

Estimation des paramètres de modulations CPM en surveillance de spectre

DENYS BOITEAU¹

¹ ECAM Rennes - Louis de Broglie
Campus de Ker Lann – Bruz, 35091 RENNES Cedex, France

¹ Denys.boiteau@ecam-rennes.fr

Résumé - Cet article présente un nouveau système pour l'estimation des paramètres caractéristiques de signaux CPM (« Continuous Phase Modulation »). En supposant le récepteur synchronisé en temps et en fréquence, ce système estime conjointement le nombre d'états, l'impulsion de mise en forme et l'indice de modulation. En notant que le signal de fréquence instantanée s'écrit sous la forme d'un signal ASK (« Amplitude shift Keying »), le problème posé est dans un premier temps ré-exprimé en terme d'estimation conjointe source-canal, l'impulsion de mise en forme jouant le rôle du filtre équivalent. L'algorithme Per-Survivor Processing, connu pour apporter une solution performante dans cette application, est alors utilisé pour obtenir un nombre réduit d'hypothèses de modulation. Ces hypothèses sont ensuite comparées en démodulation pour donner la modulation reconnue. Les simulations menées sur des modulations CPM à réponse partielle ou pleine montrent que ce système permet d'obtenir de très bonnes performances.

Abstract - This article presents a new system for the estimation of CPM signal parameters. When symbol timing and carrier frequency are known, the system estimates jointly of the number of states, the shaping and the modulation index. Noting that the instantaneous frequency is of the form of a ASK signal, the problem can be expressed in term of a joint estimation of data and channel, where the shaping is used in place of the equivalent filter. The Per-Survivor Processing algorithm, well-known to provide an efficient solution for this task, is then used to obtain a reduced number of modulation hypotheses. These hypotheses are further compared in a demodulation process to give the recognized modulation. Simulations on full and partial response CPM have shown that this system offers very good performances.

1 Introduction

Nous plaçons cet article dans le cadre de l'analyse et de la surveillance automatique du spectre avec la présentation d'un nouveau système pour l'estimation de paramètres de modulations CPM (Continuous Phase Modulation) [1]¹.

De manière générale, l'estimation de paramètres de modulations est la première étape pour la reconnaissance de ces modulations, technique utilisée pour améliorer les performances globales des radios cognitives [12]. Les travaux les plus pertinents en reconnaissance de modulations exploitent explicitement ou indirectement les caractéristiques cyclostationnaires des signaux [2-5, 7]. Dans [8-11], les modulations CPM sont en particulier adressées. Les travaux de Bianchi [9] sont repris et étendus dans [10] pour l'estimation conjointe de débit symbole, de l'indice de modulation h et du résidu de porteuse basé sur l'analyse des signaux élevés à la puissance $1/h$. Dans [11], les auteurs proposent une approximation de l'entropie comme unique mesure de discrimination de signaux CPM. Le système résultant permet en théorie de classer tout type

de signaux modulés mais les seuils de décision restent particulièrement sensibles aux paramètres des signaux.

Dans cet article, nous présentons une nouvelle approche pour l'estimation conjointe du nombre d'états, de l'impulsion de mise en forme et de l'indice de modulation de signaux CPM. Les signaux CPM s'écrivent en bande de base

$$x(t) = \exp(2i\pi f_0 t + \Phi(t, \mathbf{a})) \quad (1)$$

avec
$$\Phi(t, \mathbf{a}) = 2i\pi h \sum_{k=-\infty}^{\infty} a_k \cdot q(t - kT) \quad (2)$$

où $q(t) = \int_{-\infty}^t g(t) dt$ et $q(+\infty) = 0.5$. (3)

La fonction $q(t)$ est l'impulsion de mise en forme en phase, $g(t)$ est l'impulsion de mise en forme en fréquence, h est l'indice de modulation (on ne retient a priori que les modulations dites "mono- h ") et $\mathbf{a} = \{a_k\}$, $a_k = \pm 1, \pm 3, \dots, \pm(M-1)$ est la séquence de symboles indépendants transmise, avec M la taille de l'alphabet. L'impulsion $g(t)$ est une fonction de support LT , où T est la période symbole et L entier ≥ 1 .

