

# Estimation aveugle des paramètres d'une forme d'onde OTFS pour le renseignement satellitaire

Sylvain COMTET,<sup>1</sup> Sébastien HOUCHE,<sup>1</sup> François-Xavier SOCHELEAU,<sup>1</sup> Sylvain MERLET,<sup>2</sup>

<sup>1</sup>IMT Atlantique, Lab-STICC UMR CNRS, 655 Av. du Technopôle, Plouzané

<sup>2</sup>Equans INEO Défense, Trav. des Messugues, Valbonne

**Résumé** – Dans le cadre du renseignement basé sur l'interception de télécommunications, cet article propose une méthode d'analyse aveugle pour l'estimation des paramètres d'une forme d'onde Orthogonal Time Frequency Space (OTFS). Les paramètres de cette forme d'onde sont estimés à partir d'un critère mesurant la gaussianité des échantillons obtenus dans le plan délai-Doppler. Les performances de cet estimateur sont évaluées selon différents cas d'interception.

**Abstract** – In the context of intelligence based on telecommunications interception, this article proposes a blind analysis method for estimating the parameters of an Orthogonal Time Frequency Space (OTFS) waveform. The parameters of this waveform are estimating using a criterion that measures the Gaussianity of the sample obtained in the Delay-Doppler plane. The performance of this estimator is evaluated in various interception scenarios.

## 1 Introduction

La caractérisation aveugle des systèmes de communication numériques est principalement utilisée dans des applications militaires, où aucune information sur l'émetteur n'est disponible. L'interception du signal se fait ici par un satellite en orbite terrestre basse.

Au cours des dernières décennies, plusieurs études ont été menées, [1] propose un aperçu complet des techniques de reconnaissance de modulation, tandis que [2] présente une analyse des algorithmes de classification des modulations basés sur l'apprentissage profond. La recherche de méthodes discriminantes a d'abord porté sur des systèmes modulés en monoporteuse [3], puis sur des systèmes multiporteuses comme l'OFDM (Orthogonal Frequency-Division Multiplexing) [4, 5].

Récemment, une nouvelle forme d'onde, l'OTFS (Orthogonal Time-Frequency Space), a gagné en intérêt en raison de ses performances supérieures à l'OFDM dans les scénarios de mobilité à haute vitesse. Elle exploite une plus grande diversité temporelle et fréquentielle grâce à l'étalement de la forme d'onde dans le plan temps-fréquence [6]. Candidat potentiel pour la 6G, l'estimation aveugle des paramètres de cette forme d'onde est encore absente de la littérature. [7] propose une structure de modulation OTFS dérivée de l'OFDM, avec un pré-codage de l'information et l'ajout de préfixes cycliques (CP) aux sous-symboles constituant les trames OTFS, la recherche des paramètres s'effectue sur ces signaux. Les similarités entre l'OFDM et cette structure OTFS permettent d'adopter des méthodes d'estimation aveugle existantes pour estimer les nouveaux paramètres OTFS. La méthode de

cet article repose sur le calcul du kurtosis à partir des échantillons du plan délai-Doppler pour estimer la durée d'une trame OTFS et le décalage temporel nécessaire à la synchronisation avec la trame suivante.

L'article est organisé comme suit : la section II formalise le signal intercepté, la section III détaille la méthode d'estimation des paramètres OTFS et la section IV évalue ses performances. Enfin, la section V conclut cette étude

## 2 Description du signal intercepté

Soit  $A \in \mathcal{M}_{N,M}(\mathbb{C})$  l'ensemble des matrices de  $N$  lignes et  $M$  colonnes contenant des valeurs complexes. Dans le plan délai-Doppler,  $A$  est constitué de symboles d'une constellation  $\mathcal{S}$  (e.g. des symboles QAM), de résolution  $\Delta_\tau$  selon l'axe des délais et  $\Delta_\nu$  selon l'axe des fréquences Doppler. Une trame OTFS est composée de  $N$  sous-symboles, chacun contenant  $M$  sous-porteuses. La transformation des symboles  $A$  du plan délai-Doppler vers le plan temps-fréquence est réalisée via la transformée de Fourier discrète symplectique inverse (SFFT<sup>-1</sup>) pour obtenir  $B \in \mathcal{M}_{N,M}(\mathbb{C})$ , soit :

$$B[n, m] = \frac{1}{\sqrt{NM}} \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{l=0}^{M-1} A[k, l] e^{i2\pi(\frac{nk}{N} - \frac{ml}{M})} \quad (1)$$

