

GONIOMÉTRIE CYCLIQUE LARGE BANDE PAR FOCALISATION

Anne Ferreol

Thomson-CSF RGS, 66 rue du fossé blanc, 92231 Gennevilliers

Tel : 01 46 13 23 29

E-mail : anne.ferreol@ tcc.thomson.fr

RÉSUMÉ

Depuis une dizaine d'années un grand nombre de méthodes de goniométrie comme les méthodes à haute résolution ont été développées. Ces techniques permettent en particulier de mesurer les incidences de plusieurs sources radioélectriques bande étroite reçues sur un réseau d'antennes. Lorsque les signaux incidents sont large bande il est nécessaire de réadapter ces méthodes par des techniques de focalisation. Sachant que dans le domaine des radiocommunications une grande partie des transmissions sont numériques il devient intéressant d'exploiter leurs caractéristiques cyclostationnaires. L'objectif de ce papier est donc de combiner les techniques de focalisation avec la goniométrie cyclique afin de localiser de façon optimale des signaux large bande cyclostationnaires ou non stationnaires.

1 Introduction

Depuis une dizaine d'années un grand nombre de méthodes de goniométrie comme les méthodes à haute résolution et en particulier la méthode MUSIC[1] ont été développées sur les signaux Bande Étroite (BE). Ces techniques permettent de mesurer les incidences en azimut ou bien azimut - site de plusieurs émetteurs reçus sur un réseau d'antennes. Comme les signaux provenant des émetteurs radioélectriques sont souvent des modulations numériques ou bien de la phonie, ils ont tous des caractéristiques non stationnaires ou bien cyclostationnaires. Pour optimiser les performances de goniométrie de ces signaux il est alors nécessaire d'une part d'exploiter leurs caractéristiques cyclostationnaires et d'autre part de les traiter sur la totalité de leur bande. Cette remarque reste valable pour des signaux large bande dont la densité spectrale s'étale sur plusieurs longueurs d'ondes. En conséquence, les traitements adaptés à la largeur de bande des signaux améliorent la précision goniométrique car le produit BT (BandexTemps d'intégration) est plus important qu'en bande étroite et l'introduction des statistiques cyclique permet de réaliser une goniométrie sélective en fonction des caractéristiques des modulations.

Lorsque les signaux sont large bande il n'est plus possible d'appliquer les techniques de goniométrie précédentes sur la totalité de leurs bandes. Pour cela Wang et Kaveh[2][3] ont proposé une technique de focalisation permettant de se ramener à un modèle bande étroite équivalent. D'autre part, pour localiser les émetteurs en exploitant leurs caractéristiques cyclostationnaires, Gardner[4] propose un algorithme utilisant les statistiques cycliques d'ordre 2 des observations.

ABSTRACT

Over the last decade a great number of direction finding methods, such as high resolution, have been developed. These techniques allow the bearing estimation of narrow band radiation sources received on an antennas array. In wideband case it's necessary to remove these methods by focussing technics. Knowing that in radiocommunications context a great number of signals are digitally modulated sources, it would be interesting to exploit their cyclostationarity property. The purpose of this paper is to mix focussing technics and cyclic direction finding in order to optimize the bearing estimation of cyclostationary or non stationary wideband sources.

L'objectif de ce papier est donc de combiner les techniques de focalisation avec la goniométrie cyclique pour traiter des signaux large bande ayant des caractéristiques cyclostationnaires ou non stationnaires. Après avoir décrit la structure du signal ainsi que ses statistiques cycliques nous rappelons le principe de la focalisation et proposons une extension de cette technique au cyclique. Pour terminer nous illustrerons l'algorithme et évaluerons ses performances en détection et les comparerons à celles obtenues par goniométrie cyclique dans le domaine fréquentiel.

