

# Poursuite de phase durant la démodulation et le décodage des signaux AIS reçus par satellite

Raoul PRÉVOST<sup>1,2</sup>, Martial COULON<sup>1</sup>, David BONACCI<sup>2</sup>, Julia LEMAITRE<sup>3</sup>,  
Jean-Pierre MILLERIOUX<sup>3</sup> et Jean-Yves TOURNERET<sup>1</sup>

<sup>1</sup>Université de Toulouse, INP-ENSEEIH/IRIT, 2 rue Charles Camichel, BP 7122, 31071 Toulouse cedex 7, France

<sup>2</sup>TéSA, 14-16 Port Saint-Étienne, 31000 Toulouse, France

<sup>3</sup>CNES, 18 Avenue Edouard Belin, 31400 Toulouse, France

{raoul.prevost, david.bonacchi}@tesa.prd.fr,  
{martial.coulon, jean-yves.tourneret}@enseeiht.fr,  
{julia.lemaitre, jean-pierre.millerioux}@cnes.fr

**Résumé** – Cet article présente un algorithme de démodulation des signaux du système d'identification automatique (AIS) reçus par satellite. La principale contribution de ce travail est de considérer le problème d'estimation de la phase pour un indice de modulation inconnu couplé avec un décalage de phase variant dans le temps. La méthode proposée consiste à étendre la méthode de démodulation présentée dans un précédent article utilisant un algorithme de Viterbi appliqué sur un treillis étendu. Les états de ce treillis étendu sont composés d'un état du codeur en treillis et d'un état du contrôle de redondance cyclique (CRC). Les bits de bourrage sont pris en compte en définissant des transitions spécifiques dans le treillis étendu. Cet algorithme estime et poursuit le décalage de phase en modifiant la distance euclidienne utilisée dans le treillis. Les résultats de simulations obtenus avec et sans poursuite de la phase sont présentés et comparés dans le contexte du système AIS.

**Abstract** – This paper presents a demodulation algorithm for automatic identification system (AIS) signals received by a satellite. The main contribution of this work is to consider the phase recovery problem for an unknown modulation index, coupled with a time-varying phase shift. The proposed method is based on a demodulator introduced in a previous paper based on a Viterbi-type algorithm applied to an extended trellis. The states of this extended trellis are composed of a trellis-code state and of a cyclic redundancy check state. The bit stuffing mechanism is taken into account by defining specific conditional transitions in the extended trellis. This algorithm estimates and tracks the phase shift by modifying the Euclidean distance used in the trellis. Simulation results obtained with and without phase tracking are presented and compared in the context of the AIS system.

## 1 Introduction

L'objectif de cet article est de présenter une nouvelle technique de démodulation des signaux du système d'identification automatique (AIS)[1] reçus par satellite prenant en compte le déphasage des signaux. Le système AIS est un système de communications automatisées entre bateaux pour leur identification et leur localisation. Bien que ce système n'ait pas été initialement conçu pour être reçu par satellite, il s'est révélé possible de démoduler les signaux AIS reçus par satellite afin de surveiller le trafic maritime. Des systèmes sont déjà opérationnels [2] et de nouveaux récepteurs sont à l'étude afin d'améliorer le taux de détection des signaux AIS [3]. Ce taux de détection doit néanmoins être optimisé pour les faibles valeurs de  $E_b/N_0$  rencontrées dans le contexte satellitaire considéré ici. Un algorithme performant utilisant le contrôle de redondance cyclique (CRC) pour corriger les erreurs de transmission et prenant en compte les bits de bourrage a été proposé par les auteurs dans [4]. Cependant, cette méthode a été développée en considérant une estimation de la phase parfaite. Dans cet article, nous proposons de coupler une stratégie de récupération de la phase avec cet algorithme de correction tout en minimi-

sant l'augmentation de la complexité calculatoire. La récupération de la phase des signaux AIS est un problème complexe, particulièrement du fait de la grande fluctuation, constatée en pratique, de l'indice de modulation d'un équipement AIS à un autre. Dans ce contexte, l'écart de fréquence résiduel de l'estimation et le bruit de phase apparaissent comme des problèmes de second ordre. On note que le bilan de liaison de la communication entre deux navires permet l'utilisation de démodulateurs non cohérents tout en conservant des marges convenables. Avec de tels démodulateurs, les fluctuations de phase ainsi que l'imprécision de l'indice de modulation ont des conséquences limitées. Cependant, lorsque l'on tente d'optimiser la réception à faible  $E_b/N_0$  avec un récepteur cohérent pour la réception par satellite, il est nécessaire d'utiliser des approches spécifiques. L'algorithme proposé dans cet article est basé sur l'évaluation de la phase le long des chemins survivants (PSP pour *per survivor processing*) [5]. 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 n'utilisant pas la connaissance des données (NDA

---

Les auteurs souhaitent remercier la DGA et le CNES pour le financement.

pour *non data aided*) de la phase basé sur l'algorithme de Viterbi et Viterbi [6] suivi par le démodulateur correcteur présenté dans [7]. 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.

