

Détecteur robuste de signaux cyclostationnaires : application à la suppression d'interférences en radioastronomie

Philippe RAVIER, Rodolphe Weber

LESI-ESPEO

12, rue de Blois BP 6744 - 45067 ORLEANS Cédex.

Tél : 02.38.49.48.63 Fax : 02.38.41.72.45

Philippe.Ravier@univ-orleans.fr

Résumé – L'observation radioastronomique est de plus en plus fréquemment brouillée par les signaux de télécommunications numériques. Une solution consiste à détecter ces signaux et à suspendre les mesures. La nature cyclostationnaire des signaux en jeu peut être révélée par filtrage de Hilbert qui produit un signal périodique [2]. L'idée est ensuite d'utiliser la technique de Hinich de détection d'un signal périodique lorsque sa période est inconnue. Une étude expérimentale de la robustesse de ce détecteur de raies est présentée. L'application à la détection de signaux de type GLONASS donne des résultats encourageants.

Abstract – The radio astronomical observation is more and more frequently polluted by digital telecommunication signals. One solution is to detect these signals and suspend the measures. Such signals have cyclostationarity properties that can be revealed by Hilbert filtering producing a periodic signal [2]. The idea is to detect the periodic signal when its period is unknown using Hinich's method. An experimental study of the Hinich's detector is carried out. Finally, the complete procedure is applied for detecting GLONASS type signals showing encouraging results.

1. Contexte du problème

Dans le domaine des télécommunications numériques, les techniques de diversité sont aujourd'hui largement utilisées. En particulier, la diversité fréquentielle conduit à un étalement des spectres rendant les télécommunications de plus en plus gourmandes en occupation de bandes spectrales. Malgré l'attribution de bandes de fréquence réservées pour l'observation radioastronomique, certaines interférences issues de signaux de navigation et de communication viennent brouiller de façon intermittente les enregistrements

radioastronomiques. Une solution consiste à détecter ces interférences et suspendre les enregistrements (technique dite de « Time Blanking »). La figure 1 montre l'influence perverse d'un parasite sur le spectre.

La plupart des méthodes de détection sont spécifiques aux interférences car elles reposent sur une comparaison du spectre mesuré avec une famille de spectres connus standards. Ces méthodes souffrent donc de leur spécificité puisque non prévues pour détecter de nouveaux types d'interférences[1].

Récemment, des détecteurs fondés sur les propriétés cyclostationnaires des modulations numériques sont apparus. Rodolphe Weber a proposé dans [2] un détecteur de signaux cyclostationnaires reposant sur des opérations simples de filtrage et de quadrature implantables en temps réel. Plus précisément, il réalise dans le domaine temporel l'équivalent d'une projection du spectre cyclique sur l'axe des fréquences cycliques. Par ce biais, il convertit un signal cyclostationnaire de périodicité cachée T en un signal T -périodique. Ce dernier peut alors être aisément détecté par un simple moyennage synchrone ou par un filtre en peigne. Cependant la limitation de ce détecteur est son peu de robustesse à d'éventuelles variations des périodicités cachées du signal cyclostationnaire. Dans cet article, nous proposons donc une extension de ce détecteur à des signaux cyclostationnaires de périodicité cachée inconnue. La méthode s'appuie sur une estimation du *harmogramme* proposé par Hinich[3].

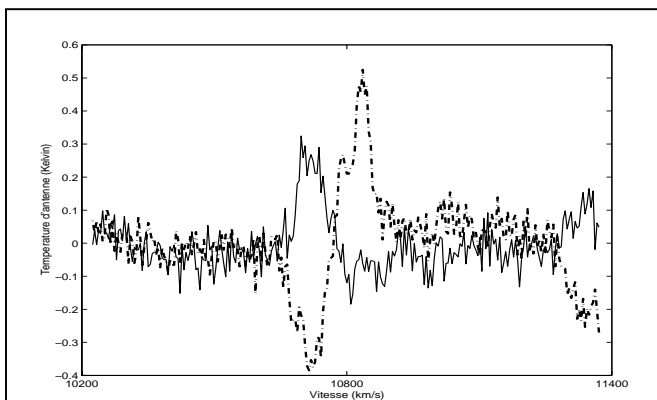


Figure 1 Spectres obtenus avec le radiotélescope décimétrique de Nançay (en trait continu le profil normal, en trait pointillé le profil parasite)

2. Mise en œuvre du détecteur de raies : approches temporelle et fréquentielle

La solution envisagée dans [2] consiste à détecter, par filtrage en peigne, la composante T-périodique contenue dans $y(t)=|x_a(t)|^2$ où $x_a(t)$ est le signal analytique du signal à analyser $x(t)$. Notons *Cyclodet* cette approche temporelle.

