

ANALYSE SPECTRALE HAUT DÉBIT À L'AIDE D'UN AUTOCORRÉLATEUR 1-BIT À LA STATION DE RADIOASTRONOMIE DE NANÇAY IMPACT DES BROUILLEURS RADIOÉLECTRIQUES

*Rodolphe WEBER
**Christian FAYE

*Laboratoire d'Electronique, Station de Radioastronomie de Nançay, 18330 Nançay

**Laboratoire ETIS/ENSEA, 6 Avenue du Ponceau, 95014 Cergy-Pontoise Cédex

RÉSUMÉ

L'impact des brouilleurs radioélectriques sur la qualité des observations spectrales de radiosources est un sujet de préoccupation croissante pour la communauté des radio-astronomes. Dans un environnement non perturbé, le caractère gaussien des signaux mis en jeu a généralisé l'utilisation de corrélateurs fortement quantifiés (1 à 3 bits). Toutefois, la présence de parasites non-gaussiens peut entraîner une non-linéarité de fonctionnement de ce type d'autocorrélateurs et modifier considérablement la forme des spectres obtenus. Cet article examine tout d'abord le fonctionnement de l'autocorrélateur 1-bit pollué par un parasite sinusoïdal puis présente deux détecteurs de brouilleurs destinés à la mise en œuvre de techniques de type "Time-Blanking" optimisées.

1. INTRODUCTION

Depuis plusieurs décennies, les radioastronomes doivent faire face à une dégradation croissante de la qualité de leurs observations spectrales [1]. Pour répondre à ce problème, une première approche consiste à limiter la pénétration des rayonnements parasites au niveau de l'antenne. Citons par exemple l'optimisation du diagramme de rayonnement ou la construction d'écrans anti-parasitage [2]. A défaut, il est nécessaire de traiter directement le signal électrique capté. Le but est alors, sinon d'éliminer le brouilleur proprement dit, du moins d'en détecter la présence pour permettre une classification rapide des observations spectrales en contaminées ou non, de façon à pouvoir suspendre momentanément la réception et le processus d'intégration temporelle associé.

Les travaux exposés dans cet article s'inscrivent dans cette dernière optique. Dans un premier temps, nous évoquerons la spécificité des observations effectuées en radioastronomie ainsi que les conséquences, dans ce contexte, des signaux parasites rencontrés. Nous examinerons ensuite l'impact d'un parasite sinusoïdal sur l'estimation spectrale fournie par un corrélateur largement utilisé en radioastronomie, le corrélateur 1-bit. Enfin, deux méthodes de détection de brouilleurs seront présentées; la première ne faisant appel à aucun *a priori* sur la nature de la perturbation, la seconde adaptée aux brouilleurs de type GLONASS¹.

¹ Global Navigation Satellite System.

ABSTRACT

The negative impact of radio frequency interferences on the quality of spectral lines observations is a matter of increasing concern for the radio astronomy community. In an undisturbed radio electric environment, the Gaussian distribution of the involved signals has led to a wide spread use of highly quantified correlators (1 to 3 bits). However, the occurrence of non-Gaussian interferences may induce non-linear behaviour of this kind of correlators and deeply alter the shape of the resulting spectra. This article discuss a) the operation of the 1-bit correlator polluted by a sine wave and b) the principle of two different kinds of interference detectors intended for use in optimised time blanking techniques.

2. POSITION DU PROBLÈME

Le signal capté par un radiotélescope est la somme d'un certain nombre de contributions dont il faut extraire la part très faible provenant de la radiosource². En l'absence de brouilleurs (hypothèse H_0) et à quelques exceptions près, ces contributions sont supposées gaussiennes et centrées. La caractérisation du signal capté peut donc se limiter à une estimation de ses propriétés spectrales. En radioastronomie, cette fonction est généralement réalisée par l'intermédiaire de corrélateurs fortement quantifiés à 2, 3, 4 ou 8 pas de quantification et cela pour plusieurs raisons :

- Souplesse et rapidité de la méthode. Ainsi, le corrélateur 3-bit du Radiotélescope Décimétrique de Nançay (NRT) peut aussi bien analyser des bandes de 6.4 MHz que des bandes de 50 kHz avec une puissance de calcul de l'ordre de 15 Giga-opérations par seconde, la transformée de Fourier s'effectuant en temps différé.
- Possibilité de corriger *sous l'hypothèse gaussienne* la non-linéarité induite par la quantification, qui se traduit par un biais sur l'estimation spectrale [3]. Par exemple, pour le corrélateur 1-bit, la corrélation vraie $\rho(\tau)$ est liée à la corrélation mesurée $R(\tau)$ par la relation dite de van Vleck :

² Les radiosources détectées avec le Radiotélescope de Nançay ont des densités de flux généralement comprises entre 1 mJy et quelques Jy ce qui représente, pour les plus faibles, des rapports signal sur bruit de l'ordre de -47 dB (1 Jansky (Jy) = $10^{-26} \text{W.m}^{-2}.\text{Hz}^{-1}$).

