répertorié ou une position incohérente par rapport au type du navire ou à sa position précédente peuvent indiquer que des erreurs de transmission ont eu lieu.

Le second correcteur proposé utilise quant à lui les connaissances du récepteur sur la structure des messages, le type de données transportées ainsi que sur les données propres au navire dont un précédent message a déjà été reçu. En effet, la recommandation AIS indique au récepteur que certains champs ne peuvent prendre leurs valeurs que dans un ensemble restreint. Par exemple, pour indiquer une direction, l'angle ne peut aller que de 0 à 360 degrés. La physique dicte également quelques limitations : un navire se verra par exemple assigner une vitesse maximale, ou bien une position dans la portée du récepteur. Il y a aussi les informations propres aux navires. Ceux-ci conserveront le même identifiant dans tous leurs messages et leur position ne variera que peu entre deux messages consécutifs.

Les simulations ont montré la grande efficacité des correcteurs proposés. L'utilisation conjuguée des deux correcteurs permet d'atteindre des gains importants de plus de 5 dB de puissance de signal reçu par rapport au récepteur traditionnel.

CHAPITRE 3

Robustesse au bruit de phase et aux interférences

Sommaire

3.1	Introduction	49
3.2	Réduction d'interférences multiutilisateur	50
3.2.1	Cas d'un unique interférent	51
3.2.2	Cas de multiples interférents	52
3.2.3	Simulations	53
3.3	Estimation des paramètres des signaux reçus	60
3.3.1	Estimation de la fréquence et de la phase	61
3.3.2	Estimation de l'indice de modulation	66
3.4	Adaptation aux fluctuations de la phase	67
3.4.1	Cas mono-utilisateur	68
3.4.2	Cas multiutilisateur	71
3.4.3	Simulations	71
3.5	Conclusions	78

3.1 Introduction

Les méthodes de correction d'erreurs introduites au chapitre précédent sont particulièrement efficaces lorsqu'elles sont associées à des démodulateurs cohérents, qui nécessitent donc de réaliser une estimation de la phase, de la fréquence de la porteuse et de l'indice de modulation afin de les appliquer. Ces estimations peuvent être réalisées en utilisant des méthodes à base d'intercorrélation entre le préambule des messages et le préambule théorique. Cependant, la précision de ces estimations peut ne pas être suffisante pour permettre l'application directe des démodulateurs conçus. La phase du signal peut également varier au cours du temps. Par ailleurs, les signaux AIS d'intérêt reçus par satellite peuvent être perturbés par d'autres signaux. En effet, l'organisation semi-cellulaire du

système AIS permet de rendre les collisions entre les messages extrêmement peu probables lors de l'écoute au niveau du sol, mais n'offre aucune protection lorsque le récepteur couvre plusieurs cellules comme c'est le cas des satellites.

Ce chapitre présente des pistes permettant de s'affranchir de ces phénomènes. En premier lieu, une méthode simple et de cout calculatoire très faible de réduction des interférences dues aux collisions entre les messages est présentée. Celle-ci consiste principalement à définir une nouvelle fonction de cout pour le démodulateur correcteur. Une technique d'estimation de la fréquence, de la phase et de l'indice de modulation du signal est ensuite détaillée. Ce chapitre se poursuit par la présentation d'une méthode de suivi de phase. Celle-ci permet de compenser une estimation de la phase peu précise et suivre les variations de la phase dues aussi bien aux erreurs d'estimation de la fréquence et de l'indice de modulation qu'aux variations de la phase au cours du temps.

3.2 Réduction d'interférences multiutilisateur

La réception des messages AIS par satellite, outre le problème de puissance des émetteurs, entraîne l'apparition éventuelle d'interférences. En effet, l'architecture du système AIS ne permet de s'affranchir de cette problématique qu'au niveau du sol par la création d'une topologie cellulaire sans infrastructure. L'accès au support de communication est partagé temporellement et chaque navire se voit assigner une sélection d'intervalles temporels qu'il sera le seul à utiliser dans sa cellule. La sélection de ces intervalles est réalisée individuellement par chaque navire en procédant à une écoute du support afin de s'assurer qu'aucun autre dispositif ne les utilise. Ce système assure un très faible risque de collision entre les messages AIS reçus par un équipement au niveau du sol dont la portée est la même que celle des navires. Cependant, il n'apporte aucune protection au niveau des satellites. En effet, ceux-ci peuvent recevoir les messages AIS provenant d'une vaste étendue géographique couvrant plusieurs cellules, et donc peuvent recevoir simultanément plusieurs messages qui ont été émis dans le même intervalle de temps. Ces messages reçus simultanément sont en collision, provoquent des interférences et impliquent donc une diminution des performances du récepteur.

Nous étudions dans cette section une adaptation du récepteur étudié précédemment le rendant

plus résistant à ces interférences. Dans cette section, le signal reçu au satellite est un signal multiutilisateur comportant un unique signal d'intérêt que nous tentons d'estimer en présence d'interférences. La méthode proposée consiste à modifier la formule de calcul de la distance entre les symboles théoriques et le signal reçu afin de réduire les interférences puis à appliquer le récepteur mono-utilisateur présenté dans le chapitre précédent. La formule de la distance proposée est inspirée de celle utilisée dans [PMR05] en ajoutant la propriété d'être équivalente, lorsque la puissance des interférences est nulle, à la formule de la distance euclidienne au carré qui est la distance optimale utilisée dans l'algorithme de Viterbi. Cette formule ne nécessite en plus de la formule mono-utilisateur que de connaître la puissance totale des interférences pour calculer la distance. Cette puissance peut être estimée par des méthodes d'intercorrélation entre le signal reçu et les bits de synchronisation théoriques. Ces méthodes n'étant pas étudiées dans le cadre de cette thèse, nous supposons dans la suite que la puissance totale des interférences est connue par le récepteur.

Cette section est découpée en quatre parties. La première détaille le modèle du signal reçu. Les parties suivantes présentent la méthode de réduction d'interférences d'abord pour un système ne comportant qu'un seul interférent, puis une généralisation de la méthode pour un nombre quelconque d'interférents. Enfin, nous analysons les résultats des simulations.

3.2.1 Cas d'un unique interférent

Afin de simplifier la présentation de la méthode de réduction d'interférences, nous considérons tout d'abord un système ne comportant qu'un seul interférent. Le signal reçu (1.16) peut dans ce cas être simplifié de la façon suivante

$$r_u(t) = s_u(t) + A_I s_I(t - T_I) e^{-i(2\pi F_I t + \Phi_I)} + n_u(t) \quad (3.1)$$

où l'indice I représente le signal interférent. On rappelle que la puissance de l'interférent est connue. En négligeant le bruit additif et en utilisant le fait que la modulation GMSK est une modulation à enveloppe constante, nous obtenons

$$|r_u(t) - s_u(t)| \approx |A_I s_I(t - T_I) e^{-i(2\pi F_I t + \Phi_I)}| = A_I, \forall t. \quad (3.2)$$

Nous proposons alors d'utiliser une approche qui consiste à minimiser l'énergie de la différence $|r_u(t) - s_u(t)| - A_I$. Plus précisément, une nouvelle fonction de cout remplaçant (2.2) est définie par

$$\sum_{k=1}^K \left| |r_{u,k} - m_{u,k}| - A_I \right|^2 \quad (3.3)$$

où $r_{u,k}$ et $m_{u,k}$ représentent respectivement l'échantillon de $r_u(t)$ du k -ième symbole et l'échantillon du symbole estimé de l'utilisateur d'intérêt. On note que cette fonction de cout devient équivalente à (2.2) lorsque l'amplitude de l'interférence est nulle. Avec cette nouvelle définition de la fonction de cout, la variable d'état (2.4) devient

$$\Gamma[k, (A; \alpha)] = \sum_{i=1}^k \left| |r_i - m_i^{k, (A; \alpha)}| - A_I \right|^2 \quad (3.4)$$

avec

$$\Delta[k, (A; \alpha), b] = \left| |r_k - m_k^{k+1, (A; \alpha), b}| - A_I \right|^2. \quad (3.5)$$

3.2.2 Cas de multiples interférents

Dans le cas où plusieurs signaux interférents sont présents, la propriété (2.2) ne s'applique plus. Néanmoins, cette propriété nous permet de définir une approche empirique similaire à celle proposée dans [PMR05]. Plus précisément, nous proposons, dans la fonction de cout utilisée dans l'algorithme de Viterbi, de soustraire la puissance moyenne des interférences, notée \bar{e}_u^2 , de la différence entre le signal reçu et le symbole théorique. La fonction de cout proposée est

$$\sum_{k=1}^K \left| |r_{u,k} - m_{u,k}| - \sqrt{\bar{e}_u^2} \right|^2 \quad (3.6)$$

où \bar{e}_u^2 est la puissance moyenne des interférences, c'est à dire,

$$\bar{e}_u^2 = \sum_{j \neq u} A_j^2 = \frac{1}{a_u^2} \sum_{j \neq u} a_j^2. \quad (3.7)$$

On observe que la fonction de cout (3.6) est équivalente à (3.3) lorsqu'il n'y a qu'un seul signal interférent et donc à (2.2) lorsqu'il n'y en a aucun. Notons que ces équivalences ne se vérifient pas pour la fonction de cout proposée dans [PMR05]. La variable d'état (2.4) est modifiée comme ceci :

$$\Gamma[k, (A; \alpha)] = \sum_{i=1}^k \left| |r_i - m_i^{k, (A; \alpha)}| - \sqrt{\bar{e}_u^2} \right|^2 \quad (3.8)$$

avec

$$\Delta[k, (A; \alpha), b] = \left| r_k - m_k^{k+1, (A; \alpha), b} - \sqrt{\bar{e}_u^2} \right|^2. \quad (3.9)$$

Les différentes étapes du détecteur multiutilisateur sont identiques à celles du détecteur mono-utilisateur présentées dans la section 2.2.6. On note que le cout calculatoire avec réduction d'interférence est pratiquement similaire à celui sans réduction d'interférence. Le surcout est seulement causé par l'introduction de l'estimation de la puissance moyenne des interférences \bar{e}_u^2 (qui est calculée une fois pour toutes à l'initialisation de l'algorithme) dans la distance (3.10). Également, ce surcout ne dépend pas du nombre d'utilisateurs, ce qui est un avantage clé de cette approche.

3.2.3 Simulations

Les simulations effectuées dans cette partie montrent le comportement de la méthode proposée pour résoudre le problème de collision entre les messages AIS dans le scénario multiutilisateur. Comme pour la section précédente, les simulations sont réalisées en utilisant un générateur de signaux répondant aux spécificités du système AIS. Les messages contiennent 168 bits de données suivis du CRC de 16 bits et les bits de bourrage sont insérés comme le prévoit la recommandation AIS. Les trames sont codées en NRZI avant d'être modulées en GMSK avec le paramètre $BT = 0,4$ et une longueur de troncature $L = 3$. Pour ces simulations, nous considérons une démodulation parfaite avec une récupération de la porteuse et une synchronisation idéales pour l'utilisateur d'intérêt. Une transformation simple est appliquée au signal reçu pour obtenir le modèle de signal reçu (1.16). La réduction des interférences est appliquée avec le récepteur correcteur utilisant le CRC comme source de redondance.

Le récepteur proposé est comparé à la stratégie développée dans [PMR05] et au récepteur correcteur ne prenant pas en compte les interférences. Les figures 3.1 et 3.2 présentent les performances obtenues pour un système comportant 4 signaux interférents et un rapport signal d'intérêt sur signaux interférents (C/I) de 6 dB. Pour ce système, le gain de la stratégie proposée par rapport au récepteur ne prenant pas en compte les interférences est d'environ 1 dB et il n'y a pas de différence notable avec la méthode de [PMR05].

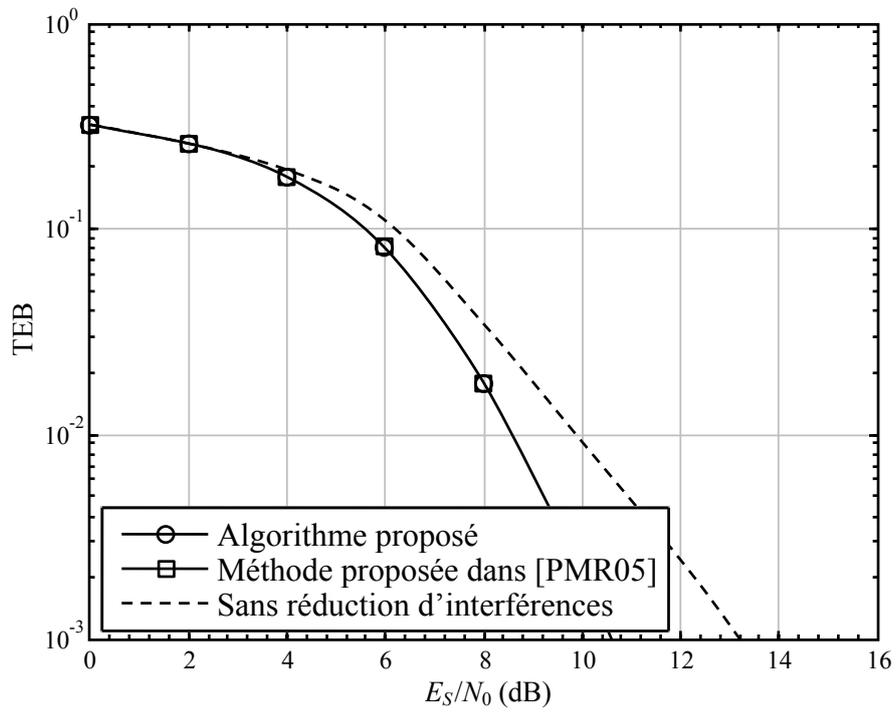


FIGURE 3.1 – Comparaison en TEB des méthodes de réduction d'interférences pour 4 signaux interférents et $C/I = 6$ dB.

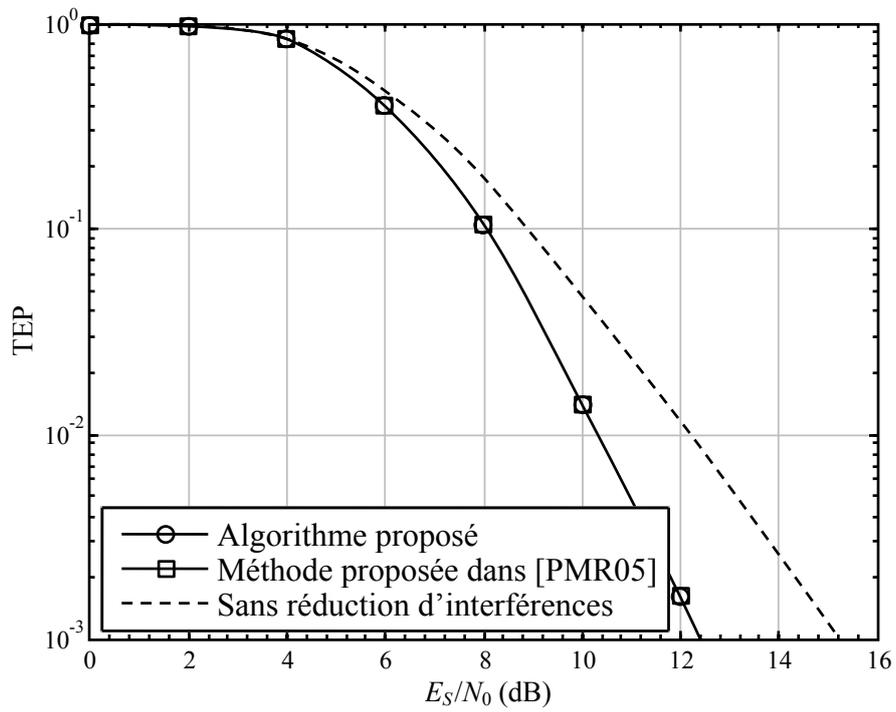


FIGURE 3.2 – Comparaison en TEP des méthodes de réduction d'interférences pour 4 signaux interférents et $C/I = 6$ dB.

Avec un rapport C/I moins favorable, de 4 dB, et un seul interférent, les figures 3.3 et 3.4 donnent un avantage à la stratégie proposée par rapport à [PMR05]. Les performances du récepteur sans prise en compte des interférences sont très inférieures à celles de la stratégie proposée avec une différence supérieure à 4 dB.

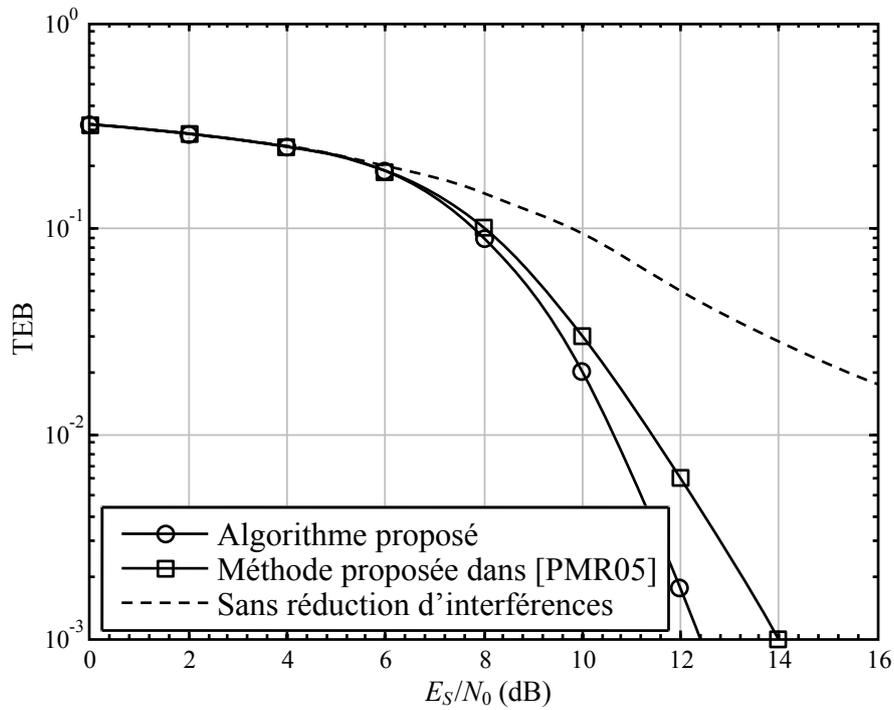


FIGURE 3.3 – Comparaison en TEB des méthodes de réduction d'interférences pour 1 signal interférent et $C/I = 4$ dB.

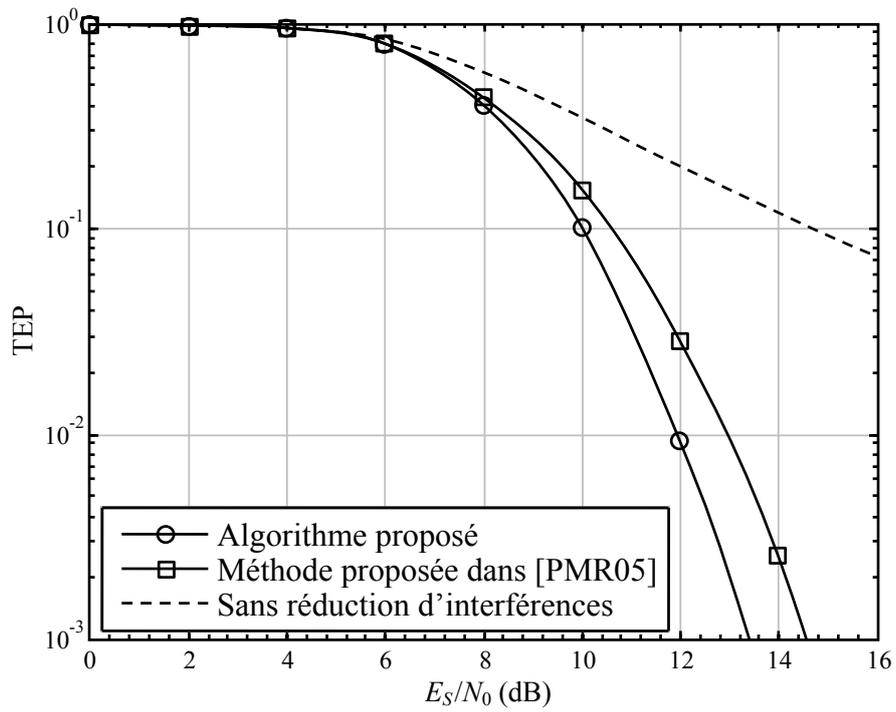


FIGURE 3.4 – Comparaison en TEP des méthodes de réduction d'interférences pour 1 signal interférent et $C/I = 4$ dB.

La figure 3.5 présente l'évolution des performances en fonction du nombre de signaux interférents pour un C/I fixe de 5 dB. Cette figure montre que plus la puissance des interférences est concentrée dans un nombre réduit d'interférences, plus les performances sont bonnes. Comme le montre la figure 3.6, lorsque la puissance des interférences est plus faible ($C/I = 7$ dB), le nombre de signaux interférents a moins d'impact sur les performances. En effet, dans ce cas, la dégradation causée par les interférences est déjà faible.