Notons $Y(f)=TF\{y(t)\}$ la TF des N points de $y(t)$. P harmoniques sont supposés significatifs. Estimons l'énergie pondérée des M premières raies

$$H(f_j) = 2 \sum_{m=1}^P \frac{|Y(mf_j)|^2}{\hat{S}_b(mf_j)} \quad (1)$$

sur plusieurs fréquences fondamentales f_j avec $j=1, \dots, [N/2P]$. Ici, $\hat{S}_b(mf_j)$ est une estimation du spectre de puissance du bruit seul. La détection se fait par comparaison d'un seuil avec le maximum des valeurs du *harmogramme* $H(f_j)$. Notons *Cycloharm* cette approche fréquentielle.

3. Etude expérimentale de la robustesse

Le point fort de l'algorithme de Hinich est sa robustesse. Dans l'étude suivante, nous supposons que le signal à détecter est modélisé par un ensemble de P harmoniques pondérés :

$$y(n) = \sum_{p=1}^P \frac{1}{\sqrt{P}} \sin(2\pi pnf_0 + \phi_p), \quad 0 \leq n \leq N-1$$

où f_0 est la fréquence fondamentale et ϕ_p une phase aléatoire uniforme entre 0 et 2π . Ce signal est observé en présence de bruit blanc stationnaire.

Etudions l'influence de la valeur de la fondamentale f_0 sur la probabilité de détection (Pd).

Tout d'abord faisons varier la fondamentale sur des valeurs de la grille fréquentielle. Pour la simulation nous considérons des signaux de $N=512$ points échantillonnés à $f_s=1/512$, le nombre P d'harmoniques considérés est 3. La fondamentale sera une fréquence entière comprise entre 1 à 128 Hz. Le rapport signal sur bruit (rsb) est de -12 dB et la probabilité de fausse alarme, P_{fa} , est égale à 5%. Ces valeurs de P_{fa} et de rsb seront conservées pour toutes les autres simulations.

A la figure 2 sont représentées les variations de Pd pour les détecteurs considérés *Cyclodet* et *Cycloharm*.

La courbe en trait épais (*Cycloharm*) met en évidence de faibles variations de Pd en fonction de f_0 . Bien entendu, lorsque $f_0 P > f_s/2$, les derniers harmoniques ne sont plus pris en compte et Pd chute.

La courbe en trait fin est celle obtenue par *Cyclodet*. Le filtrage en peigne utilisé est donné par la fonction transfert en z suivante :