Cet article est organisé de la façon suivante. Le modèle de l'émetteur ainsi que ses caractéristiques et le modèle du signal reçu sont présentés dans la section 2. La section suivante décrit l'algorithme de détection et plus particulièrement la méthode de suivi de phase. Les résultats de simulation de l'approche proposée sur un simulateur réaliste développé par le CNES sont présentés dans la section 4. Enfin, les conclusions sont données en section 5.

## 2 Modèle de l'émetteur et du canal

Cet article considère la transmission de signaux AIS par un unique émetteur. Les messages sont composés de 168 bits utiles à partir desquels est calculé le CRC de 16 bits. La procédure de bourrage est appliquée sur la séquence résultante. La trame est codée en NRZI et modulée en GMSK. Certaines propriétés de ces procédures sont brièvement rappelées ci-dessous.

### 2.1 Calcul du CRC

Le CRC est défini comme le reste de la division d'un polynôme engendré par les données par un polynôme générateur. On note que ce calcul peut s'effectuer de façon itérative, pour chaque bit des données. Ce calcul itératif est à la base du treillis utilisé dans la méthode proposée. D'autre part, il n'est pas nécessaire de calculer le CRC des données reçues et de le comparer au CRC transmis, car une approche alternative classique consiste à calculer le CRC joint sur un message formé par les données et le CRC de ces données. Aucune erreur n'est détectée lorsque ce CRC joint est nul, c'est-à-dire, lorsque

$$\text{CRC}([\text{Données}, \text{CRC}(\text{Données})]) = 0. \quad (1)$$

### 2.2 Insertion des bits de bourrage

Dans le système AIS, comme c'est le cas dans de nombreux systèmes de transmission, des bits de bourrage sont insérés dans les bits de données afin de limiter le nombre de bits consécutifs de même valeur afin de resynchroniser l'horloge du récepteur ou d'éviter des séquences binaires spécifiques. Ainsi, un bit 0 (appelé bit de bourrage) est inséré après une séquence de cinq bits 1 afin que les données utiles ne soient pas confondues avec le drapeau de fin, constitué de deux bits 0 de part et d'autre de six bits 1. On supposera ici, pour simplifier la présentation, que les bits de bourrage sont toujours des bits 0, comme dans les standards HDLC et AIS.

### 2.3 Modulation GMSK

La séquence de bits obtenue après l'insertion des bits de bourrage est codée en NRZI (pour *non-return-to-zero inverted*) puis modulée en GMSK (pour *Gaussian minimum shift-keying*). Le module du signal à émettre obtenu après modulation est constant. Ce signal est défini ainsi

$$s(t) = e^{-j\theta(t;\mathbf{B})}$$

où la phase  $\theta(t; \mathbf{B})$  contient les symboles d'information

$$\theta(t; \mathbf{B}) = 2\pi h \sum_{k=-\infty}^n b_k q(t - kT), \quad nT \leq t \leq (n+1)T. \quad (2)$$

Dans (2),  $T$  est la période symbole,  $\mathbf{B} = \{b_k\}$  est la séquence de bits,  $h$  est l'indice de modulation et  $q(t)$  est la forme d'onde GMSK [1]. Dans le système AIS, l'indice de modulation est théoriquement fixé à  $h = 0.5$ . Cependant, la valeur véritablement utilisée peut être significativement différente (des variations de  $\pm 15\%$  ont été observées). Du côté du récepteur, l'estimation de l'indice de modulation n'utilisant pas la connaissance des données (NDA pour *non-data aided*) [8] est rendue difficile par la brièveté et le faible niveau de puissance des signaux AIS reçus par satellite. Une estimation grossière peut cependant être réalisée en utilisant les bits du préambule connu des signaux AIS (32 bits). Cette estimation étant peu précise, il apparaît pragmatique de modéliser l'effet d'un indice de modulation imprécis comme une fluctuation aléatoire de la phase.