2 Hypothèses et formulation du problème

Nous disposons d'un réseau d'antennes composé de N capteurs et appelons $\mathbf{x}(t)$ le vecteur contenant les enveloppes complexes des signaux à la sortie de chacun des capteurs. Chaque capteur reçoit une combinaison linéaire de M sources large bande avec un bruit additif stationnaire. La composante $x_n(t)$, du vecteur observation $\mathbf{x}(t)$ associée à la $n^{\text{ième}}$ antenne, s'écrit de la façon suivante:

$$x_n(t) = \sum_{m=1}^M \rho_n(\theta_m) s_m(t - \tau_n(\theta_m)) + b_n(t) \quad (2.1)$$

où $b_n(t)$ est le bruit additif sur le $n^{\text{ième}}$ capteur, $s_m(t)$ correspond à l'amplitude complexe de la $m^{\text{ième}}$ source, $\rho_n(\theta)$ est le gain du $n^{\text{ième}}$ capteur dans la direction θ et $\tau_n(\theta)$ est le temps de propagation de l'onde nécessaire pour atteindre ce capteur. Par transformée de fourier de cette observation $\mathbf{x}(t)$ on obtient le signal $\mathbf{x}(f)$ bande étroite suivant :

$$\mathbf{x}(f) = \sum_{m=1}^M \mathbf{a}(\theta_m, f) s_m(f) + \mathbf{b}(f) = \mathbf{A}(f) \mathbf{s}(f) + \mathbf{b}(f) \quad (2.2)$$

où la $n^{\text{ième}}$ composante du vecteur directeur $\mathbf{a}(\theta, f)$ est la transformée de fourier en t de $\rho_n(\theta)\delta(t-\tau_n(\theta))$ et $\mathbf{b}(f)$ est le vecteur bruit ($\delta(t=0)=1$ et $\delta(t\neq 0)=0$). $\mathbf{A}(f)$ est la matrice des vecteurs directeurs $\mathbf{a}(\theta_m, f)$ et $s(f)$ le vecteur des amplitudes complexes $s_m(f)$.

Comme les sources d'amplitudes complexes $s_m(t)$ sont non stationnaires le vecteur d'observation $\mathbf{x}(t)$ l'est aussi et ses statistiques d'ordre 2 dépendent du temps, soit :

$$\mathbf{R}_{\mathbf{x}, \mathbf{g}}(t, \tau) = E[\mathbf{x}(t+\tau/2) \mathbf{x}(t-\tau/2) \mathbf{g}^T] \quad (2.3)$$

où $\mathbf{x}^1 = \mathbf{x}$, $\mathbf{x}^{-1} = \mathbf{x}^*$ et $*$ désigne la conjugaison complexe. On obtient le premier moment lorsque $\varepsilon=-1$ et le second moment pour $\varepsilon=1$. La matrice de covariance cyclique du vecteur $\mathbf{x}(t)$ à la fréquence cyclique α , pour un retard τ et pour un ε donné a l'expression suivante:

$$\mathbf{R}_{\mathbf{x}, \mathbf{g}}(\alpha, \tau) = \langle \mathbf{R}_{\mathbf{x}, \mathbf{g}}(t, \tau) e^{j2\pi\alpha t} \rangle \quad (2.4)$$

où $\langle C(t) \rangle$ correspond à la moyenne temporelle, sur un temps d'observation infini, de la matrice $C(t)$. La matrice cyclique $\mathbf{R}_{\mathbf{x}, \mathbf{g}}(\alpha, \tau)$ admet pour transformée de fourier en τ la matrice de corrélation spectrale $\mathbf{R}_{\mathbf{x}, \mathbf{g}}(\alpha, f)$ tel que :

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_{\mathbf{x}, \mathbf{g}}(\alpha, f) &= \int \mathbf{R}_{\mathbf{x}, \mathbf{g}}(\alpha, \tau) e^{-j2\pi f \tau} d\tau \\ &= E[\mathbf{x}(f+\alpha/2) \mathbf{x}(\varepsilon(\alpha/2-f)) \mathbf{g}^T] \end{aligned} \quad (2.5)$$