$$\frac{(1-a)}{1-az^{-T}}$$

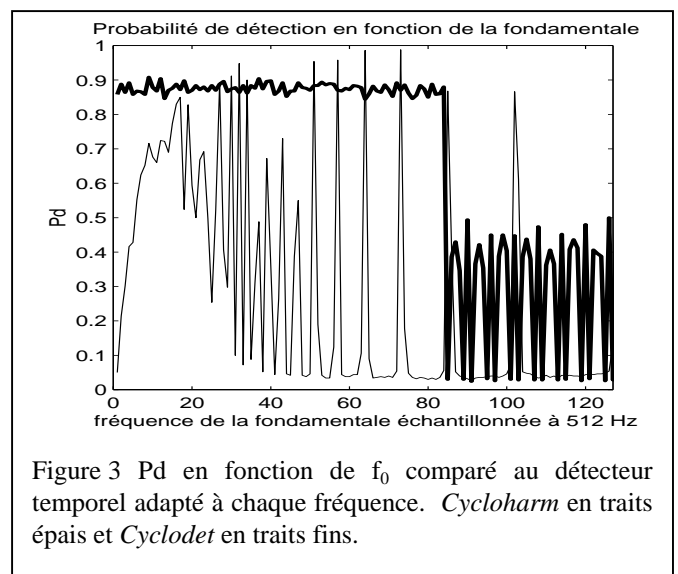
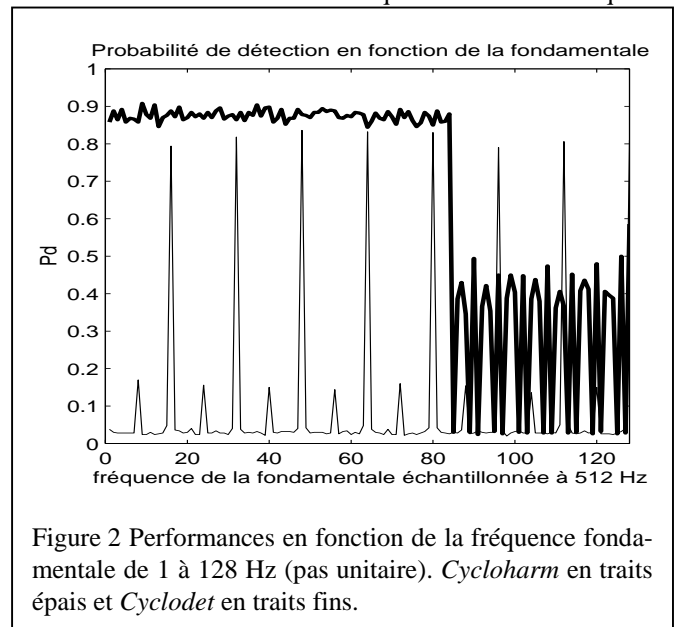
avec $a=0.995$ et $T=32$.

Cyclodet est donc calé sur les harmoniques de $T.f_s=16$ Hz. De ce fait, il ne fonctionne correctement qu'à toutes les fondamentales f_0 multiples de 16 Hz.

De plus, l'implantation numérique de *Cyclodet* impose des valeurs de T multiples de la fréquence d'échantillonnage f_s . Ainsi dans notre exemple, lorsque f_0 balaye les fréquences entières comprises entre 1 et 128 Hz, seules les fondamentales f_0 telles que $f_0.f_s$ soit entier peuvent être correctement détectées. La figure 3 met en évidence cet autre avantage de *Cycloharm* sur *Cyclodet*.

Ces premières simulations sont cependant à l'avantage du détecteur de Hinich puisque les fréquences fondamentales sont pointées sur la grille d'échantillonnage fréquentielle.

Pour finir, nous effectuons donc un zoom fréquentiel en choisissant une grille en fréquence plus fine dans la gamme de fréquence 48-64 Hz (cf. Figure 4). Dans le cas de *Cycloharm*, la Pd oscille régulièrement. Elle prend notamment des valeurs maximales autour des fréquences entières ce qui est



normal d'après les résultats précédents. Par contre, les performances sont minimales autour des fréquences demi-entières. En effet, si la fréquence de la fondamentale est comprise entre k et $k+1$, l'harmonique M se situe dans l'un des canaux $Mk, Mk+1, \dots, Mk+M$ alors que seuls les canaux Mk et $Mk+M$ sont pris en compte dans la somme (1).

Par conséquent, le balayage fréquentiel du fondamental n'est pas suffisant. En comparaison, *Cyclodet* ne fournit pas de résultats plus fiables.

Pour résoudre cet inconvénient, deux solutions ont été étudiées :

- la première consiste à balayer les fréquences fondamentales au pas $1/Q$ au lieu d'un pas unitaire dans le calcul du *harmogramme*. Le nombre de fréquences fondamentales visitées est alors multiplié par Q . Afin de pallier le phénomène de dépointage lié au caractère discret de la FFT, nous estimerons la puissance des harmoniques en prenant en compte les deux canaux entourant chacune d'elle [4] :

$$H(f_j) = \sum_{m=1}^p |X(mf_j)|^2 + |X(mf_j + 1)|^2 \quad (2)$$

avec $f_j = j/QN$, $0 < j < QN/2M$ et en considérant la partie entière de mj/Q .