Sur ce modèle, de nombreuses modulations ont été proposées, LREC (RECTangular pulse), LRC (Raised Cosine pulse), LSRC (Spectrally Raised Cosine pulse), TFM (Tamed Frequency Modulation) et GFSK (Gaussian FSK) [1]. Dans cet article, compte tenu des équivalences entre formats, nous nous sommes limités sans perte de généralité à la reconnaissance deux seuls

¹ Ces travaux ont été financés par la Direction Générale de l'Armement, France, dans le cadre d'un projet piloté par le Centre d'Etudes de Systèmes et Techniques Avancées (CESTA - Bruz).

formats LREC et LSRC, avec estimation de h , L , M et β (coefficient de retombée pour les SRC), les autres s'en déduisant comme des cas particuliers [1]. Dans la suite, nous supposons dans le modèle (2) une synchronisation temps et fréquence parfaite (obtenue par exemple par analyse de phase déroulée), $1 \leq L \leq L_{max}$ avec $L_{max}=5$, $0 < h < 1$, $\beta \leq 1$, et $M=2$ ou 4.

Le principe de la méthode proposée repose sur l'écriture de la fréquence instantanée (eq. (2) et (3)) suivante :

$$f(t) = h \sum_{k=-\infty}^{\infty} a_k \cdot g(t - kT). \quad (4)$$

En notant que (4) prend la forme d'un signal ASK (« Amplitude Shift Keying »), le problème posé se redéfinit en terme d'estimation conjointe source-canal, dans lequel le filtre canal équivalent est donné par

$$G(t) = h \cdot g(t). \quad (5)$$

Pour cette estimation conjointe, nous avons retenu ici l'algorithme « Per Survivor Processing » (PSP, [6]) intégrant l'estimation des paramètres inconnus dans la structure de décodage. L'application de cet algorithme nous permet d'obtenir deux estimées $\hat{G}_2(t)$ et $\hat{G}_4(t)$ du filtrage canal pour les hypothèses $M=2$ et $M=4$ respectivement. Pour chaque estimée, les formes REC et SRC les plus proches sont déterminées et servent au décodage Viterbi du signal. Une heuristique de comparaison des scores de décodage permet au final de retenir le jeu de paramètres CPM le meilleur étant donné le signal reçu.

Chaque étape est précisée dans la section 2. Quelques résultats de simulations sont donnés dans la section 3 et la section 4 propose une conclusion.

2 Description du système

2.1 Estimation de l'impulsion de mise en forme en fréquence

Le principe du PSP présenté en détail dans [6] est appliqué ici pour résoudre le problème d'estimation conjointe source-canal posé en (4) et (5). Identiquement aux travaux décrits dans [7] pour le traitement de signaux observés en sortie de canal à interférences, nous mettons en œuvre ici un treillis de décodage du signal (4) pour mettre à jour itérativement puis conserver à la fois l'estimation de la séquence de données reçue et le canal équivalent (5).

Pour un alphabet de taille M et une longueur de filtre L_{max} , le nombre d'états du treillis est donné par $M^{L_{max}}$. Chaque état est associé à l'émission de L_{max} symboles et porte une estimation courante du filtre de canal. Les transitions entre états respectent l'ordre d'émission des symboles et l'estimation du filtre est mise à jour à chaque transition selon un critère d'erreur entre la sortie estimée sur l'état et l'observation.