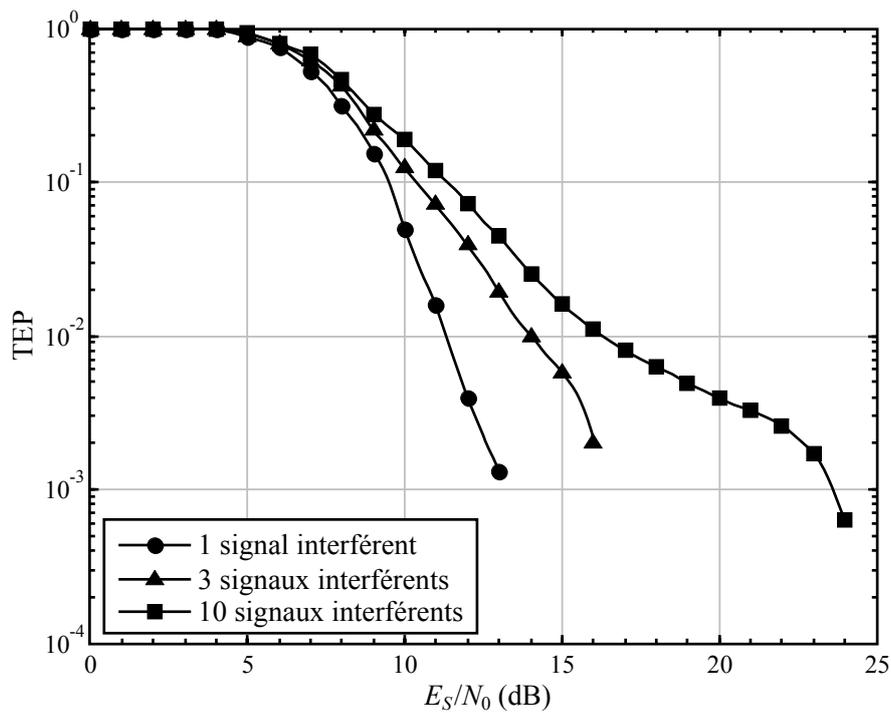
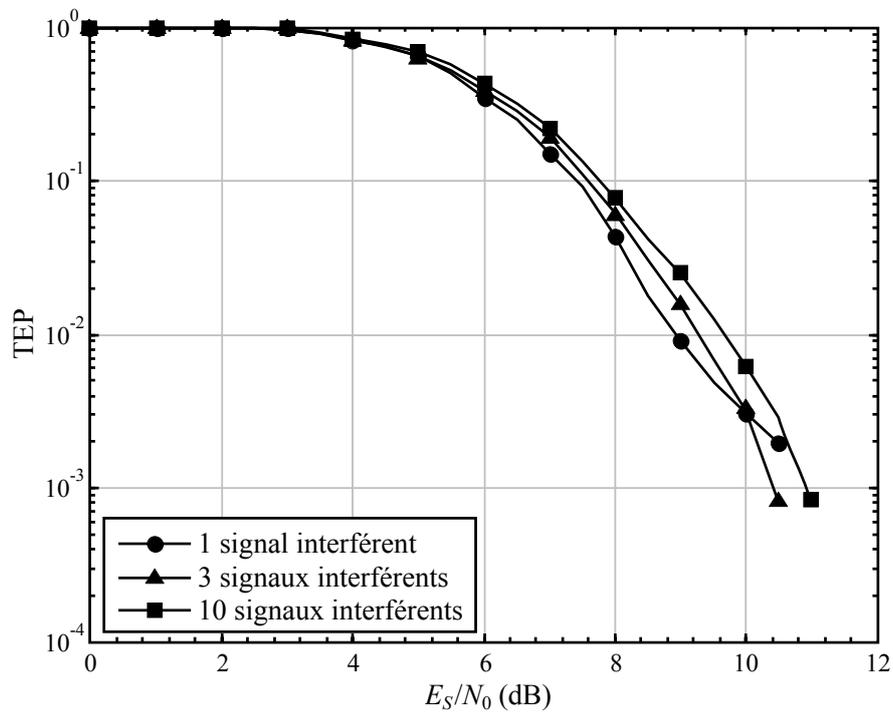


FIGURE 3.5 – Impact en TEP du nombre d'interférences sur les performances pour $C/I = 5$ dB.

FIGURE 3.6 – Impact en TEP du nombre d'interférences sur les performances pour $C/I = 7$ dB.

3.3 Estimation des paramètres des signaux reçus

Le récepteur proposé au chapitre 2 utilise un démodulateur cohérent qui nécessite donc une estimation fine de la phase, de la fréquence, du retard ainsi que de l'indice de modulation des signaux reçus. La stratégie d'estimation de ces paramètres que nous proposons repose d'abord sur une estimation grossière de la fréquence utilisant un calcul d'intercorrélacion entre le spectre du signal reçu et le spectre théorique des signaux GMSK. Le spectre étant indépendant des données transportées (à priori aléatoires), l'estimation peut être réalisée sur l'ensemble du signal. La seconde étape permet d'estimer l'ensemble des paramètres des signaux en recherchant le maximum d'intercorrélacion entre le préambule de la trame, composé des bits de synchronisation et du fanion de début de trame, et le préambule théorique pour différentes valeurs des paramètres. La précision de cette estimation, basée sur une portion limitée de la trame, n'est suffisante que pour le retard, et d'autres méthodes d'estimation plus fines sont donc nécessaires pour les autres paramètres. Des méthodes très performantes sont proposées dans [BLS04] pour l'estimation de la phase et de la fréquence. Ces estimations ont des variances proches de la borne de Cramér-Rao [Kay93] pour la fréquence et pour la phase [Bon11].

La stratégie d'estimation proposée dans cette section permet d'estimer la phase, la fréquence et l'indice de modulation avec une grande précision. Cette stratégie utilise la distance résiduelle en sortie de l'algorithme de correction du chapitre 2 comme critère à minimiser en fonction des différents paramètres à estimer. Cette distance résiduelle est la somme des carrés des distances entre les symboles décodés et le signal reçu, c'est-à-dire que sa valeur est minimale lorsque les symboles décodés sont effectivement les symboles émis et que les paramètres utilisés pour les former sont les bons. Le critère s'écrit

$$\sum_{k=1}^K |r_k - m_k(\phi, f, h)|^2, \quad (3.10)$$

où r_k est le k -ième symbole reçu et $m_k(\phi, f, h)$ est le k -ième symbole décodé avec ϕ , f et h les paramètres à estimer.

Cette stratégie permet de tirer parti de toutes les informations prises en compte pour la correction d'erreurs, et permet donc d'obtenir des performances supérieures aux méthodes n'utilisant pas la connaissance des données (NDA pour *non data aided*). On note que les simulations présentées dans

la suite de cette section ont été réalisées sur un unique signal avec une seule réalisation du bruit afin de ne pas faire apparaître de phénomènes de lissage des courbes. Les résultats présentés sont donc ceux que peuvent obtenir les récepteurs lorsqu'ils ont reçu un signal. On note également que l'allure des courbes ne dépend pas des erreurs de décodage des signaux. En effet, l'estimation avec cette stratégie reste possible même si le récepteur ne parvient pas à décoder le message sans erreurs.

3.3.1 Estimation de la fréquence et de la phase

La première application de notre estimateur est réalisée pour l'estimation de la fréquence. Pour cet estimateur, tous les paramètres autres que la fréquence sont considérés comme connus et correctement compensés. La figure 3.7 montre la valeur du critère en fonction du décalage en fréquence du récepteur par rapport à la fréquence réelle pour le rapport signal à bruit cible $E_S/N_0 = 5$ dB. Le minimum de la courbe est bien localisé autour de 0 Hz (un agrandissement autour de 0 Hz est présenté dans la figure 3.8) ce qui indique qu'il est possible grâce à ce critère de faire une estimation fine de la fréquence. La figure 3.9 montre que même en dessous du point de fonctionnement visé, à $E_S/N_0 = 3$ dB, l'estimation de la fréquence est encore suffisamment précise.

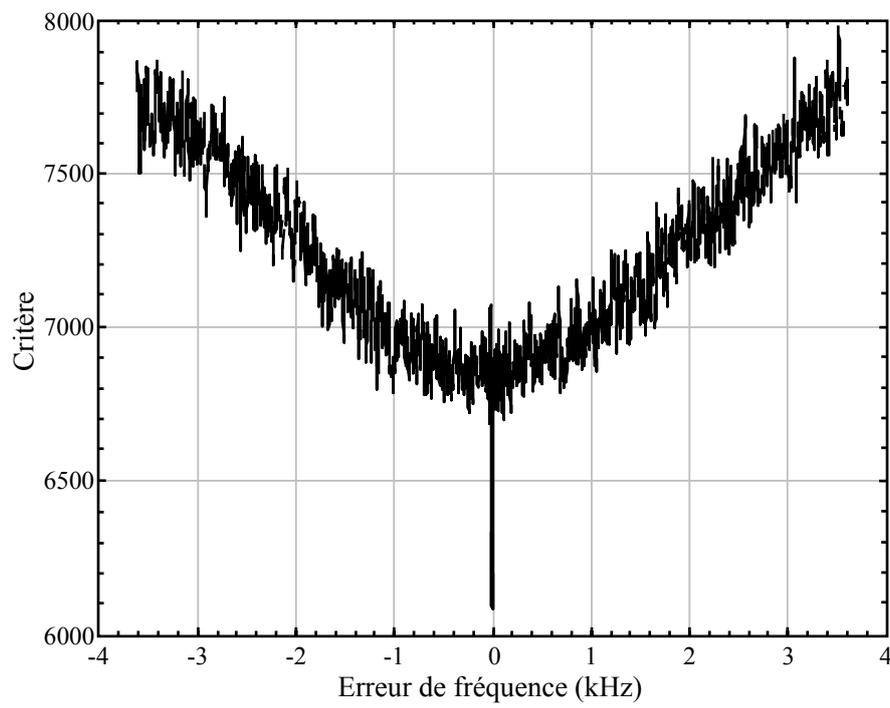


FIGURE 3.7 – Critère en fonction de l'erreur de fréquence du démodulateur pour $E_S/N_0 = 5$ dB.

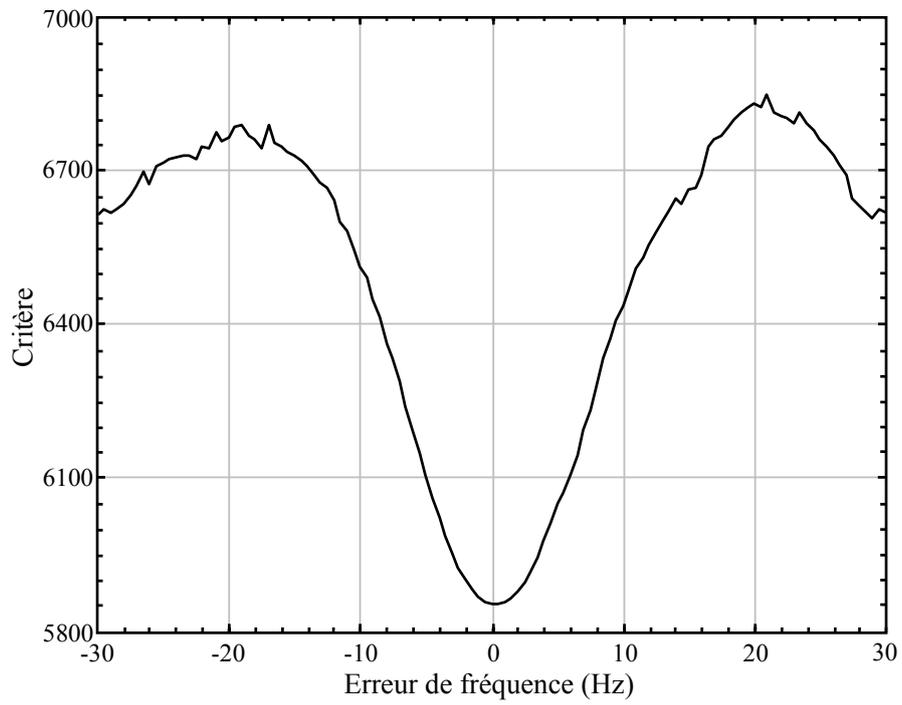


FIGURE 3.8 – Agrandissement du critère en fonction de l’erreur de fréquence du démodulateur pour $E_S/N_0 = 5$ dB.

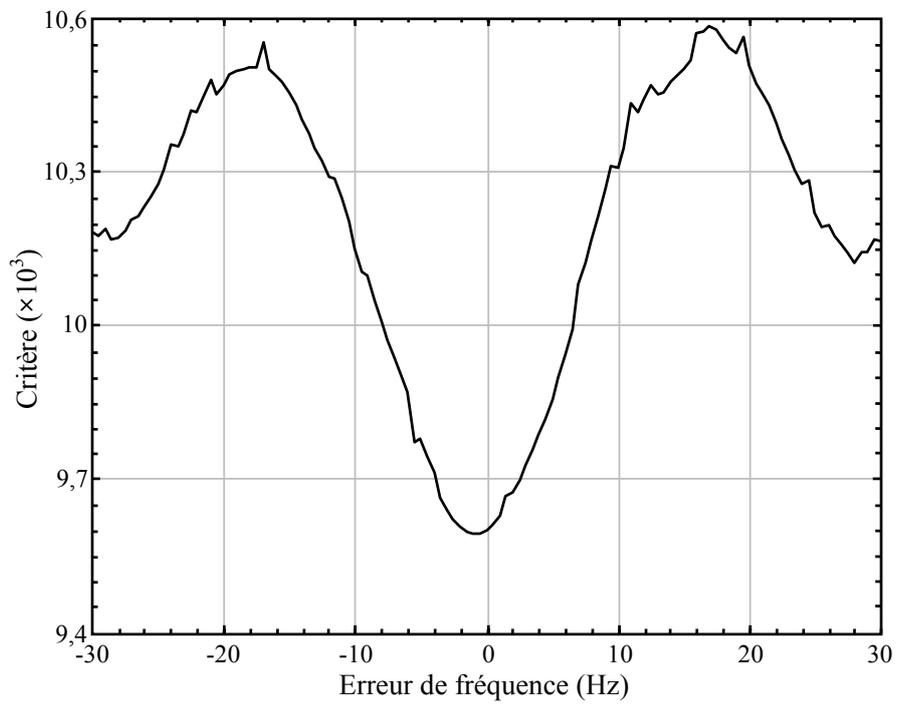


FIGURE 3.9 – Critère en fonction de l'erreur de fréquence du démodulateur pour $E_S/N_0 = 3$ dB.

La recherche du minimum peut se faire dans plusieurs directions simultanément. Par exemple, il est possible d'estimer la fréquence et la phase en minimisant le critère en fonction de ces deux paramètres. La figure 3.10 montre l'évolution du critère en fonction des erreurs de phase et de fréquence pour $E_S/N_0 = 5$ dB. Le critère est minimal lorsque les erreurs sont nulles, ce qui confirme qu'il permet bien de réaliser les estimations souhaitées.

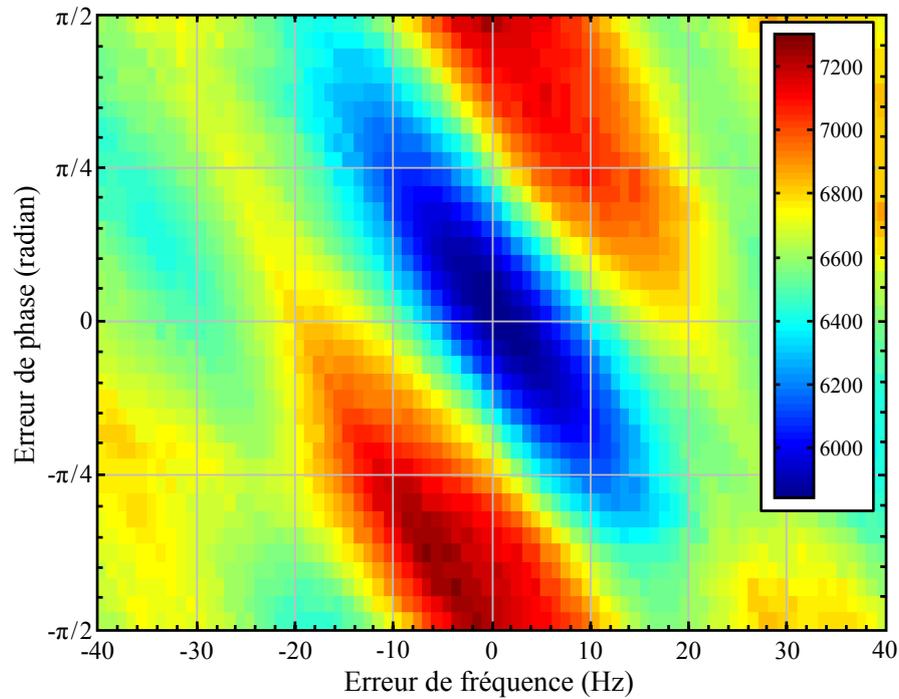


FIGURE 3.10 – Critère en fonction des décalages en fréquence et en phase du démodulateur pour $E_S/N_0 = 5$ dB.

3.3.2 Estimation de l'indice de modulation

Bien que l'estimateur proposé permette d'estimer la fréquence et la phase des signaux reçus avec une grande précision, sa complexité calculatoire peut faire préférer la méthode de [BLS04] dont la précision est suffisante. Nous proposons alors de nous intéresser seulement à l'estimation de l'indice de modulation. La figure 3.11 montre la valeur du critère en fonction de l'erreur d'estimation de h pour $E_S/N_0 = 5$ dB. Ici encore, le critère permet une estimation précise du paramètre considéré dans la mesure où l'on est capable de déterminer le minimum global de ce critère.

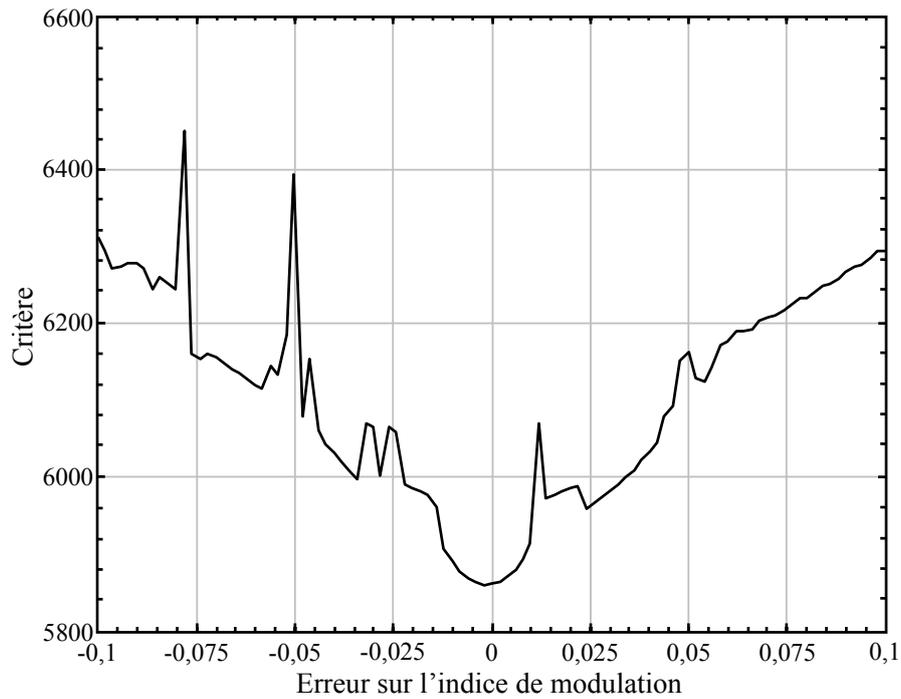


FIGURE 3.11 – Critère en fonction de l'erreur sur h utilisé par le démodulateur pour $E_S/N_0 = 5$ dB.

3.4 Adaptation aux fluctuations de la phase

Les algorithmes présentés dans le chapitre 2 considèrent que le déphasage du signal d'intérêt $\phi_u(t)$ est nul ou que celui-ci est connu et qu'il peut être compensé. Dans cette section, nous considérons le scénario prenant en compte un déphasage non nul, inconnu et pouvant varier au cours du temps. En effet, l'utilisation d'un récepteur cohérent pour le décodage des signaux AIS le rend sensible aux erreurs d'estimation de la phase et de la fréquence des signaux reçus. Un bruit de phase peut également dégrader les signaux AIS. Enfin, des mesures ont permis d'observer que l'indice de modulation h des émetteurs peut varier par rapport à la valeur nominale de plus de 15 % pour les équipements de classe B. Étant donné que la complexité calculatoire de l'estimateur de l'indice de modulation présenté dans la section 3.3.2 est grande, il apparaît pragmatique de remplacer cet estimateur par une méthode plus simple utilisant la connaissance du préambule des trames et une méthode d'intercorrélation, et de modéliser l'erreur d'estimation de h comme une simple fluctuation aléatoire de la phase.

