

Analyse cyclostationnaire des signaux acoustiques sous-marins : Estimation aveugle des paramètres de la modulation S2C

Thomas BUREAU François-Xavier SOCHELEAU Sébastien HOUCKE

IMT Atlantique, Lab-STICC UMR CNRS 6285, Brest, France

Résumé – La cyclostationnarité est particulièrement adaptée à l’analyse aveugle des communications acoustiques sous-marines. Elle permet notamment l’estimation précise des paramètres de modulation. Cet article se concentre sur la modulation *Sweep Spread Carrier* (S2C), une technique combinant un signal QPSK avec un balayage en fréquence pour améliorer la robustesse face aux échos et aux interférences. La période et la largeur de bande de balayage en sont les principaux paramètres estimés. Les performances sont évaluées en utilisant un outil de simulation de réponses impulsionnelles enregistrées en mer ainsi que des signaux réels. La méthode permet d’estimer ces paramètres avec une précision de quelques pourcents, démontrant ainsi l’efficacité de la méthode.

Abstract – Cyclostationarity is particularly well-suited for blind analysis of underwater acoustic communications, enabling accurate estimation of modulation parameters. This paper focuses on the *Sweep Spread Carrier* (S2C) modulation, a technique that combines a QPSK signal with frequency sweeping to enhance robustness against echoes and interference. The main estimated parameters are the sweep period and the sweep bandwidth. Performance is evaluated using a simulation tool based on impulse responses recorded at sea, as well as real signals. The method estimates these parameters with an accuracy of a few percent, demonstrating its effectiveness.

1 Introduction

La surveillance maritime environnementale, la prospection de ressources en haute mer ou la défense s’appuient de plus en plus sur des instruments télé-opérés (drones, bouées). Dans ce contexte émergent, les communications acoustiques sous-marines (ASM) jouent un rôle clé. La caractérisation du paysage sonore devient cruciale pour la sécurisation des espaces maritimes. L’analyse des signaux ASM permet d’identifier les acteurs sur zone (type d’émetteur, emploi du signal, distance émetteur-récepteur) via notamment les paramètres de modulation. D’où l’importance de l’analyse aveugle pour caractériser ces signaux.

Bien que la rétro-ingénierie de la couche physique soit bien étudiée en contexte radiofréquence [10], elle reste moins développée en milieu sous-marin. Cela s’explique par l’émergence nouvelle du besoin de caractérisation du paysage sonore et par les particularités propres au domaine ASM telles que les déformations induites par le canal, ainsi que par l’utilisation de modulations spécifiques à ce domaine. Les méthodes de reconnaissance automatiques proposées [1] restent peu généralisables en raison des difficultés liées à la propagation. En revanche, l’analyse cyclostationnaire s’avère particulièrement adaptée au contexte ASM [6]. En effet, cette méthode exploite les régularités induites par la modulation, offrant des estimations précises des paramètres tout en restant robuste face aux interférences et au bruit [2].

Cet article se concentre sur la modulation *Sweep Spread Carrier* (S2C) [4], une technique combinant un signal QPSK à un balayage en fréquence pour améliorer la robustesse face aux distorsions du canal. Nous démontrons les propriétés cyclostationnaires de cette modulation et proposons une méthode pour estimer avec précision la période de balayage et la largeur de bande de balayage.

L’organisation de l’article est la suivante : la section 2 décrit

la modulation S2C. La section 3 introduit le modèle d’observation, en précisant les particularités du canal acoustique sous-marin. La section 4 présente l’analyse cyclostationnaire appliquée aux signaux S2C et détaille la méthodologie d’estimation aveugle des paramètres. Enfin, la section 5 évalue les performances de l’algorithme proposé en utilisant un outil de simulation de réponses impulsionnelles enregistrées en mer, l’outil Watermark [9], ainsi que des signaux réels, démontrant la robustesse et la précision de la méthode dans des conditions réalistes.

2 Modulation *Sweep Spread Carrier*

Introduite en 2002 dans [4], la modulation *Sweep Spread Carrier* (S2C) repose sur l’encodage de l’information à l’aide d’un signal QPSK $s(t)$, modulé en fréquence par une porteuse à balayage linéaire en forme de dents de scie $c(t)$. L’un des principaux intérêts de cette méthode est sa capacité à séparer les répliques du signal reçues via les différents trajets de propagation.