Classiquement, les techniques d'estimation source-canal sont appliquées dans l'objectif premier de décodage, et l'estimation du canal n'est qu'un moyen. Dans ce cas, un échantillonnage de l'observation à un

point par symbole suffit au traitement. Ici, l'intérêt est inverse car l'estimée $\hat{G}(t)$ doit amener à discriminer entre un format REC et un format SRC. Afin d'assurer l'obtention d'une forme estimée suffisamment discriminante, le signal de fréquence instantanée observé est échantillonné à P points par symbole et la forme est estimée aux instants $lT + (2p+1)T/(2P)$,

$l=0, L_{max}-1$ et $p=0, P-1$. On note $\hat{f}_k(p)$ l'estimée de la fréquence instantanée à l'instant $kT + (2p+1)/(2P)$.

L'algorithme se décline de la manière suivante :

- Construction d'autant de treillis (à $M^{L_{max}}$ états) qu'il y a de points par symbole (P). Pour le treillis p , on associe au $i^{\text{ème}}$ état à l'instant kT un couple $\{\mathbf{a}^i, \hat{G}_k^i(p)\}$, où $\mathbf{a}^i = \{a_l^i, l = -L_{max} + 1, \dots, 0\}$ est la $i^{\text{ème}}$ hypothèse sur les symboles émis aux instants $(k - L_{max} + 1)T, \dots, kT$ et $\hat{G}_k^i(p) = \{\hat{g}_{k,l}^i(p), l = 0, L_{max} - 1\}$ est une estimation de l'impulsion de mise en forme échantillonnée aux points $lT + (2p+1)T/(2P)$.

- A chaque instant $(k+1)T$, pour tous les états i , recherche, sur l'ensemble des états précédents possibles, de l'état $prec(i)$ à l'instant kT amenant à l'erreur de prédiction cumulée E_{k+1}^i minimale

$$E_{k+1}^i = E_k^{prec(i)} + \sum_{p=1}^P \left(\sum_{l=0}^{L_{max}-1} a_{-l}^i \cdot \hat{g}_{k,l}^{prec(i)}(p) - \hat{f}_{k+1}(p) \right)^2 \quad (6)$$

- Calcul de l'estimation $\hat{G}_{k+1}^i(p)$ par adaptation de $\hat{G}_k^{prec(i)}(p)$ pour minimiser l'erreur de prédiction. L'adaptation est réalisée ici par application du filtre de Kalman mais d'autres techniques du type gradient peuvent être utilisées [8].

En final, l'estimation $\hat{G} = \{\hat{g}(k), k = 0, \dots, L_{max} \cdot P - 1\}$ retenue pour un alphabet donné est construite par entrelacement des estimations $\hat{G}^{i_0}(p)$ où i_0 est le numéro de l'état final cumulant le meilleur score (minimum de l'erreur de prédiction cumulée (6)).

Cette procédure est menée pour les deux tailles d'alphabets $M=2$ et $M=4$. Pour une modulation CPM à 2 états reçue, on constate que les formes estimées \hat{G}_2 et \hat{G}_4 sont en générale très proches du simple fait que l'alphabet de taille 2 est inclus dans l'alphabet de taille 4. A l'inverse, pour une modulation CPM à 4 états reçue, la forme \hat{G}_2 obtenue est en générale très « chahutée ».

2.2 Détermination des modulations candidates

A ce stade, il s'agit de déterminer, à partir des estimations \hat{G}_2 et \hat{G}_4 , les modulations LREC et LSRC les plus vraisemblables pour chaque taille d'alphabet.

L'opérateur intégral ayant pour avantage de réduire les effets du bruit d'estimation, la recherche des formes théoriques REC et SRC les plus proches d'une forme

estimée est réalisée dans l'espace des phases. Soient $\hat{Q}_m = \{\hat{q}_m(n) = T/P \cdot \sum_{k=0}^n \hat{g}_m(k), n=0, \dots, L_{\max} \cdot P - 1\}$, $m \in \{2, 4\}$, les formes estimées en phase et $Q_m^{\text{mod}} = \{q_m^{\text{mod}}(n), n=0, \dots, L_{\max} \cdot P - 1\}$, mod = REC ou SRC, les formes théoriques recherchées, avec $q_m^{\text{mod}}(+\infty) = 0.5$. Cette recherche est faite au sens de la corrélation maximale par balayage exhaustif sur les paramètres L et β (pour les SRC). Par des développements simples, on montre que le maximum de corrélation est obtenu au minimum de l'erreur définie par

