

# Détection non-cohérente des modulations CPM en présence d'un décalage Doppler \*

Anouar JERBI<sup>1,2</sup>, Karine AMIS<sup>1</sup>, Frédéric GUILLOUD<sup>1</sup>, Tarik BENADDI<sup>3</sup>

<sup>1</sup>IMT Atlantique, Lab-STICC, UMR 6285, F-29238, Brest, France

<sup>2</sup>TéSA, Toulouse

<sup>3</sup>Thales Alenia Space, Toulouse

prenom.nom@imt-atlantique.fr, tarik.benaddi@thalesaleniaspace.com

**Résumé** – Nous considérons la transmission d'un signal modulé à phase continue (CPM) sur un canal Gaussien affecté par un décalage Doppler. Nous proposons deux types de récepteurs robustes au Doppler, conçus à partir du même critère de détection non-cohérente : l'un basé sur une approximation linéaire du signal CPM, et l'autre sur son expression exacte. Les simulations montrent une robustesse du premier algorithme pour des décalages Doppler faibles à modérés, et du deuxième algorithme pour des décalages Doppler quelconques.

**Abstract** – We consider the transmission of a continuous phase modulated (CPM) signal through a Gaussian channel affected by Doppler shifts. We focus on a receiver robust to the Doppler shift by proposing two different types of receiver derived from a non-coherent detection criterion: one based on a linear approximation of the CPM signal (Laurent decomposition) and the other based on its exact expression. Simulation results show that the first algorithm is robust to low-moderate Doppler shifts, while the second is robust to any one.

## 1 Introduction

L'utilisation de satellites en orbite terrestre basse (LEO) permet de connecter des objets à Internet (IoT) [1], en particulier dans les zones où l'installation de concentrateurs terrestres est coûteuse. On distingue deux stratégies possibles : utiliser un lien de communication sans fil IoT existant ou en concevoir un, adapté au lien satellite (*Direct to satellite IoT*) [2]. Nous nous plaçons dans ce deuxième cas et nous nous focalisons sur le lien montant pour lequel nous suggérons l'utilisation d'une modulation à phase continue (CPM). Ce choix est motivé par l'efficacité énergétique de la CPM dont l'enveloppe constante permet une optimisation du rendement de l'amplificateur. Cette efficacité est intéressante du point de vue des ressources énergétiques des satellites et des objets IoT alimentés sur batterie.

Les satellites LEO défilant à grande vitesse, la transmission est affectée par un décalage Doppler conséquent. Nous proposons dans cet article deux algorithmes de réception basés sur le même critère de détection non-cohérente offrant une certaine robustesse face aux décalages Doppler. Nous introduisons le modèle de transmission du signal CPM et les notations associées en section 2. En section 3, nous décrivons le critère de détection non-cohérente puis les deux détecteurs proposés. Les résultats de simulation sont présentés dans la section 4 et une conclusion est proposée en section 5.

## 2 Modèle de transmission et notations

Soit une modulation à phase continue (CPM, continuous phase modulation). La séquence d'information à moduler est notée  $\mathbf{a} = \{a_i\}_{0 \leq i < N}$ . Les symboles  $a_i$  sont indépendants et identiquement distribués, à valeurs dans un alphabet  $M$ -aire  $\mathcal{M} = \{\pm 1, \pm 3, \dots, \pm (M-1)\}$  avec  $M$  un entier naturel pair. L'enveloppe complexe du signal modulé CPM est donnée par :

$$s(t, \mathbf{a}) = \sqrt{\frac{E_s}{T_s}} e^{j\theta(t, \mathbf{a})} \quad (1)$$

où  $E_s$  est l'énergie moyenne des symboles,  $T_s$  est la période des symboles. La phase du signal  $\theta(t, \mathbf{a})$  dépend des symboles d'information et est définie par :  $\theta(t, \mathbf{a}) = 2\pi h \sum_{n=0}^{N-1} a_n q(t - nT_s)$ , où  $h$  est l'indice de modulation et  $q(t)$  est l'impulsion de mise en forme de la phase telle que  $q(t) = \int_{-\infty}^t g(u) du$  avec  $g(t)$  la forme d'onde de fréquence. En pratique,  $g(t)$  a une durée finie dépendant d'un paramètre  $L$  et vérifie :

$$\begin{cases} g(t) = g(LT_s - t), & 0 \leq t < LT_s \\ \int_{-\infty}^t g(\tau) d\tau = q(LT_s) = \frac{1}{2}, & \forall t \geq LT_s. \end{cases} \quad (2)$$