Le signal S2C est défini ainsi :

$$x(t) \triangleq s(t)c(t), \quad (1)$$

avec

$$s(t) = \sum_k a_k g\left(t - \frac{k}{C_R}\right), \quad (2)$$

$$c(t) = e^{i2\pi(f_{\min}\psi(t) + m\psi(t)^2)}, \quad (3)$$

où $\{a_k\}$ sont les symboles QPSK indépendants et identiquement distribués (i.i.d), C_R est la rapidité de modulation, $C_B = f_{\max} - f_{\min}$ est la largeur de bande de la porteuse dent de scie où $f_{\min}$, $f_{\max}$ sont les limites du balayage, $m = \frac{C_B}{T_{sw}}$ est la pente du balayage, et T_{sw} la période d’un balayage. On

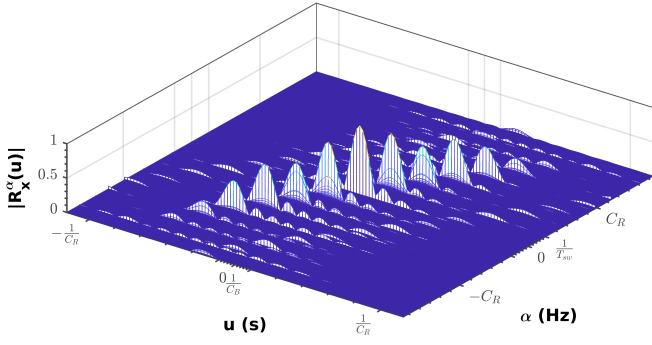


FIGURE 1 : FAC d'un signal théorique S2C. L'énergie est présente pour les valeurs des fréquences cycliques en $\frac{k}{T_{sw}}$ ($k \in \mathbb{Z}$) et $\pm C_R$. Pour ces valeurs α données, on observe les diagonales principales et secondaires de pente m .

défini $\psi(t)$ la fonction de balayage périodique comme suit :

$$\psi(t) = t - \lfloor t/T_{sw} \rfloor T_{sw}. \quad (4)$$

Le nombre de périodes symboles dans un balayage est supposé entier. Il est noté N_{sw} et s'exprime comme le produit $T_{sw}C_R$. L'objectif de l'étude est d'estimer avec précision la période de balayage T_{sw} et la largeur de bande de balayage C_B .

3 Modèle d'observation

La sortie $z(t)$ du canal ASM est modélisée ainsi [7]

$$z(t) = \int h(t, \tau) x(t - \tau) d\tau + w(t), \quad (5)$$

où $w(t)$ désigne le bruit ambiant et $h(t, \tau)$ la réponse impulsionnelle du canal ASM modélisée comme suit :

$$h(t, \tau) = \sum_{\ell=1}^L a_\ell(t) \delta(\tau - \tau_\ell(t)) e^{i2\pi f_c \tau_\ell(t)}, \quad (6)$$

où L est le nombre de trajets multiples, $a_\ell(t)$ représente l'amplitude du $\ell^{\text{ième}}$ trajet, $\tau_\ell(t)$ est le retard associé au $\ell^{\text{ième}}$ trajet, $\delta(\cdot)$ est la distribution de Dirac.

La variation temporelle de l'amplitude $a_\ell(t)$ est causée par la mobilité relative entre l'émetteur et le récepteur ainsi que par l'environnement. De plus, le mouvement relatif des objets immergés fait aussi varier $\tau_\ell(t)$ et induit une compression dilatation Doppler. L'intensité de ces phénomènes physiques varie en fonction des canaux et complexifie l'analyse aveugle du signal.

4 Cyclostationnarité

4.1 Signaux QCS

Un signal aléatoire $x(t)$ est dit *quasiment cyclostationnaire d'ordre 2* (QCS) au sens large si sa moyenne et son autocorrélation sont des fonctions presque périodiques du temps [5].