Pour contrer ces phénomènes de variation de la phase, une estimation de la phase et de la fréquence à l'origine des signaux peut être réalisée en utilisant une méthode d'intercorrélation avec les symboles de synchronisation théoriques ; puis nous présentons une nouvelle méthode de suivi de la phase intégrée au récepteur correcteur proposé au chapitre 2. Ce suivi de la phase doit permettre de poursuivre aussi bien une rotation linéaire de la phase due à une erreur de fréquence que des sauts brutaux causés par un indice de modulation non nominal. L'algorithme proposé dans cette section est basé sur l'évaluation de la phase le long des chemins survivants (PSP pour *per-survivor processing*) [RPT95]. La contrainte principale pour la réalisation de cet algorithme est de minimiser sa complexité afin de le rendre utilisable malgré la grande taille du treillis sur lequel il est appliqué. L'algorithme proposé consiste en une estimation très simple de la phase qui est ajoutée au treillis du correcteur d'erreurs que nous comparons à une approche alternative : un estimateur NDA de la phase basé sur l'algorithme de Viterbi et Viterbi [VV83] suivi par le démodulateur correcteur introduit au chapitre 2. Cet estimateur NDA calcule la moyenne des déphasages dans une fenêtre glissante dont la taille doit être adaptée à la vitesse d'évolution du déphasage.

Pour suivre la rotation de la phase, l'algorithme proposé qui est une évolution du récepteur

présenté au chapitre 2, permet à la phase d'évoluer jusqu'à une certaine valeur entre deux symboles consécutifs. Dans le treillis de cet algorithme, à chaque état est associée une nouvelle variable qui représente le déphasage du signal correspondant au chemin arrivant à cet état. Les transitions menant aux états suivants permettent à ce déphasage d'évoluer de façon à minimiser le cout de la transition en fonction de la rotation de la phase. Le nouveau déphasage à l'état suivant est donc celui qui permet à la transition franchie d'avoir un cout minimal. Le suivi de phase est réalisé indépendamment sur chacun des chemins dans le treillis, ce qui lui permet d'utiliser la connaissance des bits sur le chemin. Ainsi, le chemin finalement retenu à l'issue de l'algorithme aura profité de l'estimation de la phase sur les bits réellement démodulés. Cette utilisation de la connaissance des bits n'est pas possible avec une méthode d'estimation réalisée avant d'appliquer l'algorithme de démodulation comme c'est le cas pour l'estimateur NDA.

Dans cette section, nous décrivons l'application de la méthode proposée au récepteur dans le scénario mono-utilisateur. La section se poursuit ensuite par la généralisation de la méthode au scénario multiutilisateur avant de finir par la présentation des résultats des simulations.

3.4.1 Cas mono-utilisateur

Dans le cas mono-utilisateur, nous partons de l'algorithme présenté dans le chapitre 2 et modifions le modèle du signal reçu (1.14) par

$$r(t) = e^{j\phi(t)}s(t) + b(t). \quad (3.11)$$

L'algorithme de détection proposé consiste à inclure la rotation de la phase $\phi(t)$ dans le calcul de la distance définie dans (2.4)–(2.6) et à la minimiser en fonction du symbole et du déphasage qui est considéré constant pendant la durée du symbole. Plus précisément, la fonction de cout proposée est

$$\sum_{k=1}^K \left| e^{-j\phi_k} r_k - m_k \right|^2 \quad (3.12)$$

où ϕ_k représente le déphasage estimé pour le k -ième symbole. La distance (2.4) devient donc

$$\Gamma[k, (A; \alpha)] = \sum_{i=1}^k \left| e^{-j\phi_i^{k, (A; \alpha)}} r_i - m_i^{k, (A; \alpha)} \right|^2 \quad (3.13)$$

où $(\phi_1^{k,(A;\alpha)}, \dots, \phi_k^{k,(A;\alpha)})$ et $(m_1^{k,(A;\alpha)}, \dots, m_k^{k,(A;\alpha)})$ représentent respectivement la séquence des déphasages estimés et la séquence de symboles du chemin atteignant l'état $(A; \alpha)$ au k -ième symbole.

On définit $\Delta[k, (A; \alpha), b, \phi]$ comme étant la distance au carré entre le symbole reçu à l'instant $k + 1$ et le symbole théorique provenant de l'état $(A; \alpha)$ et transportant le bit b (noté $m_k^{k+1,(A;\alpha),b}$) pour un déphasage donné de ϕ , c'est-à-dire,

$$\Delta[k, (A; \alpha), b, \phi] = \left| e^{-j\phi} r_k - m_k^{k+1,(A;\alpha),b} \right|^2. \quad (3.14)$$

La variable de transition $\Gamma_{\text{trans}}[k, (A; \alpha), b]$ provenant de l'état $(A; \alpha)$ et transportant le bit b à l'instant $k + 1$ est obtenue en minimisant $\Delta[k, (A; \alpha), b, \phi]$ en fonction du déphasage ϕ , c'est-à-dire, en résolvant le problème de minimisation suivant

$$\Delta_{\min}[k, (A; \alpha), b] = \min_{\phi \in \mathcal{I}_k^{(A;\alpha)}} \Delta[k, (A; \alpha), b, \phi] \quad (3.15)$$

et en définissant

$$\Gamma_{\text{trans}}[k, (A; \alpha), b] = \Gamma[k, (A; \alpha)] + \Delta_{\min}[k, (A; \alpha), b]. \quad (3.16)$$

Dans (3.15), la minimisation est effectuée dans l'intervalle

$$\mathcal{I}_k^{(A;\alpha)} = \left[\phi_k^{k,(A;\alpha)} - \Delta\phi; \phi_k^{k,(A;\alpha)} + \Delta\phi \right] \quad (3.17)$$

pour une valeur $\Delta\phi$ réelle et positive. Ainsi, la valeur optimale de ϕ pour le k -ième symbole est recherchée dans une fenêtre de largeur $2\Delta\phi$ et centrée autour de la phase $\phi_k^{k,(A;\alpha)}$ qui représente l'estimation courante du déphasage sur le chemin menant à l'état considéré à l'instant k . Ce problème de minimisation (3.15) trouve une solution analytique simple détaillée dans l'annexe B.

De la même façon que $\Gamma_{\text{trans}}[k, (A; \alpha), b]$ donne sa valeur à $\Gamma[k + 1, (B; \beta)]$ lorsque la transition transportant le bit b est choisie pour mener à l'état $(B; \beta)$ dans le treillis, la variable de la même transition $\phi_{\text{trans}}^{k,(A;\alpha),b}$ donne sa valeur à la variable d'état $\phi_{k+1}^{k+1,(B;\beta)}$.

La solution analytique du problème (3.15) est simple, mais son cout calculatoire est tout de même trop élevé pour que cette solution soit appliquée à chaque transition et à chaque instant dans le treillis. À la place, nous proposons d'utiliser une discrétisation de la phase qui permet d'accélérer les calculs. Ainsi, la phase est estimée dans un ensemble fini $\{0, \delta_\phi, 2\delta_\phi, \dots, 2\pi - \delta_\phi\}$ à la place de l'ensemble

continu $[0; 2\pi]$. Le pas de quantification est alors défini par $\delta_\phi = 2\pi/N_\phi$ où N_ϕ est le nombre de valeurs de déphasage possibles et permet donc d'ajuster la précision de l'estimation. L'intervalle de recherche $\mathcal{I}_k^{(A;\alpha)}$ de (3.17) est remplacé par l'ensemble fini

$$\tilde{\mathcal{I}}_k^{(A;\alpha)} = \left\{ \phi_k^{k,(A;\alpha)} - n_\phi \delta_\phi, \dots, \phi_k^{k,(A;\alpha)} + n_\phi \delta_\phi \right\} \quad (3.18)$$

où n_ϕ est la partie entière de $\Delta\phi/\delta_\phi$. On note que $\phi_k^{k,(A;\alpha)}$ qui apparait dans (3.18) est obtenu à l'itération précédente d'une façon similaire et qu'il est lui-même un multiple de δ_ϕ . Ainsi, $\Delta_{\min}[k, (A; \alpha), b]$ est défini par

$$\Delta_{\min}[k, (A; \alpha), b] = \min_{\phi \in \tilde{\mathcal{I}}_k^{(A;\alpha)}} \Delta[k, (A; \alpha), b, \phi] \quad (3.19)$$

et $\phi_{\text{trans}}^{k,(A;\alpha),b}$ représente la valeur de déphasage qui minimise (3.19).

Cette minimisation discrète réduit le problème à la recherche du minimum parmi $2n_\phi + 1$ valeurs de $\Delta[k, (A; \alpha), b, \phi]$, ce qui réduit significativement le temps de calcul de $\Delta_{\min}[k, (A; \alpha), b]$ (n_ϕ est généralement petit, par exemple $n_\phi \leq 10$ dans les simulations présentées à la section 3.4.3). De plus, alors que le nombre d'états est important, la solution du problème de minimisation discret (3.19) ne nécessite pas d'être calculée pour chaque état à chaque instant k . En effet, à chaque instant k , il n'y a qu'un nombre réduit de symboles possibles $m_k^{k+1,(A;\alpha),b}$, noté N_{symb} . Il ne peut donc y avoir au maximum que $N_{\text{symb}}N_\phi$ valeurs différentes de $\Delta_{\min}[k, (A; \alpha), b]$ pour tous les états et pour toutes les valeurs de b et de $\phi_k^{k,(A;\alpha)}$. Ainsi, à chaque instant k , ces $N_{\text{symb}}N_\phi$ valeurs (qui sont les N_{symb} minimums appartenant aux N_ϕ ensembles possibles $\tilde{\mathcal{I}}_k^{(A;\alpha)}$) et les arguments de ces minimums peuvent être calculés une fois pour toutes et stockés dans un tableau. Pour un état $(A; \alpha)$ et pour un bit b donnés, les valeurs de $\Delta_{\min}[k, (A; \alpha), b]$ et $\phi_{\text{trans}}^{k,(A;\alpha),b}$ sont obtenues en sélectionnant simplement les valeurs appropriées dans le tableau des valeurs précalculées.

En dehors de la modification de la fonction de cout, l'algorithme de démodulation, décodage et correction est le même que celui présenté au chapitre 2. Le surcout calculatoire est donc faible et correspond seulement au remplissage des tableaux des valeurs précalculées.

3.4.2 Cas multiutilisateur

Pour le cas multiutilisateur, la phase est introduite dans la fonction de cout (3.6) modifiée pour minimiser les interférences afin de rendre le récepteur peu sensible à la fois aux interférences et aux variations de phase. Nous obtenons la fonction de cout suivante

$$\sum_{i=1}^k \left| e^{-j\phi_k} r_i(l) - m_i^{k,(A;\alpha)} - \sqrt{\bar{e}_u^2} \right|^2. \quad (3.20)$$

La suite de la procédure est similaire au cas mono-utilisateur, et nécessite donc de trouver l'incrément minimal $\Delta_{\min}[k, (A; \alpha), b]$ de la distance sur une transition en fonction du déphasage par la minimisation de $\Delta[k, (A; \alpha), b, \phi]$ définie comme ceci

$$\Delta[k, (A; \alpha), b, \phi] = \left| e^{-j\phi} r_k - m_k^{k+1,(A;\alpha),b} - \sqrt{\bar{e}_u^2} \right|^2. \quad (3.21)$$

Il apparait que contrairement au cas mono-utilisateur, le problème de minimisation (3.15) ne possède pas de solution analytique simple dans le cas multiutilisateur. L'estimation de $\Delta_{\min}[k, (A; \alpha), b]$ ne peut donc être obtenue que par une minimisation numérique. Pour des raisons de complexité, il n'est pas possible de réaliser cette minimisation numériquement pour chaque état du treillis. Nous proposons donc de réaliser la minimisation discrète introduite dans le cas mono-utilisateur. Ainsi, la complexité de l'algorithme multiutilisateur avec suivi de phase est équivalente à celle de l'algorithme mono-utilisateur à suivi de phase. Elle est donc également proche de celle de l'algorithme du chapitre 2 sans réduction d'interférence et sans suivi de phase.

3.4.3 Simulations

Cette section présente le résultat des simulations réalisées dans les différents scénarios étudiés. L'algorithme proposé est comparé à l'algorithme du chapitre 2 pour lequel nous considérons que le déphasage est parfaitement connu et qu'il peut être compensé. Celui-ci nous sert de référence comme étant le meilleur résultat qu'il est possible d'obtenir. La méthode proposée est également comparée à celle utilisant l'estimateur NDA de la phase [VV83]. Le simulateur est identique à celui utilisé pour les simulations précédentes avec une génération réaliste des signaux AIS. Mais cette fois, le canal simulé ajoute une fluctuation de la phase pour le premier scénario, alors que l'indice de modulation

de l'émetteur est altéré pour le second scénario. Le correcteur utilisé pour réaliser ces simulations est celui présenté dans la section 2.2 et ne tire donc parti que de la présence du CRC dans les messages.

Fluctuations de la phase

Le premier scénario considéré consiste en une fluctuation de la phase des émetteurs AIS, qui peut être due à des instabilités « naturelles » des oscillateurs, aussi appelée bruit de phase. Pour simuler ces fluctuations, un décalage de la phase est appliqué au signal en sortie du générateur. La phase tourne de façon aléatoire entre les symboles avec un écart type de $\sigma = 1^\circ$ et reste constante pendant la durée des symboles. Pour ces simulations, l'angle maximal de recherche de la rotation de la phase $\Delta\phi$ utilisé dans (3.17)–(3.18) est fixé à 4° tandis que la longueur de la fenêtre d'intégration de l'algorithme NDA est fixée à 30 symboles.

Les figures 3.12 et 3.13 présentent les performances de l'algorithme de suivi de phase proposé comparées à celles de la méthode utilisant l'estimation NDA de phase ainsi que le récepteur correcteur avec connaissance parfaite de la phase et celui sans connaissance ni suivi de la phase. Ces figures montrent que les performances obtenues pour la méthode proposée sont légèrement meilleures, mais proches de celles délivrées par la méthode NDA et très proches de la méthode optimale correspondant à un récepteur connaissant la phase. Le gain par rapport au récepteur sans connaissance ni suivi de phase est important et dépasse 1 dB lorsque le rapport signal à bruit E_S/N_0 dépasse 4 dB. Le gain augmente lorsque la puissance du signal par rapport au bruit s'intensifie.

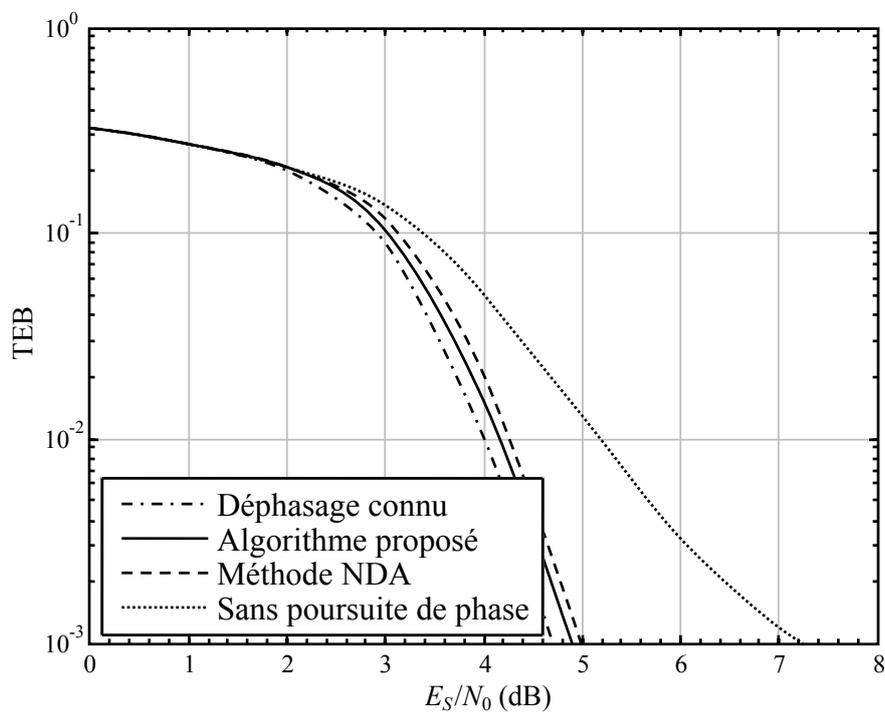


FIGURE 3.12 – Comparaison en TEB des récepteurs pour une fluctuation de la phase.

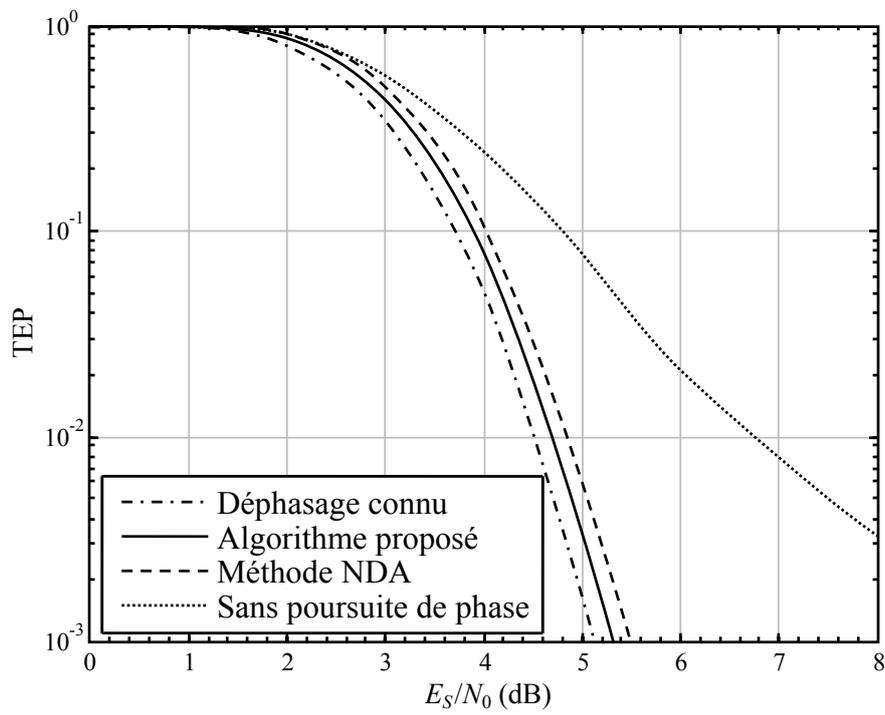


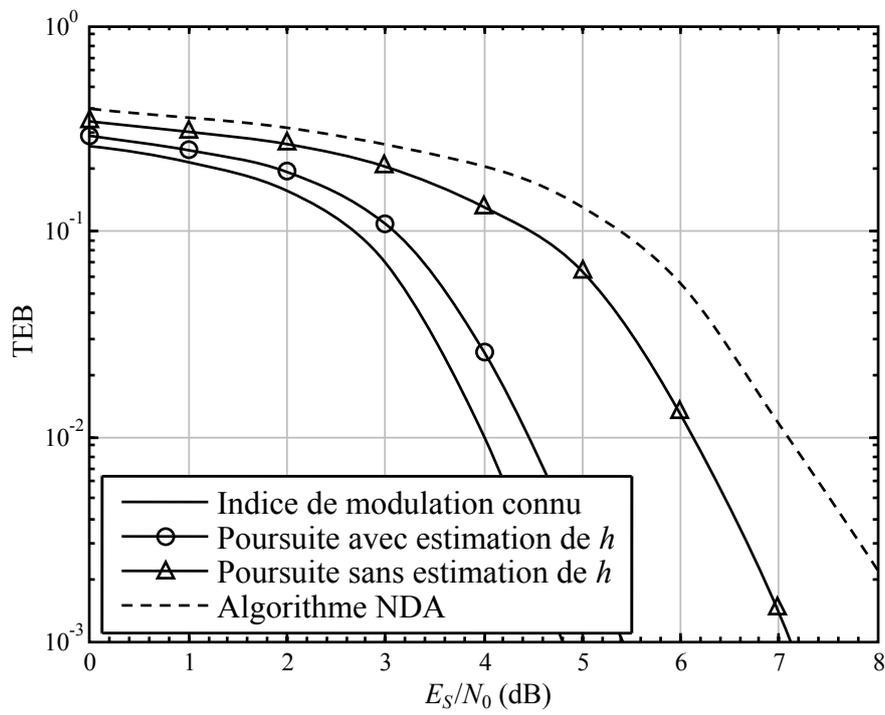
FIGURE 3.13 – Comparaison en TEP des récepteurs pour une fluctuation de la phase.