En utilisant les expressions (2.2) et (2.5), l'expression de la matrice de corrélation spectrale devient :

$$\mathbf{R}_{\mathbf{x}, \mathbf{g}}(\alpha, f) = \mathbf{A}(f+\alpha/2) \mathbf{R}_{\mathbf{s}, \mathbf{g}}(\alpha, f) \mathbf{A}(\varepsilon(\alpha/2-f)) \mathbf{g}^T + \mathbf{R}_{\mathbf{b}, \mathbf{g}}(\alpha, f) \quad (2.6)$$

où $\mathbf{R}_{\mathbf{s}, \mathbf{g}}(\alpha, f)$ est la matrice de corrélation spectrale du vecteur source $s(t)$ et $\mathbf{R}_{\mathbf{b}, \mathbf{g}}(\alpha, f)$ celle du bruit. Lorsque le bruit est stationnaire $\mathbf{R}_{\mathbf{b}, \mathbf{g}}(0, 0)=0$ pour $\varepsilon=-1$. Comme la matrice cyclique $\mathbf{R}_{\mathbf{x}, \mathbf{g}}(\alpha, \tau)$ est la transformée de fourier inverse en f de $\mathbf{R}_{\mathbf{x}, \mathbf{g}}(\alpha, f)$ cette matrice devient :

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_{\mathbf{x}, \mathbf{g}}(\alpha, \tau) &= \int \mathbf{R}_{\mathbf{x}, \mathbf{g}}(\alpha, f) e^{j2\pi f \tau} df \\ &= \int [\mathbf{A}(f+\alpha/2) \mathbf{R}_{\mathbf{s}, \mathbf{g}}(\alpha, f) \mathbf{A}(\varepsilon(\alpha/2-f)) \mathbf{g}^T + \mathbf{R}_{\mathbf{b}, \mathbf{g}}(\alpha, f)] e^{j2\pi f \tau} df \end{aligned} \quad (2.7)$$

Notons qu'en $\alpha=\tau=0$ et $\varepsilon=-1$, les matrices cycliques $\mathbf{R}_{\mathbf{x}, \mathbf{g}}(\alpha, \tau)$ et $\mathbf{R}_{\mathbf{x}, \mathbf{g}}(\alpha, f)$ deviennent respectivement les matrices de covariance classique $\mathbf{R}_{\mathbf{x}}$ et $\mathbf{R}_{\mathbf{x}}(f)$ dans les domaines temporel et fréquentiel. Avant de les calculer, il faut détecter les paramètres optimaux (α, τ) ou (α, f) . On peut remarquer que sur une même observation $\mathbf{x}(t)$ on peut obtenir plusieurs couples de paramètres cycliques optimaux. Ainsi sur une même observation on pourra réaliser plusieurs goniométries.

3 Méthodes de focalisation classique

Lorsque le signal $\mathbf{x}(t)$ est bande étroite à la fréquence f_0 sa matrice de covariance dans le domaine temporel a la structure suivante :

$$\mathbf{R}_{\mathbf{x}} = \langle E[\mathbf{x}(t) \mathbf{x}(t)^\dagger] \rangle = \mathbf{A}(f_0) \mathbf{R}_{\mathbf{s}} \mathbf{A}(f_0)^\dagger + \mathbf{R}_{\mathbf{b}} \quad (3.1)$$

où $\mathbf{A}(f_0)$ est la matrice des vecteurs directionnels de chacune des sources. Ainsi les vecteurs propres de $\mathbf{R}_{\mathbf{x}}$ associés au M

plus fortes valeurs propres engendrent l'espace des vecteurs directeurs de $\mathbf{A}(f_0)$. D'après la formule (2.7) l'expression de la matrice de covariance d'un signal $\mathbf{x}(t)$ large bande est la suivante :

$$\mathbf{R}_{\mathbf{x}} = \int \mathbf{R}_{\mathbf{x}}(f) df = \int \mathbf{A}(f) \mathbf{R}_{\mathbf{s}}(f) \mathbf{A}(f)^\dagger df + \mathbf{R}_{\mathbf{b}} \quad (3.2)$$

Comme la matrice des vecteurs directeurs $\mathbf{A}(f)$ dépend de la fréquence, la structure de $\mathbf{R}_{\mathbf{x}}$ en large bande n'est plus celle de l'expression (3.1). Les méthodes de focalisation [2][3] ont donc pour objectif de transformer la matrice $\mathbf{R}_{\mathbf{x}}$ en une structure bande étroite équivalente. Pour ce faire, il faut intégrer de façon cohérente à une fréquence f_0 les matrices de covariance $\mathbf{R}_{\mathbf{x}}(f)$. La méthode débute par la décomposition du signal en sous bandes étroites de fréquence centrale f_p et de bande Δf , l'expression (2.2) devient :

$$\mathbf{x}(f_p, t) = \mathbf{A}(f_p) \mathbf{s}(f_p, t) + \mathbf{b}(f_p, t) \quad (3.3)$$