On définit la fonction d'autocorrélation $R_x(t, u)$ comme suit :

$$R_x(t, u) \triangleq \mathbb{E}\{x^*(t)x(t+u)\}. \quad (7)$$

Un processus $x(t)$ QCS admet alors une expansion en série de Fourier généralisée :

$$R_x(t, u) = \sum_{\alpha \in A_x} R_x^\alpha(u) e^{i2\pi\alpha t}, \quad (8)$$

où A_x est un ensemble dénombrable de fréquences cycliques et $R_x^\alpha(u)$ est la fonction d'autocorrélation cyclique (FAC) de $x(t)$, définie par :

$$R_x^\alpha(u) \triangleq \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} R_x(t, u) e^{-i2\pi\alpha t} dt. \quad (9)$$

4.2 Analyse cyclostationnaire d'un signal S2C

$R_c(t, u)$ est périodique de période T_{sw} , elle admet donc un développement en série de Fourier dont les coefficients $c_n(u)$ s'expriment :

$$c_n(u) = C_n(\psi(u)) + C_n(T_{sw} - \psi(u)), \quad (10)$$

où

$$C_n(x) = \frac{T_{sw} - x}{T_{sw}} e^{i2\pi((2mx - \frac{n}{T_{sw}})\frac{T_{sw}+x}{2} + f_{\min}x + mx^2)} \text{sinc}\left(2\pi(2mx - \frac{n}{T_{sw}})\frac{T_{sw} - x}{2}\right). \quad (11)$$

Avec ce résultat, on démontre que $x(t)$ est QCS. Puis en utilisant le théorème 3.10 de [5], on démontre que la FAC du signal $x(t)$ s'exprime :

$$R_x^\alpha(u) = \sigma^2 \sum_{k=-1}^1 r_g^{kC_R}(u) \delta_{[(\alpha - kC_R)T_{sw} \bmod 1]} c_{(\alpha - kC_R)T_{sw}}(u), \quad (12)$$

où $r_g^\alpha(u)$ est la FAC d'un signal QPSK et $\delta_{[\cdot]}$ est la fonction de Kronecker.

4.3 Propriétés de la FAC

La FAC d'un signal S2C est la somme de produits de composantes de la FAC d'un signal QPSK et des coefficients de Fourier de la fonction d'autocorrélation de la fonction dent de scie $c(t)$. Il en découle les quatre propriétés suivantes :

1. Compte tenu de l'hypothèse du nombre entier de périodes symboles dans un balayage, les fréquences cycliques sont des multiples du rapport $\frac{1}{T_{sw}}$. Par conséquent, $x(t)$ est cyclostationnaire.
2. L'ensemble de l'énergie de $R_x^\alpha(u)$ en u est bornée par $r_g^\alpha(u)$. En particulier, les principaux pics énergétiques se situent pour u entre $-\frac{1}{C_R}$ et $\frac{1}{C_R}$.
3. Les maxima d'énergie de $c_n(u)$ se situent en $\frac{n}{C_B} + kT_{sw}$ ($k \in \mathbb{Z}$). Ainsi pour chaque $\alpha = \frac{n}{T_{sw}}$ ($n \in \mathbb{Z}$), $R_x^\alpha(u)$ possède un maximum en u autour $\frac{n}{C_B}$. L'ensemble de ces couples $(\frac{n}{T_{sw}}, \frac{n}{C_B})$ forme un alignement de maxima, dite diagonale principale, de pente m dans le plan (α, u) .

La position précise d'un maximum (principal ou secondaire) d'une fréquence cyclique peut-être défini numériquement. Cette valeur dépend de C_B et de C_R . Lorsque

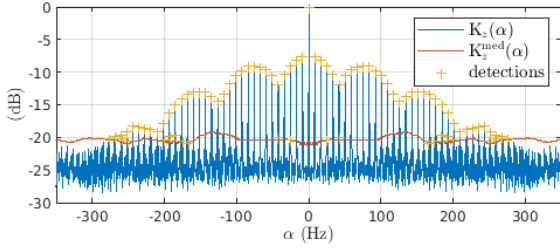


FIGURE 2 : Illustration de l'estimateur de fréquence cyclique ($T_{sw} = 118$ ms, $C_R = 84$ Hz, $C_B = 3500$ Hz, $N_{balayage} = 25$, SNR = 0 dB, canal NOF1).