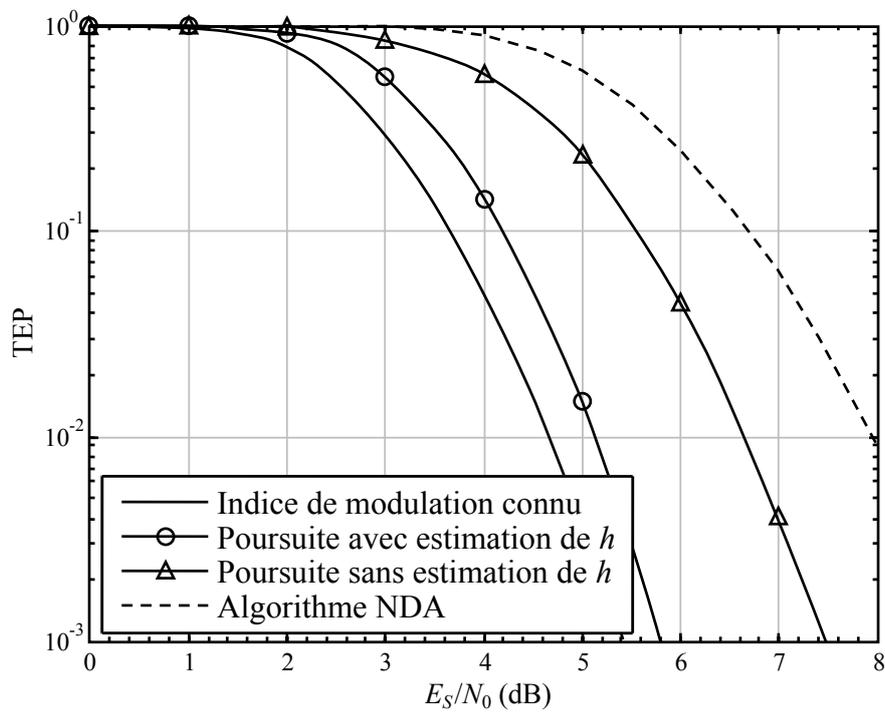
Imprécision dans l'estimation de l'indice de modulation

Ce second scénario s'intéresse à la réception des messages AIS dont l'indice de modulation de l'émetteur n'est pas correctement défini à $h = 0,5$ comme le prévoit la recommandation AIS. Pour simuler un indice de modulation incorrect de l'émetteur, les simulations sont réalisées en forçant la génération des messages avec $h = 0,45$, ce qui représente une déviation de 10 %. Pour l'algorithme proposé, deux cas sont considérés : i) h est estimé en utilisant une méthode basée sur l'intercorrélation sur les bits de préambule. Pour ce récepteur, $\Delta\phi$ est fixé à 4° ; ii) h n'est pas estimé et on pose $\Delta\phi = 10^\circ$. La méthode proposée est comparée avec la méthode NDA et le récepteur ayant une connaissance parfaite de la phase et de h . La rotation rapide de la phase des signaux de ce scénario demande à adapter la taille de la fenêtre utilisée pour l'intégration de la méthode NDA à la baisse à 8 symboles.

Les performances obtenues pour un indice de modulation incorrect sont illustrées dans les figures 3.14 et 3.15. Un gain important est obtenu par rapport à la méthode NDA, en particulier avec le récepteur utilisant une estimation de h sur les bits de préambule. Les performances de la méthode proposée avec et sans estimation de h sont respectivement de 2,5 dB et 1 dB meilleures que celles obtenues avec la méthode NDA. De plus, les performances se rapprochent à seulement 0,5 dB des performances du récepteur de référence ayant une parfaite connaissance de la phase et de h .

Alors que pour une fluctuation de phase la méthode proposée voyait ses performances côtoyer celles de la méthode NDA, elle montre ici sa supériorité en s'en éloignant de plus de 2,5 dB et en donnant des performances proches de celles obtenues avec la méthode de référence.

FIGURE 3.14 – Comparaison en TEB des récepteurs pour un h imprécis.

FIGURE 3.15 – Comparaison en TEP des récepteurs pour un h imprécis.

3.5 Conclusions

Le chapitre 2 a présenté de nouvelles stratégies de correction d'erreurs permettant d'améliorer les performances des récepteurs en termes de taux d'erreur paquet en utilisant la présence du CRC ou la connaissance de la structure de la trame, donc sans modification des émetteurs. Néanmoins, le récepteur proposé, pour maximiser ses performances, utilise une démodulation cohérente qui nécessite une estimation fine de la phase et de la fréquence et qui n'est donc pas adapté aux systèmes dont la phase et la fréquence évoluent au cours du temps.

Dans ce chapitre, des estimateurs de la fréquence, de la phase et de l'indice de modulation ainsi qu'une stratégie de poursuite de la phase ont été proposés afin de pallier les problèmes du démodulateur cohérent. Ces estimateurs permettent d'exploiter toutes les connaissances sur la structure des signaux AIS du correcteur afin de maximiser leur précision. La stratégie de poursuite de phase, intégrée au treillis du récepteur, permet de poursuivre la phase sur chaque chemin du treillis, et donc de bénéficier de la connaissance des bits sur chaque chemin. Comparé à la méthode classique NDA d'estimation de la phase, l'algorithme proposé a montré sa supériorité dans les cas de changements rapides de la phase, notamment lorsque l'indice de modulation n'est pas connu du récepteur avec une précision suffisante. Il peut également bénéficier d'une estimation de cet indice de modulation afin d'affiner son estimation de la phase alors que ce n'est pas possible avec la méthode NDA qui considère invariablement que l'indice de modulation est $h = 0,5$. La complexité calculatoire de la stratégie de poursuite de phase est minimale puisque celle-ci se résume à la lecture d'une valeur précalculée dans un tableau lors du calcul de la distance d'une transition.

Par ailleurs, la réception des messages AIS par satellites est sujette aux collisions de messages envoyés simultanément. Si au niveau du sol, la portée des récepteurs ne permet de recevoir que les messages émis dans la même cellule, et donc sans collision, la grande portée du satellite induit la possibilité de recevoir des messages provenant de cellules différentes et émis simultanément qui risquent donc d'interférer.

Une méthode de réduction des interférences a été proposée dans ce chapitre. Celle-ci est inspirée d'une méthode qui consiste à adapter la fonction de coût utilisée dans l'algorithme de Viterbi et en

améliore les performances dans certains cas où les interférences sont les plus puissantes.

CHAPITRE 4

Estimation de la position des navires

Sommaire

4.1	Introduction	81
4.2	Système étudié	82
4.2.1	Modèles de déplacement des navires et des satellites	82
4.2.2	Mesures exploitées pour la localisation	83
4.2.3	Repères des navires et des satellites	84
4.3	Localisation par la méthode des moindres carrés non linéaires	84
4.3.1	Calcul de la prédiction des mesures	86
4.3.2	Définition de la matrice \mathbf{H}	87
4.3.3	Construction de la matrice Σ	89
4.3.4	Initialisation du vecteur d'état θ	90
4.3.5	Fonctionnement de l'algorithme	91
4.3.6	Levée de l'ambiguïté de positionnement	92
4.3.7	Exploitation d'un modèle de déplacement	95
4.4	Filtre de Kalman étendu	98
4.4.1	Fonctionnement du filtre de Kalman étendu	100
4.4.2	Initialisation de la position	101
4.4.3	Comment gérer la divergence de l'algorithme d'estimation	101
4.5	Simulations	102
4.5.1	Performances globales	106
4.5.2	Analyse des résultats	107
4.6	Conclusions	108

4.1 Introduction

La réception des signaux AIS par satellite permet de localiser la plupart des navires à travers le monde grâce à la position GPS de l'émetteur incluse dans les données émises. Cependant, certains navires ne fournissent pas leur position réelle dans les messages AIS qu'ils émettent. Ceci peut arriver lorsque par exemple ils ne disposent pas de récepteur GPS ou que celui-ci ne fonctionne

pas correctement. La réception des messages par satellite permet néanmoins de donner une position estimée de ces navires par l'utilisation des temps d'arrivées et des décalages en fréquence dus à l'effet Doppler des messages reçus [Mas82, Fri87, HC97, HX04].

Ce chapitre propose des méthodes de localisation des navires. La première méthode présentée est la stratégie classique [Tor84, TZH96] utilisant le procédé des moindres carrés non linéaires [Kel99] exploitant un paramètre de Marquardt [Mar63]. Cette stratégie minimise un critère égal à la somme des différences au carré entre les paramètres mesurés des signaux reçus et ceux qu'ils devraient être si l'émetteur se trouvait à une certaine position en fonction de cette dernière [Sch96, PC00, Mas04]. Cette première méthode est ensuite modifiée pour prendre en compte le modèle de déplacement d'un navire en ajoutant au critère une fonction de la distance entre les paramètres testés et ceux prédits par le modèle de déplacement. Ce chapitre se poursuit par l'exploitation du modèle de déplacement des navires avec un filtre de Kalman étendu [Kal60]. Contrairement aux autres méthodes présentées, le filtre de Kalman étendu n'est pas itératif, il présente une complexité calculatoire bien plus faible.

4.2 Système étudié

Cette section présente le modèle du système que nous étudions. Ce modèle est notamment utilisé lors de la réalisation de simulations.

4.2.1 Modèles de déplacement des navires et des satellites

Le modèle de déplacement des navires considéré est une marche aléatoire avec une direction privilégiée. Ce modèle consiste à parcourir des lignes droites à des vitesses constantes choisies uniformément entre 0 et 25 nœuds pendant des intervalles de temps de durées aléatoires uniformément réparties entre 2 et 9 heures. Les angles de rotation entre les segments parcourus sont choisis aléatoirement uniformément entre -90 et 90 degrés.

La constellation de satellites de notre système est composée de 5 satellites en orbite basse à 800 km. Les orbites de ces satellites sont héliosynchrones. Les satellites sont en ligne de vue lorsque leur élévation est supérieure à 5° et le nombre de signaux AIS reçus par passage peut varier de 1 à

5. La figure 4.1 montre un exemple de la trajectoire des satellites.

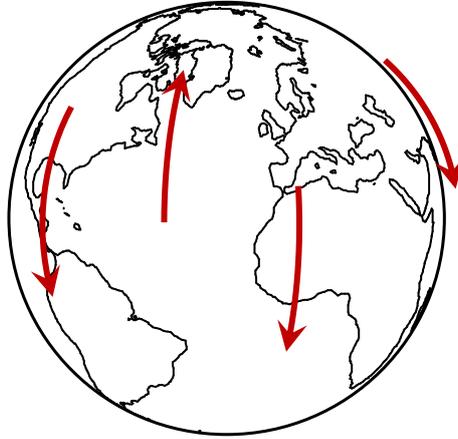


FIGURE 4.1 – Trajectoire des satellites.

4.2.2 Mesures exploitées pour la localisation

Pour localiser les navires grâce à leurs signaux AIS, nous disposons de deux types de mesures : les temps relatifs d'arrivées des signaux, car on considère que les satellites n'ont pas de base de temps précise, et les fréquences des porteuses [Pai11]. Les mesures des instants d'arrivées sont affectées d'un bruit de mesure constitué d'échantillons indépendants, gaussiens, de moyenne nulle et d'écart-type $\sigma_{mt} = 60 \mu s$. Notons que la variance du bruit de la mesure de l'écart entre deux temps d'arrivées est le double de celle des mesures des temps d'arrivées (car les points de bruit associés aux temps d'arrivées sont indépendants).

Les mesures de fréquence sont le produit de la fréquence d'émission du navire et du coefficient de l'effet Doppler, additionné d'un bruit de mesure gaussien de moyenne nulle et d'écart-type $\sigma_{mf} = 20 \text{ Hz}$. En considérant que la vitesse de déplacement des navires est négligeable par rapport à celle des satellites, la fréquence mesurée au satellite s'écrit

$$f_r = f_e \left(1 - \frac{\bar{v}}{c} \right) + n, \quad (4.1)$$

où \bar{v} est la vitesse radiale du satellite, c est la vitesse de propagation des signaux et n est le bruit de

mesure. f_e , la fréquence d'émission d'un navire, est une variable aléatoire représentant l'imprécision des modulateurs embarqués dans les navires. Elle est constante pendant un passage (période de visibilité d'un satellite) et varie selon une loi gaussienne de moyenne nulle et d'écart-type $\sigma_{df} = 50$ Hz d'un passage à l'autre.

4.2.3 Repères des navires et des satellites

Les positions des satellites dans l'espace sont définies pour ce chapitre dans le repère classique centré et fixe autour de la Terre (ou repère ECEF pour *Earth-centered, Earth-fixed*). Le point $(X, Y, Z) = (0, 0, 0)$ est le centre de gravité de la Terre, l'axe z est dirigé vers le nord, l'axe x intersecte la surface de la Terre à la longitude 0° et la latitude 0° et l'axe y est dirigé vers l'est.

Les navires se trouvant généralement au niveau de la mer, seules leur longitude et leur latitude seront estimées. L'ellipsoïde considéré pour convertir les coordonnées en longitude – latitude en coordonnées ECEF est celui défini par le WGS-84. Ainsi la conversion en coordonnées ECEF est définie comme suit :

$$\begin{aligned} P_X &= R_e \cos P_\lambda \cos P_\phi \\ P_Y &= R_e \sin P_\lambda \cos P_\phi \\ P_Z &= R_p \sin P_\phi, \end{aligned} \tag{4.2}$$

où (P_λ, P_ϕ) sont les coordonnées en longitude et latitude de P et (P_X, P_Y, P_Z) sont les coordonnées ECEF de P . R_e et R_p sont les rayons équatorial et polaire de la Terre définis par WGS-84, c'est-à-dire, $R_e = 6378,136$ km et $R_p = 6356,752$ km. Nous utiliserons la notation \mathbf{P}_{XYZ} pour représenter le vecteur de position du point P dans le repère ECEF et la notation $\mathbf{P}_{\lambda\phi}$ pour le vecteur de position en longitude et latitude.

4.3 Localisation par la méthode des moindres carrés non linéaires

La méthode des moindres carrés non linéaires [Kel99] est utilisée pour estimer les paramètres d'une fonction dont un certain nombre de couples antécédent – image bruitée (mesure) sont connus. Les antécédents sont des paramètres connus par l'estimateur, ils regroupent dans notre système les positions et les vitesses des satellites. De manière très générale, si $\boldsymbol{\theta}$ est le vecteur paramètre à estimer,

l'équation de mesure s'écrit

$$\mathbf{y} = h(\mathbf{x}; \boldsymbol{\theta}) + \mathbf{n}, \quad (4.3)$$

où les valeurs de \mathbf{y} et de \mathbf{x} sont respectivement les mesures bruitées et les antécédents connus, et \mathbf{n} est le bruit de mesure.

L'estimateur des moindres carrés non linéaires associé à (4.3), comme son nom l'indique, minimise la somme des carrés des différences entre les mesures et les prédictions (images obtenues à partir des antécédents) en fonction de $\boldsymbol{\theta}$. Les différences au carré sont pondérées par l'inverse de la variance du bruit afin de donner plus de poids aux mesures les moins bruitées. Ainsi, pour des mesures avec des bruits indépendants, le critère à minimiser s'écrit

$$C(\boldsymbol{\theta}) = \sum_{i=1}^N \left[\frac{\mathbf{y}_i - h_i(\mathbf{x}_i; \boldsymbol{\theta})}{\sigma_i} \right]^2, \quad (4.4)$$

où σ_i est l'écart-type de la i -ème mesure \mathbf{y}_i , et N est le nombre de mesures. Lorsque les mesures ne sont pas indépendantes, nous utilisons le critère suivant

$$C(\boldsymbol{\theta}) = [\mathbf{y} - h(\mathbf{x}; \boldsymbol{\theta})]^\top \boldsymbol{\Sigma}^{-1} [\mathbf{y} - h(\mathbf{x}; \boldsymbol{\theta})], \quad (4.5)$$

où $\boldsymbol{\Sigma}$ est la matrice de covariance des bruits de mesure, $h(\mathbf{x}; \boldsymbol{\theta}) = [h_1(\mathbf{x}_1; \boldsymbol{\theta}), \dots, h_N(\mathbf{x}_N; \boldsymbol{\theta})]^\top$ et $\mathbf{y} = [\mathbf{y}_1, \dots, \mathbf{y}_N]^\top$.

La minimisation de ce critère est réalisée en appliquant l'algorithme de Gauss-Newton [Kel99, Bjö96] qui est une modification de la méthode de Newton pour le cas où le paramètre à estimer est multidimensionnel. Il s'agit d'un algorithme itératif qui génère des vecteurs $\boldsymbol{\theta}_j$ s'approchant du minimum de la fonction par pas successifs. Ces pas sont calculés à partir de la valeur et de la dérivée du critère en fonction des paramètres au pas courant. L'expression de ces pas s'écrit

$$\boldsymbol{\theta}_{j+1} = \boldsymbol{\theta}_j + [\mathbf{H}_j^\top \boldsymbol{\Sigma}^{-1} \mathbf{H}_j]^{-1} \mathbf{H}_j^\top \boldsymbol{\Sigma}^{-1} [\mathbf{y} - h(\mathbf{x}; \boldsymbol{\theta}_j)], \quad (4.6)$$

où \mathbf{H}_j est la matrice jacobienne de la fonction h au point $\boldsymbol{\theta}_j$.

Les paramètres à estimer pour le système AIS sont la position du bateau ainsi que sa fréquence d'émission. Ces paramètres sont contenus dans le vecteur d'état $\boldsymbol{\theta} = [B_\lambda, B_\phi, f_e]^\top$. On note que la fréquence n'est pas estimée lorsque le nombre de signaux AIS reçus pendant le passage est inférieur à

3 (on utilise alors la dernière estimation de la fréquence, ou pour la première estimation, la fréquence nominale d'émission des signaux AIS). Notons que la position d'un navire peut être estimée dès la réception de deux signaux AIS pendant un passage.

4.3.1 Calcul de la prédiction des mesures

La prédiction de la mesure $h_i(\mathbf{x}_i; \boldsymbol{\theta})$ dépend du type de mesure \mathbf{y}_i . Ainsi, pour une mesure de différence de temps d'arrivées, la fonction h retourne le délai théorique alors qu'elle donne la fréquence de réception théorique si \mathbf{y}_i est une mesure de fréquence.

Prédiction des différences de temps d'arrivées

Les bases de temps des satellites n'étant pas synchronisées, il n'est pas possible d'utiliser une unique mesure d'instant d'arrivée d'un signal AIS au satellite pour estimer la distance entre le satellite et le navire. Nous utilisons donc des différences d'instant d'arrivées des différents signaux AIS. Ces différences de temps dépendent du délai entre les émissions (qui est connu) et de l'évolution de la distance entre le bateau et le satellite entre les deux messages, qui dépend donc des positions du navire et du satellite. Notons que la position du satellite au moment de la réception de chaque signal AIS est connue.

La prédiction de la mesure de différence de temps d'arrivées est réalisée à partir des positions S_1 et S_2 du satellite aux moments des réceptions des deux messages et de la position B du bateau. Les positions du satellite font partie des antécédents \mathbf{x}_i et la position du bateau se trouve dans le vecteur d'état $\boldsymbol{\theta}$. Les mesures des temps d'arrivées s'expriment ainsi

$$\begin{aligned} t_1 &= \frac{\|\mathbf{S}_{1XYZ} - \mathbf{B}_{XYZ}\|}{c} + t_0 + b_1, \\ t_2 &= \frac{\|\mathbf{S}_{2XYZ} - \mathbf{B}_{XYZ}\|}{c} + t_0 + b_2, \end{aligned} \quad (4.7)$$

où t_0 est le décalage d'horloge du satellite, et b_1 et b_2 sont les bruits des mesures. La prédiction de leur différence s'écrit donc

$$h_i(\mathbf{x}_i; \boldsymbol{\theta}) = \frac{\|\mathbf{S}_{1XYZ} - \mathbf{B}_{XYZ}\| - \|\mathbf{S}_{2XYZ} - \mathbf{B}_{XYZ}\|}{c}, \quad (4.8)$$

où c est la vitesse de propagation des signaux et $n = b_1 - b_2$. Les coordonnées ECEF de B sont obtenues à partir des coordonnées en longitude et latitude contenues dans $\boldsymbol{\theta}$ en utilisant (4.2).

Prédiction des fréquences d'arrivée

Les messages AIS sont émis à des fréquences f_e qui sont propres à chaque navire et qui évoluent entre chaque passage de satellite. La fréquence d'un signal reçu par satellite dépend de la fréquence d'émission ainsi que de l'effet Doppler dû au déplacement rapide du satellite par rapport au navire. La prédiction de la mesure de fréquence nécessite donc de connaître la vitesse de déplacement du satellite en plus de sa position. La vitesse radiale du satellite par rapport au navire, c'est-à-dire, la vitesse d'éloignement du satellite par rapport au navire est donnée par

$$\bar{v} = \frac{\mathbf{V}_{\text{XYZ}} \cdot (\mathbf{S}_{\text{XYZ}} - \mathbf{B}_{\text{XYZ}})}{\|\mathbf{S}_{\text{XYZ}} - \mathbf{B}_{\text{XYZ}}\|}, \quad (4.9)$$

où \mathbf{V}_{XYZ} est le vecteur de vitesse du satellite dans le repère ECEF. En intégrant cette vitesse radiale dans (4.1), la prédiction de la fréquence mesurée s'écrit

$$h_i(\mathbf{x}_i; \boldsymbol{\theta}) = f_e \left(1 - \frac{\mathbf{V}_{\text{XYZ}} \cdot (\mathbf{S}_{\text{XYZ}} - \mathbf{B}_{\text{XYZ}})}{c \|\mathbf{S}_{\text{XYZ}} - \mathbf{B}_{\text{XYZ}}\|} \right). \quad (4.10)$$

4.3.2 Définition de la matrice \mathbf{H}

Le calcul du nouveau vecteur d'état $\boldsymbol{\theta}$ à chaque itération de l'algorithme de minimisation du critère nécessite de calculer la matrice jacobienne \mathbf{H} de $h(\mathbf{x}; \boldsymbol{\theta})$ en fonction de $\boldsymbol{\theta}$ au point courant $\boldsymbol{\theta}_0 = [B_{\lambda 0}, B_{\phi 0}, f_{e0}]^\top$. Cette matrice est définie comme suit :

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} \frac{\partial h_1}{\partial B_\lambda}(\mathbf{x}_1; \boldsymbol{\theta}_0) & \frac{\partial h_1}{\partial B_\phi}(\mathbf{x}_1; \boldsymbol{\theta}_0) & \frac{\partial h_1}{\partial f_e}(\mathbf{x}_1; \boldsymbol{\theta}_0) \\ \frac{\partial h_2}{\partial B_\lambda}(\mathbf{x}_2; \boldsymbol{\theta}_0) & \frac{\partial h_2}{\partial B_\phi}(\mathbf{x}_2; \boldsymbol{\theta}_0) & \frac{\partial h_2}{\partial f_e}(\mathbf{x}_2; \boldsymbol{\theta}_0) \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ \frac{\partial h_N}{\partial B_\lambda}(\mathbf{x}_N; \boldsymbol{\theta}_0) & \frac{\partial h_N}{\partial B_\phi}(\mathbf{x}_N; \boldsymbol{\theta}_0) & \frac{\partial h_N}{\partial f_e}(\mathbf{x}_N; \boldsymbol{\theta}_0) \end{bmatrix}. \quad (4.11)$$

Chaque ligne de la matrice correspond aux gradients de h pour une mesure associée à une différence de temps d'arrivées ou à une fréquence d'arrivée.