Ces observations à la fréquence f_p vont être corrigées par une matrice de focalisation $\mathbf{T}(f_p)$ pour que le vecteur directeur résultant devienne $\mathbf{a}(\theta, f_0)$, soit :

$$\mathbf{a}(\theta, f_0) = \mathbf{T}(f_p) \mathbf{a}(\theta, f_p) \quad (3.4)$$

Il existe différentes méthodes pour calculer la matrice $\mathbf{T}(f_p)$, la plus connue est celle de Wang et Kaveh [2][3]. En général, cette transformation n'est valable que dans une zone fréquence-azimut particulière. Après transformation on obtient un signal $\mathbf{y}(f_p, t)$ cohérent en f_0 :

$$\mathbf{y}(f_p, t) = \mathbf{T}(f_p) \mathbf{x}(f_p, t) = \mathbf{A}(f_0) \mathbf{s}(f_p, t) + \mathbf{b}'(f_p, t) \quad (3.5)$$

En conséquence on pourra intégrer de façon cohérente le signal $\mathbf{y}(f_p, t)$. En utilisant d'une part les expressions (3.2) et (3.5) et sachant d'autre part que nous disposons d'un nombre fini de sous bandes étroites, la matrice de covariance résultante devient :

$$\mathbf{R}_{\mathbf{y}} = \sum_{p=1}^{nb} \mathbf{R}_{\mathbf{y}}(f_p) = \mathbf{A}(f_0) \mathbf{R}_{\mathbf{s}} \mathbf{A}(f_0)^\dagger + \mathbf{R}_{\mathbf{b}} \quad (3.6)$$

La matrice $\mathbf{R}_{\mathbf{y}}$ a la bonne structure de l'expression (3.1). Cette transformation nous a permis de retrouver la matrice de covariance $\mathbf{R}_{\mathbf{s}}$ du signal $s(t)$ et les vecteurs directeurs de chacune des sources sont devenus uniques en fonction de la fréquence et valent $\mathbf{a}(\theta_m, f_0)$.

L'algorithme de focalisation s'exécutera sur plusieurs itérations car la construction des matrices $\mathbf{T}(f)$ nécessite de connaître les incidences approximatives des sources. Une première itération consiste à goniométrer en supposant le signal $\mathbf{x}(t)$ bande étroite. Le résultat erroné donnera les directions approximatives et permettra de calculer les matrices $\mathbf{T}(f)$ pour l'itération suivante.

4 Adaptation de la focalisation au cyclique

Lorsque le signal $x(t)$ est bande étroite à la fréquence f_0 la matrice $R_{x,g}(\alpha, \tau)$ du domaine temporel a la structure suivante :

$$R_{x,g}(\alpha, \tau) = A(f_0) R_{s,g}(\alpha, \tau) A(f_0)^{\varepsilon T} + R_b(\alpha, \tau) \quad (4.1)$$

Les vecteurs singuliers de $R_{x,g}(\alpha, \tau)$ associés au M plus fortes valeurs singulières engendrent à gauche les vecteurs de la matrice $A(f_0)$ et à droite ceux de la matrice $A(f_0)^{\varepsilon*}$. Ainsi à partir d'une décomposition en valeurs singulières il est possible d'appliquer une méthode à haute résolution cyclique comme MUSIC [4].

Pour un signal $x(t)$ large bande en présence d'un bruit stationnaire, la matrice cyclique $R_{x,g}(\alpha, \tau)$ a la forme suivante d'après l'expression (2.7) :

$$R_{x,g}(\alpha, \tau) = \int A(f+\alpha/2) R_{s,g}(\alpha, f) A(\varepsilon(\alpha/2-f))^{\varepsilon T} e^{j2\pi f\tau} df \quad (4.2)$$

Dans ces conditions l'espace signal de $R_{x,g}(\alpha, \tau)$ n'est plus engendré par $A(f_0)$ à gauche et par $A(f_0)^{\varepsilon*}$ à droite. Toutefois la matrice cyclique $R_{s,g}(\alpha, f)$ dans le domaine fréquentiel garde la bonne structure. En effet selon l'expression (2.6), l'espace à gauche est engendré par $A(f+\alpha/2)$ et l'espace à droite par $A(\varepsilon(\alpha/2-f))^{\varepsilon*}$. Cette dernière approche a l'inconvénient d'intégrer la matrice $R_{s,g}(\alpha, f)$ avec un produit BT (Bande×Temps d'intégration) plus faible que pour la matrice $R_{x,g}(\alpha, \tau)$: La goniométrie sera moins performante avec un temps d'intégration fini.