le rapport $\frac{C_B}{C_R}$ est suffisamment grand, les n premières positions des maxima en u ne dépendent que de C_B et valent quasiment $\frac{p}{C_B}$. Ce résultat découle de la formule suivante :

$$R_x^\alpha(u) \approx \sigma^2 r_g^0(u) c_n(u) \quad (13)$$

lorsque $\alpha = \frac{n}{T_{sw}}$, $u \approx \frac{n}{C_B}$ ($n \in \mathbb{Z}$).

4. En $\alpha_n = \pm C_R + \frac{n}{T_{sw}}$ ($n \in \mathbb{Z}$) des maxima locaux d'énergie apparaissent. Ceux-ci se situent également en u autour de $\frac{n}{C_B}$. Cela crée deux diagonales d'énergie secondaires de pente m dans le plan (α, u) .

La FAC d'un signal théorique S2C est représentée à la figure 1 et fait apparaître ces différentes propriétés. Cependant, les canaux de propagation sont très susceptibles de déformer la FAC. Par exemple, les trajets multiples étaleront l'énergie cyclique le long de l'axe des retards u et peuvent rendre difficile la détection des fréquences cycliques les plus faibles situées en $\alpha = \pm C_R + \frac{n}{T_{sw}}$ ($n \in \mathbb{Z}$). De plus, l'effet Doppler peut légèrement décaler les fréquences cycliques ou même les étaler dans des scénarios où l'accélération est élevée [6].

4.4 Estimation aveugle de paramètres

Le premier paramètre estimé est la période de balayage T_{sw} . L'estimation repose sur le corrélogramme, c'est-à-dire la version estimée de la FAC du signal reçu $z(t)$ [5, chap. 5]. Il est d'abord intégré selon la variable u , donnant $K_z(\alpha)$. On lui applique ensuite une normalisation et un seuillage adaptatif par filtrage médian, pour obtenir $K_z^{\text{med}}(\alpha)$. La Fig.2 illustre la détection des fréquences cycliques obtenues par ces deux fonctions. L'estimation de la période de balayage $\hat{T}_{sw}$ est obtenu en identifiant le plus grand diviseur commun à ces fréquences cycliques.

Le second paramètre estimé est la largeur de bande de balayage C_B . Le principe de cette méthode repose sur l'évaluation de la pente m de la diagonale principale. Il s'agit d'extraire, à partir du corrélogramme des couples fréquences cycliques et retards associés, notés (f_n, d_n) , où n désigne le n ème maximum de la diagonale principale. Les fréquences cycliques f_n sont déjà identifiées lors de la méthode d'estimation précédente. Pour déterminer les retards d_n associés, nous commençons par positionner grossièrement la diagonale principale et obtenir une première estimation de $\hat{C}_B$. Cette estimation est ensuite exploitée pour restreindre la recherche des d_n à une fenêtre autour de $\frac{n}{\hat{C}_B}$. Cette approche permet

de favoriser l'absence de valeur aberrante dans $\{d_n\}$. Pour estimer la pente m , une régression robuste [3] est effectuée sur les couples (f_n, d_n) . Une fois la pente estimée $\hat{m}$ obtenue, l'estimation de $\hat{C}_B$ est immédiate par la relation $\hat{C}_B = \frac{\hat{T}_{sw}}{\hat{m}}$.

Dans le cas de signaux réels, la FAC ne permet pas d'exploiter directement la diagonale d'énergie secondaire en raison des effets du canal et des valeurs usuelles du roll-off (≈ 0.3), ce qui complique l'estimation de C_R .