Nous considérons un canal de transmission Gaussien qui introduit une rotation de la phase du signal modulé égale à  $2\pi f_D t + \phi$  (décalage Doppler). La phase  $\phi$  est modélisée comme une variable aléatoire avec une distribution uniforme dans  $[0, 2\pi[$  et le décalage de fréquence  $f_D$  est fixe. Le signal reçu équivalent en bande de base, noté  $r(t)$ , s'écrit sous la forme

$$r(t, \mathbf{a}) = s(t, \mathbf{a}) e^{j(2\pi f_D t + \phi)} + \eta(t), \quad (3)$$

\*Ce travail a été financé par Thales Alenia Space et Brest Métropole Océane.

où  $\eta(t)$  est un bruit additif blanc Gaussien complexe stationnaire circulaire et symétrique, centré, de DSP bilatérale  $\frac{N_0}{2}$ .

### 3 Stratégies de détection

Les stratégies de détection proposées dans cet article sont basées sur la vraisemblance généralisée [3] que nous rappelons ci-après en préliminaire. Notons  $T_0$  l'intervalle d'observation du signal  $r(t)$ ,  $\mathcal{A}$  l'ensemble des séquences de symboles possibles,  $\mathcal{F}$  l'intervalle de variation de  $f_D$  et  $I_0$  la fonction de Bessel du premier ordre.

La méthode de vraisemblance généralisée [3] permet d'estimer le décalage Doppler conjointement avec la détection des symboles. Il s'agit de maximiser la fonction de coût

$$\Gamma(\tilde{\mathbf{a}}, \tilde{f}_D) = \log I_0 \left( \frac{1}{N_0} \left| \int_{T_0} r(t, \mathbf{a}) s^*(t, \tilde{\mathbf{a}}) e^{-j2\pi \tilde{f}_D t} dt \right| \right) - \frac{1}{2N_0} \int_{T_0} |s(t, \tilde{\mathbf{a}})|^2 dt \quad (4)$$

sur  $\mathcal{A} \times \mathcal{F}$ , ce qui équivaut encore à appliquer le critère suivant

$$\max_{\tilde{\mathbf{a}} \in \mathcal{A}} \Gamma(\tilde{\mathbf{a}}, \tilde{f}_D(\tilde{\mathbf{a}})) \quad (5)$$

avec  $\tilde{f}_D(\tilde{\mathbf{a}}) = \arg \max_{\tilde{f}_D \in \mathcal{F}} \left| \int_{T_0} r(t) s^*(t, \tilde{\mathbf{a}}) e^{-j2\pi \tilde{f}_D t} dt \right|$ .

Dans la suite, nous proposons deux méthodes d'application du critère (5). La première (appelée A), basée sur une décomposition linéaire de la CPM, est une combinaison des méthodes décrites en [4] et [5]. La seconde (appelée B) est un algorithme sous-optimal de calcul direct du critère à partir de (1).

#### 3.1 Récepteur A basé sur la décomposition linéaire de la CPM

Ce récepteur combine l'algorithme de détection non-cohérente de la CPM de [4] avec l'algorithme d'estimation Doppler et de détection conjointe appliquée à une modulation linéaire [5]. On considère une décomposition linéaire de la modulation CPM [6,7] pour aboutir à une approximation du signal modulé :  $s(t, \mathbf{a}) \simeq \sum_{k=0}^{K-1} \sum_{i=0}^{N-1} \alpha_{k,i} h_k(t - iT_s)$  où  $K$  est le nombre de composantes principales,  $h_k(t)$  la réponse impulsionnelle du  $k$ -ième filtre linéaire et  $\alpha_{k,i}$  un symbole défini à partir de  $\mathbf{a}$  (cf. [7] pour les expressions).