$B = \text{SFFT}^{-1}(A)$  où  $B[n, m]$  est l'élément à la  $n$ -ième ligne et  $m$ -ième colonne de la matrice  $B$ . Le plan temps-fréquence est muni des résolutions :

$$\Delta_f = \frac{1}{M\Delta_\tau}, \quad T_u = \frac{1}{N\Delta_\nu}, \quad (2)$$

soit l'espacement entre sous-porteuses et la durée utile d'un sous-symbole respectivement. Le  $n$ -ième sous-symbole d'une trame OTFS est défini comme la transformée de Heisenberg de la  $n$ -ième ligne de la matrice  $B$  pour une fenêtre temporelle  $g$  supposée rectangulaire et de durée  $T_u$ . La trame OTFS est finalement la concaténation des  $N$  sous-symboles, obtenus ligne par ligne à partir de  $B$ . Afin de limiter l'interférence inter sous-symboles, un CP de durée  $T_g$  (ici considérée comme étant un multiple de  $T_u/M$  pour simplifier les équations) est ajouté en tête de chaque sous-symbole. La durée d'un sous-symbole incluant son CP est alors  $T_s = T_u + T_g$ . Par conséquent, la durée totale d'une trame OTFS incluant les CP est  $\psi = NT_s$ . Pour  $L$  trames OTFS successives, la série temporelle correspondant à l'échantillonnage du signal OTFS à la fréquence symbole  $f_e$ , en incluant les CP, est notée :

$$s(k) = \frac{1}{M\sqrt{N}} \sum_{l=0}^{L-1} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{M-1} B_l[n, m] g(k - nU - lNU) \exp\left(i2\pi \left[\frac{m}{M}(k - G - nU - lNU)\right]\right) \quad (3)$$

ci-dessus, le nombre d'échantillons  $M = T_u f_e$ ,  $G = T_g f_e$  et  $U = M + G$ .  $B_l$  est la  $l$ -ième matrice temps-fréquence associée à la  $l$ -ième trame OTFS.

Le canal satellitaire est modélisé à partir de plusieurs phénomènes. L'expression du signal OTFS de l'équation (3) après être passée à travers le canal est :

$$y(k) = \lambda_s(kT_e - \tau) \exp\left(i2\pi \frac{\gamma(kT_e)^2}{2}\right) \exp(i2\pi \delta_f kT_e + i\phi) + b(k) \quad (4)$$

où  $\lambda$  est une variable aléatoire qui suit une loi gaussienne complexe centrée en  $\nu$  et de variance  $\sigma_r^2$ . Pour les applications numériques, on prendra un facteur de Rice de  $\nu^2/\sigma_r^2 = 10$  dB, ce qui d'après [8], correspond à un angle d'élévation de  $50^\circ$  et dans le cas d'une ligne de vue directe entre l'émetteur et le récepteur. La valeur de l'accélération temporelle modélisant un décalage Doppler non stationnaire est  $\gamma = 100 \text{ Hz/s}^2$ .  $\delta_f \sim \mathcal{U}[0, \Delta_f]$  représente le résidu de porteuse,  $\phi \sim \mathcal{U}[0, 2\pi]$  une phase aléatoire,  $\tau \sim \mathcal{U}[0, T_s]$  le décalage temporel,  $T_e = 1/f_e$  et  $b(k)$  est un bruit blanc additif gaussien.

### 3 Estimation des paramètres OTFS

D'après la structure du modulateur OTFS décrit dans [7], les différents paramètres à estimer sont donnés dans le tableau 1. Dans cette section, on s'intéresse à l'estimation de  $\psi$  et  $\xi$ . On supposera dans un premier temps que les autres paramètres ont été au préalable correctement estimés. Cette hypothèse sera relâchée à la section 4.