### 2.4 Modèle du signal reçu

On note  $s(t)$  le signal généré par le modulateur GMSK. Dans cet article, on considère un canal à réponse fréquentielle uniforme dont le décalage en fréquence dû à l'effet Doppler et le délai sont connus du récepteur. Ces paramètres peuvent en effet être estimés par le récepteur en utilisant les symboles pilotes. Comme mentionné précédemment, l'imprécision de l'indice de modulation peut être interprétée comme une rotation de phase aléatoire  $\phi(t)$ . Ainsi, le signal reçu peut être écrit sans perte de généralité de la façon suivante

$$r(t) = e^{j\phi(t)} s(t) + n(t) \quad (3)$$

où  $n(t)$  est un bruit additif gaussien indépendant du signal transmis. L'objectif est de retrouver les données contenues dans le signal  $s(t)$  à partir du signal  $r(t)$ .

## 3 Description du récepteur

### 3.1 Principe général

Le signal reçu (3) passe par un filtre adapté (FA) avant d'être échantillonné à un échantillon par symbole. On note  $r_k$  l'échantillon du signal reçu sur la  $k$ -ième période symbole et  $m_k$  le  $k$ -ième symbole estimé.  $K$  est le nombre de symboles reçus. On suppose ici que les variations de la phase sont suffisamment lentes pour considérer le déphasage  $\phi(t)$  comme une constante pendant la durée des symboles, c'est-à-dire,  $\phi(t) = \phi_k$ . Ainsi, une seule valeur de phase doit être estimée par symbole. L'objectif de l'algorithme de Viterbi développé ici est de déterminer la séquence de symbole de maximum de vraisemblance qui minimise le carré de la distance euclidienne défini par

$$\sum_{k=1}^K |e^{-j\phi_k} r_k - m_k|^2 \quad (4)$$

où  $m_k$  est l'échantillon du  $k$ -ième symbole estimé après FA. La minimisation est réalisée en considérant les deux contraintes :

1. le CRC joint doit vérifier (1),

2. le nombre consécutif de bits 1 est limité par la valeur maximale  $\bar{P}$  spécifiée pour le système ( $\bar{P} = 5$  pour l'AIS).

Dans l'algorithme décrit dans cet article, ces contraintes sont prises en compte en définissant un treillis dit étendu initialement présenté dans [4] dont les états étendus sont composés d'un état du calculateur de CRC et d'un état du codeur en treillis (CT). Pour assurer la première contrainte, le chemin retenu dans le treillis doit se terminer par un état correct, c'est-à-dire dont l'état de CRC est 0. La seconde contrainte est respectée grâce à l'utilisation de transitions spécifiques.

### 3.2 Construction du treillis étendu

Le CRC est calculé itérativement, sa valeur est initialisée à une valeur particulière définie par le standard CRC et mise à jour pour chaque bit du message. Un état CRC est défini comme une valeur intermédiaire particulière de ce calcul. Deux états CRC consécutifs sont alors connectés si le second peut être obtenu par la mise à jour du premier avec un bit 0 ou 1.

Pour composer le treillis étendu, un état CRC est associé avec un état CT. Les deux treillis associés évoluent en parallèle avec les mêmes bits. Ce mécanisme est présenté dans (5), où l'entier  $k$  correspond au  $k$ -ième symbole reçu.

$$\begin{array}{ccc} \text{État CRC} & \text{État CT} & \text{État étendu} \\ \begin{array}{c} \xrightarrow{k} \quad \xrightarrow{k+1} \\ A \xrightarrow{0} B \end{array} & \& \begin{array}{c} \xrightarrow{k} \quad \xrightarrow{k+1} \\ \alpha \xrightarrow{0} \beta \end{array} & \Rightarrow & \begin{array}{c} \xrightarrow{k} \quad \xrightarrow{k+1} \\ (A; \alpha) \xrightarrow{0} (B; \beta) \end{array} \\ \begin{array}{c} \xrightarrow{1} \\ A \xrightarrow{1} C \end{array} & & \begin{array}{c} \xrightarrow{1} \\ \alpha \xrightarrow{1} \gamma \end{array} & & \begin{array}{c} \xrightarrow{1} \\ (A; \alpha) \xrightarrow{1} (C; \gamma) \end{array} \end{array} \quad (5)$$