Temps d'arrivée

Les dérivées partielles pour les mesures de différence d'instants d'arrivées des messages s'expriment comme suit :

$$\frac{\partial h_i}{\partial B_\lambda}(\mathbf{x}_i; \boldsymbol{\theta}) = \frac{\pi}{180} R_e \cos B_\phi \left(\frac{S_{1X} \sin B_\lambda - S_{1Y} \cos B_\lambda}{c \|\mathbf{S}_{1XYZ} - \mathbf{B}_{XYZ}\|} - \frac{S_{2X} \sin B_\lambda - S_{2Y} \cos B_\lambda}{c \|\mathbf{S}_{2XYZ} - \mathbf{B}_{XYZ}\|} \right), \quad (4.12)$$

$$\begin{aligned} \frac{\partial h_i}{\partial B_\phi}(\mathbf{x}_i; \boldsymbol{\theta}) = & \frac{\pi}{180} \left(\frac{R_e \sin B_\phi (S_{1X} \cos B_\lambda + S_{1Y} \sin B_\lambda) - \cos B_\phi ((R_e^2 - R_p^2) \sin B_\phi + R_p S_{1Z})}{c \|\mathbf{S}_{1XYZ} - \mathbf{B}_{XYZ}\|} \right. \\ & \left. - \frac{R_e \sin B_\phi (S_{2X} \cos B_\lambda + S_{2Y} \sin B_\lambda) - \cos B_\phi ((R_e^2 - R_p^2) \sin B_\phi + R_p S_{2Z})}{c \|\mathbf{S}_{2XYZ} - \mathbf{B}_{XYZ}\|} \right), \end{aligned} \quad (4.13)$$

$$\frac{\partial h_i}{\partial f_e}(\mathbf{x}_i; \boldsymbol{\theta}) = 0. \quad (4.14)$$

Fréquence d'arrivée

Les dérivées partielles des fréquences d'arrivée des signaux AIS s'expriment ainsi :

$$\frac{\partial h_i}{\partial B_\lambda}(\mathbf{x}_i; \boldsymbol{\theta}) = \frac{\pi f_e}{180} \left(\frac{\mathbf{V}_{XYZ} \cdot (\mathbf{S}_{XYZ} - \mathbf{B}_{XYZ})}{c \|\mathbf{S}_{XYZ} - \mathbf{B}_{XYZ}\|^3} (S_X B_Y - S_Y B_X) + \frac{V_Y B_X - V_X B_Y}{c \|\mathbf{S}_{XYZ} - \mathbf{B}_{XYZ}\|} \right), \quad (4.15)$$

$$\begin{aligned} \frac{\partial h_i}{\partial B_\phi}(\mathbf{x}_i; \boldsymbol{\theta}) = & \frac{\pi f_e}{180} \left(\frac{\mathbf{V}_{XYZ} \cdot (\mathbf{S}_{XYZ} - \mathbf{B}_{XYZ})}{c \|\mathbf{S}_{XYZ} - \mathbf{B}_{XYZ}\|^3} (S_X R_e \cos B_\lambda \sin B_\phi + S_Y R_e \sin B_\lambda \sin B_\phi \right. \\ & \left. - (R_e^2 - R_p^2) \cos B_\phi \sin B_\phi - S_Z R_p \cos B_\phi) \right. \\ & \left. - \frac{V_X R_e \cos B_\lambda \sin B_\phi + V_Y R_e \sin B_\lambda \sin B_\phi - V_Z R_p \cos B_\phi}{c \|\mathbf{S}_{XYZ} - \mathbf{B}_{XYZ}\|} \right), \end{aligned} \quad (4.16)$$

$$\frac{\partial h_i}{\partial f_e}(\mathbf{x}_i; \boldsymbol{\theta}) = 1 - \frac{\mathbf{V}_{XYZ} \cdot (\mathbf{S}_{XYZ} - \mathbf{B}_{XYZ})}{c \|\mathbf{S}_{XYZ} - \mathbf{B}_{XYZ}\|}. \quad (4.17)$$

Remarque : Dans les cas plus compliqués où on n'aurait pas accès aux expressions analytiques des dérivées partielles, il est possible de calculer leur valeur numériquement sans perte de précision constatée dans l'estimation de la position des navires. Nous obtenons, aussi bien pour une mesure de

différence d'instants d'arrivées que pour une mesure de fréquence de la porteuse,

$$\frac{\partial h_i}{\partial B_\lambda}(\mathbf{x}_i; \boldsymbol{\theta}_0) = \frac{h_i(\mathbf{x}_i; \boldsymbol{\theta}_0^\lambda) - h_i(\mathbf{x}_i; \boldsymbol{\theta}_0)}{\delta}, \quad (4.18)$$

$$\frac{\partial h_i}{\partial B_\phi}(\mathbf{x}_i; \boldsymbol{\theta}_0) = \frac{h_i(\mathbf{x}_i; \boldsymbol{\theta}_0^\phi) - h_i(\mathbf{x}_i; \boldsymbol{\theta}_0)}{\delta}, \quad (4.19)$$

où $\boldsymbol{\theta}_0^\lambda = [B_{\lambda 0} + \delta, B_{\phi 0}, f_{e0}]^\top$, $\boldsymbol{\theta}_0^\phi = [B_{\lambda 0}, B_{\phi 0} + \delta, f_{e0}]^\top$ et δ est le pas de dérivation. Le pas utilisé dans notre cas est $\delta = 10^{-4}$. Les dérivées suivant les fréquences peuvent également être calculées en utilisant ce principe, mais leurs expressions analytiques sont suffisamment simples pour être utilisées directement.

4.3.3 Construction de la matrice Σ

La matrice de covariance du bruit de mesure est calculée en fonction des signaux reçus et des mesures effectuées. Les mesures de fréquence sont altérées par un bruit constitué d'échantillons indépendants, la partie de la matrice correspondant à ces mesures est donc diagonale et ses éléments diagonaux sont tous égaux à σ_{mf}^2 .

Les mesures des différences d'instants d'arrivée sont les différences des temps d'arrivées qui sont perturbés par un bruit constitué d'échantillons indépendants de variance σ_{mt}^2 . La variance de ces mesures est donc $2\sigma_{mt}^2$ et la covariance des mesures de différence de temps partageant une même mesure de temps est $-\sigma_{mt}^2$.

Un passage ayant donné lieu à la réception de 4 signaux AIS permet de réaliser 4 mesures de fréquence et 3 mesures de différence de temps d'arrivées. Le vecteur des mesures est construit ainsi

$$\mathbf{y} = [y_1^f, y_2^f, y_3^f, y_4^f, y_1^t - y_2^t, y_2^t - y_3^t, y_3^t - y_4^t]^\top, \quad (4.20)$$

où y_i^f et y_i^t sont la i -ème mesure de fréquence d'arrivée et la i -ème mesure d'instant d'arrivée. La

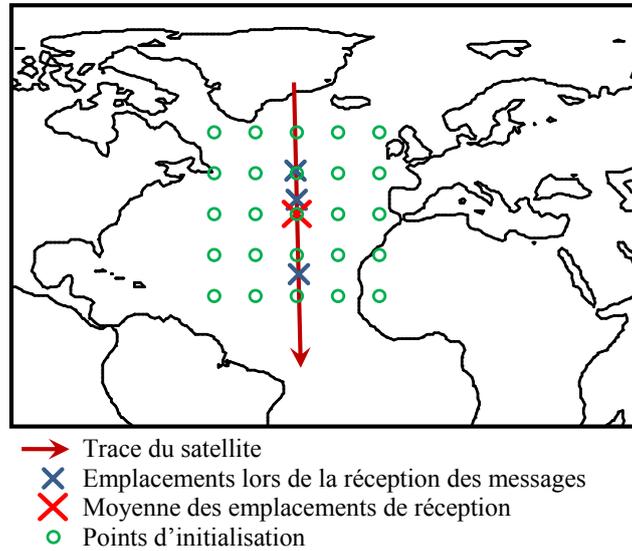


FIGURE 4.2 – Points d'initialisation de la recherche par la méthode des moindres carrés.

4.3.5 Fonctionnement de l'algorithme

Le déroulement de l'algorithme d'estimation par la méthode des moindres carrés non linéaires se compose des étapes suivantes :

1. La grille des points d'initialisation est définie autour de la moyenne de la trace du satellite.
2. La recherche du minimum du critère est effectuée à partir de chacun des points de cette grille.

Cette recherche est constituée d'une boucle dont les caractéristiques sont les suivantes :

- (a) le nombre d'itérations est arbitrairement limité à 50 : si l'algorithme dépasse ce nombre, aucune solution n'est fournie pour le point de grille correspondant,
 - (b) la boucle est interrompue dès que l'algorithme a convergé. On considère qu'il y a convergence lorsque la norme de $\Delta\theta_i = \hat{\theta}_{i+1} - \hat{\theta}_i$, où $\hat{\theta}_i$ et $\hat{\theta}_{i+1}$ sont les estimées des paramètres aux itérations i et $i + 1$, est inférieure à un certain seuil, c'est-à-dire, lorsque $\|\Delta\theta_i\| < e$, où e est fixé dans notre cas à 10^{-8} .
3. L'erreur de prédiction $\Delta y_i = y - h(x; \theta_i)$ et la matrice \mathbf{H} sont calculées à chaque itération.
 4. On vérifie que le calcul numérique de $(\mathbf{H}^\top \Sigma^{-1} \mathbf{H})^{-1}$ ne pose pas de problème en vérifiant le

conditionnement de $\mathbf{H}^\top \boldsymbol{\Sigma}^{-1} \mathbf{H}$ à l'aide de la fonction *rcond* de Matlab. Si la valeur obtenue est inférieure à 10^{-15} , on considère que la matrice n'est pas inversible et la boucle s'arrête sans donner de solution pour le point d'initialisation correspondant.

5. On calcule la correction de la prédiction $\Delta \boldsymbol{\theta}_i = (\mathbf{H}^\top \boldsymbol{\Sigma}^{-1} \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^\top \boldsymbol{\Sigma}^{-1} \Delta \mathbf{y}_i$ puis on vérifie que cette correction permet de diminuer le critère des moindres carrés, c'est-à-dire, $C(\hat{\boldsymbol{\theta}}_i + \Delta \boldsymbol{\theta}_i) < C(\hat{\boldsymbol{\theta}}_i)$. Si c'est le cas, on remplace $\hat{\boldsymbol{\theta}}_{i+1}$ par $\hat{\boldsymbol{\theta}}_i + \Delta \boldsymbol{\theta}_i$ et on passe à l'itération suivante. Sinon, on introduit un paramètre de Marquardt k ¹ :

- (a) k est initialisé à 2^{-18} ,
- (b) la matrice à inverser $\mathbf{H}^\top \boldsymbol{\Sigma}^{-1} \mathbf{H}$ est remplacée par $\mathbf{H}^\top \boldsymbol{\Sigma}^{-1} \mathbf{H} + k\mathbf{D}$, où \mathbf{D} est une matrice diagonale contenant les éléments de la diagonale de $\mathbf{H}^\top \boldsymbol{\Sigma}^{-1} \mathbf{H}$,
- (c) dans une boucle, la valeur de k est augmentée géométriquement par un facteur 4 jusqu'à obtenir une amélioration du critère avec $\Delta \boldsymbol{\theta}_i = (\mathbf{H}^\top \boldsymbol{\Sigma}^{-1} \mathbf{H} + k\mathbf{D})^{-1} \mathbf{H}^\top \boldsymbol{\Sigma}^{-1} \Delta \mathbf{y}_i$, ou jusqu'à atteindre une valeur de k de 2^{24} . Dans ce dernier cas, l'algorithme s'arrête sans donner de solution pour le point d'initialisation correspondant.
- (d) lorsque le critère est amélioré, on remplace $\hat{\boldsymbol{\theta}}_{i+1}$ par $\hat{\boldsymbol{\theta}}_i + \Delta \boldsymbol{\theta}_i$ et on passe à l'itération suivante.

6. Une fois la convergence acquise, la matrice de covariance de l'estimateur est calculée, $\mathbf{P} = (\mathbf{H}^\top \boldsymbol{\Sigma}^{-1} \mathbf{H})^{-1}$.
7. Lorsque le minimum du critère a été recherché à partir de tous les points d'initialisation de la grille, on regroupe les solutions les plus proches les unes des autres. Nous obtenons généralement une paire de solutions à l'issue du regroupement.

4.3.6 Levée de l'ambiguïté de positionnement

L'estimation de la position des navires est réalisée à chaque passage d'un satellite et fournit généralement deux positions possibles. Ces positions sont situées symétriquement par rapport à la trace du satellite. En effet, la trace du satellite pendant le passage est comparable à une ligne droite

1. Pour plus de détails concernant l'algorithme de Marquardt, nous invitons le lecteur à consulter [Mar63].

et aucune information ne permet de décider si les signaux reçus par le satellite proviennent d'un côté ou de l'autre de cette ligne.

Pour sélectionner une unique position parmi celles qui ont été estimées pour chaque passage, nous proposons de choisir les positions permettant de minimiser la distance totale parcourue par le navire. Nous choisissons donc le chemin qui minimise la somme des distances entre la position pour un passage et la position au passage suivant. La distance à minimiser est

$$d = \sum_{k=2}^N \left\| \mathbf{B}_{\text{XYZ}}^k - \mathbf{B}_{\text{XYZ}}^{k-1} \right\|, \quad (4.22)$$

où $\mathbf{B}_{\text{XYZ}}^k$ et $\mathbf{B}_{\text{XYZ}}^{k-1}$ sont les positions estimées et choisies pour les passages k et $k - 1$ et N est le nombre total de passages.

La recherche du chemin le plus court est réalisée en utilisant l'algorithme de Viterbi. Les états du treillis utilisé par cet algorithme représentent les positions trouvées par la méthode des moindres carrés et les transitions entre les états sont donc les segments du parcours du navire qui relient les positions des états. La fonction de cout associée à chaque transition est la distance entre la position de l'état initial et la position de l'état final de la transition. La figure 4.3 présente le treillis constitué des positions estimées. Le chemin choisi est le plus court. Dans cette figure, les orbites des satellites ont été choisies afin de rendre le treillis plus visible.

Les simulations réalisées ont permis de vérifier que cette méthode de levée de l'ambigüité de positionnement est efficace puisque très peu d'erreurs ont pu être constatées. En effet, la position choisie est presque toujours la plus proche de la position réelle du navire parmi celles proposées par la méthode des moindres carrés. Les rares erreurs se produisent seulement lorsque la trace du satellite est très proche de la position du bateau, réduisant d'autant leur impact sur l'amplitude d'erreur. La figure 4.4 montre un exemple de choix de trajectoire pour un navire. Cette simulation est réalisée pour une durée de 10 jours et on note que la trajectoire choisie est la trajectoire optimale, c'est-à-dire, qui passe par les positions estimées les plus proches de la position réelle du navire au moment du passage du satellite.

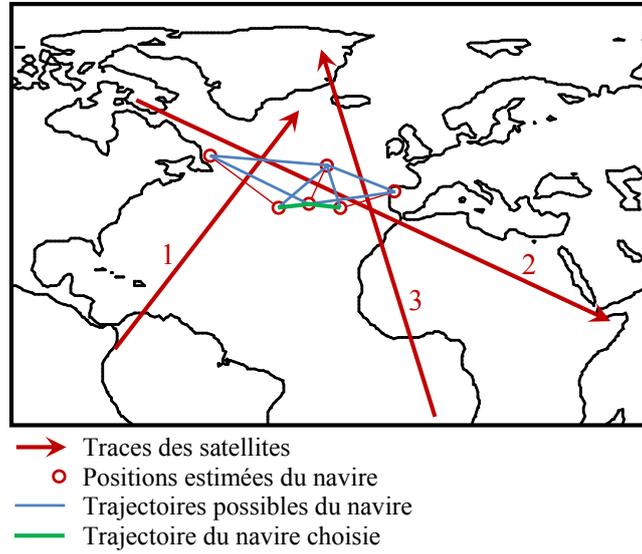


FIGURE 4.3 – Levée de l'ambiguïté de positionnement.

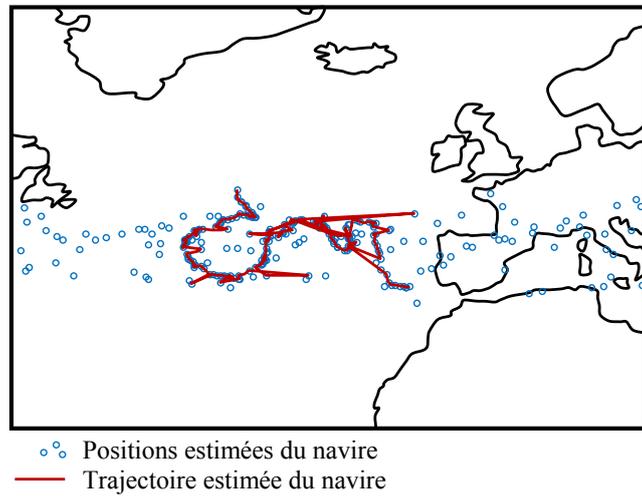


FIGURE 4.4 – Choix de la trajectoire du navire.

4.3.7 Exploitation d'un modèle de déplacement

La position et la fréquence d'émission d'un navire lors d'un passage de satellite sont grandement dépendantes de celles de ce même navire lors du passage précédent. En effet, moins d'une heure sépare généralement deux passages de satellite au dessus d'un bateau. Ce dernier n'a donc pas le temps de se déplacer dans de grandes proportions et la fréquence d'émission ne dérive pas beaucoup. Il est donc possible d'utiliser les paramètres du navire estimés à un passage afin d'améliorer l'estimation des paramètres au passage suivant. Il est également possible grâce à cette information supplémentaire d'estimer la position d'un navire dès la réception d'un unique message durant un passage.

La méthode proposée consiste à faire une prédiction de la position du bateau et de l'utiliser, ainsi que la dernière fréquence d'émission estimée, comme des mesures supplémentaires parmi les mesures de fréquence et de différence de temps d'arrivées des signaux AIS. L'emplacement prédit peut être égal au dernier emplacement estimé du navire (pour un modèle de marche aléatoire pur) ou bien une extrapolation de la trajectoire du navire sur les derniers emplacements estimés. La variance de l'erreur de prédiction, qui est ajoutée dans la matrice de covariance Σ du vecteur d'état, dépend du délai qui sépare le passage courant de celui qui a donné lieu à la dernière estimation de l'état et de la variance de cette estimation. La dernière fréquence d'émission estimée peut être utilisée comme valeur d'initialisation lors de la recherche du minimum du critère par la méthode des moindres carrés.

Le modèle de déplacement considéré pour les navires est une marche aléatoire à direction privilégiée. Les trajectoires sont constituées de lignes droites plus ou moins longues. La prédiction de la position proposée utilise cette propriété et l'état prédit s'exprime alors

$$\hat{\theta}_{k|k-1} = \hat{\theta}_{k-1} + \begin{bmatrix} \hat{v}_{k-1} \Delta t_k \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.23)$$

avec

$$\hat{v}_k = \alpha \frac{B_{\lambda\phi k} - B_{\lambda\phi k-1}}{\Delta t_k} + (1 - \alpha) \hat{v}_{k-1}, \quad (4.24)$$

où $B_{\lambda\phi k}$ et $B_{\lambda\phi k-1}$ sont les emplacements estimés du navire aux passages k et $k - 1$ d'un satellite. \hat{v}_k est la vitesse moyenne du navire en longitude et latitude pondérée sur la dernière partie de la trajectoire. Ce choix peut être motivé par une approche bayésienne (voir annexe C). Notons que α est

un paramètre de pondération tel que pour $\alpha = 0,3$ les vitesses des 5 derniers segments représentent environ 83 % de la moyenne calculée.