Ainsi pour réaliser une goniométrie en utilisant le paramètre τ de l'approche temporelle il faut se ramener à un modèle bande étroite équivalent. Pour ce faire on décompose le signal $x(t)$ en sous bandes étroites de fréquence centrale f_p et de bande Δf . Comme en classique on corrige le signal $x(f_p, t)$ résultant par une matrice de focalisation $T(f_p)$. Ainsi on transforme les matrices $A(f_p)$ en une matrice unique $A(f_0)$ et l'on obtient le signal $y(f_p, t)$ de l'expression (3.5). En intégrant les corrélations spectrales des signaux $y(f_p, t)$ suivant l'expression (2.7) on obtient la matrice cyclique d'un signal $y(t)$ équivalent :

$$R_{y,g}(\alpha, \tau) = \sum_{p=1}^{nb} R_{s,g}(\alpha, f_p) e^{j2\pi f_p \tau} = A(f_0) R_{s,g}(\alpha, \tau) A(f_0)^{\varepsilon T} \quad (4.3)$$

$$\text{où } R_{s,g}(\alpha, f_p) = \langle E[y(f_p + \alpha/2, t) y(\varepsilon(\alpha/2 - f_p), t)^{\varepsilon T}] \rangle$$

$$\text{et } R_{s,g}(\alpha, \tau) = \sum_{p=1}^{nb} R_{s,g}(\alpha, f_p) e^{j2\pi f_p \tau}$$

$R_{s,g}(\alpha, \tau)$ est bien la matrice cyclique du vecteur signal $s(t)$ et les vecteurs directeurs de chacune des sources dépendent uniquement de la fréquence f_0 en valant $a(\theta_m, f_0)$. La transformation par la matrice de focalisation $T(f)$ permet de factoriser la matrice $A(f_0)$ des vecteurs directeurs dans l'expression (4.2). Pour un signal $x(t)$ de bande B_0 et un temps d'intégration T_0 le BT de la matrice $R_{x,g}(\alpha, \tau)$ vaut $B_0 \times T_0$ et celui de $R_{y,g}(\alpha, f_p)$ vaut $\Delta f \times T_0$ car le signal $y(f_p, t)$ a une bande de

largeur Δf . Comme en classique la méthode de focalisation se fait en plusieurs itérations car le calcul de $T(f)$ nécessite une connaissance approximative de la direction des sources. Le schéma de principe de la goniométrie cyclique pour les paramètres $(\alpha, \tau, \varepsilon)$ est présenté sur la figure 1.

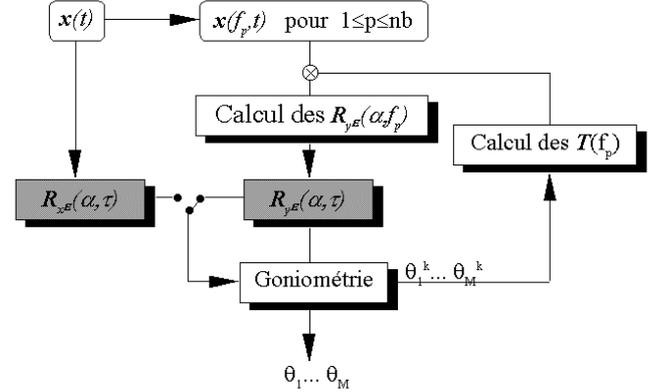


Figure 1 : Principe de la focalisation cyclique

5 Mise en œuvre d'une détection du nombre de sources

Le produit BT correspond au nombre d'échantillons indépendants pour intégrer une matrice. Cette valeur permet de mettre en œuvre le test de détection de ce paragraphe. L'estimée d'une matrice cyclique s'écrit toujours comme une intercorrélation entre les vecteurs signaux $u(t)$ et $v(t)$ sur BT échantillons indépendants, soit :

$$R_{uv} = \sum_{t=1}^{BT} u(t) v(t)^{\dagger} \quad (5.1)$$

Pour estimer la matrice $R_{x,g}(\alpha, \tau)$ les vecteurs ci-dessus valent : $u(t) = x(t + \tau/2)$ et $v(t) = x(t - \tau/2)^{\varepsilon*} e^{j2\pi\alpha t}$.