Le récepteur est constitué de la cascade d'un banc de filtres adaptés à  $h_k(t)$  suivi d'un échantillonneur à la période  $T_e$ , et d'un dispositif de blanchiment des échantillons de bruit.

Il est nécessaire de définir  $T_e$  suffisamment petit pour que l'ensemble des échantillons soit une statistique suffisante [8]. Cependant, pour un décalage de fréquence modéré ( $f_D T_s \ll 1$ ),  $T_e = T_s$  suffit pour garantir cette propriété.

Les sorties de l'échantillonneur sont exprimées par :

$$x_{k,n} = r(t, \mathbf{a}) \otimes h_k(-t)|_{t=nT_s} \simeq s_{k,n} e^{j(2\pi f_D n T_s + \phi)} + \eta_{k,n} \quad (6)$$

où

$$s_{k,n} = \sum_{m=0}^{K-1} \sum_i \alpha_{m,i} p_{m,k}((n-i)T_s),$$

avec  $p_{m,k}(t) = h_m(t) \otimes h_k(-t)$  et  $\eta_{k,n} = \eta(t) \otimes h_k(-t)|_{t=nT_s}$ . Nous introduisons la notation  $\mathbf{x}_n = (x_{0,n}, x_{1,n}, \dots, x_{K-1,n})^T$  et définissons  $\mathbf{s}_n$ ,  $\boldsymbol{\alpha}_n$  et  $\boldsymbol{\eta}_n$  de même. Nous utiliserons également la matrice des réponses impulsionnelles discrètes  $\mathbf{P}_n = [p_{i,j}(nT)]$  pour  $i, j = 0, 1, \dots, K-1$ . Avec ces notations le vecteur d'observation s'exprime par :

$$\mathbf{x}_n \simeq e^{j(2\pi f_D n T + \phi)} \sum_{l=-L_w}^{L_w} \mathbf{P}_l^T \boldsymbol{\alpha}_{n-l} + \boldsymbol{\eta}_n, \quad (7)$$

où  $L_w$  est un paramètre qui dépend de  $L$ .

Les échantillons de bruit  $\eta_{k,n}$  sont corrélés et il est nécessaire de mettre en œuvre un filtre de blanchiment multidimensionnel (WMF) [4] représenté par une suite de matrices  $\{\mathbf{W}_l\}_{0 \leq l \leq L_w}$ . Le vecteur d'observation en sortie du WMF, noté  $\mathbf{z}_n$ , s'écrit comme suit :

$$\begin{aligned} \mathbf{z}_n &= \sum_{l=0}^{L_w} \mathbf{W}_l \mathbf{x}_{n-l} \\ &= e^{j(2\pi f_D n T_s + \phi)} \sum_{l=0}^{L_w} \mathbf{W}_l \mathbf{s}_{n-l} e^{-j2\pi l f_D T_s} + \mathbf{w}_n, \end{aligned} \quad (8)$$

où  $\mathbf{w}_n = \sum_{l=0}^{L_w} \mathbf{W}_l \boldsymbol{\eta}_{n-l}$ .

Revenons à présent au critère de détection. Nous allons appliquer deux approximations. La première, classique, considère  $\log I_0(x) \simeq x$ . La seconde, liée au contexte, suppose que  $f_D T_s$  est faible et que  $e^{-j2\pi l f_D T_s} \simeq 1$  dans l'expression (8) de  $\mathbf{z}_n$ . Etant donné une séquence de symboles  $\tilde{\mathbf{a}} \in \mathcal{A}$ , nous définissons

$\tilde{\mathbf{s}}_n$  avec (6) et enfin  $\tilde{\mathbf{y}}_n = \sum_{l=0}^{L_w} \mathbf{W}_l \tilde{\mathbf{s}}_{n-l}$ .