Le nombre d'états étendus équivaut au produit du nombre d'état TC (c'est-à-dire, 4 pour le système AIS) et du nombre d'états CRC (c'est-à-dire,  $2^{16}$ ). Le nombre total d'états par symbole est donc  $2^{18} = 262\,144$ . Le décodage des messages AIS requiert environ 1 seconde par message pour notre simulateur programmé en C sur un processeur de 2,6 GHz. Cette durée est en accord avec nos contraintes applicatives qui nécessitent qu'un message soit traité en moins de 5 secondes en moyenne. Il est intéressant de noter que le temps moyen de traitement peut être diminué en n'appliquant l'algorithme de correction d'erreur que lorsque le CRC du message résultant du récepteur conventionnel est incorrect.

### 3.3 Méthode de poursuite de phase

Les fluctuations importantes de la phase induites par l'imprécision de l'indice de modulation rendent l'utilisation d'un algorithme NDA difficile étant donné que celui-ci nécessite une large fenêtre d'intégration afin de limiter les effets du bruit. Nous proposons donc dans cet article une méthode basée sur une approche PSP. 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. Cette contrainte est respectée grâce à l'utilisation d'un estimateur très simple qui consiste à inclure le terme de phase à la distance euclidienne utilisée par l'algorithme de Viterbi défini précédemment.

La procédure décrite ci-après explique comment l'algorithme sélectionne un chemin atteignant un état donné noté  $(B; \beta)$  à

l'instant  $k + 1$  depuis l'un des différents états possibles à l'instant  $k$ . Notons que les variables présentées ci-dessous devraient être indexées d'un  $(B; \beta)$ , mais que cette notation a été omise pour des raisons de clarté.

On note  $(A; \alpha)$  l'un des états étendus possibles à l'instant  $k$ . Le carré de la distance euclidienne entre le signal reçu jusqu'à l'instant  $k$  et la séquence de  $k$  symboles arrivant à cet état étendu est défini par

$$\Gamma[k, (A; \alpha)] = \sum_{i=1}^k \left| e^{-j\phi_i^{k, (A; \alpha)}} r_i - m_i^{k, (A; \alpha)} \right|^2 \quad (6)$$

où  $(\phi_1^{k, (A; \alpha)}, \dots, \phi_k^{k, (A; \alpha)})$  et  $(m_1^{k, (A; \alpha)}, \dots, m_k^{k, (A; \alpha)})$  sont les séquences estimées, respectivement, des déphasages et des symboles sur le chemin menant à l'état étendu  $(A; \alpha)$  au  $k$ -ième symbole.

$\Delta[k, (A; \alpha), b, \phi]$  est défini comme le carré de la distance entre le symbole reçu à l'instant  $k + 1$  et le symbole pouvant suivre l'état étendu  $(A; \alpha)$  et transportant le bit  $b$  (noté  $m_k^{k+1, (A; \alpha), b}$ ) pour un déphasage  $\phi$ , c'est-à-dire,

$$\Delta[k, (A; \alpha), b, \phi] = \left| e^{-j\phi} r_{k+1} - m_k^{k+1, (A; \alpha), b} \right|^2. \quad (7)$$

La variable de transition  $\Gamma_{\text{trans}}[k, (A; \alpha), b]$  de la transition partant de  $(A; \alpha)$  à l'instant  $k$  et arrivant à  $(B; \beta)$  à l'instant  $k + 1$  est obtenue en minimisant  $\Delta[k, (A; \alpha), b, \phi]$  en fonction du déphasage inconnu  $\phi$ , c'est-à-dire, en résolvant le problème d'optimisation suivant

$$\Delta_{\min}[k, (A; \alpha), b] = \min_{\phi \in \mathcal{I}_k^{(A; \alpha)}} \Delta[k, (A; \alpha), b, \phi] \quad (8)$$

On définit alors

$$\Gamma_{\text{trans}}[k, (A; \alpha), b] = \Gamma[k, (A; \alpha)] + \Delta_{\min}[k, (A; \alpha), b]. \quad (9)$$