Cette technique permet de considérer plusieurs placements des harmoniques à intervalles non réguliers sur la grille fréquentielle.

- la seconde consiste simplement à suréchantillonner le signal de départ par ajout de zéros de façon à introduire des canaux supplémentaires.

À la figure 5.a, la méthode (a) montre qu'une simple prise en compte du canal voisin sur chaque harmonique évite une chute trop importante de P_d . D'autre part, balayer les harmoniques à un pas plus faible que $1/2$ améliore peu P_d .

En revanche, un suréchantillonnage élevé (cf. Figure 5.b) atténue les oscillations de P_d entre harmoniques entières et remonte le taux moyen de bonnes détections. En contrepartie, le système nécessite de mémoriser des FFT sur QN points.

4. Mise en forme du détecteur

Les simulations précédentes supposaient le bruit Gaussien et blanc. Or en détection de signaux cyclostationnaires, ce bruit est issu du bruit d'entrée après calcul du module au carré du signal analytique. En radioastronomie, ce bruit d'entrée est supposé être un bruit gaussien $\mathcal{N}(0,1)$ blanc sur la bande $[-B, B]$. Calculons la nouvelle forme de la densité spectrale $\hat{S}_b(f_j)$ servant à normaliser le détecteur de Hinich (1).

En absence de signal, les parties réelle et imaginaire du signal analytique $x_a(t)$ sont décorréélées donc indépendantes car gaussiennes. Le signal $y(t) = |x_a(t)|^2 - 2$, centré, suit alors une loi du χ^2 à deux degrés de liberté. Les propriétés des

moments d'ordre supérieur d'une gaussienne conduisent à une fonction d'autocorrélation en sinus cardinal [5] :

$$\Gamma_y(\tau) = 4 \left(\frac{\sin \pi B \tau}{\pi B \tau} \right)^2 \xrightarrow{TF} \frac{4}{B} \text{tri}\left(\frac{f}{B}\right)$$

où la fonction triangle est définie comme $\text{tri}(f) = 1 - |f|$ dans $[-1,1]$. En discret, $B=1/2$ et $S_b(f_k) = 8 \text{tri}(2f_k)$ avec $f_k = k/N$, $k = -N/2, \dots, N/2$. En pratique, les canaux proches de la fréquence de Nyquist ne seront pas normalisés pour éviter de faire exploser la variance d'estimation du périodogramme.

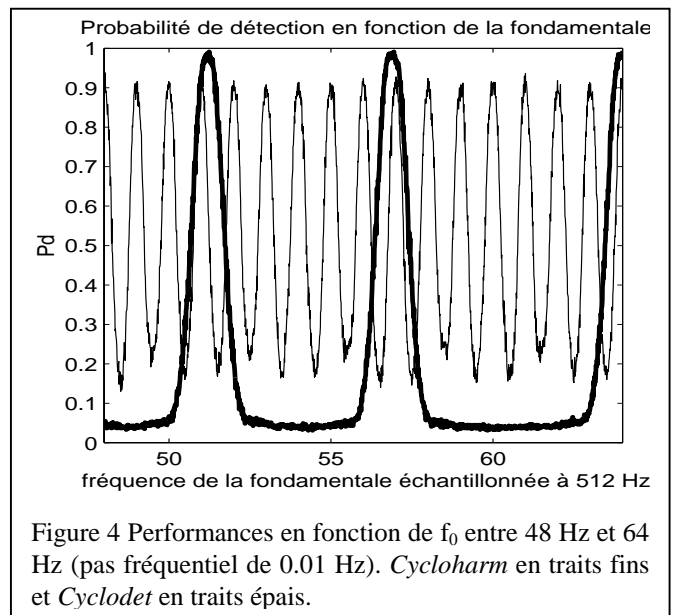


Figure 4 Performances en fonction de f_0 entre 48 Hz et 64 Hz (pas fréquentiel de 0.01 Hz). *Cycloarm* en traits fins et *Cyclodet* en traits épais.