Les paramètres à estimer sont notés  $\hat{\psi}$  (correspondant

TABLE 1 : Paramètres à estimer

$\psi$	Durée d'une trame OTFS
$\xi$	Décalage temporel synchronisation OTFS
$T_u$	Durée d'un sous-symbole
$T_g$	Durée d'un préfixe cyclique
$M$	Nombre de sous-porteuses actives
$\Delta_f$	Écart fréquentiel inter-porteuses
$\tau$	Décalage temporel
$\delta_f$	Résidu de porteuse

à la durée d'une trame OTFS) et  $\hat{\xi}$  (représentant le décalage temporel nécessaire pour atteindre le début de la trame OTFS suivante). Les paramètres  $\hat{\psi}$  et  $\hat{\xi}$  sont des multiples de  $T_s$  car une trame OTFS est composée d'un nombre entier de sous-symboles et de CP.  $\psi = \alpha T_s$  où  $\alpha \in \mathbb{N}^*$  et correspond au nombre de sous-symboles que doit contenir une trame OTFS pour que la transformation des échantillons du plan temps-fréquence vers le plan délai-Doppler se fasse avec les mêmes dimensions qu'en émission.  $\xi = \beta T_s$ ,  $\beta \in \mathbb{N}$  et correspond au nombre de sous-symboles qu'il est nécessaire de se décaler pour se placer au début de la première trame OTFS.

L'algorithme d'estimation de  $\psi$  et  $\xi$  repose sur une recherche exhaustive. Pour chaque valeur  $(i, j)$  testée, les échantillons complexes du plan délai-Doppler, obtenus après la SFFT, correspondent aux symboles transmis (e.g. des symboles QAM) si et seulement si  $i = \alpha$  et  $j = \beta$ . Dans ce cas, les échantillons complexes du plan délai-Doppler s'éloignent d'une distribution gaussienne complexe. Par contre, lorsque  $(i, j) \neq (\alpha, \beta)$ , la densité de probabilité jointe des échantillons du plan délai-Doppler tend vers une distribution gaussienne complexe, comme illustré dans la figure 1.

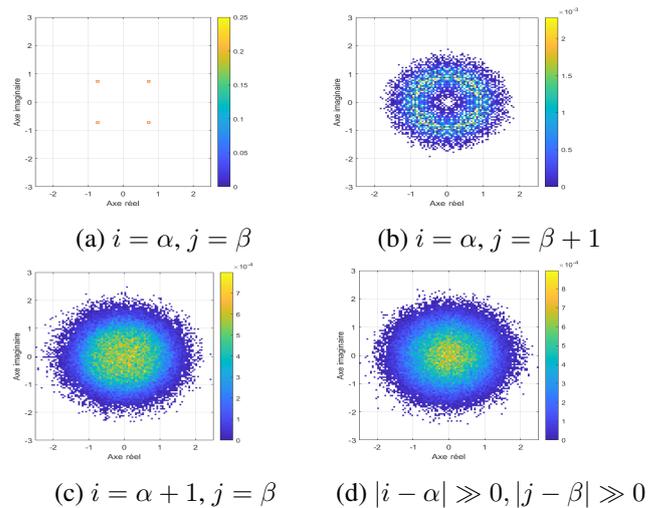


FIGURE 1 : Fonction de densité jointe des variables aléatoires correspondantes à la partie réelle et imaginaire des échantillons du plan délai-Doppler sans bruit où  $L = 100$ ,  $N = 16$  et  $M = 52$  avec une modulation QPSK.

Soit  $Z \in \mathcal{M}_{W,M}(\mathbb{C})$ , la matrice contenant les  $W$  sous-symboles interceptés, chacun composés de  $M$  échantillons dans le plan temps-fréquence, associés aux  $M$  sous-porteuses. Selon les valeurs de  $i$  et  $j$ , il est possible que certains sous-symboles situés aux extrémités de  $Z$  ne soient pas pris en compte pour l'estimation de  $\alpha$  et  $\beta$ , ils correspondent respectivement aux premiers et derniers sous-symboles d'une trame OTFS partiellement interceptée.  $\Omega_{i,j}$  représente le nombre de trames OTFS qu'il a été possible de constituer pour un  $i$  et un  $j$  donné. Soit  $X_{i,j} \in \mathcal{M}_{\Omega_{i,j},M}(\mathbb{C})$ , la matrice contenant les échantillons du plan délai-Doppler qu'il a été possible de récupérer pour un  $i$  et un  $j$  donnés.