On note que  $\Delta_{\min}[k, (A; \alpha), b]$  représente l'incrément minimal de la distance pour atteindre  $(B; \beta)$  depuis  $(A; \alpha)$  en fonction de la phase  $\phi$  quand le bit  $b$  a été reçu. La minimisation de (8) est effectuée en faisant varier  $\phi$  dans l'intervalle  $\mathcal{I}_k^{(A; \alpha)}$

$$\mathcal{I}_k^{(A; \alpha)} = \left[ \phi_k^{k, (A; \alpha)} - \Delta\phi; \phi_k^{k, (A; \alpha)} + \Delta\phi \right] \quad (10)$$

où  $\phi_k^{k, (A; \alpha)}$  est l'estimation courante du déphasage sur le chemin atteignant l'état étendu  $(A; \alpha)$  à l'instant  $k$  et  $\Delta\phi$  est une valeur réelle et positive. L'équation (10) signifie que la poursuite de phase entre les instants  $k$  et  $k + 1$  est effectuée dans une fenêtre de largeur  $2\Delta\phi$ . Le problème (8) est un problème de minimisation élémentaire dont la solution analytique n'est pas reportée ici pour des raisons de concision. On note  $\phi_{\text{trans}}^{k, (A; \alpha), b}$  le déphasage optimale pour (8). De la même manière que pour  $\Gamma_{\text{trans}}[k, (A; \alpha), b]$ , la variable de transition  $\phi_{\text{trans}}^{k, (A; \alpha), b}$  est utilisée lorsque l'algorithme choisi une transition vers  $(B; \beta)$ . En effet, parmi les états  $(A; \alpha)$  qui mènent à  $(B; \beta)$  à l'instant  $k + 1$ , la phase sélectionnée  $\phi_{\text{trans}}^{k, (A; \alpha), b}$  correspond à la variable  $\Gamma_{\text{trans}}[k, (A; \alpha), b]$  sélectionnée. La valeur de la phase sélectionnée  $\phi_{\text{trans}}^{k, (\hat{A}; \hat{\alpha}), b}$  devient la nouvelle valeur de déphasage  $\phi_{k+1}^{k+1, (B; \beta)}$  à l'instant  $k + 1$  pour l'état  $(B; \beta)$ , lorsque l'état  $(\hat{A}; \hat{\alpha})$  a été sélectionné parmi tous les états  $(A; \alpha)$  possibles menant à  $(B; \beta)$ .

Bien qu'une solution analytique simple existe pour le problème (8), l'algorithme peut être accéléré par discrétisation. Le déphasage est estimé dans un ensemble fini à la place d'un ensemble continu. Le nombre de valeurs de quantification possibles pour la phase  $N_\phi$  permet de régler la précision de l'estimation. Ainsi, pour un instant donné  $k$  les recherches de minimum peuvent être calculées une fois pour toutes pour toutes les valeurs de phase et enregistrées dans des tableaux. Après cela, pour un état donné  $(A; \alpha)$  et un bit donné  $b$ ,  $\Delta_{\min}[k, (A; \alpha), b]$  et  $\phi_{\text{trans}}^{k, (A; \alpha), b}$  sont obtenus en sélectionnant simplement les valeurs appropriées dans ces tableaux.

Après l'étape d'estimation du déphasage, les variables  $\Gamma_{\text{trans}}$  sont utilisées pour choisir la transition menant à un état donné.

### 3.4 Bits de bourrage

Pour prendre en compte les bits de bourrage, il est proposé de compléter le treillis étendu en y incorporant des transitions spécifiques qui ne peuvent être empruntées que lorsqu'un bit de bourrage est reçu. Le principe de ces transitions est de générer un changement de l'état CT lorsqu'un bit de bourrage est détecté alors que l'état CRC reste inchangé. En effet, le CRC est calculé par l'émetteur avant la procédure d'ajout des bits de bourrage, ces derniers ne doivent donc pas modifier l'état CRC. Ces transitions spécifiques ont été introduites dans [4].

### 3.5 Choix de l'état final

Pour déterminer le chemin optimal traversant le treillis, nous utilisons la méthode proposée dans [4]. Celle-ci n'est pas rappelée ici par mesure de concision.

## 4 Simulations

Cette section présente les résultats des simulations du récepteur proposé dans le cas où l'indice de modulation utilisé par l'émetteur n'est pas précisément celui défini par la recommandation AIS. Cette imprécision de l'indice de modulation est la source la plus importante de bruit de phase et permet de présenter les performances du récepteur dans une situation défavorable. Le récepteur proposé peut utiliser une estimation de  $h$  basée sur une méthode d'intercorrélacion sur les bits de synchronisation. Les performances du récepteur proposé dans [4] considérant connus l'indice de modulation  $h$  et le déphasage sont présentées comme références. Les performances du récepteur proposé sont comparées à celles de l'algorithme NDA [6]. Nous considérons ici une parfaite synchronisation du récepteur.