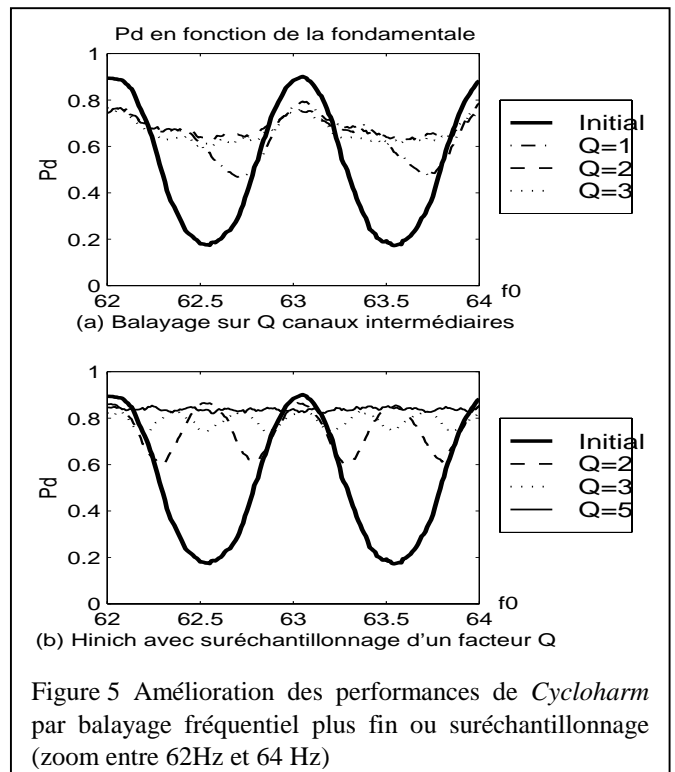


Figure 5 Amélioration des performances de *Cycloarm* par balayage fréquentiel plus fin ou suréchantillonnage (zoom entre 62Hz et 64 Hz)

5. Simulations et résultats

Des courbes COR expérimentales à des rsb de 0 dB ont été tracées pour trois exemples de signaux de perturbation calqués sur les signaux du système GLONASS. Les périodicités cachées valent $T=3.82/N$ secondes (cas **a**), $T=66/N$ secondes (cas **b**) et $T=8/N$ secondes (cas **c**) où N est le nombre d'échantillons de la mesure, ici $N=512$.

Le cas **c** (période T sur les grilles temporelle et fréquentielle) est favorable aux 2 méthodes à l'opposé du cas **a**. Le cas **b** est à l'avantage de *Cyclodet*.