Le vecteur des mesures et la prédiction des mesures prenant en compte la prédiction sont définis ainsi

$$\mathbf{y}_e = \begin{bmatrix} \mathbf{y} \\ \hat{\boldsymbol{\theta}}_{k|k-1} \end{bmatrix}, \quad (4.25)$$

$$h_e(\mathbf{x}; \boldsymbol{\theta}) = \begin{bmatrix} h(\mathbf{x}; \boldsymbol{\theta}) \\ \boldsymbol{\theta} \end{bmatrix}. \quad (4.26)$$

Les dérivées partielles des prédictions de ces nouvelles mesures sont égales à 1 pour le paramètre correspondant à la mesure et 0 pour les autres. La matrice de covariance des mesures devient

$$\boldsymbol{\Sigma}_e = \begin{bmatrix} \boldsymbol{\Sigma} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \boldsymbol{\Sigma}_p \end{bmatrix}, \quad (4.27)$$

où $\boldsymbol{\Sigma}_p$ est la matrice de covariance du vecteur de prédiction $\hat{\boldsymbol{\theta}}_{k|k-1}$ donnée par $\boldsymbol{\Sigma}_p = \mathbf{F}\mathbf{P}\mathbf{F}^\top + \mathbf{Q}$, où \mathbf{F} est la matrice jacobienne de la fonction de prédiction (4.23), c'est-à-dire, $\mathbf{F} = \mathbf{I}_3$ car cette fonction est une translation, \mathbf{P} est la matrice de covariance du vecteur d'état à l'instant précédent (utilisé pour la prédiction), et \mathbf{Q} est la matrice de covariance de l'erreur de la fonction de prédiction,

$$\mathbf{Q} = \begin{bmatrix} \sigma_\lambda^2 & 0 & 0 \\ 0 & \sigma_\phi^2 & 0 \\ 0 & 0 & \sigma_f^2 \end{bmatrix} \quad (4.28)$$

avec σ_λ^2 , σ_ϕ^2 et σ_f^2 les variances associées à la prédiction de chaque paramètre. Ces variances sont calculées à partir de la vitesse maximale des navires en degrés par seconde. En longitude, cette vitesse s'écrit

$$v_{\max\lambda} = \frac{360v_{\max}}{2\pi R_e \sin \hat{B}_{\phi_k}}, \quad (4.29)$$

où v_{\max} est la vitesse maximale des navires en mètres par seconde et \hat{B}_{ϕ_k} est la latitude prédite du

navire. En latitude, cette vitesse est

$$v_{\max\phi} = \frac{360v_{\max}}{2\pi R_p}. \quad (4.30)$$

La distance en degrés parcourue en longitude pendant un temps Δt_k est la variable aléatoire

$$d_\lambda = \Delta t_k v_\lambda \cos \Phi, \quad (4.31)$$

où v_λ est la vitesse en degrés par seconde pour la longitude, elle suit une loi uniformément répartie entre 0 et $v_{\max\lambda}$, et Φ est la direction du navire, aléatoirement choisie entre 0 et 2π radians. La variance de cette distance est donnée par

$$\text{Var}(d_\lambda) = \text{Var}(\Delta t_k v_\lambda) \text{Var}(\cos \Phi) + \text{Var}(\Delta t_k v_\lambda) \mathbb{E}[\cos \Phi]^2 + \mathbb{E}[\Delta t_k v_\lambda]^2 \text{Var}(\cos \Phi). \quad (4.32)$$

On a :

$$\Delta t_k v_\lambda \sim \mathcal{U}(0, \Delta t_k v_{\max\lambda}) \Rightarrow \mathbb{E}[\Delta t_k v_\lambda] = \frac{\Delta t_k v_{\max\lambda}}{2}, \quad (4.33)$$

$$\Rightarrow \text{Var}(\Delta t_k v_\lambda) = \frac{(\Delta t_k v_{\max\lambda})^2}{12}, \quad (4.34)$$

et

$$\Phi \sim \mathcal{U}(0, 2\pi) \Rightarrow \mathbb{E}[\cos \Phi] = 0, \quad (4.35)$$

$$\Rightarrow \text{Var}(\cos \Phi) = \mathbb{E}[\cos^2 \Phi] - \mathbb{E}[\cos \Phi]^2 \quad (4.36)$$

$$= \mathbb{E}[\cos^2 \Phi] \quad (4.37)$$

$$= \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \cos^2 \Phi d\Phi = \frac{1}{2}. \quad (4.38)$$

Finalement,

$$\text{Var}(d_\lambda) = \frac{(\Delta t_k v_{\max\lambda})^2}{12} \frac{1}{2} + \frac{(\Delta t_k v_{\max\lambda})^2}{12} 0 + \left(\frac{\Delta t_k v_{\max\lambda}}{2} \right)^2 \frac{1}{2} \quad (4.39)$$

$$= \frac{(\Delta t_k v_{\max\lambda})^2}{6}. \quad (4.40)$$

En effectuant les mêmes opérations pour la latitude, on obtient finalement les expressions des variances suivantes :

$$\sigma_\lambda^2 = \frac{1}{6} \left(\frac{\Delta t_k 360 v_{\max}}{2\pi R_e \sin \hat{B}_{\phi k}} \right)^2, \quad (4.41)$$

$$\sigma_\phi^2 = \frac{1}{6} \left(\frac{\Delta t_k 360 v_{\max}}{2\pi R_p} \right)^2, \quad (4.42)$$

$$\sigma_f^2 = \sigma_{df}^2, \quad (4.43)$$

où σ_{df}^2 est la variance de l'évolution de la fréquence entre un passage et le suivant.

La fonction de cout (4.5) prenant en compte le modèle de déplacement s'écrit

$$C_e(\boldsymbol{\theta}) = [\mathbf{y}_e - h_e(\mathbf{x}; \boldsymbol{\theta})]^\top \boldsymbol{\Sigma}_e^{-1} [\mathbf{y}_e - h_e(\mathbf{x}; \boldsymbol{\theta})], \quad (4.44)$$

et peut se décomposer en la somme de la fonction de cout originale et d'un cout associé au suivi du modèle de déplacement :

$$C_e(\boldsymbol{\theta}) = [\mathbf{y} - h(\mathbf{x}; \boldsymbol{\theta})]^\top \boldsymbol{\Sigma}^{-1} [\mathbf{y} - h(\mathbf{x}; \boldsymbol{\theta})] + [\hat{\boldsymbol{\theta}}_{k|k-1} - \boldsymbol{\theta}]^\top \boldsymbol{\Sigma}_p^{-1} [\hat{\boldsymbol{\theta}}_{k|k-1} - \boldsymbol{\theta}]. \quad (4.45)$$

On note que cette décomposition est possible car $\boldsymbol{\Sigma}_e$ est diagonale par morceaux.

La mise en œuvre de cet estimateur est possible dès qu'une position est estimée sans ambiguïté. Nous l'initialiserons donc avec l'estimateur des moindres carrés en utilisant la méthode de levée de l'ambiguïté. L'algorithme est réinitialisé à une telle position à chaque fois qu'il diverge. La figure 4.5 présente la trajectoire estimée du navire en utilisant le modèle de déplacement pour la même simulation que la figure 4.4. L'utilisation du modèle de déplacement réduit considérablement le nombre d'erreurs de grande amplitude, ce qui améliore la moyenne et la variance de l'erreur de positionnement.

4.4 Filtre de Kalman étendu

L'estimation de la position des navires par la méthode des moindres carrés donne de bons résultats, mais il s'agit d'une méthode itérative qui peut présenter un cout calculatoire élevé. Dans cette section,

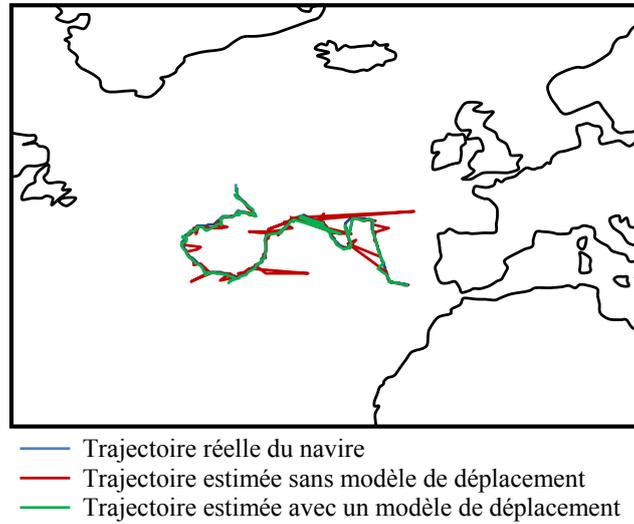


FIGURE 4.5 – Utilisation d'un modèle de déplacement.

nous étudions un estimateur obtenu par filtrage de Kalman étendu dont le cout calculatoire est réduit et qui permet d'effectuer l'estimation en une seule itération. Comme pour la méthode des moindres carrés, le filtre de Kalman étendu est appliqué à chaque passage de satellite afin d'estimer une unique position du navire pendant ce passage. Pour cela, il utilise les mesures de différence d'instantanés d'arrivée et les décalages en fréquence des signaux AIS reçus.

Le filtre de Kalman étendu est une extension du filtre de Kalman [Kal60]. Nous l'utilisons pour estimer l'état caché d'un système à partir de mesures, de l'équation associant une mesure à un état et de l'équation d'évolution de l'état entre les mesures. Contrairement au filtre de Kalman classique, le filtre de Kalman étendu rend possible l'utilisation d'équations non linéaires. L'équation de mesure est identique à celle utilisée par la méthode des moindres carrés (4.3) :

$$\mathbf{y}_k = h(\mathbf{x}_k; \boldsymbol{\theta}_k) + \mathbf{v}_k, \quad (4.46)$$

où $\mathbf{v}_k \sim \mathcal{N}(0, \boldsymbol{\Sigma}_k)$ et $\boldsymbol{\Sigma}_k$ est construit de la façon indiquée dans la section 4.3.3. L'équation d'état reprend la fonction d'évolution (4.23),

$$\boldsymbol{\theta}_{k+1} = f_k(\boldsymbol{\theta}_k) + \mathbf{w}_k, \quad (4.47)$$

où $\mathbf{w}_k \sim \mathcal{N}(0, \mathbf{Q}_k)$, \mathbf{Q}_k est identique à (4.28), avec la fonction d'évolution

$$f_k(\boldsymbol{\theta}) = \boldsymbol{\theta} + \begin{bmatrix} \mathbf{v}_{k-1} \Delta t_k \\ 0 \end{bmatrix}, \quad (4.48)$$

où \mathbf{v}_{k-1} est la vitesse en longitude et latitude du navire à l'instant $k-1$ et Δt_k est le temps séparant la k -ième mesure de celle qui la précède. On note que cette fonction est une translation, sa jacobienne est donc la matrice identité, c'est-à-dire, $\mathbf{F}_k = \mathbf{I}_3$.

4.4.1 Fonctionnement du filtre de Kalman étendu

La première étape de l'application du filtre de Kalman étendu consiste à calculer une prédiction de l'état $\boldsymbol{\theta}$ à partir des états estimés précédents en utilisant l'équation d'état (4.47). La covariance de l'erreur de prédiction est calculée ainsi

$$\mathbf{P}_{k|k-1} = \mathbf{F}_k \mathbf{P}_{k-1} \mathbf{F}_k^\top + \mathbf{Q}_k, \quad (4.49)$$

où \mathbf{F}_k est la matrice jacobienne de la fonction d'évolution (4.48), $\mathbf{F}_k = \mathbf{I}_3$ car cette fonction est une translation, \mathbf{P}_{k-1} est la matrice de covariance de l'erreur d'estimation au passage précédent et \mathbf{Q}_k est la covariance du bruit de l'équation état.

Le vecteur d'innovation est ensuite calculé. L'innovation représente la différence entre les valeurs mesurées et les valeurs que l'on s'attend à mesurer à partir de la prédiction de l'état. Son expression est

$$\tilde{\mathbf{z}}_k = \mathbf{y}_k - h(\mathbf{x}_k; \hat{\boldsymbol{\theta}}_{k|k-1}). \quad (4.50)$$

La matrice de covariance du vecteur d'innovation s'exprime comme :

$$\mathbf{S}_k = \mathbf{H}_k \mathbf{P}_{k|k-1} \mathbf{H}_k^\top + \boldsymbol{\Sigma}_k, \quad (4.51)$$

où \mathbf{H}_k est la matrice jacobienne de la fonction h (détaillée dans la section 4.3.2) et $\boldsymbol{\Sigma}_k$ est la matrice de covariance du bruit de mesure (voir la section 4.3.3).

L'estimation de l'état pour le k -ième passage est alors donnée par

$$\hat{\boldsymbol{\theta}}_k = \hat{\boldsymbol{\theta}}_{k|k-1} + \mathbf{K}_k \tilde{\mathbf{z}}_k, \quad (4.52)$$

où \mathbf{K}_k est le gain de Kalman,

$$\mathbf{K}_k = \mathbf{P}_{k|k-1} \mathbf{H}_k^\top \mathbf{S}_k^{-1}. \quad (4.53)$$

Finalement, nous calculons la matrice de covariance de l'état estimé

$$\mathbf{P}_k = (\mathbf{I} - \mathbf{K}_k \mathbf{H}_k) \mathbf{P}_{k|k-1}. \quad (4.54)$$

4.4.2 Initialisation de la position

Le filtre de Kalman étendu permet d'estimer la position d'un navire ainsi que sa fréquence d'émission en exploitant un modèle d'évolution de ces paramètres ainsi que leur valeur estimée à un instant précédent. Pour appliquer ce filtre à un bateau, il est donc nécessaire de débiter les estimations de ses paramètres en utilisant une autre méthode, telle que celle des moindres carrés. Cependant, la méthode des moindres carrés peut fournir de multiples estimations des paramètres alors que le filtre de Kalman ne peut en utiliser qu'une. Voici deux techniques permettant de lever l'ambiguïté :

- La première méthode consiste à procéder parallèlement à plusieurs applications du filtre de Kalman étendu à partir des différents points fournis par la méthode des moindres carrés. Le choix du point d'initialisation peut s'effectuer au passage suivant d'un satellite en sélectionnant celui qui a donné l'innovation la plus petite, ou à partir duquel la position prédite était la plus proche de la position finalement estimée.
- La seconde méthode de levée de l'ambiguïté utilise la technique présentée dans la section 4.3.6. Celle-ci fait intervenir un algorithme de Viterbi qui peut retarder l'application du filtre de Kalman étendu afin de sélectionner un chemin dans son treillis.

4.4.3 Comment gérer la divergence de l'algorithme d'estimation

Il arrive que le filtre de Kalman étendu ne parvienne pas à suivre le déplacement des navires. En effet, le bruit de mesure peut provoquer une erreur d'estimation de la position d'un navire qui pourra ne pas être rattrapée par la suite. Dans cette situation, l'algorithme diverge et les estimations délivrées ne sont plus exploitables. Pour détecter ces divergences, il est possible de contrôler le conditionnement de la matrice de covariance de l'estimation afin de vérifier que celle-ci est bien

inversible. Il est également possible de vérifier la plausibilité des estimations fournies. Par exemple, la vitesse d'un navire ne doit pas dépasser sa vitesse maximale. Dans notre cas, nous détectons que l'algorithme a divergé si la vitesse estimée du navire dépasse trois fois sa vitesse maximale.

En cas de divergence, le filtre est réinitialisé à partir d'une position estimée par la méthode des moindres carrés.

4.5 Simulations

Les performances des différentes méthodes de localisation traitées dans ce chapitre sont comparées à l'aide d'un simulateur. Ce simulateur calcule les positions des différents satellites, déplace les navires suivant le modèle de déplacement, simule l'émission des messages AIS par les navires et enfin applique les méthodes de localisation sur les messages reçus par les satellites pour en évaluer leurs performances.

Le temps de simulation est échantillonné avec une période d'une minute. À chaque période, les positions de tous les éléments du système sont calculées. Ces positions sont utilisées pour vérifier la visibilité des satellites par les navires en calculant leur élévation. Si un satellite est visible depuis un navire, alors les caractéristiques d'un nombre aléatoire de messages sont générées pour la durée du passage du satellite. Les caractéristiques des messages AIS comprennent les mesures bruitées des instants d'arrivée et des fréquences des porteuses que le satellite peut utiliser pour localiser le navire. Le système simulé est présenté dans la section 4.2. Les figures 4.6 et 4.7 montrent un exemple de résultat de localisation pour les différentes méthodes étudiées dans ce chapitre pour un trajet de 5 jours.

Les figures 4.8 et 4.9 présentent l'espérance et l'écart-type de l'estimateur des moindres carrés et l'estimateur utilisant le filtre de Kalman étendu pour un trajet de 10 heures. Que ce soit en longitude ou en latitude, l'écart-type de l'estimateur utilisant le filtre de Kalman étendu est bien plus faible que celui des moindres carrés. Cependant, un biais de cet estimateur apparaît en latitude lors du changement de direction. Le navire ne suit alors plus le modèle de déplacement que nous avons défini pour l'étape de prédiction du filtre de Kalman étendu.

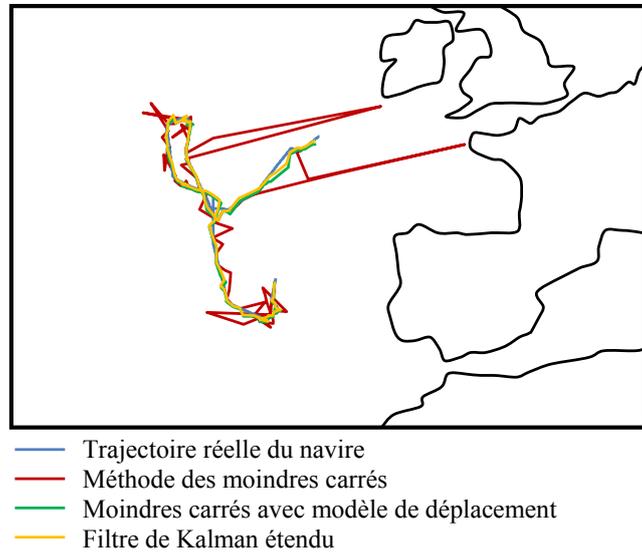


FIGURE 4.6 – Comparaison des différentes méthodes de localisation.

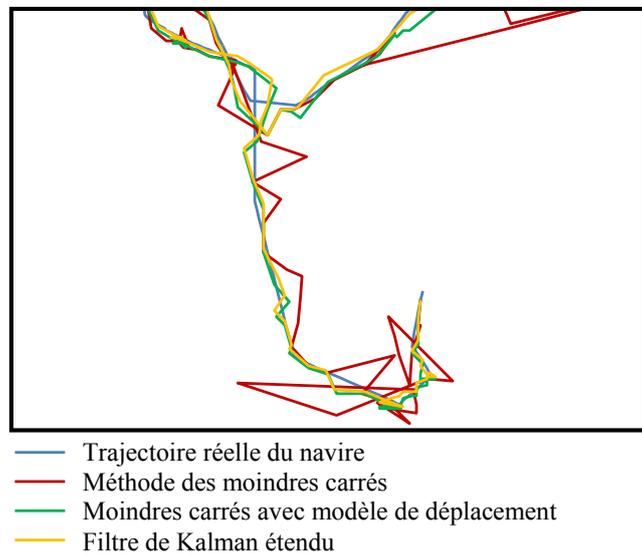


FIGURE 4.7 – Agrandissement de la figure 4.6.

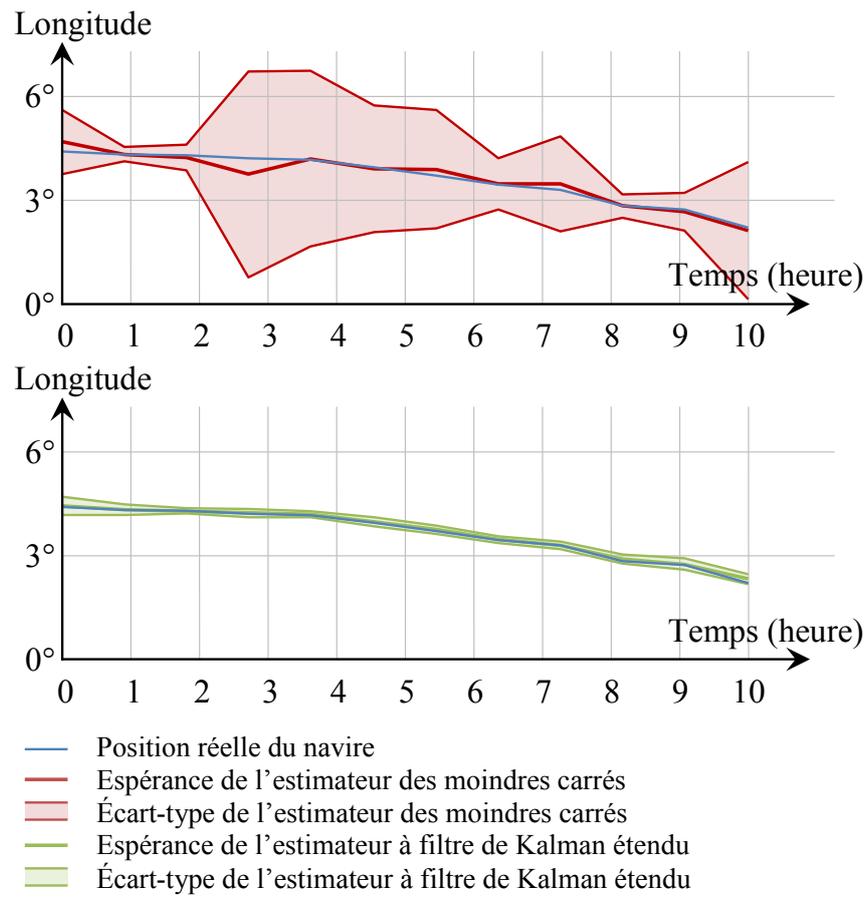


FIGURE 4.8 – Statistiques des estimations pour la longitude.