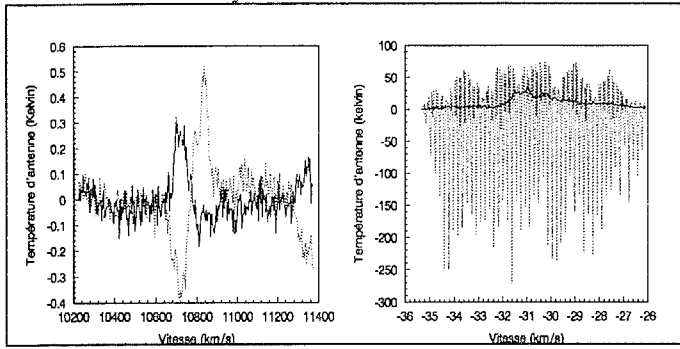


Figure 1: Spectres du radical OH obtenus avec le NRT et parasités par le réseau de satellites de radiolocalisation GLONASS (en trait continu le profil normal, en trait pointillé le profil parasité). La présence de températures négatives est due à la soustraction du spectre de référence.

$$\rho(\tau) = \rho(0) \sin\left(\frac{\pi}{2}R(\tau)\right) \quad (1)$$

- Possibilité de minimiser la variance d'estimation de $\rho(\tau)$ en adaptant les seuils de quantification et les coefficients de la table de multiplication du produit de corrélation [3]. Ainsi avec la configuration donnée au tableau 1, la variance d'estimation du corrélateur 3-bit du NRT n'est dégradée que d'un facteur 1.096 par rapport à celle d'un corrélateur infini-bit. Ce facteur s'élève à 2.47 pour le corrélateur 1-bit.

L'élimination des contributions autres que cosmiques est généralement réalisée par soustraction d'un spectre de référence (sans la source) obtenu soit en dépointant l'antenne, soit par décalage fréquentiel du récepteur.

Les autocorrélateurs utilisés en radioastronomie sont normalement conçus pour travailler en statistique gaussienne. Ils sont donc corrigés du biais introduit par la quantification dans cette seule hypothèse. En présence de brouilleurs non-gaussiens (hypothèse H_1), cette correction n'est plus adaptée et les non-linéarités qui affectent alors l'estimation spectrale rendent tout post-traitement délicat, voire impossible (cf figure 1).

3. CORRELATEUR 1-BIT ET PARASITE SINUSOÏDAL

Pour cerner plus précisément l'influence d'un parasite non-gaussien sur les observations spectrales, le cas d'un corrélateur 1-bit en présence d'un parasite sinusoïdal a été étudié. Le fonctionnement de ce corrélateur peut être scindé en deux opérations distinctes : la quantification du signal capté $s(t)$ proprement dite définie par (2), et l'autocorrélation $R(\tau)$ du signal $z(t)$ ainsi quantifié.

$$\begin{cases} z(t) = +1 & \text{ssi } s(t) \geq 0 \\ z(t) = -1 & \text{ssi } s(t) < 0 \end{cases} \quad (2)$$

Considérons que $s(t)$ est la somme d'un signal gaussien $u(t)$ blanc centré, de variance σ^2 et d'un signal parasite sinusoïdal d'amplitude A , de fréquence f_0 et de phase ψ uniformément répartie entre 0 et 2π . Le rapport puissance

du parasite sur puissance du signal gaussien (RPS) et la puissance totale (P_0) sont définis par :

$$RPS = \frac{A^2}{2\sigma^2} \quad P_0 = \sigma^2 + \frac{A^2}{2} \quad (3)$$

La densité spectrale finale peut se décomposer comme la somme d'un fond spectral continu dont le niveau N^{RPS} est donné par (4) et d'un spectre de raies composé d'harmoniques impairs dont les amplitudes H_{2n+1}^{RPS} sont données par (5) :