$$E = \sum_n (\hat{q}_m(n) - \alpha \cdot q_m^{\text{mod}}(n))^2 \quad (7.1)$$

où α est un coefficient de normalisation donné par

$$\alpha = \sum_n \hat{q}_m(n) \cdot q_m^{\text{mod}}(n) / \sum_n (q_m^{\text{mod}}(n))^2. \quad (7.2)$$

En comparant la formule (5) et la formule (7.1), on remarque ici que le coefficient α est une estimation directe de l'indice de modulation recherché.

A la fin de cette étape, nous disposons de 4 hypothèses de modulation : REC et SRC pour 2 et 4 états de modulation avec pour chacune les valeurs estimées de leurs paramètres. Le dernier traitement consiste à décider de la modulation reconnue parmi celles-ci.

2.3 Reconnaissance de la modulation

Le choix de la modulation reconnue est basé sur la comparaison des scores de décodage/démodulation Viterbi du signal (minimum sur les états de sortie de l'erreur cumulée) sous chacune des 4 hypothèses (un score est d'autant meilleur qu'il est faible). L'algorithme de décodage utilisé reprend les formulations données au paragraphe 2.1 où cette fois les formes d'onde considérées sont les formes théoriques (et aucune adaptation n'est appliquée). Soient S_m^{mod} , $m \in \{2, 4\}$ et mod = REC ou SRC les quatre scores obtenus.

En premier lieu, les scores sont comparés pour déterminer le format REC ou SRC retenue pour un alphabet donné. Soit S_2 et S_4 les meilleurs scores obtenus avec les alphabets $M=2$ et $M=4$ respectivement.

En second lieu, S_2 et S_4 sont comparés pour décider du nombre d'états de la modulation reçue. Ici, deux observations peuvent être rapportées :

- Lorsque la modulation reçue est une modulation à 4 états, une hypothèse à 2 états ne permet jamais d'obtenir le meilleur score de décodage (on peut considérer ici qu'il manque des états). On a dans ce cas $S_2^{\text{mod}} > S_4^{\text{mod}}$, quel que soit le format REC ou SRC.
- Lorsque la modulation reçue est une modulation à 2 états, les hypothèses à 2 et 4 états amènent à des scores équivalents, par le fait que l'alphabet de taille 2 est inclus dans l'alphabet de taille 4.
- De ces considérations, les règles de décision simples élaborées sont les suivantes :

Si $S_2 < S_4$ alors $M=2$.

Sinon Si $((S_2 - S_4) < \text{seuil})$ alors $M=2$

Sinon

$M=4$

La valeur de *seuil* a été déterminée par observation de l'histogramme de la différence des scores ($S_2 - S_4$) obtenus pour des modulations reçues à 2 et 4 états pour lesquelles $S_4 < S_2$. Une procédure similaire d'estimation d'un seuil de décision dans une application de reconnaissance de modulations linéaires à 16 états est trouvée dans [7].

3 Simulations

Les simulations présentées portent sur la reconnaissance de 8 modulations CPM. Les modulations à reconnaître sont les modulations suivantes :

1 : REC, $M=2$, $L=1$, $h=0.5$.

2 : REC, $M=2$, $L=3$, $h=0.5$

3 : REC, $M=4$, $L=1$, $h=0.5$.