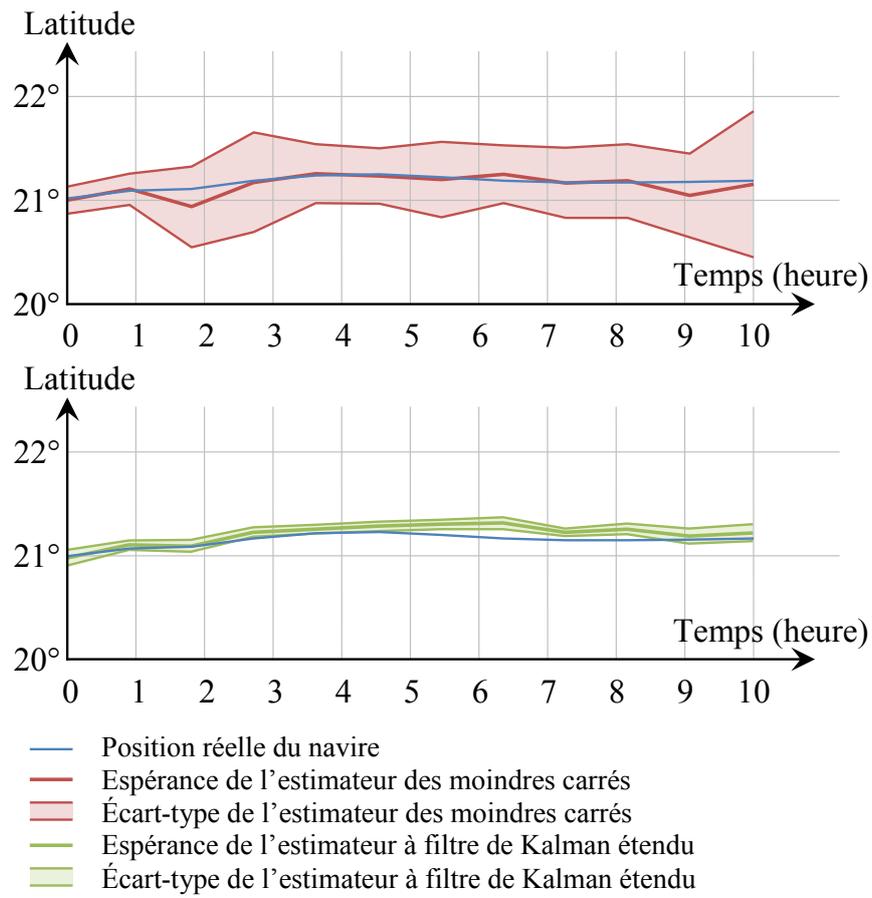


FIGURE 4.9 – Statistiques des estimations pour la latitude.

4.5.1 Performances globales

La simulation conduite afin de mesurer les performances des différents estimateurs est réalisée avec 300 bateaux pour une durée de 60 jours. Le nombre de passages de satellites réalisés pendant cette simulation est 433081, d'une durée moyenne de 9,8 minutes et le temps moyen les séparant est 59,9 minutes. Les résultats sont présentés dans le tableau 4.1 où MC fait référence à la méthode des moindres carrés et FKE est l'acronyme de filtre de Kalman étendu. La méthode des moindres carrés optimale représente la méthode des moindres carrés dont la solution choisie est systématiquement la plus proche de la position réelle du navire. Elle est utilisée comme référence pour l'évaluation de la technique de levée d'ambiguïté que nous proposons et dont les performances apparaissent dans le tableau 4.1 sous le nom de la méthode des moindres carrés estimée. Les résultats montrent qu'il n'y a pas de dégradation significative des performances de localisation en utilisant la levée d'ambiguïté proposée par rapport à la méthode optimale.

La prise en compte du modèle de déplacement permet de réduire l'erreur moyenne de localisation d'un facteur 2,5 en passant d'une erreur moyenne de positionnement d'environ 50 km à une erreur de seulement 20 km. L'écart-type de l'erreur est également beaucoup diminué, par un facteur 3,5, ce qui permet d'avoir une plus grande confiance dans la position estimée. La localisation utilisant le filtre de Kalman étendu donne des résultats légèrement meilleurs que ceux de la méthode des moindres carrés tout en profitant d'une complexité calculatoire réduite.

TABLE 4.1 – Comparaison des méthodes de localisation

Estimateur	Erreur moyenne	Écart-type de l'erreur
MC optimal	49,0 km	177,3 km
MC estimé	49,6 km	180,2 km
MC avec prédiction	19,5 km	52,9 km
FKE	18,7 km	40,8 km

4.5.2 Analyse des résultats

Les performances de localisation sont directement liées au nombre de messages reçus par les satellites pendant les passages et à leurs positions aux moments des réceptions. La figure 4.10 montre la moyenne de l'erreur de localisation en fonction de l'emplacement du navire par rapport aux emplacements de réception des messages avec 3 messages reçus. Les meilleures performances sont atteintes lorsque les emplacements de réception sont équitablement répartis autour du navire et que celui-ci se trouve dans les environs de la trace du satellite (sans toutefois se trouver exactement sur celle-ci).

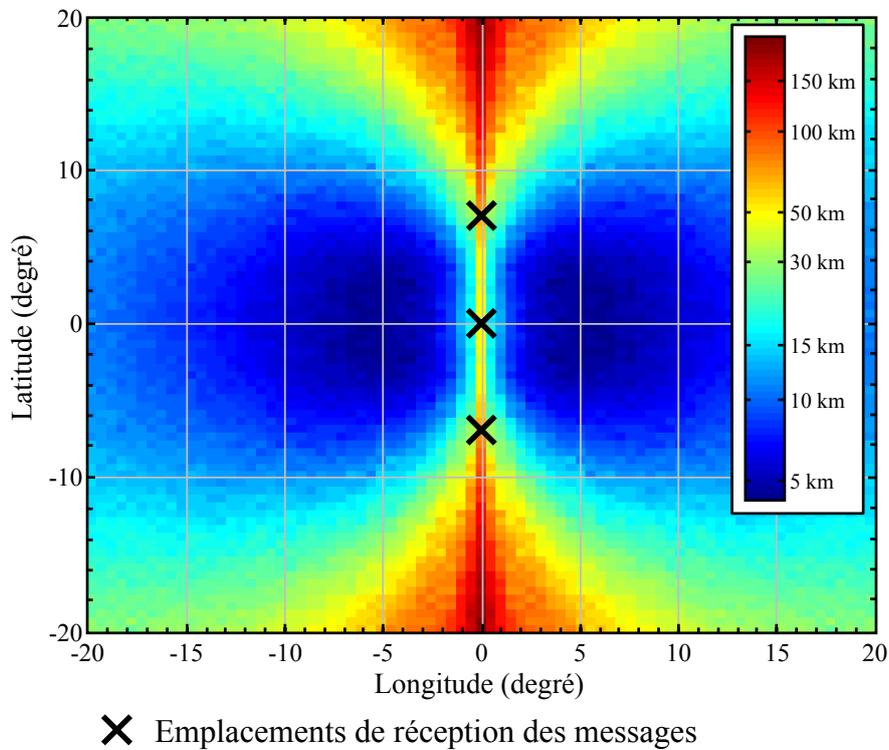


FIGURE 4.10 – Erreur moyenne de localisation avec 3 messages en fonction de l'emplacement du navire.

Le nombre de messages reçus pendant un passage influe sur la précision de localisation. La figure 4.11 présente les résultats de la simulation du même système que pour la figure 4.10 lorsque 5 messages sont reçus par le satellite. On remarque que la moyenne de l'erreur de localisation lorsque

5 messages sont reçus est inférieure à celle obtenue pour 3 messages. Par exemple, l'erreur moyenne de localisation mesurée lorsque le navire se trouve à une longitude de 5° et à une latitude de 0° est de 4,95 km pour la localisation utilisant 3 messages et de 3,71 km pour la localisation utilisant 5 messages.

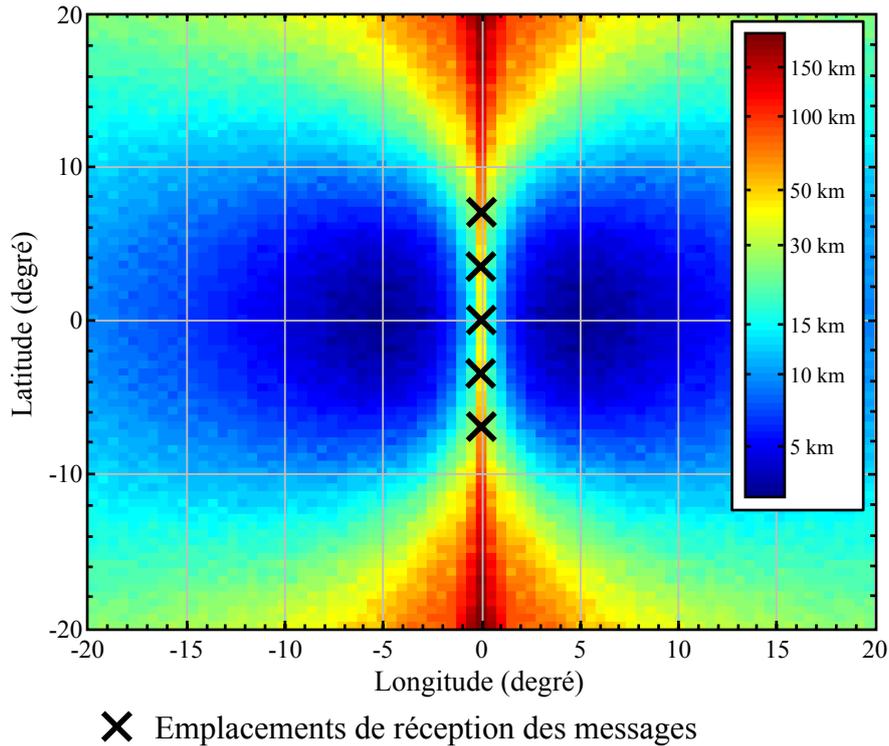


FIGURE 4.11 – Erreur moyenne de localisation avec 5 messages en fonction de l'emplacement du navire.

4.6 Conclusions

La réception des messages AIS par satellite permet de réaliser une surveillance du trafic maritime mondial. En effet, la recommandation AIS prévoit que les signaux AIS contiennent la position de leur émetteur afin de permettre aux récepteurs de vérifier que leur course ne provoquera pas de collision. La réception des messages par satellite permet donc de connaître la position des navires la

transmettant dans les signaux AIS. Cependant, il peut arriver que certains bateaux ne transmettent pas leur position et qu'il faille donc utiliser d'autres moyens de localisation.

Ce dernier chapitre de la thèse a présenté des techniques de localisation des navires basées sur les paramètres de temps d'arrivée ainsi que de fréquence d'arrivée des signaux AIS au satellite. En effet, la vitesse de propagation des signaux AIS et l'effet Doppler sur la fréquence des signaux, dû à la grande vitesse de déplacement des satellites, modifient de manière prévisible ces paramètres en fonction de la position du navire. La première méthode proposée, et couramment employée, utilise la méthode des moindres carrés et minimise un critère basé sur les paramètres mesurés en fonction de la position estimée du navire. Cette première méthode délivre de multiples solutions dues à la symétrie des effets sur les signaux AIS reçus par rapport à la trace du satellite. Le temps de propagation et le décalage en fréquence d'un signal sont les mêmes que ce signal soit émis depuis un côté ou de l'autre de la trace. Ce chapitre a proposé une méthode de levée de l'ambiguïté utilisant l'algorithme de Viterbi. Cette technique cherche le parcours du navire minimisant sa distance parcourue totale. Les simulations ont montré la grande capacité de cette méthode de levée de l'ambiguïté.

Le modèle de déplacement des navires a ensuite été intégré à la méthode de localisation par la méthode des moindres carrés, ce qui a permis d'améliorer la précision par un facteur 2,5. En effet, un navire n'a pas le temps d'effectuer de larges déplacements entre un passage de satellite et le suivant, ceux-ci étant généralement séparés de moins d'une heure avec les hypothèses considérées ; la position estimée lors du passage précédant peut donc aider à réaliser l'estimation au passage courant. Le filtre de Kalman étendu permet d'obtenir des performances similaires à celles de la méthode des moindres carrés avec prédiction tout en étant plus simple à mettre en œuvre.

Conclusions et perspectives

Cette thèse a pour but de proposer des solutions aux problèmes rencontrés lors de la réception des signaux AIS par satellite. Le système AIS est tout d'abord décrit dans un premier chapitre qui fournit notamment une méthode de démodulation optimale et cohérente des signaux reçus. Il faut noter que les récepteurs habituellement employés sur les navires ne fonctionnent pas de la façon décrite, car la puissance des signaux qu'ils reçoivent étant suffisante, ils emploient des démodulateurs non cohérents. Ils s'affranchissent ainsi de certaines difficultés que nous traitons dans les chapitres suivants.

La portée moyenne des navires est d'environ 70 km alors que les satellites que nous envisageons d'employer orbitent à une altitude de 800 km. Le niveau de puissance des signaux reçus est par conséquent très faible. Nous proposons alors des solutions de correction d'erreurs dans un second chapitre. Pour pouvoir fonctionner, les correcteurs ont besoin d'une forme de redondance des informations à corriger. Cette redondance peut-être trouvée dans le bloc de contrôle de redondance cyclique (CRC), dans la structure des messages (certains champs ont une valeur fixe ou un nombre de valeurs possibles limité) et dans la répétition des messages. Le premier correcteur proposé utilise le CRC pour corriger les erreurs alors qu'il est habituellement seulement utilisé pour détecter leur présence. La nouveauté de la méthode proposée est qu'elle est applicable sur un système employant une procédure d'inclusion de bits de bourrage dans les messages. Ce correcteur est amélioré dans la suite du chapitre par le second correcteur proposé pour prendre en compte les autres informations connues du message et ainsi en améliorer les performances.

Le troisième chapitre se concentre sur l'estimation des paramètres des signaux AIS afin de pouvoir les démoduler. En effet, contrairement aux récepteurs habituellement employés pour la réception

des signaux AIS, la méthode proposée est cohérente, afin de maximiser ses performances. Il est donc nécessaire d'estimer finement la fréquence de la porteuse du signal ainsi que sa phase alors que les récepteurs habituellement utilisés n'en ont pas besoin. Le chapitre commence par proposer une méthode exploitant le résidu du récepteur proposé comme critère à minimiser pour estimer les paramètres. Il se poursuit par la description d'une méthode de suivi de phase qui permet de compenser le bruit de phase ainsi qu'une imprécision de l'estimation de la fréquence et de l'indice de modulation.

Le quatrième et dernier chapitre s'intéresse à la localisation des navires sans employer la position normalement incluse dans les messages. Cette estimation peut tout d'abord être utilisée pour vérifier la validité de cette position fournie, mais peut aussi donner une position alors même que le navire n'en diffuse pas. En effet, certains navires ne fournissent pas leur position dans les messages qu'ils émettent, soit parce qu'ils ne disposent pas de récepteur GPS, soit parce que celui-ci ne fonctionne pas correctement. Ce chapitre applique une première stratégie utilisant la méthode des moindres carrés pour estimer la position des navires. Un modèle de déplacement des navires est ensuite développé et utilisé afin de fournir une prédiction de l'emplacement du navire. Cette prédiction est utilisée comme une mesure supplémentaire par la méthode des moindres carrés. La définition d'un modèle de déplacement permet également d'utiliser un filtre de Kalman étendu pour localiser les navires.

Différentes perspectives des travaux réalisés peuvent être dégagées. Dans le deuxième chapitre, des techniques de simplification ou d'optimisation des correcteurs proposés peuvent être étudiées. En effet, nous avons proposé la première méthode de correction d'erreurs fonctionnelle sur le système AIS, mais son coût calculatoire est élevé. Le treillis sur lequel est appliqué l'algorithme de Viterbi comporte plus de 260000 états et les méthodes d'élagage des chemins improbables [RPT95], si elles fonctionnent, pourraient rendre son application plus aisée.

Le troisième chapitre s'intéresse à l'estimation des paramètres des signaux AIS reçus. La méthode de suivi de phase proposée fonctionne actuellement sur le modèle de la marche aléatoire avec des pas d'amplitude limitée. Si une réduction de la complexité de l'algorithme est possible, il devrait également être envisageable d'y ajouter quelques raffinements comme l'estimation de la fréquence et de l'indice de modulation le long du chemin. L'évolution de la phase entre un symbole et le suivant

pourrait donc profiter d'une prédiction basée sur ces deux paramètres. Il serait alors possible de diminuer l'amplitude maximale des pas autour de la prédiction et ainsi d'améliorer la précision du suivi de la phase.

Dans le quatrième chapitre, nous proposons un modèle de déplacement des navires afin d'améliorer la précision de leur localisation. Il est envisageable d'utiliser plusieurs modèles plus précis et adaptés à chaque type de navire. Le modèle associé à un navire pourrait l'être une fois pour toutes en fonction du type connu du navire ou choisi et évolutif au cours de la poursuite du navire [LJ05, BBS88, LDR10]. Il est également possible de tenir compte des informations fournies dans les messages AIS pour générer le modèle de déplacement. En effet, la vitesse, les virages et la direction peuvent être indiqués dans les messages AIS. Une première période d'observation des messages reçus d'un navire pourrait permettre d'établir la liste des informations utilisables pour générer le modèle. Par exemple, dans un navire, certains équipements de mesure de la vitesse pourraient fournir cette information à l'émetteur AIS alors que le GPS n'est pas fonctionnel. Nous pourrions alors utiliser cette information pour aider à la localisation de ce navire.

Plus globalement, il devrait être possible d'utiliser la position estimée par les méthodes présentées dans le quatrième chapitre comme une information supplémentaire pour le correcteur utilisant les informations connues des messages proposé au second chapitre, ceci afin d'en améliorer les performances. Cette position estimée peut également permettre d'aider à l'estimation des paramètres des signaux reçus. En effet, les paramètres sont directement liés aux positions du navire et du satellite ainsi qu'à la vitesse de ce dernier.

Cette thèse s'intéresse à la réception des messages AIS par des satellites ne disposant que d'une seule antenne. Il serait intéressant de chercher à généraliser ces méthodes pour les satellites exploitant plusieurs antennes. Des techniques de suppression d'interférence par création de faisceaux seraient alors envisageables. La localisation des navires pourrait également en profiter, notamment par l'estimation de la direction d'arrivée des signaux [LL05, DS05], ou via l'augmentation du nombre de signaux correctement reçus.

Annexes

ANNEXE A

Algorithme de correction

Nous détaillons dans cette annexe les algorithmes du correcteur d'erreurs présenté dans la section 2.2.6. Dans les algorithmes qui suivent, la fonction $Distance(x_k, S_s)$ calcule la distance entre le symbole reçu x_k et le symbole théorique S_s , la fonction $NextS(\boldsymbol{\theta}_{CT}, b)$ donne le symbole représenté par la transition partant de l'état du codeur treillis $\boldsymbol{\theta}_{CT}$ et transportant le bit b . Les fonctions $Prec\boldsymbol{\theta}_{CRC}(\boldsymbol{\theta}_{CRC}, b)$ et $Prec\boldsymbol{\theta}_{CT}(\boldsymbol{\theta}_{CT}, b)$ indiquent les états qui précèdent les états indiqués pour la transition transportant le bit b .