$$N^{RPS} = P_0 \left[1 - \sin\left(\frac{\pi}{2} \sum_{\substack{m=1 \\ m \text{ impair}}}^{+\infty} C_m^{RPS} \right) \right] \quad (4)$$

$$H_{2n+1}^{RPS} = P_0 \int_0^1 \sin\left[\frac{\pi}{2} \sum_{\substack{m=1 \\ m \text{ impair}}}^{+\infty} C_m^{RPS} \cos(2\pi m\tau)\right] \cdot \cos[2\pi(2n+1)\tau] d\tau \quad (5)$$

$$\text{où } C_m^{RPS} = \frac{2}{\pi^2} \left[\int_0^\pi \text{erf}\left(\sqrt{RPS} \sin(\psi)\right) \sin(m\psi) d\psi \right]^2 \quad (6)$$

L'évolution de ces valeurs en fonction du RPS ainsi que les résultats obtenus en simulant le fonctionnement d'un corrélateur 1-bit (cf figure 2) appellent plusieurs remarques :

- si la raie principale demeure positive, les harmoniques quant à eux présentent des valeurs négatives ! Ceci est dû au fait que l'application de (1) sur la fonction d'autocorrélation $R(\tau)$ perturbée, lui fait perdre les propriétés attendues d'une fonction d'autocorrélation;
- la décroissance en valeur absolue des harmoniques pour les RPS élevés ($> 9 \text{ dB}$) est spécifique au corrélateur 1-bit. Elle s'explique par le fait que la fonction de correction (1) calculée sous l'hypothèse gaussienne est aussi la fonction de correction qu'il faudrait appliquer dans le cas sinusoïdal pur. Pour des quantificateurs à 3, 4 ou 8 niveaux et leur fonction de correction associée, les harmoniques restent présents aux RPS élevés;
- pour les faibles RPS ($\leq -10 \text{ dB}$), le corrélateur retrouve un comportement linéaire -dans ce cas, le signal gaussien linéarise le fonctionnement du corrélateur-;
- lorsque le RPS excède un certain seuil (-10 dB dans notre cas), l'estimation effectuée par l'autocorrélateur quantifié reste biaisée, même après application de la correction de van Vleck (1).

Le deuxième point mis à part, des résultats similaires ont été obtenus sur des simulations effectuées pour d'autres types de corrélateurs (NRT, corrélateur à 3 niveaux du N.R.A.O.³ et le corrélateur 2-bit du N.F.R.A.⁴).

En conclusion, pour des corrélateurs fortement quantifiés en présence d'un brouilleur, deux types de comportements peuvent être dégagés. Pour des $RPS < -10 \text{ dB}$ le fonctionnement du corrélateur peut être considéré comme linéaire et des post-traitements peuvent alors être envisagés. Au-delà, les distorsions induites deviennent progressivement trop importantes pour que les estimations spectrales soient exploitables. Il est donc nécessaire de détecter la

³ National Radio Astronomy Observatory.

⁴ Netherlands Foundation for Radio Astronomy.

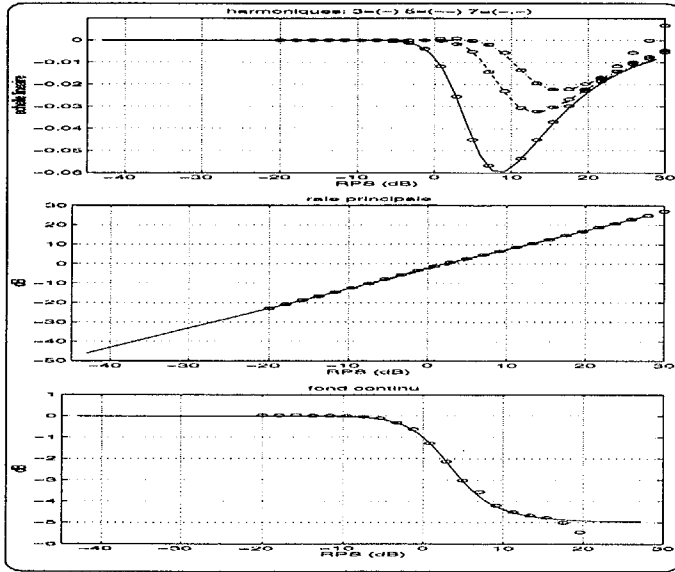


Figure 2: Théorie et simulation du comportement spectral d'un corrélateur 1-bit en fonction du RPS en présence d'un parasite sinusoïdal (trait plein=théorie, cercle=simulation).

présence d'éventuels brouilleurs avant passage dans l'auto-corrélateur et de suspendre momentanément les acquisitions (technique de "Time-Blanking"). Dans ce but, nous proposons deux détecteurs.