Il est inutile de tester des décalages temporels plus grand ou égaux à la durée d'une trame OTFS testée, c'est à dire  $\hat{\xi} > \hat{\psi}$ , donc  $j > i$ . De plus, à partir de  $i > \lceil \frac{W}{2} \rceil$ , il devient impossible de se décaler d'un  $j$  égal au  $i$  testé car la durée de la trame OTFS testée est plus grande que la moitié de la durée d'acquisition du signal. Finalement, ce sont  $\lceil \frac{W}{2} \rceil (\lceil \frac{W}{2} \rceil + 1)$  combinaisons de  $i$  et  $j$  qu'il est nécessaire de tester.

Afin de déterminer le couple  $(i, j)$  permettant aux échantillons de  $X_{i,j}$  de s'éloigner d'une répartition gaussienne complexe, les auteurs de [9] proposent un critère mesurant la gaussianité des échantillons à partir de leur module. Le fait de travailler avec les modules plutôt que les valeurs complexes elles-mêmes permet au critère d'être insensible à une quelconque phase. Soit  $(z_n)_{n \in \mathbb{Z}}$  une séquence complexe à analyser, le kurtosis, défini à partir du cumulants d'ordre 4, s'exprime théoriquement comme suit :

$$\kappa(z_n) = \frac{\mathbb{E} [|z_n|^4] - |\mathbb{E} [z_n^2]|^2 - 2 \left( \mathbb{E} [|z_n|^2] \right)^2}{\left( \mathbb{E} [|z_n|^2] \right)^2} \quad (5)$$

La valeur donnée par (5) est plus faible lorsque les  $(z_n)$  proviennent d'un alphabet associé à une constellation (e.g. des symboles QAM), comparativement à des  $(z_n)$  issus d'une distribution gaussienne. L'estimation des deux paramètres de la forme d'onde OTFS s'effectue alors comme suit :

$$\hat{\psi} = \hat{\alpha} T_s ; \hat{\xi} = \hat{\beta} T_s \quad (6)$$

$$(\hat{\alpha}, \hat{\beta}) = \underset{i \in \llbracket 1; W \rrbracket \times j \in \llbracket 0; \min(i-1, W-i) \rrbracket}{\text{argmin}} \hat{\kappa}(X_{i,j}) \quad (7)$$

$$\hat{\kappa}(Y) = \frac{\sum_{(n,m) \in \mathcal{U}} LC |Y_{n,m}|^4 - \left| \sum_{(n,m) \in \mathcal{U}} Y_{n,m}^2 \right|^2}{\left( \sum_{(n,m) \in \mathcal{U}} |Y_{n,m}|^2 \right)^2} - 2 \quad (8)$$

où  $Y = \mathcal{M}_{L,C}(\mathbb{C})$  est une matrice quelconque et  $\mathcal{U} = \llbracket 0; L-1 \rrbracket \times \llbracket 0; C-1 \rrbracket$ .

## 4 Performances et résultats

Les performances de la méthode d'estimation des paramètres  $\psi$  et  $\xi$  sont illustrées selon le rapport signal sur bruit à la figure 2 et selon le nombre de trames OTFS interceptées à la figure 3. Pour ces deux figures uniquement,  $T_u$  et  $T_g$  sont les seuls paramètres supposés connus. La figure 4 illustre la performance d'estimation des paramètres  $\psi$  et  $\xi$  pour un cas d'analyse aveugle. Le SNR (Signal-to-Noise Ratio) se calcule par :

$$\text{SNR}_{dB} = 10 \log_{10} \left( \frac{E_s D}{N_0 B} \right) \quad (9)$$

ci-dessus,  $E_s$  est l'énergie moyenne des symboles de la constellation  $\mathcal{S}$  à la réception,  $N_0$  est la densité spectrale de puissance du bruit,  $D$  est le débit symbole et  $B$  la bande du signal.