5 Applications et performances

5.1 Simulation Watermark

Les performances des estimateurs sont évaluées en exploitant l'outil de simulation de canal Watermark [9]. Celui-ci est piloté par des mesures en mer de réponses impulsionnelles variant dans le temps. Il permet de tester et de comparer des algorithmes dans des conditions réalistes et reproductibles et repose sur du rejeu direct. Watermark est utilisé en mode SISO (Single-Input Single-Output), et tous les résultats sont analysés en fonction du rapport signal sur bruit (RSB) dans la bande. Le bruit est un bruit additif blanc gaussien. Le signal BCSK émis est caractérisé par la bande de balayage $C_B = 3500$ Hz, la période de balayage $T_{sw} = 118$ ms, la rapidité de modulation $C_R = 84$ Hz, soit 10 symboles par balayage et le nombre de balayage $N_{balayage} = 25$. La fréquence d'échantillonnage est tirée aléatoirement à chaque itération pour éviter des situations favorables où elle serait un multiple d'une fréquence cyclique avec une valeur minimale fixée de façon à éviter le repliement cyclique [5].

Les résultats sont présentés pour trois canaux dotés de caractéristiques très différentes. Le canal NOF1 est un canal en eau peu profonde qui présente des trajets multiples dus aux réflexions sur la surface et le fond marins. Le canal KAU1 présente des trajets multiples rapprochés dont l'étalement fréquentiel augmente avec le retard. Le canal NCS1 présente un large étalement fréquentiel en raison de l'absence de trajets stables. Les performances de la méthode sont calculées avec 1000 essais de Monte-Carlo par RSB et évaluées à l'aide de la probabilité d'estimation correcte (PEC), définie comme la probabilité que l'erreur relative d'estimation d'un paramètre donné θ soit inférieure à un seuil ρ :

$$\text{PEC}_\theta(\rho) \triangleq \mathbb{P} \left(\left| \frac{\hat{\theta} - \theta}{\theta} \right| \leq \frac{\rho}{100} \right). \quad (14)$$

Pour déterminer ce paramètre, on représente dans les deux graphiques en haut de la figure 3, la PEC pour chacun des paramètres estimés et pour RSB = 0 dB. Nous remarquons qu'à partir de respectivement $\rho = 0.3$ et $\rho = 3$ pour T_{sw} et C_B , les valeurs de PEC sont excellentes. La période de balayage est le paramètre le plus facile à estimer en raison des nombreuses contributions obtenues par les trajets multiples. En pratique, les valeurs de ρ de l'ordre de quelques pourcents permettent l'identification d'un système tandis qu'une démodulation nécessite une précision supérieure.

Pour ces valeurs de ρ , les deux graphiques du bas de la figure 3 représentent la PEC en fonction du RSB. Nous constatons que l'estimateur fournit dans les cas les plus favorables des PEC supérieures à 95% à partir -5 dB et 2 dB pour respectivement l'estimation de T_{sw} et C_B . De plus, nous observons

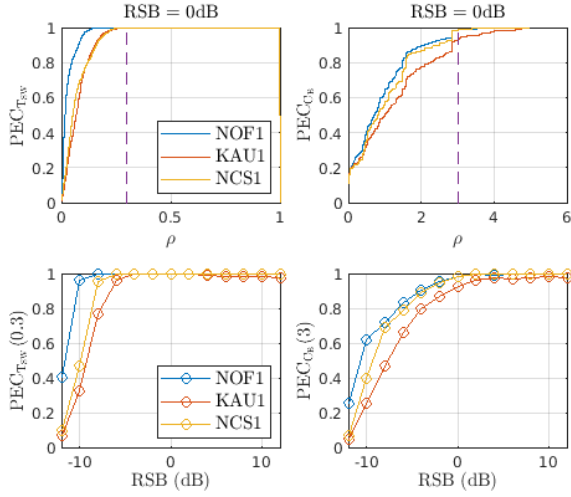


FIGURE 3 : Performance de l'estimation des paramètres T_{sw} et C_B dans des canaux simulés dans l'outil Watermark.

que les performances d'estimation diminuent dans les cas où l'étalement fréquentiel croît avec le retard : perte de 2 à 4 dB en PEC entre NOF1 et KAU1.

5.2 Application aux signaux réels

La campagne SMART OCEAN 24 [8], a permis l'enregistrement de signaux BCSK en conditions réelles. L'expérience met en oeuvre un émetteur et deux récepteurs : le premier plus proche et plus profond que le second. Chaque récepteur a collecté 80 enregistrements de la même séquence. Le canal présente un très fort étalement temporel, avec des RSB respectivement de 25 dB et 15 dB pour le premier et le second récepteur.