La fonction de vraisemblance calculée dans l'algorithme de détection des symboles et d'estimation de Doppler conjointes est la suivante :

$$\begin{aligned} \Gamma_N(\tilde{\mathbf{a}}, \tilde{f}_D(\tilde{\mathbf{a}})) &= \left| \sum_{k=0}^{K-1} \sum_{n=0}^{N-1} z_{k,n} \tilde{y}_{k,n}^* e^{-j2\pi n \tilde{f}_D(\tilde{\mathbf{a}}) T_s} \right| \\ &= \frac{1}{2} \sum_{k=0}^{K-1} \sum_{n=0}^{N-1} |\tilde{y}_{k,n}|^2. \end{aligned} \quad (9)$$

La maximisation de (9) implique une complexité prohibitive en pratique. Nous adaptons la procédure exploitée dans [5] pour traiter les modulations linéaires. Il s'agit d'appliquer un algorithme de Viterbi associé à un fenêtrage de taille  $N_v$  pour la détection des symboles, un fenêtrage de taille  $N_D \geq N_v$  pour l'estimation du décalage Doppler et une approximation de  $\Gamma_N(\tilde{\mathbf{a}}, \tilde{f}_D(\tilde{\mathbf{a}}))$  par  $\Delta_N(\tilde{\mathbf{a}})$  calculée de manière itérative :

$$\Delta_n(\tilde{\mathbf{a}}_n) = \Delta_{n-1}(\tilde{\mathbf{a}}_{n-1}) + \lambda_n(\tilde{\mathbf{a}}_n) \quad (10)$$

avec la métrique de branche

$$\lambda_n(\tilde{\mathbf{a}}_n) = \left| \begin{aligned} & \sum_{k=0}^{K-1} \sum_{i=0}^{N_v-1} z_{k,n-i} \tilde{y}_{k,n-i}^* e^{-j2\pi(n-i)\hat{f}_D(\tilde{\mathbf{a}}_{n-N_D}^n)} T_s \\ & - \sum_{k=0}^{K-1} \sum_{i=1}^{N_v-1} z_{k,n-i} \tilde{y}_{k,n-i}^* e^{-j2\pi(n-i)\hat{f}_D(\tilde{\mathbf{a}}_{n-N_D}^n)} T_s \\ & - \left| \sum_{k=0}^{K-1} \tilde{y}_{k,n} \right|^2 \end{aligned} \right|$$

L'état à l'instant  $n-1$  est défini par la valeur du vecteur  $(\tilde{\mathbf{y}}_{n-1}^T \cdots \tilde{\mathbf{y}}_{n-N_v+1}^T)^T$ , ce qui implique  $S = M^{N_v+L_w-1}$  états au total. Comme dans [5], une approche *per-survivor processing* (PSP) permet d'estimer  $\hat{f}_D(\tilde{\mathbf{a}}_{n-N_D}^n)$  sur la base de  $\tilde{\mathbf{a}}_n$  et de la séquence partielle  $\tilde{\mathbf{a}}_{n-N_D}^{n-1} = (\tilde{a}_{n-1} \cdots \tilde{a}_{n-N_D+1})$  associée au chemin survivant au niveau de l'état à l'instant  $n-1$ . Les algorithmes d'estimation assistée par les données (*data-aided estimation* (DA)) proposés pour des modulations de phase linéaires dans [9] s'appliquent directement.

### 3.2 Récepteur B basé sur l'expression exacte de la CPM

En considérant l'enveloppe constante de la forme d'onde CPM, la fonction de vraisemblance (5) devient :

$$\Lambda(\tilde{\mathbf{a}}) = \Gamma(\tilde{\mathbf{a}}, \hat{f}_D(\tilde{\mathbf{a}})) = \left| \int_{T_0} r(t, \mathbf{a}) s^*(t, \tilde{\mathbf{a}}) e^{-j2\pi \hat{f}_D(\tilde{\mathbf{a}}) t} dt \right|$$