Par la suite, les paramètres utilisés dans les simulations sont :  $\Delta_f = 312,5$  kHz,  $N = 16$ ,  $M = 52$ ,  $L = 6$ ,  $T_g/T_u = 1/8$  et le facteur de suréchantillonnage  $\rho \sim \mathcal{U}(3.5, 4.5)$ . Pour les figures suivantes, les résultats proviennent d'une simulation Monte-Carlo et pour 500 réalisations.

$T_u$  et  $T_g$  étant ici connus, le signal est directement ré-échantillonné à une fréquence multiple de  $1/T_u$  afin de pouvoir supprimer l'interférence inter sous-symboles. La corrélation induite par le CP permet de se synchroniser temporellement au début d'un sous-symbole et de corriger le résidu de porteuse, pour estimer  $\tau$  et  $\delta_f$ , comme indiqué dans [10]. Après suppression des CP, la récupération des échantillons temps-fréquence contenus dans chaque sous-symbole OTFS s'effectue par une analyse spectrale, basée sur l'identification des indices de porteuses pour lesquels l'énergie moyenne est significativement plus élevée que celle des porteuses situées en bord

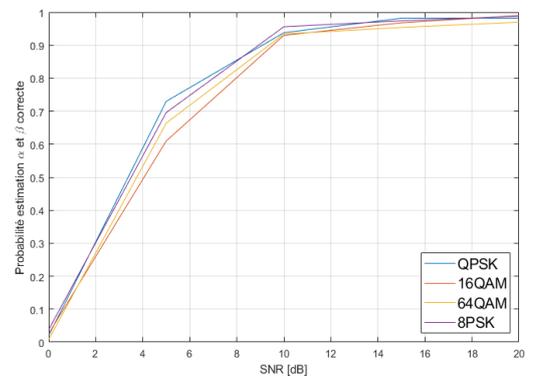


FIGURE 2 : Probabilité de bonne estimation de  $\alpha$  et  $\beta$  selon le SNR.  $T_u$  et  $T_g$  sont ici supposés connus.

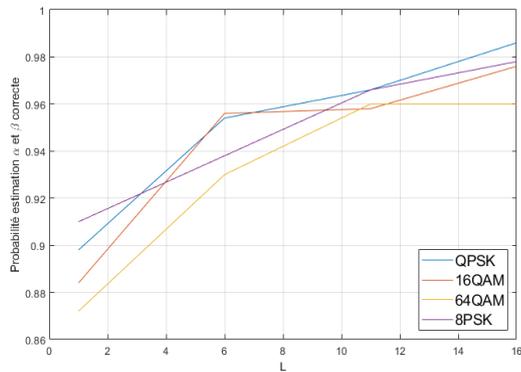


FIGURE 3 : Probabilité de bonne estimation de  $\alpha$  et  $\beta$  selon le nombre de trames OTFS interceptées, pour un SNR de 10 décibels.  $T_u$  et  $T_g$  sont ici supposés connus.

de bande, ce qui permet d'estimer  $M$ . Finalement, les paramètres  $\psi$  et  $\xi$  sont estimés d'après l'équation (6).

Sur la figure 2, les performances d'estimation de  $\psi$  et  $\xi$  sont légèrement moins bonnes pour les modulations 16QAM/64QAM que pour les QPSK/8PSK car celles-ci sont naturellement plus "étalées".

La figure 3 illustre les performances en fonction du nombre de trames OTFS interceptées. D'une manière générale, pour un SNR donné, plus l'interception est longue et meilleures sont les performances.

Finalement, nous allons lever toutes les hypothèses prises et estimer tous les paramètres du tableau 1. L'auto corrélation du signal (3) est non nulle uniquement pour les retards  $\{-T_u, 0, T_u\}$  (due à la corrélation avec le CP). Ainsi, comme pour un signal OFDM, l'ajout de CP permet d'estimer les paramètres  $T_u$  et  $T_s$  à l'aide de la fonction d'autocorrélation cyclique (voir [5] pour plus de détails).

La figure 4 illustre les performances d'estimation de  $\psi$  et  $\xi$  (avec une tolérance de 0.05% de  $\psi$  près) pour une analyse aveugle totale. Les courbes étant proches de celles de la figure 2, l'estimation de  $T_u$  et  $T_g$  ne réduit que très peu les performances d'estimation de  $\psi$  et  $\xi$ .