En supposant que les signaux $u(t)$ et $v(t)$ soient gaussiens, en présence de $M=M_0$ sources le rapport de vraisemblance suivant suit une loi du chi-2 à $2(N-M_0)^2$ degrés de liberté[5] :

$$V(M=M_0/M_0) = -2 \text{ BT} \ln \left[\prod_{m=M+1}^N [1 - \mu_m] \right] \quad (5.2)$$

où μ_m sont les valeurs singulières de $R_{uu}^{-1} R_{uv} R_{vv}^{-1} R_{vu}$ et N est le nombre de capteurs. La connaissance de la statistique de $V(M/M_0)$ nous permettra de fixer le seuil α_m pour décider avec une probabilité de fausse alarme donnée de la présence de plus de M sources lorsque $V(M/M_0) > \alpha_m$. Pour déterminer le nombre M_0 de sources on commence par tester la présence de $M=0$ source, puis $M=1$ jusqu'à ce que $V(M/M_0)$ soit inférieur au seuil α_m . Pour appliquer ce test en large bande les matrices R_{uu} , R_{vv} , R_{uv} et R_{vu} seront celles de l'expression (4.3), soit :

$$R_{uv} = R_{vu}^{\dagger} = R_{y,g}(\alpha, \tau)$$

$$R_{uu} = R_{vv} = R_{y,g}(\alpha=0)(0, 0)$$

Le produit BT vaudra $B_0 \times T_0$ où B_0 est la bande du signal et T_0 le temps d'intégration du signal $x(t)$.

6 Simulations

Pour illustrer cette méthode nous prenons l'exemple de deux BPSK de débit 2Mhz centrées à 95Mhz et 100Mhz et brouillées par une BPSK de débit 200khz centré en 105Mhz. Les incidences des deux premières sources valent 60 et 75 degrés alors que le brouilleur a pour azimuth 150 degrés. Sur les figures 2 et 3 la focalisation est faite en $f_0=100\text{Mhz}$ en classique et cyclique.

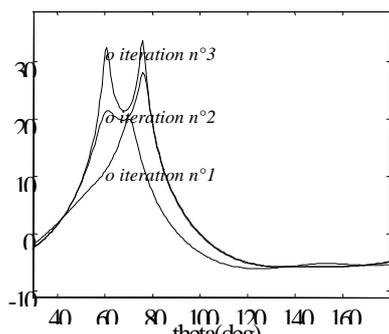


Figure 2 : Focalisation cyclique : $\alpha=2\text{Mhz}$ $\tau=0,25\mu\text{s}$ $\epsilon=-1$