4. DÉTECTEUR SANS *A PRIORI* (\mathcal{D}_1)

D'un point de vue pratique, rares sont les brouilleurs dont la nature est clairement identifiée. Les seules informations en général disponibles *a priori* sont celles caractérisant le signal sous l'hypothèse H_0 . Partant de ce constat, nous avons défini un détecteur fondé sur la comparaison entre les caractéristiques statistiques et spectrales du signal mesuré et celles attendues sous H_0 . Il fait appel au concept de test du Khi-2 généralisé, appliqué aux vecteurs moments d'ordre 2 et 4, qui a été décrit par Moulines et *al.* dans [4].

Appelons $s(t)$ le signal capté, $z(t)$ sa version quantifiée et $w(t)$ la version quantifiée de $\alpha s^2(t) + \beta$, où α et β sont deux paramètres de centrage et de normalisation du signal par rapport aux seuils de quantification. Construisons le vecteur \mathbf{X} de taille $2K$, formé sur des moments d'ordre 2 et 4 de $s(t)$:

$$\mathbf{X} = [Z_2^1 \ Z_2^2 \ \dots \ Z_2^K \ W_4^1 \ W_4^2 \ \dots \ W_4^K]^t \quad (7)$$

$$\text{avec } Z_2^i = \frac{1}{N} \sum_{j=1, N} z(j)z(j - \tau_i) \quad (8)$$

$$\text{et } W_4^i = \frac{1}{N} \sum_{j=1, N} w(j)w(j - \tau_i) \quad (9)$$

où N représente le temps d'intégration. Remarquons que les moments Z_2^i et W_4^i sont directement évaluables par le corrélateur quantifié et qu'ils peuvent ainsi bénéficier de sa puissance de calcul.

Seuils	(0 0.436 1.017 1.67)																
Table de multiplication	<table border="1"> <tr> <td>1</td> <td>3</td> <td>6</td> <td>8</td> </tr> <tr> <td>1</td> <td>2</td> <td>4</td> <td>6</td> </tr> <tr> <td>0</td> <td>1</td> <td>2</td> <td>3</td> </tr> <tr> <td>0</td> <td>0</td> <td>1</td> <td>1</td> </tr> </table>	1	3	6	8	1	2	4	6	0	1	2	3	0	0	1	1
	1	3	6	8													
	1	2	4	6													
	0	1	2	3													
0	0	1	1														

Table 1: Caractéristiques du corrélateur 3-bit du RDN pour un bruit gaussien de puissance unité. La fonction de quantification étant impaire, ne sont donnés que la moitié positive des seuils et qu'un quart de la table de multiplication dont les coefficients modifiés sont encadrés.

Si N est suffisamment grand, le théorème de la limite centrale indique que le vecteur \mathbf{X} ainsi formé est gaussien. Notons \mathbf{M} la moyenne et \mathbf{R} la matrice de covariance de ce vecteur et appelons \mathbf{M}_0 et \mathbf{R}_0 les valeurs de \mathbf{M} et \mathbf{R} sous l'hypothèse H_0 . Le critère \mathcal{C}_1 de détection consiste alors à calculer une erreur quadratique moyenne entre \mathbf{X} et \mathbf{M}_0 avec une pondération liée à \mathbf{R}_0 , qui permet de tenir compte des fluctuations et des liens statistiques entre Z_2^i et W_4^j . Soit :

$$\mathcal{C}_1 = (\mathbf{X} - \mathbf{M}_0)^t \mathbf{R}_0^{-1} (\mathbf{X} - \mathbf{M}_0) \quad (10)$$

Par principe, sous H_0 , \mathcal{C}_1 suit une loi du khi-2 dont le degré de liberté ℓ dépend de la manière dont sont évalués \mathbf{M}_0 et \mathbf{R}_0 . Dans le cas où \mathbf{M}_0 et \mathbf{R}_0 sont parfaitement connus, ℓ est égal à la taille du vecteur \mathbf{X} , soit $\ell = 2K$.