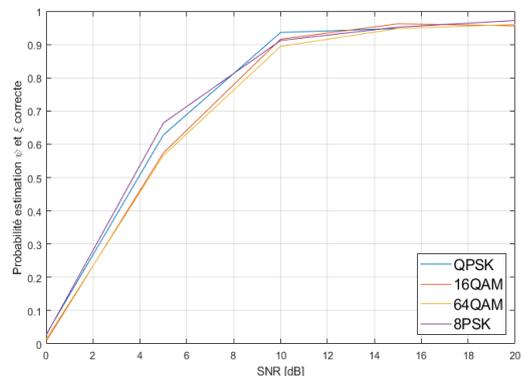


FIGURE 4 : Probabilité de bonne estimation de  $\psi$  et  $\xi$  (à 0.05% de  $\psi$  près) pour une analyse aveugle selon le SNR et pour  $L = 6$ .

## 5 Conclusion

Cet article présente une méthode d'estimation aveugle des paramètres d'une forme d'onde OTFS et permet de se synchroniser temporellement au début de la première trame interceptée. Les performances de la méthode sont évaluées pour plusieurs cas différents, dont un où tous les paramètres de la forme d'onde sont à estimer.

L'estimation de tous les paramètres est ici possible grâce à la présence des CP. La méthode d'estimation des paramètres OTFS est cependant générique et fonctionne à partir du moment où il a été possible de récupérer correctement les échantillons dans le plan temps-fréquence.

Le critère mesurant la gaussianité pourrait aussi permettre de discriminer les signaux OFDM et OTFS. Le signal serait considéré comme OFDM si la valeur du kurtosis calculée à partir des échantillons du plan temps-fréquence est plus petite que toutes les valeurs du kurtosis calculées d'après les échantillons du plan délai-Doppler.

## Bibliographie

- [1] Octavia A Dobre, Ali Abdi, Yeheskel Bar-Ness, and Wei Su. Survey of automatic modulation classification techniques : classical approaches and new trends. *IET communications*, 1(2), 2007.
- [2] Shengliang Peng, Shujun Sun, and Yu-Dong Yao. A survey of modulation classification using deep learning : Signal representation and data preprocessing. *IEEE Transactions on Neural Networks and Learning Systems*, 33(12), 2021.
- [3] Pierre Marchand, Christophe Le Martret, and J-L Lacoume. Classification of linear modulations by a combination of different orders cyclic cumulants. *Proceedings of the IEEE Signal Processing Workshop on Higher-Order Statistics*, 1997.
- [4] Zeliang An, Tianqi Zhang, Yuqing Xu, Gert Frølund Pedersen, and Ming Shen. Multimodality-aided multicarrier waveform recognition in low SNR regimes based on denoised cyclic auto-correlation transformation. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 59(5), 2023.
- [5] Abdelaziz Bouzegzi, Philippe Ciblat, and Pierre Jallon. New algorithms for blind recognition of OFDM based systems. *Signal Processing*, 90(3), 2010.
- [6] Ronny Hadani, Shlomo Rakib, Michail Tsatsanis, Anton Monk, Andrea J Goldsmith, Andreas F Molisch, and R Calderbank. Orthogonal time frequency space modulation. *2017 IEEE wireless communications and networking conference (WCNC)*, 2017.
- [7] Arman Farhang, Ahmad RezaadehReyhani, Linda E Doyle, and Behrouz Farhang-Boroujeny. Low complexity modem structure for OFDM-based orthogonal time frequency space modulation. *IEEE wireless communications letters*, 7(3), 2017.
- [8] Erich Lutz. Modelling of the satellite communications channel—with emphasis on the land mobile satellite channel. *2012 IEEE First AESS European Conference on Satellite Telecommunications (ESTEL)*, 2012.
- [9] Sébastien Houcke, Antoine Chevreuil, and Philippe Loubaton. Blind equalization-case of an unknown symbol period. *IEEE trans.*, 51(3), 2003.
- [10] Jan-Jaap Van de Beek, Magnus Sandell, and Per Ola Borjesson. ML estimation of time and frequency offset in OFDM systems. *IEEE trans.*, 45(7), 1997.