Notons  $t_k = kT_s$  et posons  $v_n(t, \tilde{\mathbf{a}}) = r(t, \mathbf{a}) e^{-j2\pi \hat{f}_D(\tilde{\mathbf{a}}_{n-N_D}^n) t}$ . Pour réduire la complexité, nous appliquons l'approximation itérative de  $\Lambda(\tilde{\mathbf{a}})$  avec les mêmes principes de fenêtrage, de définition des métriques cumulées et de la métrique de branche :

$$\lambda_n(\tilde{\mathbf{a}}) = \Gamma_n(\tilde{\mathbf{a}}) - \left| \int_{(n-N_v)T_s}^{(n-1)T_s} v_n(t, \mathbf{a}) s^*(t, \tilde{\mathbf{a}}) dt \right| \quad (11)$$

où  $\Gamma_n(\tilde{\mathbf{a}}) = \left| \int_{t_{n-N_v}}^{t_n} v_n(t, \tilde{\mathbf{a}}) s^*(t, \tilde{\mathbf{a}}) dt \right|$ . Avec le même raisonnement, la recherche de la séquence maximisant la fonction de vraisemblance (4) se fait à l'aide d'un algorithme de Viterbi exécuté sur un treillis dont les états à l'instant  $n$  correspondent à toutes les réalisations possibles de  $s(t, \tilde{\mathbf{a}}_{n-N_v+1}^n)$ . L'estimation  $\hat{f}_D(\tilde{\mathbf{a}}_{n-N_D}^n)$  se fait de la même manière que dans le premier récepteur par l'approche PSP sur une fenêtre de longueur  $N_D$ .

Le développement du premier terme de l'équation (11) permet d'aboutir à :

$$\Gamma_n(\tilde{\mathbf{a}}) = \sqrt{\frac{E_s}{T_s}} \left| \sum_{m=0}^{N_v-1} \int_{t_{n-m-1}}^{t_{n-m}} v_n(t, \tilde{\mathbf{a}}) e^{-j\theta(t, \tilde{\mathbf{a}})} dt \right| \quad (12)$$

Le terme dépendant de  $\theta(t, \tilde{\mathbf{a}})$  sur l'intervalle  $[t_{n-m-1}, t_{n-m}]$  peut être simplifié :

$$\theta(t, \tilde{\mathbf{a}}) = 2\pi h \sum_{u=0}^{n-m-1} \tilde{a}_u q(t-uT_s) = \Theta(t, \tilde{\mathbf{a}}) + \pi h \sum_{u=0}^{n-m-L-1} \tilde{a}_u \quad (13)$$

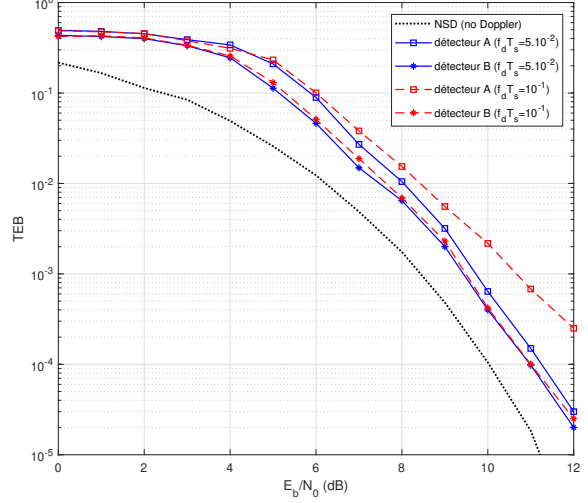


FIGURE 1 – Taux d'erreur binaire des détecteurs A et B obtenus pour une modulation GMSK, avec  $N_v = 5$  et  $N_D = 8$

avec  $\Theta(t, \tilde{\mathbf{a}}) = 2\pi h \sum_{u=n-m-1}^{n-m-1} \tilde{a}_u q(t-uT_s)$ .

En remplaçant (13) dans (12), après quelques calculs, nous obtenons :

$$\Gamma_n(\tilde{\mathbf{a}}) = \sqrt{\frac{E_s}{T_s}} \left| \sum_{m=0}^{N_v-1} e^{-j\pi h \sum_{u=n-N_v-L+2}^{n-m-L-1} \tilde{a}_u} I_m(\tilde{\mathbf{a}}) \right|$$

avec  $I_m(\tilde{\mathbf{a}}) = \int_{t_{n-m-1}}^{t_{n-m}} v_n(t, \tilde{\mathbf{a}}) e^{-j\Theta(t, \tilde{\mathbf{a}})} dt$ .