La fréquence centrale du signal émis était à 6 kHz. Les paramètres du signal sont les mêmes que ceux testés dans la simulation Watermark.

Les résultats obtenus sont présentés dans la Table 1. On ajoute à la PEC, un calcul de la racine de l'erreur quadratique moyenne (REQM). Ainsi, la fréquence de balayage T_{sw} et la largeur de bande C_B ont pu être estimées avec une précision élevée, confirmant les résultats précédents. Notons les meilleures performances d'estimation pour le récepteur 1, en condition plus favorable (RSB, distance à l'émetteur).

TABLE 1 : Résultats des estimations des paramètres

Paramètres	Récepteur 1	Récepteur 2
$PEC_{T_{sw}}(0.3)$	100%	100%
$PEC_{C_B}(3)$	100%	97.5%
$REQM(T_{sw})$	-44 dB	-36 dB
$REQM(C_B)$	-22 dB	-18 dB

6 Conclusion

Cet article a étendu l'application de l'analyse cyclostationnaire aux communications ASM, à la modulation S2C. Nous

avons montré que cette approche est particulièrement adaptée à la caractérisation de ce type de signal. À partir de signaux simulés avec l'outil Watermark, nous avons identifié avec précision la période de balayage et estimé la largeur de bande de balayage avec une erreur de l'ordre de quelques pourcents. Ces résultats ont été confirmés avec des signaux réels, même dans des conditions de bruit modéré et de forte réverbération, démontrant ainsi la robustesse de l'approche cyclostationnaire pour l'estimation des paramètres du signal en environnement réel.

Une prochaine étape consistera à faire varier la pente m et le nombre de symboles par balayage pour évaluer la précision de l'estimateur et ajuster l'algorithme si nécessaire. Enfin, cette méthode doit maintenant être consolidée pour fonctionner dans des canaux plus complexes, en présence de bruits impulsifs ou si la compression dilatation Doppler est plus importante. À cet égard, les approches proposées par [6] pourraient constituer une piste prometteuse pour accroître la robustesse de l'estimation.

Références

- [1] E. CHENG, J. YAN, H. SUN et J. QI : Research on mpsk modulation classification of underwater acoustic communication signals. *In 2016 IEEE/OES China Ocean Acoustics (COA)*, pages 1–5. IEEE, 2016.
- [2] W. GARDNER, A. NAPOLITANO et L. PAURA : Cyclostationarity : Half a century of research. *Signal processing*, 86(4):639–697, 2006.
- [3] P. HOLLAND et R. WELSCH : Robust regression using iteratively reweighted least-squares. *Communications in Statistics-theory and Methods*, 6(9):813–827, 1977.
- [4] K. KEBKAL et R. BANNASCH : Sweep-spread carrier for underwater communication over acoustic channels with strong multipath propagation. *The Journal of the Acoustical Society of America*, 112(5):2043–2052, 2002.
- [5] A. NAPOLITANO : *Cyclostationary processes and time series : theory, applications, and generalizations*. Academic Press, 2019.
- [6] F-X. SOCHELEAU : Cyclostationarity of communication signals in underwater acoustic channels. *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, 2022.
- [7] F-X. SOCHELEAU, C. LAOT et J-M. PASSERIEUX : Parametric replay-based simulation of underwater acoustic communication channels. *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, 40(4):796–806, 2015.
- [8] P. van WALREE, R. OTNES, B. TOMASI, B. HENRIKSEN, A. VAHLIN, J.-B. DANRE, O. BERGH, F-X. SOCHELEAU et M. CHITRE : The SFI smart ocean dataset for acoustic communications (SODAC). *Accepted for publication in IEEE Data Descriptions*, 2025.
- [9] P. van WALREE, F-X. SOCHELEAU, R. OTNES et T. JENSERUD : The watermark benchmark for underwater acoustic modulation schemes. *IEEE journal of oceanic engineering*, 42(4):1007–1018, 2017.
- [10] Z. ZHU et A. NANDI : *Automatic modulation classification : principles, algorithms and applications*. John Wiley & Sons, 2015.