4 : REC, $M=4$, $L=3$, $h=0.5$

5 : SRC, $M=2$, $L=2$, $h=0.3$, $\beta=1$

6 : SRC, $M=2$, $L=3$, $h=0.5$, $\beta=1$

7 : SRC, $M=4$, $L=2$, $h=0.3$, $\beta=1$

8 : SRC, $M=4$, $L=3$, $h=0.5$, $\beta=1$

Pour chaque signal traité, les paramètres de simulation sont les suivants : Filtrage réception en cosinus surélevé de largeur $\pm 2/T$ et roll-off 0.2 (2 à 3 lobes secondaires passant), 1000 symboles transmis et échantillonnage à $P=6$ points par symbole. Pour chacune des 8 modulations d'entrée, 20 signaux sont générés avec un rapport signal sur bruit en sortie de filtre de réception de 30 dB et 20 autres avec un rapport de 20 dB. La base de test est ainsi constituée de 320 signaux.

L'estimée $\hat{f}(t)$ de la fréquence instantanée (4) est obtenue par dérivée numérique directe de la phase déroulée du signal. La recherche des modulations candidates (paragraphe 2.2) est conduite de manière exhaustive pour $L=1$ à $L_{\max}=5$ et $\beta=0.1, 0.2, \dots, 1$. Les treillis construits pour un alphabet de taille 2 comportent $2^5=32$ états et les treillis construits pour un alphabet de taille 4 comportent $4^5=1024$ états.

A titre d'illustration, un exemple d'estimation d'une impulsion de mise en forme par application de l'algorithme PSP est donné dans les figures 1a-b. La modulation reçue est une modulation 3REC d'indice 0.5 avec $M=2$ et un rapport signal sur bruit de 30 dB. La figure 1-a donne le diagramme de l'œil du signal de fréquence instantanée estimée (débit symbole normalisé égal à 10.3). La figure 1-b donne la forme théorique utilisée en émission ramenée à 6 points par symbole ainsi que la forme estimée en sortie de l'algorithme PSP sous l'hypothèse $M=2$. On remarquera la bonne adéquation entre la forme théorique et son estimée (normalisée par l'indice).

En résultat, seules 8 erreurs sont commises (97.5 % de bonne reconnaissance). Ces erreurs ne concernent

pas le nombre d'états, mais rendent davantage compte de l'effet du filtrage de réception : formes REC (rectangle) reconnues SRC ou L_1 SRC reconnues L_2 SRC avec $L_1 < L_2$.

Pour les signaux correctement classés en forme, longueur de forme et taille de l'alphabet, diverses statistiques ont été établies. Le tableau Tab 1 donne la moyenne et l'écart-type de l'estimée de l'indice de modulation. On observe qu'en moyenne les indices sont légèrement sous-estimés pour un écart-type d'environ 5% de la valeur nominale. Par expérience, ce type d'erreur n'est cependant pas réellement coûteux en phase de démodulation.

Le tableau Tab 2 donne la répartition des valeurs estimées du coefficient de retombée des modulations SRC ($\beta=1$ pour toutes les modulations 5,6,7,8 reçues). Globalement, l'estimation est le plus souvent située entre 0.8 et 1.0. Dans ces proportions, la forme temporelle résultante n'est que très peu modifiée.

Tab 1 : Moyenne m_h et écart-type σ_h de l'indice de modulation estimé

	Modulation							
	1	2	3	4	5	6	7	8
m_h	0.45	0.49	0.48	0.49	0.30	0.50	0.30	0.49
σ_h	0.02	0.03	0.02	0.03	0.02	0.03	0.02	0.02

Tab 2 : Estimation du coefficient de retombée pour les modulations SRC 5,6,7,8 (en nombre de fois)

	0.1	0.2	0.3	0.4	0.5	0.6	0.7	0.8	0.9	1.0
5			1			1	2	3	9	23
6	1				1		2	1	7	28
7						6		1	6	26
8				1	3	1	3	4	7	21

4 Conclusions

Cet article a présenté un nouveau système pour l'estimation conjointe de l'impulsion de mise en forme, de l'indice de modulation (valeur non particulière) et du nombre d'état parmi 2 et 4 (valeurs typiques des systèmes actuels) d'une modulation CPM à réponse pleine ou partielle.

Bien que l'ensemble des techniques utilisées et présentées ici restent relativement usuelles, leur application au problème particulier de l'analyse de signaux CPM est novatrice, apportant une solution complète à un problème a priori peu traité dans la littérature.