Nous en déduisons que le calcul de  $\lambda_n(\tilde{\mathbf{a}})$  dépend uniquement de  $[\tilde{a}_{n-1}, \dots, \tilde{a}_{n-N_v-L+2}]$ . L'algorithme de Viterbi s'applique donc sur un treillis possédant  $S = M^{N_v+L-2}$  états (nombre de réalisations de  $[\tilde{a}_{n-1}, \dots, \tilde{a}_{n-N_v-L+2}]$ ).

## 4 Performances

### 4.1 Taux d'erreur binaire

Dans cette section, nous illustrons les performances en considérant la forme d'onde GMSK, avec  $BT = 0.25$  et  $L = 2$  pour transmettre des trames courtes ( $N = 120$  symboles) avec une durée symbole  $T_s = 10^{-4}$  s. L'algorithme utilisé pour l'estimation de  $f_D$  dans les deux détecteurs proposés est celui de Rife et Boorstyn présenté dans [9]. Pour l'algorithme A, nous procédons comme dans [10] en ne retenant que la première des composantes principales issue de la linéarisation de la GMSK conduisant à un filtre de blanchiment à une seule dimension ( $K = 1$ ) avec  $L_w = 2$ . Dans les simulations, le choix de  $N_v = 5$  et  $N_D = 8$  présente le meilleur compromis entre complexité et performance. La Figure 1 permet de comparer les taux d'erreur des deux algorithmes pour deux valeurs de décalage Doppler :  $f_D T_s = 5.10^{-2}$  et  $f_D T_s = 10^{-1}$ . Nous constatons qu'ils ont des performances quasi-identiques pour  $f_D T_s = 5.10^{-2}$ , avec une perte de 1 dB par rapport aux performances sans Doppler. En revanche, pour  $f_D T_s = 10^{-1}$ ,

les performances du détecteur A se dégradent de façon importante. En effet, lorsque le décalage Doppler augmente, l'hypothèse de statistique suffisante permettant un échantillonnage au temps symbole après le filtrage adapté aux composantes principales de la décomposition de Laurent n'est plus valide. Ce n'est pas le cas du récepteur B dont les performances sont uniquement limitées par les capacités de l'algorithme d'estimation du décalage Doppler.

## 4.2 Complexité

La complexité des 2 détecteurs est synthétisée dans la Table 1 en termes de nombre d'états du treillis et du nombre de multiplications. Pour la GMSK considérée, comme  $L = L_w$ , il n'y a qu'un facteur 2 entre les deux nombres d'états (64 états pour le détecteur A et 32 états pour le détecteur B).

Le détecteur A basé sur la décomposition de Laurent permet un échantillonnage au temps symbole si le décalage de fréquence Doppler reste modéré. Ceci permet de maintenir une complexité raisonnable dans le calcul de métriques de branche qui se monte à  $N_v M^{N_v+L_w}$  multiplications par section, auxquelles s'ajoutent celles liées au filtrage adapté soit  $(L_w+1)K^2$  ramenées à une section de treillis. Pour la GMSK, on obtient un total de  $Q = 643$  multiplications. Dans le cas du détecteur B, les multiplications sont issues uniquement des calculs de métriques de branche. Le calcul numérique de l'intégrale nécessite une discrétisation du signal. En supposant que ce soit fait avec  $\rho$  échantillons par temps symbole, le nombre de multiplications est donné par  $\rho N_v M^{N_v+L-1}$ . Dans le cas de la GMSK et avec  $\rho = 8$ ,  $Q = 320\rho = 2560$  multiplications.