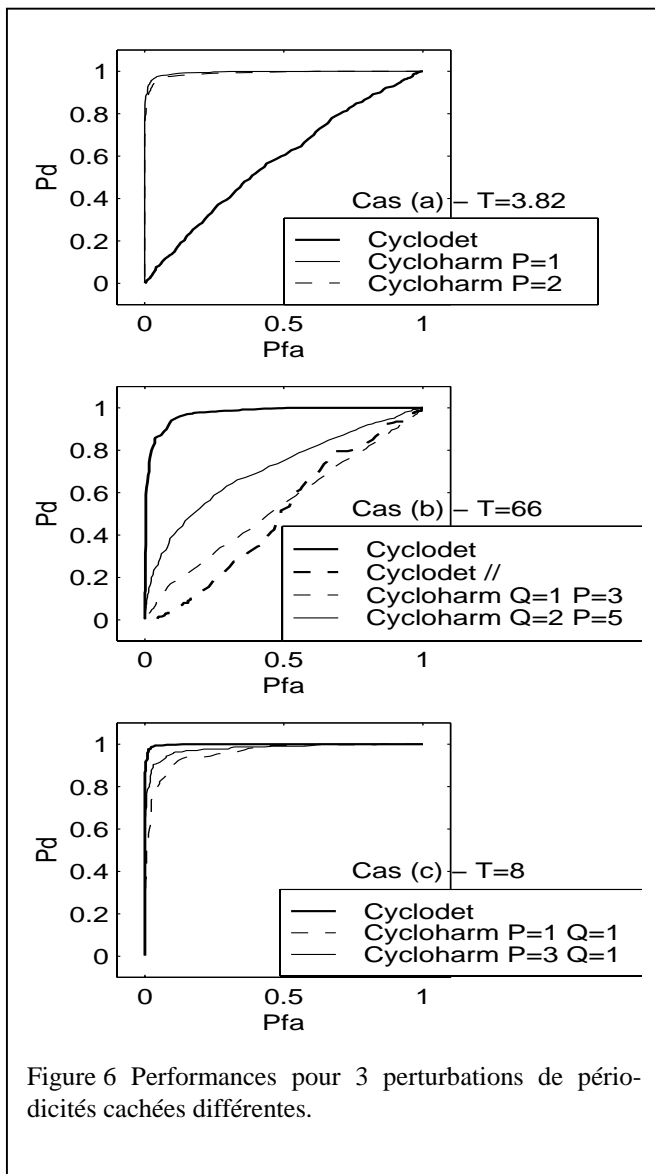


Figure 6 Performances pour 3 perturbations de périodicités cachées différentes.

Le cas **a** ne pose aucun problème *Cycloarm*, même si le nombre d'harmoniques est incorrect.

Le cas **b** montre que le détecteur de Hinich permet de gagner en bonnes détections par suréchantillonnage.

En comparaison, nous avons tracé la courbe COR obtenue en considérant le maximum du récepteur constitué d'une batterie de *Cyclodet* adaptés à toutes les périodes entre 4 et $N/4$ (cas *Cyclodet //*). Bien entendu, si l'on restreint la zone de

variation de la période autour de $66/N$, les performances s'améliorent.

Le cas **c** montre que les performances du détecteur de périodicité cachée inconnue (*Cycloarm*) sont proches de celles du détecteur de périodicité cachée parfaitement connue (*Cyclodet*). Les performances sont accrues si le nombre de raies supposées présentes est correct.

Notons plusieurs points pratiques :

- Il est trop défavorable de prendre en compte toutes les harmoniques possibles du spectre car elles sont rarement présentes dans toute la bande, il faut se limiter aux premières.
- Expérimentalement, le suréchantillonnage est plus efficace qu'un balayage fréquentiel plus fin.
- Le bruit stationnaire est supposé. Dans la pratique, il est possible d'estimer la puissance du bruit en présence de bruit seul [5] ou autrement sur le complémentaire des harmoniques, pour chaque harmonique [4].

6. Conclusion

Nous avons présenté un détecteur de raies harmoniques robuste lorsque la fondamentale est inconnue. Un détecteur adapté à la vraie période donne de meilleurs résultats en un certain nombre de points singuliers mais reste majoritairement en dessous des performances du détecteur proposé.

Le détecteur de Hinich suppose connaître le nombre d'harmoniques présentes. Le prix à payer pour garantir des performances correctes alliée à une certaine robustesse réside dans la bonne estimation du nombre de raies.

Globalement les résultats obtenus sont suffisamment robustes pour convenir à l'application de détection de brouilleurs en radioastronomie.

Références

- [1] R. Lacasse, *RFI excision on the spectral processor and why it is not used*. Proc. of Workshop on New Generation of Digital Correlators, National Radio Astronomy Observatory, USA, 1993.
- [2] R. Weber, Ch. Faye, *Real Time Detector for Cyclostationary RFI in Radio Astronomy*, EUSIPCO, Ile de Rhodes, Grèce, pp. 1865-1868, 1998.
- [3] M. J. Hinich, *Detecting a Hidden Periodic Signal When Its Period is Unknown*, IEEE Trans. on ASSP, vol. 30, pp. 747-750, 1982.
- [4] C. Le Martret, G. Planquette, G. Vezzosi, *Détection et estimation d'une suite de raies harmoniques en nombre inconnu*, GRETSI, Juan-Les-Pins, pp. 149-152, 1995.
- [5] R. Weber, *Estimation spectrale de radiosources parasitées à l'aide d'un autocorrélateur fonctionnant en tout ou rien. Application au radiotélescope décimétrique de Nançay*, Thèse de l'université de Paris XI Orsay, 1996.