Pratiquement une estimation directe de ces paramètres est réalisée à partir de L mesures de \mathbf{X} sous H_0 en commutant par exemple l'entrée du récepteur sur un générateur de bruit blanc :

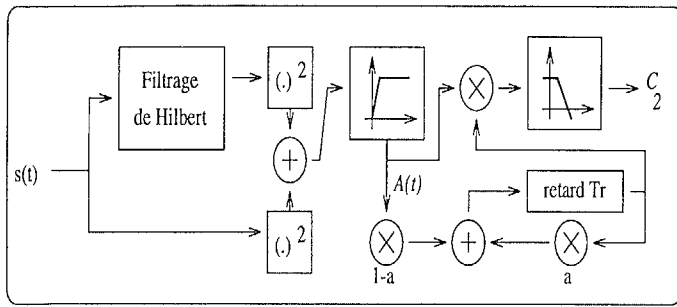
$$\widehat{\mathbf{M}}_0 = \frac{1}{L} \sum \mathbf{X}_{H_0} \quad (11)$$

$$\widehat{\mathbf{R}}_0 = \frac{1}{L} \sum \mathbf{X}_{H_0} \mathbf{X}_{H_0}^t - \widehat{\mathbf{M}}_0 \widehat{\mathbf{M}}_0^t \quad (12)$$

L'intérêt de ce détecteur réside dans l'exploitation complète des seules informations disponibles *a priori*, c'est-à-dire celles sous H_0 . Cela suppose néanmoins que les caractéristiques du radiotélescope restent suffisamment stationnaires durant la durée d'observation d'une source (au maximum 1 heure pour le NRT). D'autre part, une partie du corrélateur doit être réservé au calcul des W_4^i ce qui diminue sa résolution spectrale.

5. DÉTECTEUR AVEC *A PRIORI* (\mathcal{D}_2)

Si le brouilleur est clairement identifié, des détecteurs plus spécifiques peuvent être envisagés. Considérons le cas des émissions parasites provenant des satellites de radiolocalisation GLONASS (cf figure 1). Ces brouilleurs sont caractérisés par des spectres étalés dont une des composantes spectrales se présente sous la forme d'une succession régulière (tous les 1 kHz) de raies de largeur 100 Hz , dues à la modulation par un code pseudo-aléatoire de période de répétition de $Tr = 1 \text{ ms}$, d'un code binaire dont les créneaux font 20 ms de large. Du fait de l'effet Doppler entre le satellite et le radiotélescope, cette périodicité à la fréquence $\frac{1}{Tr}$ disparaît dans le signal reçu. Pour restaurer celle-ci, une corrélation spectrale est réalisée sur la version analytique $\underline{s}(t)$ de $s(t)$. Temporellement, ceci équivaut à

Figure 3: Schéma du détecteur D_2 .

calculer la norme au carré de $\underline{s}(t)$. Notons $A(t)$ la valeur de cette norme au carré après centrage. Le critère C_2 de détection est alors la mesure de la corrélation entre $A(t)$ et un signal issu du filtrage en peigne de $A(t)$ (cf figure 3).

Sous H_0 , la corrélation entre $A(t)$ et sa version filtrée est, en moyenne, nulle. Par contre, sous H_1 pour des signaux de types GLONASS, $A(t)$ étant un signal T_r -périodique cette corrélation n'est plus nulle. Cette méthode est à rapprocher des techniques de régénération spectrale utilisées pour des signaux cyclostationnaires [5] mais sa mise en œuvre est beaucoup moins lourde.

6. SIMULATIONS

Dans les simulations (cf figure 4), l'hypothèse H_0 est représentée par un signal gaussien et blanc. Dans l'hypothèse H_1 , le parasite est caractérisé par un spectre de 60 raies extrait d'un signal à spectre étalé du type GLONASS. Sa périodicité est de $T_r = 127$ en temps normalisé. Le RPS est fixé à -10 dB . La puissance totale des signaux est systématiquement normalisée à 1. Pour chaque courbe COR, 100 essais utilisant chacun 10000 échantillons ont été générés.