Pour de plus grands décalages Doppler, il faut plus d'échantillons par temps symbole pour le détecteur A afin de maintenir une statistique suffisante et garantir la précision des approximations (décomposition de Laurent, filtre de blanchiment). Ce n'est pas le cas pour le récepteur B, pour lequel aucune approximation n'est nécessaire en dehors du sur-échantillonnage pour le calcul des métriques de branches. Ainsi, il devient avantageux dans le cas d'un décalage Doppler plus important.

## 5 Conclusions

Dans cet article, nous avons proposé deux détecteurs de modulation CPM robustes à un décalage de fréquence et à un déphasage. Le premier (A) est basé sur une approximation du signal CPM issu de sa décomposition linéaire. Il est constitué de filtrages adaptés aux formes d'onde de cette décomposition dont les sorties sont échantillonnées au temps symbole. Ces échantillons sont alors filtrés par un filtre de blanchiment multidimensionnel avant d'être traités par un algorithme de Viterbi. Le deuxième récepteur (B) ne fait aucune approximation de la forme d'onde CPM. Les résultats de simulation confirment que les deux récepteurs restent robustes à des décalages Doppler modérés en offrant des taux d'erreurs binaires comparables situés à 1 dB environ des performances sans Doppler. En revanche, pour des décalages Doppler plus importants, les per-

TABLE 1 – Nombre d'états du treillis ( $S$ ) et de multiplications ( $Q$ ) par section de treillis (échantillonnage au temps symbole pour A). Estimation de  $f_D$  non considérée (commune aux 2).

Métrique	Détecteur A	Détecteur B
$S$	$M^{N_v+L_w-1}$	$M^{N_v+L-2}$
$Q$	$(L_w+1)K^2 + N_v M^{N_v+L_w}$	$\rho N_v M^{N_v+L-1}$

formances du récepteur A se dégradent, ce qui n'est pas le cas du B. En effet, l'échantillonnage au temps symbole avec le détecteur A ne permet pas de garantir une statistique suffisante des échantillons pour des décalages Doppler trop grands. Dans ce cas, un sur-échantillonnage en sortie des filtres adaptés pourrait améliorer les performances, au prix d'une complexité grandissante. Un meilleur rapport performance - complexité sera alors obtenu avec le récepteur B.

## Références

- [1] Z. Qu, G. Zhang, H. Cao, and J. Xie. LEO satellite constellation for Internet of Things. *IEEE Access*, 5:18391–18401, 2017.
- [2] J. A. Fraire, S. Céspedes, and N. Accettura. Direct-to-satellite IoT - a survey of the state of the art and future research perspectives. In *Ad-Hoc, Mobile, and Wireless Networks*, pages 241–258. Springer Int. Publishing, 2019.
- [3] H. L. Van Trees. *Detection, estimation and modulation theory*. New York : John Wiley & Sons, vol. I, 1968.
- [4] G. Colavolpe and R. Raheli. Noncoherent sequence detection of continuous phase modulations. *IEEE Trans. on Commun.*, 47(9):1303–1307, 1999.
- [5] G. Colavolpe, R. Raheli, and G. Picchi. Detection of linear modulations in the presence of strong phase and frequency instabilities. In *IEEE Int. Conf. on Communications.*, volume 2, pages 633–637, 2000.
- [6] P. Laurent. Exact and approximate construction of digital phase modulations by superposition of amplitude modulated pulses (AMP). *IEEE Trans. on Commun.*, 34(2):150–160, 1986.
- [7] U. Mengali and M. Morelli. Decomposition of M-ary CPM signals into PAM waveforms. *IEEE Trans. on Inf. Theory*, 41(5):1265–1275, 1995.
- [8] H. Meyr, M. Oerder, and A. Polydoros. On sampling rate, analog prefiltering, and sufficient statistics for digital receivers. *IEEE Trans. on Commun.*, 42(12):3208–3214, 1994.
- [9] M. Morelli and U. Mengali. Feedforward frequency estimation for PSK : a tutorial review. *Eur. Trans. Telecommun.*, 9:103–116, 1998.
- [10] G. Colavolpe and R. Raheli. Noncoherent sequence detection. *IEEE Trans. on Commun.*, 47(9):1376–1385, 1999.