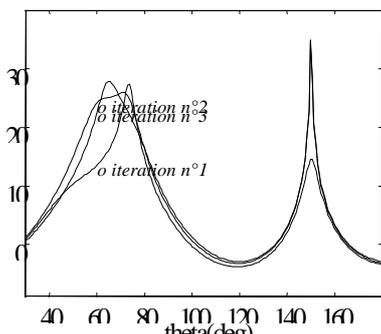


Figure 3 : Focalisation classique : $\alpha=0$ $\tau=0$ $\epsilon=-1$

Ces courbes montrent qu'en cyclique la méthode de focalisation converge en 3 itérations vers les directions des deux sources de débit 2Mhz soit 60 et 75 degrés. En classique cette convergence est ralentie par la nécessité de goniométrer une troisième source en 150 degrés. Cet exemple montre l'avantage de réaliser une goniométrie sélective en utilisant en particulier le débit de deux des trois émetteurs. Sur la courbe de la figure 4, on compare les performances de goniométrie des méthodes temporelle et fréquentielle pour une source BPSK de débit 1,5MHz centré en $f_0=100\text{MHz}$. Pour ce faire on trace l'Erreur Quadratique Moyenne (EQM) de la direction estimée de cette source en fonction de son rapport signal sur bruit. Dans le cas présent, le niveau de la matrice cyclique temporelle $R_{s,d}(\alpha,\tau)$ est identique à celui de la matrice fréquentielle $R_{s,d}(\alpha,f)$. Pour un temps d'observation T, l'intégration des matrices $R_{s,d}(\alpha,\tau)$ et $R_{s,d}(\alpha,f)$ se fait respectivement sur $T_{LB}=1024$ et $T_{BE}=T/nb=8$ échantillons indépendants. En effet nous disposons de $nb=128$ canaux fréquentiels de bande réduite $\Delta F=1/nb$. Ces courbes montrent que le gain du traitement par focalisation dépend uniquement

du rapport entre T_{LB} et T_{BE} , soit: $10\log_{10}(T_{LB}/T_{BE})=9\text{dB}$

Sur la courbe de la figure 5 on trace la probabilité de détection d'une source BPSK de débit 2Mhz à 100Mhz avant et après focalisation. La probabilité de détection d'une source avant focalisation chute à 10dB de rapport signal sur bruit car le niveau du signal devient suffisamment élevé pour détecter deux sources. Après focalisation le test continue à fonctionner en détectant une seule source.

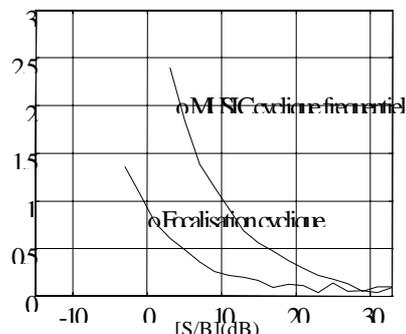


Figure 4 : MUSIC cyclique : $\alpha=1,5\text{Mhz}$ $\tau=0,33\mu\text{s}$ $\epsilon=-1$

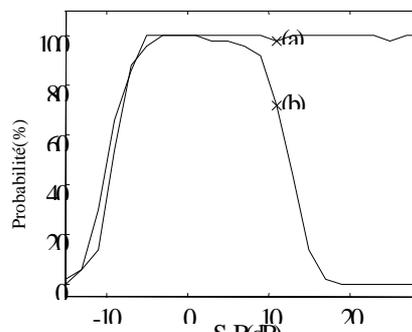


Figure 5 : Détection cyclique $\alpha=2\text{Mhz}$ $\tau=0,25\mu\text{s}$ $\epsilon=-1$
(a) après focalisation (b) avant focalisation

7 Conclusions

Dans ce papier nous avons mis en oeuvre une méthode de goniométrie cyclique sur des signaux large bande par focalisation. Ceci nous permet d'une part de traiter les signaux sur la totalité de leur bande pour améliorer la sensibilité et d'autre part de réaliser une goniométrie sélective. La focalisation permet d'éviter une sur-détection du nombre de sources en situation large bande.

REFERENCES

- [1] R.O Schmidt "A signal subspace approach to multiple emitters location and spectral estimation" PhD Thesis, Stanford University, CA, Nov 1991.
- [2] H.Wang, M.Kaveh "Coherent Signal Subspace processing for the detection and estimation of multiple wideband sources" IEEE trans on ASSP, vol 33, n°4, pp823-831, 1985
- [3] H.Wang, M.Kaveh "Wideband adaptive array based on the coherent signal-subspace transformation" ICASSP 87, Dallas, pp2011-2014
- [4] W.A. Gardner, "Simplification of MUSIC and ESPRIT by exploitation cyclostationarity", Proc. IEEE, vol. 76 n. 7, Juillet 1988
- [5] SV Schell, W.Gardner "Detection of the number of cyclostationary signals in unknown interference and noise", Proc of Asilomar conf on signal, systems et computers 5-7 nov 90.

[6] Ph.Gournay,Ph.Nicolas,G.Vezzosi *"Limite de Rayleigh et formule de Woodward de la formation de voies cyclique"*, Proc. GRETSI, 13-16 Septembre 1982