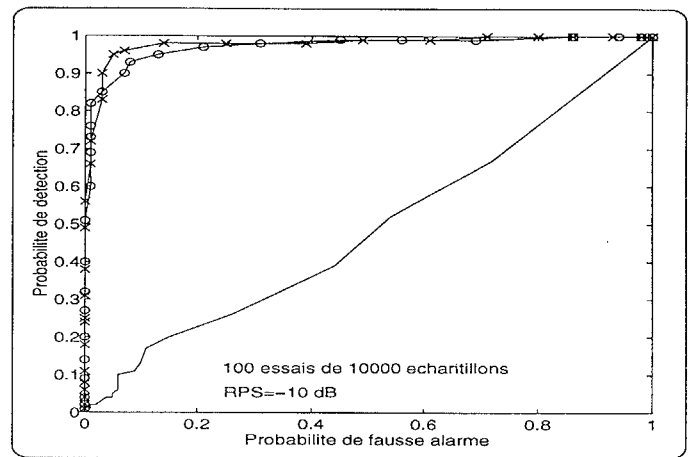
Pour le détecteur D_1 , les caractéristiques du corrélateur 3-bits du NRT ont été utilisées (cf tableau 1). Les W_4^i sont calculés avec les paramètres suivants $\alpha = 1$, $\beta = 2.67$. Le vecteur \mathbf{X} est de longueur 40 ($K = 20$). Les différents retard τ sont répartis linéairement, c'est à dire que $\tau_i = i-1$ pour $i \in [1, 20]$. $\widehat{\mathbf{M}}_0$ et $\widehat{\mathbf{R}}_0$ ont été estimés sur $L = 700$ essais. A titre de comparaison, un détecteur D_0 , utilisant uniquement les moments d'ordre 2 et 4 non-quantifiés a également été simulé ($K = 1, \tau_1 = 0$).

Pour le détecteur D_2 , le filtre en peigne a été réalisé avec un filtre AR d'ordre 1, $y(n) = x(n).(1 - a) + a.y(n - Tr)$ avec $a = 0.975$.

Les résultats indiquent que les détecteurs D_1 et D_2 ont des comportements satisfaisants pour le RPS spécifié. De plus, l'amélioration de la détection est nettement visible par rapport au détecteur classique D_0 .

7. CONCLUSIONS

En radioastronomie, l'utilisation, dans des conditions non ad-hoc, de corrélateurs fortement quantifiés peut entraîner un biais important de l'estimation spectrale résultante. Nous avons toute fois montré que le comportement de tels corrélateurs reste linéaire tant que le rapport

Figure 4: Courbes COR. (D_0 — ; D_1 -x-x- ; D_2 -o-o-).

brouilleur sur signal (RPS) n'excède pas -10 dB . Dans ce cas, la réception est normalement poursuivie, et l'élimination des brouilleurs est assuré par un post-traitement appliqué au spectre estimé. Dans le cas contraire ($RPS \geq -10\text{ dB}$), le post-traitement devenant inapplicable, la réception est momentanément suspendue.

Les deux détecteurs présentés autorisent une détection efficace des brouilleurs dont le niveau est supérieur ou égal à -10 dB , et ce avec des temps de réponse raisonnable, -typiquement de 100 ms pour une bande d'observation de 50 kHz -. La performance de ces détecteurs peut être optimisée par l'adoption d'une stratégie multi-échelle. L'intérêt de celle-ci est de permettre la détection aussi bien des brouilleurs brefs mais intenses, que longs mais faibles, en minimisant dans chaque cas la durée d'extinction du radiotélescope.

Références

- [1] Gérard E. " La radioastronomie face à la saturation du domaine hertzien " *La Vie des Sciences*, Comptes rendus, série générale, tome 10, no. 3, pp. 175-197, 1993.
- [2] B. Darchy, R. Weber, E. Gérard et C. Faye " Anti-interference measures at Nançay radioastronomy observatory " *Proceedings of EMC-94*, Worclaw, Juillet 1994.
- [3] A. R. Thomson, J. M. Moran, G. W. Swenson, " Interferometry and synthesis in radio astronomy ", *John Wiley & Sons*, 1986.
- [4] E. Moulines, J.W. Dalle Molle, K. Choukri et M. Charbit " Testing that a stationary time-series is Gaussian: time-domain vs. frequency-domain approaches " *IEEE Proceedings work on Higher-Order Spectral Analysis*, pp. 336-340, Juin 1993.
- [5] W.A. Gardner et C.M. Spooner " Signal Interception: Performance advantages of cyclic-features detectors " *IEEE Trans. on Communications*, Vol. 40, no. 1, pp.149-159, Janvier 1992.