Pour simuler un indice de modulation incorrect, les messages AIS de la simulation ont été modulés avec  $h = 0,45$  (au lieu de 0,5 spécifié par les recommandations AIS). Deux cas sont étudiés : i)  $h$  est estimé en utilisant le préambule AIS et une méthode d'intercorrélacion, et le paramètre  $\Delta\phi$  est défini à  $4^\circ$  ; ii)  $h$  n'est pas estimé et l'algorithme considère que sa valeur est celle qui est recommandée,  $h = 0,5$ . Dans ce cas, on définit  $\Delta\phi = 10^\circ$ . Le temps d'intégration sélectionné pour l'algorithme NDA est de 8 symboles.

Les performances obtenues sont présentées dans la Figure 1. Une amélioration des performances significative est obtenue en

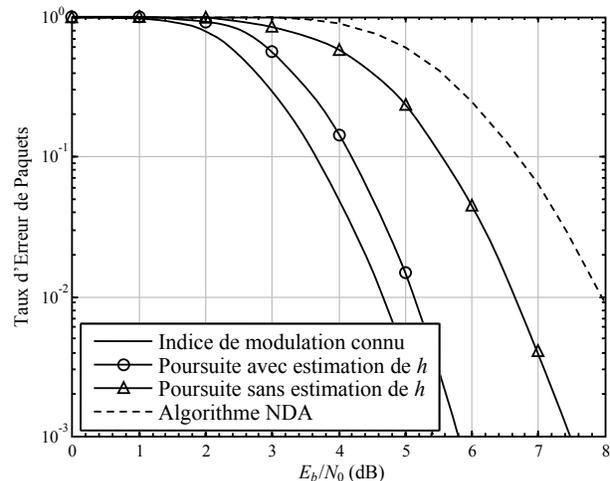


FIGURE 1 – Taux d'Erreur de Paquets pour un indice de modulation  $h$  imprécis pour les différents récepteurs testés.

utilisant l'algorithme proposé par rapport à l'algorithme NDA, en particulier lorsque l'indice de modulation est estimé. Les performances avec et sans estimation de  $h$  sont 2,5 dB et 1 dB meilleures que celles obtenues avec l'algorithme NDA.

## 5 Conclusion

Cet article a présenté un algorithme de démodulation couplé à une méthode de poursuite de phase pour les signaux AIS reçus par satellite (avec un déphasage et un indice de modulation inconnus). Cet algorithme basé sur l'utilisation d'un treillis étendu simultanément et conjointement estime le déphasage, détecte et retire les bits de bourrage, démodule les bits d'information et exploite le CRC comme une source de redondance pour corriger les erreurs de transmission. Les simulations ont montré que la méthode de poursuite de la phase a de meilleures performances que l'algorithme NDA. Les prochains développements se concentreront sur la synchronisation du récepteur et sur les transmissions multi-utilisateurs.

## Références

- [1] 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.
- [2] « exactEarth », <http://www.exactearth.com>, 2010.
- [3] N. BOUNY, J. LEMAITRE et J.-P. MILLERIOUX, « Results of measurement campaign for characterisation of AIS transmitters », in *Proc. Adv. Sat. Mul. Sys. Conf.*, vol. 12, p. 258–265, Sept. 2012.
- [4] 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 », in *Colloque GRETSI sur le Traitement du Signal et des Images*, (Bordeaux, France), Sept. 2011.
- [5] R. RAHELI, A. POLYDOROS et C. TZOU, « Per-survivor processing : A general approach to MLSE in uncertain environments », *IEEE Trans. Comm.*, vol. 43, no. 234, p. 354–364, 1995.
- [6] A. J. VITERBI et A. M. VITERBI, « Nonlinear estimation of PSK-modulated carrier phase with application to burst digital transmission », *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 29, no. 4, p. 543–551, 1983.
- [7] 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 », in *Proc. IEEE Workshop on Stat. Signal Processing*, (Nice, France), p. 381–385, June 2011.
- [8] P. BIANCHI, P. LOUBATON et F. SIRVEN, « Non data-aided estimation of the modulation index of continuous phase modulations », *IEEE Trans. Signal Processing*, vol. 52, no. 10, p. 2847–2861, 2004.