Algorithme A.1 Initialisation de l'algorithme

$$\Gamma[0, (;\ ;)] \leftarrow \infty$$

$$\Gamma[0, (A_0; \alpha_0)] \leftarrow 0$$

$$P[0, (;\ ;)] \leftarrow 0$$

$$S[0, (;\ ;)] \leftarrow 0$$

$$R[0, (;\ ;)] \leftarrow 0$$

Algorithme A.2 Calcul des variables de transition

Pour $s = 1$ to N_S

$$d[s] \leftarrow \text{Distance}(x_k, S_s)$$

Fin Pour

Pour $\theta_{CT} = 0$ to $N_{CT} - 1$

$$\Gamma_{trans}[:, \theta_{CT}, 0] \leftarrow d[\text{NextS}(\theta_{CT}, 0)]$$

$$\Gamma_{trans}[:, \theta_{CT}, 1] \leftarrow d[\text{NextS}(\theta_{CT}, 1)]$$

Fin Pour

$$\Gamma_{trans}[:, :, 0] \leftarrow \Gamma_{trans}[:, :, 0] + \Gamma[k - 1, (:, :)]$$

$$\Gamma_{trans}[:, :, 1] \leftarrow \Gamma_{trans}[:, :, 1] + \Gamma[k - 1, (:, :)]$$

$$\Gamma_{trans}[:, :, BB] \leftarrow \infty$$

$$P_{trans}[:, :, 0] \leftarrow 0$$

$$P_{trans}[:, :, 1] \leftarrow P[k - 1, (:, :)] + 1$$

$$P_{trans}[:, :, BB] \leftarrow 0$$

$$S_{trans}[:, :] \leftarrow S[k - 1, (:, :)]$$

Pour $\theta_{CRC} = 0$ to $N_{CRC} - 1$

Pour $\theta_{CT} = 0$ to $N_{CT} - 1$

Si $P[k - 1, (\theta_{CRC}; \theta_{CT})] = 5$ **Alors**

$$\Gamma_{trans}[(\theta_{CRC}; \theta_{CT}), BB] \leftarrow \Gamma_{trans}[(\theta_{CRC}; \theta_{CT}), 0]$$

$$\Gamma_{trans}[(\theta_{CRC}; \theta_{CT}), 0] \leftarrow \infty$$

$$\Gamma_{trans}[(\theta_{CRC}; \theta_{CT}), 1] \leftarrow \infty$$

$$S_{trans}[(\theta_{CRC}; \theta_{CT})] \leftarrow S_{trans}[(\theta_{CRC}; \theta_{CT})] + 1$$

Fin Si

Fin Pour

Fin Pour

Algorithme A.3 Calcul des variables d'état

Pour $\theta_{CRC} = 0$ to $N_{CRC} - 1$
 Pour $\theta_{CT} = 0$ to $N_{CT} - 1$
 $\sigma_{CRC}(0) \leftarrow \text{Prec}\theta_{CRC}(\theta_{CRC}, 0)$
 $\sigma_{CRC}(1) \leftarrow \text{Prec}\theta_{CRC}(\theta_{CRC}, 1)$
 $\sigma_{CRC}(BB) \leftarrow \theta_{CRC}$
 $\sigma_{CT}(0) \leftarrow \text{Prec}\theta_{CT}(\theta_{CT}, 0)$
 $\sigma_{CT}(1) \leftarrow \text{Prec}\theta_{CT}(\theta_{CT}, 1)$
 $\sigma_{CT}(BB) \leftarrow \text{Prec}\theta_{CT}(\theta_{CT}, 0)$
 $b \leftarrow \arg \min_b \Gamma_{\text{trans}}[(\sigma_{CRC}(b); \sigma_{CT}(b)), b]$
 $\Gamma[k, (\theta_{CRC}; \theta_{CT})] \leftarrow \Gamma_{\text{trans}}[(\sigma_{CRC}(t); \sigma_{CT}(b)), b]$
 $P[k, (\theta_{CRC}; \theta_{CT})] \leftarrow P_{\text{trans}}[(\sigma_{CRC}(b); \sigma_{CT}(b)), b]$
 $S[k, (\theta_{CRC}; \theta_{CT})] \leftarrow S_{\text{trans}}[(\sigma_{CRC}(b); \sigma_{CT}(b))]$
 $R[k, (\theta_{CRC}; \theta_{CT})] \leftarrow b$
 Fin Pour
Fin Pour

Algorithme A.4 Lecture du chemin dans le treillis

$\theta_{CRC} \leftarrow \text{F0B8}$
 $\theta_{CT} \leftarrow \sigma_f$
 $n \leftarrow K - S[K, (0; \sigma_f)]$
Pour $k = K$ to 1
 $t \leftarrow R[k, (\theta_{CRC}; \theta_{CT})]$
 Si $b \neq BB$ **Alors**
 $\theta_{CRC} \leftarrow \text{Prec}\theta_{CRC}(\theta_{CRC}, b)$
 $\theta_{CT} \leftarrow \text{Prec}\theta_{CT}(\theta_{CT}, b)$
 $U_n \leftarrow b$
 $n \leftarrow n - 1$
 Sinon
 $\theta_{CT} \leftarrow \text{Prec}\theta_{CT}(\theta_{CT}, 0)$
 Fin Si
Fin Pour

ANNEXE B

Estimation de la phase

Nous détaillons dans cette annexe une solution analytique au problème de minimisation (3.15). Étant donnée la définition de $\Delta[k, (A; \alpha), b, \phi]$ dans (3.14), il est aisé de constater que le problème de minimisation (3.15) peut être réécrit comme le problème de maximisation suivant

$$\max_{\phi \in \mathcal{I}_k^{(A; \alpha)}} \Re e \left(e^{-j\phi} \overline{r_k m_k^{k+1, (A; \alpha), b}} \right). \quad (\text{B.1})$$

En notant M_k et ψ_k le module et l'argument de $\overline{r_k m_k^{k+1, (A; \alpha), b}}$, (B.1) se réduit à

$$\max_{\phi \in \mathcal{I}_k^{(A; \alpha)}} M_k \cos(\phi - \psi_k).$$

Considérant

$$\begin{aligned} \phi_m^k &= \phi_k^{k, (A; \alpha)} - \psi_k - \Delta\phi \\ \phi_M^k &= \phi_k^{k, (A; \alpha)} - \psi_k + \Delta\phi, \end{aligned}$$

la solution analytique de (3.15) est définie comme suit :

– si $0 \in [\phi_m^k; \phi_M^k]$ (modulo 2π),

$$\begin{aligned} \Delta_{\min}[k, (A; \alpha), b] &= \left(|r_k|^2 + |m_k^{k+1, (A; \alpha), b}|^2 \right) - 2M_k \\ \phi_{\text{trans}}^{k, (A; \alpha), b} &= \psi_k \end{aligned}$$

– si $0 \notin [\phi_m^k; \phi_M^k]$ (modulo 2π),

$$\begin{aligned} \Delta_{\min}[k, (A; \alpha), t] &= \left(|r_k|^2 + |m_k^{k+1, (A; \alpha), b}|^2 \right) - 2M_k \max \left(\cos \phi_m^k, \cos \phi_M^k \right) \\ \phi_{\text{trans}}^{k, (A; \alpha), b} &= \psi_k + \arg \max_{\phi = (\phi_m^k, \phi_M^k)} \cos \phi \end{aligned}$$

où $\phi_{\text{trans}}^{k, (A; \alpha), b}$ est la valeur de la phase qui minimise (3.15).

ANNEXE C

Estimation de la vitesse des navires

Nous revenons dans cette annexe sur l'estimation de la vitesse des navires (4.24) utilisée pour réaliser la prédiction de l'emplacement de ces derniers dans (4.23). La mesure de la vitesse du navire à l'instant k s'écrit

$$\mathbf{m}_k = \frac{\mathbf{B}_{\lambda\phi k} - \mathbf{B}_{\lambda\phi k-1}}{\Delta t_k},$$

où $\mathbf{B}_{\lambda\phi k}$ et $\mathbf{B}_{\lambda\phi k-1}$ sont les emplacements estimés du navire aux instants k et $k-1$. L'équation de mesure s'écrit

$$\mathbf{m}_k = \mathbf{v}_k + \mathbf{e}_k,$$

où \mathbf{v}_k est la vitesse à estimer et \mathbf{e}_k est une erreur de mesure, $\mathbf{e}_k \sim \mathcal{N}(0, \sigma_e^2)$. L'évolution de la vitesse du navire entre l'instant $k-1$ et l'instant k suit une loi normale, c'est-à-dire, $\mathbf{v}_k \sim \mathcal{N}(\mathbf{v}_{k-1}, \sigma_v^2)$. La loi à posteriori sur \mathbf{v}_k s'écrit donc

$$\begin{aligned} \mathbb{P}(\mathbf{v}_k | \mathbf{m}_k) &= \frac{\mathbb{P}(\mathbf{m}_k | \mathbf{v}_k) \mathbb{P}(\mathbf{v}_k)}{\mathbb{P}(\mathbf{m}_k)} \\ &\propto \mathbb{P}(\mathbf{m}_k | \mathbf{v}_k) \mathbb{P}(\mathbf{v}_k) \\ &\propto \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_e^2}} \exp\left(-\frac{(\mathbf{m}_k - \mathbf{v}_k)^2}{2\sigma_e^2}\right) \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_v^2}} \exp\left(-\frac{(\mathbf{v}_k - \mathbf{v}_{k-1})^2}{2\sigma_v^2}\right) \\ &\propto \exp\left(-\frac{(\mathbf{v}_k - \boldsymbol{\mu}_k)^2}{2\mathbf{V}_k^2}\right). \end{aligned}$$

La recherche de $\boldsymbol{\mu}_k$ et \mathbf{V}_k^2 peut se faire par identification. Nous obtenons

$$\begin{aligned} -\frac{1}{2\mathbf{V}_k^2} &= -\frac{1}{2\sigma_e^2} - \frac{1}{2\sigma_v^2} \implies \mathbf{V}_k^2 = \frac{\sigma_e^2 \sigma_v^2}{\sigma_e^2 + \sigma_v^2}, \\ -\frac{2\boldsymbol{\mu}_k}{2\mathbf{V}_k^2} &= -\frac{1}{2\sigma_e^2}(-2\mathbf{m}_k) - \frac{1}{2\sigma_v^2}(-2\mathbf{v}_{k-1}) \implies \boldsymbol{\mu}_k = \frac{\sigma_v^2}{\sigma_e^2 + \sigma_v^2} \mathbf{m}_k + \frac{\sigma_e^2}{\sigma_e^2 + \sigma_v^2} \mathbf{v}_{k-1} \end{aligned}$$

La loi à postérieure de \mathbf{v}_k est $\mathbb{P}(\mathbf{v}_k|\mathbf{m}_k) \sim \mathcal{N}(\boldsymbol{\mu}_k, \mathbf{V}_k^2)$. Ainsi,

$$\hat{\mathbf{v}}_{k\text{MAP}} = \boldsymbol{\mu}_k,$$

$$\hat{\mathbf{v}}_{k\text{MMSE}} = \boldsymbol{\mu}_k.$$

Les estimateurs bayésiens de \mathbf{v}_k s'écrivent

$$\hat{\mathbf{v}}_k = \alpha \mathbf{m}_k + (1 - \alpha) \hat{\mathbf{v}}_{k-1}$$

avec $\alpha = \frac{\sigma_v^2}{\sigma_e^2 + \sigma_v^2}$, ce qui est exactement la forme considérée dans l'équation (4.24) p. 95.

Liste des publications

Article de journaux

1. R. Prévost, M. Coulon, D. Bonacci, J. LeMaitre, J.-P. Millerioux et J.-Y. Tourneret, « CRC-based detection algorithms for AIS signals received by satellite », dans *Int. Journal of Sat. Comm. and Net.*, article soumis, 2011.

Articles de conférence

2. R. Prévost, M. Coulon, D. Bonacci, J. LeMaitre, J.-P. Millerioux et J.-Y. Tourneret, « CRC-assisted error correction in a trellis coded system with bit stuffing », dans *Proc. IEEE Workshop on Stat. Signal Processing (SSP)*, Nice, France, juin 2011, p. 381–385.
3. R. Prévost, M. Coulon, D. Bonacci, J. LeMaitre, J.-P. Millerioux et J.-Y. Tourneret, « Une technique de correction d’erreur basée sur le CRC pour des systèmes codés en treillis contenant des bits de bourrage », dans *Colloque GRETSI sur le Traitement du Signal et des Images (GRETSI 2011)*, Bordeaux, France, septembre 2011.
4. D. Bonacci, J.-P. Millerioux, R. Prévost, J. LeMaitre, M. Coulon et J.-Y. Tourneret, « Advanced concepts for satellite reception of AIS messages », dans *Toulouse Space Show 2012*, Toulouse, France, juin 2012.
5. R. Prévost, M. Coulon, D. Bonacci, J. LeMaitre, J.-P. Millerioux et J.-Y. Tourneret, « Interference mitigation and error correction method for AIS signals received by satellite », dans *European Signal and Image Processing Conference (EUSIPCO 2012)*, Bucarest, Roumanie,

août 2012.

6. R. Prévost, M. Coulon, D. Bonacci, J. LeMaitre, J.-P. Millerieux et J.-Y. Tourneret, « Extended constrained Viterbi algorithm for AIS signals received by satellite », dans *Proc. IEEE-AESS conf. in telecomm. via satellite (ESTEL 2012)*, Rome, Italie, octobre 2012.

Brevets

7. R. Prévost, M. Coulon, D. Bonacci, J. LeMaitre, J.-P. Millerieux et J.-Y. Tourneret, « Multi-encodage error correction with extended trellis », brevet déposé.
8. R. Prévost, M. Coulon, D. Bonacci, J. LeMaitre, J.-P. Millerieux et J.-Y. Tourneret, « A Viterbi algorithm with conditional transitions », brevet déposé.

Bibliographie

- [BBS88] H. Blom and Y. Bar-Shalom. The interacting multiple model algorithm for systems with Markovian coefficients. *IEEE Trans. Autom. Contr.*, 33(8) :780–783, Aug. 1988.
- [BCJR74] L. Bahl, J. Cocke, F. Jelinek, and J. Raviv. Optimal Decoding of Linear Codes for minimizing symbol error rate. *IEEE Trans. Inf. Theory*, IT-20(2) :284–287, March 1974.
- [Bjö96] Å. Björck. *Numerical methods for least squares problems*, volume 51. Society for Industrial Mathematics, 1996.
- [BLS04] P. Bianchi, P. Loubaton, and F. Sirven. Non data-aided estimation of the modulation index of continuous phase modulations. *IEEE Trans. Signal Processing*, 52(10) :2847–2861, 2004.
- [Bon11] D. Bonacci. Démodulation / reconstruction (Rapport du lot 1 du projet AIS). *CNES – TésA*, 2011.
- [BZEHN09] S. Babaie, A. K. Zadeh, S. H. Es-Hagi, and N. J. Navimipour. Double bits error correction using CRC method. In *Proc. Int. Conf. Semantics, Knowledge and Grid*, volume 5, pages 254–257, Zhuhai, China, Oct. 2009.
- [CC03] L. Cao and C. W. Chen. A novel product coding and recurrent alternate decoding scheme for image transmission over noisy channels. *IEEE Trans. Comm.*, 51(9) :1426–1431, Sept. 2003.

- [DS05] M. H. Costa Dias and G. Lima Siqueira. Indoor TDOA-AOA measurements at the 3G systems frequency band – a simple approach. *Journal Of Comm. and Info. Sys.*, 20(3) :112–124, 2005.
- [Fri87] B. Friedlander. A passive localization algorithm and its accuracy. *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, OE-12(1) :234–245, Jan. 1987.
- [HC97] K. C. Ho and Y. T. Chan. Geolocation of a known object from TDOA and FDOA measurements. *IEEE Trans. Aerospace and Electronic Systems*, 33(3) :770–783, July 1997.
- [HX04] K. C. Ho and W. Xu. An accurate algebraic solution for moving source location using TDOA and FDOA measurements. *IEEE Trans. Signal Processing*, 52(9) :2453–2463, Sept. 2004.
- [Kal60] R. E. Kalman. A new approach to linear filtering and prediction problems. *Trans. of the ASME – Journal of Basic Engineering*, 82(1) :35–45, 1960.
- [Kay93] S. M. Kay. *Fundamentals of Statistical Signal Processing : Estimation theory*. Prentice Hall, Englewood Cliffs NJ, 1993.
- [Kel99] C. T. Kelley. *Iterative methods for optimization*, volume 18. Society for Industrial Mathematics, 1999.
- [LDR10] R. Lopez, P. Danès, and F. Royer. Extending the IMM filter to heterogeneous-order state models. In *Proc. IEEE Conf. on Decision and Control*, volume 49, pages 7369–7374, Dec. 2010.
- [Leh02] F. Lehmann. *Les Systemes de décodage itératif et leurs applications aux modems filaires et non-filaires*. PhD thesis, Institut National Polytechnique de Grenoble, France, 2002.
- [LJ05] X. Li and V. Jilkov. Survey of maneuvering target tracking. part V : Multiple-model methods. *IEEE Trans. Autom. Contr.*, 41(4) :1255–1321, Oct. 2005.

- [LL05] W. Li and P. Liu. 3D AOA/TDOA emitter location by integrated passive radar/GPS/INS systems. In *Proc. IEEE Int. Workshop VLSI Design and Video Tech.*, pages 121–124, May 2005.
- [Mar63] D. W. Marquardt. An algorithm for least-squares estimation of nonlinear parameters. *Journal of the society for Industrial and Applied Mathematics*, 11(2) :431–441, 1963.
- [Mas82] J. Mason. Emitter location accuracy using TDOA and differential Doppler. *IEEE Trans. Aerospace and Electronic Systems*, AES-18(2) :214–218, March 1982.
- [Mas04] J. Mason. Algebraic two-satellite TOA/FOA position solution on an ellipsoidal Earth. *IEEE Trans. Aerospace and Electronic Systems*, 40(3) :1087–1092, July 2004.
- [MBKD10] C. Marin, K. Bouchireb, M. Kieffer, and P. Duhamel. Joint Exploitation of Residual Source Information and MAC Layer CRC Redundancy for Robust Video Decoding. *IEEE Trans. Wireless Comm.*, 9(7) :2165–2175, July 2010.
- [McD03] B. McDaniel. An algorithm for error correcting cyclic redundancy checks. *C/C++ Users Journal*, page 6, June 2003.
- [MLKD10] C. Marin, Y. Leprovost, M. Kieffer, and P. Duhamel. Robust MAC-lite and soft header recovery for packetized multimedia transmission. *IEEE Trans. Comm.*, 58(3) :775–784, March 2010.
- [Pai11] P. Paimblanc. Positionnement AIS (Rapport du projet 18). *CNES – TésA*, 2011.
- [PC00] T. Pattison and S. I. Chou. Sensitivity analysis of dual-satellite geolocation. *IEEE Trans. Aerospace and Electronic Systems*, 36(1) :56–71, Jan. 2000.
- [PCB⁺a] R. Prévost, M. Coulon, D. Bonacci, J. LeMaitre, J.-P. Millerioux, and J.-Y. Tournet. A Viterbi algorithm with conditional transitions. Brevet déposé.
- [PCB⁺b] R. Prévost, M. Coulon, D. Bonacci, J. LeMaitre, J.-P. Millerioux, and J.-Y. Tournet. Multi-encodage error correction with extended trellis. Brevet déposé.

- [PCB⁺11a] R. Prévost, M. Coulon, D. Bonacci, J. LeMaitre, J.-P. Millerioux, and J.-Y. Tourneret. CRC-Assisted Error Correction in a Trellis Coded System with Bit Stuffing. In *Proc. IEEE Workshop on Stat. Signal Processing*, pages 381–385, Nice, France, June 2011.
- [PCB⁺11b] R. Prévost, M. Coulon, D. Bonacci, J. LeMaitre, J.-P. Millerioux, and J.-Y. Tourneret. CRC-based detection algorithms for AIS signals received by satellite. *Int. Journal of Sat. Comm. and Net.*, 2011. article soumis.
- [PCB⁺11c] R. Prévost, M. Coulon, D. Bonacci, J. LeMaitre, J.-P. Millerioux, and J.-Y. Tourneret. Une technique de correction d’erreur basée sur le CRC pour des systèmes codés en treillis contenant des bits de bourrage. In *Colloque GRETSI sur le Traitement du Signal et des Images*, Bordeaux, France, Sept. 2011.
- [PCB⁺12a] R. Prévost, M. Coulon, D. Bonacci, J. LeMaitre, J.-P. Millerioux, and J.-Y. Tourneret. Extended constrained Viterbi algorithm for AIS signals received by satellite. In *Proc. IEEE-AESS conf. in telecomm. via satellite*, Rome, Italie, Oct. 2012.
- [PCB⁺12b] R. Prévost, M. Coulon, D. Bonacci, J. LeMaitre, J.-P. Millerioux, and J.-Y. Tourneret. Interference mitigation and error correction method for AIS signals received by satellite. In *European Signal and Image Processing Conference*, Bucarest, Roumanie, Aug. 2012.
- [PMR05] M. Pukkila, G. P. Mattellini, and P. A. Ranta. Constant modulus single antenna interference cancellation for GSM. *IEEE Trans. Veh. Technol.*, 1(59) :584–588, 2005.
- [Rec01] Recommendation ITU-R M.1371. Technical characteristics for a universal automatic identification system using time division multiple access in the VHF maritime mobile band, 2001.
- [RPT95] R. Raheli, A. Polydoros, and C.K. Tzou. Per-survivor processing : A general approach to MLSE in uncertain environments. *IEEE Trans. Comm.*, 43(234) :354–364, 1995.
- [Sch96] R. Schmidt. Least Squares range difference location. *IEEE Trans. Aerospace and Electronic Systems*, 32(1) :234–242, Jan. 1996.

- [SS94] N. Seshadri and C.-E. W. Sundberg. List viterbi decoding algorithms with applications. *IEEE Trans. Comm.*, 42(2) :313–323, Feb. 1994.
- [SYYB06] C. Shi-Yi and L. Yu-Bai. Error correcting cyclic redundancy checks based on confidence declaration. In *Proc. ITS Telecommunications*, volume 6, pages 511–514, Chengdu, China, June 2006.
- [Tor84] D. J. Torrieri. Statistical theory of passive location systems. *IEEE Trans. Aerospace and Electronic Systems*, AES-20(2) :183–198, March 1984.
- [TZH96] X.-J. Tao, C.-R. Zou, and Z.-Y. He. Passive target tracking using maximum likelihood estimation. *IEEE Trans. Aerospace and Electronic Systems*, 32(4) :1348–1354, Oct. 1996.
- [Vit67] A. J. Viterbi. Error bounds for convolutional codes and an asymptotically optimum decoding algorithm. *IEEE Trans. Inf. Theory*, 13(2) :260–269, 1967.
- [VV83] Andrew J. Viterbi and Audrey M. Viterbi. Nonlinear estimation of PSK-modulated carrier phase with application to burst digital transmission. *IEEE Trans. Inf. Theory*, 29(4) :543–551, 1983.
- [WZG08] R. Wang, W. Zhao, and G. B. Giannakis. CRC-assisted error correction in a convolutionally coded system. *IEEE Trans. Comm.*, 56(11) :1807–1815, 2008.
- [ZY08] Y. Zhang and Q. Yuan. A multiple bits error correction method based on cyclic redundancy check codes. In *Proc. ICSP Signal Processing*, volume 9, pages 1808–1810, Beijing, China, Oct. 2008.