Le rapprochement du problème posé de celui de l'estimation conjointe données-canal permet l'application de l'algorithme du Per Survivor Processing et d'hériter ainsi de ses très bonnes performances et de son potentiel à travailler en flux de données. En contrepartie, le coût calcul est important, principalement pour le traitement de l'alphabet à 4 états. Pour ce cas, une procédure particulière consistant à venir limiter le nombre de chemins à prolonger aux N meilleurs chemins après un temps de convergence des estimations jugé suffisant (une centaine de symboles reçus) a permis

d'obtenir un produit parfaitement exploitable. Les travaux complémentaires traiteront de la robustesse de la méthode aux canaux difficiles, robustesse directement liées à l'impact de la propagation sur la forme d'onde en fréquence.

5 Références

- [1] C-E Sundberg, *Continuous Phase Modulation*, IEEE Communications Magazine, vol. 24, n°4, 1986.
- [2] W. A. Gardner, *Statistical Spectral Analysis: A Nonprobabilistic Theory*, Prentice Hall, 1988.
- [3] D.Boiteau & al, *A generalized maximum likelihood framework for modulation classification*, Proc. ICASSP 1998.
- [4] O.A. Dobre & al, *Survey of automatic modulation classification techniques: classical approaches and new trends*, Communications, IET, vol. 1, 2007.
- [5] S.A. Ghauri & al, *Modulation Classification using Cyclostationary Features on Fading Channels*, Research Journal of Applied Sciences, Engineering and Technology, juin 2014.
- [6] R. Raheli a al, *Per-Survivor Processing : A general approach to MLSE in uncertain environments*, IEEE Tr. On Communications, vol 43, n0 2/3/4, Fev. 1995.
- [7] N.E. Lay & al ; *Per-Survivor-Processing for channel acquisition, data detection and modulation classification*, Proc. ICSSC, 1995.
- [8] P.A. Murphy & al, *Co-channel demodulation for continuous phase modulated signals*, Ninth Asilomar conf. on Signal, Systems and Computers, Pacific-Grove, 1995
- [9] P. Bianchi & al. *On the blind estimation of the parameters of continuous phase modulated signals*, IEEE Journal on Selected Areas in Communications 2005
- [10] J.W. Frogget, *Automatic Modulation Recognition for Aeronautical Telemetry*, PhD Thesis Brigham Young University, 2013
- [11] S.U. Pawar & al, *Modulation Recognition in Continuous Phase Modulation Using Approximate Entropy*, IEEE Tr. on Information Forensics and Security, vol. 6, 2011.
- [12] J. Mitola, *Cognitive radio: An integrated agent architecture for software defined radio* Ph.D. Thesis, Royal Institute of Technology (KTH), Stockholm, Sweden, 2000

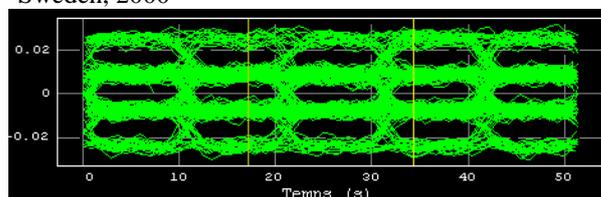


Figure. 1-a – diagramme de l'œil du signal de fréquence instantanée estimée pour une modulation 3REC ($T=10.3$)

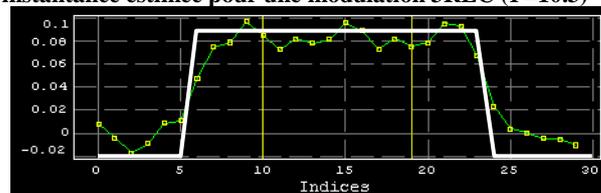


Figure. 1-b – L'impulsion de mise en forme émise ($T=6$) en blanc et estimée par PSP en vert