

# Récepteurs GLRT pour la détection d'un signal connu perturbé par des interférences non-circulaires

Pascal Chevalier<sup>(1)</sup>, Audrey Blin<sup>(1,2)</sup>, François Picon<sup>(1)</sup> et François Delaveau<sup>(1)</sup>

(1) Thales-Communications, EDS/SPM, 160 Bd Valmy – BP 82, 92704 Colombes Cedex, France

(2) I3S, Algorithmes-Euclide-B, BP 121, F-06903 Sophia-Antipolis Cedex, France

[pascal.chevalier@fr.thalesgroup.com](mailto:pascal.chevalier@fr.thalesgroup.com), [audrey.blin@fr.thalesgroup.com](mailto:audrey.blin@fr.thalesgroup.com)

[francois.picon@fr.thalesgroup.com](mailto:francois.picon@fr.thalesgroup.com), [francois.delaveau@fr.thalesgroup.com](mailto:francois.delaveau@fr.thalesgroup.com)

**Résumé** – La détection d'un signal connu, de paramètres inconnus, perturbé par des interférences inconnues est un problème qui a reçu beaucoup d'attention ces dernières décennies. Toutefois, la plupart des détecteurs actuellement disponibles supposent les interférences circulaires au second ordre (SO). Ils deviennent complètement sous-optimaux en présence d'interférences non-circulaires au SO, omniprésentes en pratique. Pour cette raison, en suivant une approche de type Rapport de Vraisemblance Généralisé, l'objectif de l'article est d'introduire et d'analyser les performances de plusieurs récepteurs pour la détection d'un signal connu, de paramètres inconnus, perturbé par des interférences inconnues et non circulaires au SO. Ces différents récepteurs sont associés à différents jeux de paramètres inconnus. Des gains en performance importants par rapport aux détecteurs conventionnels sont mis en évidence.

**Abstract** – Detecting a known signal with unknown parameters in the presence of interferences, whose second order statistics are unknown, has received considerable attention these last decades. However, most of the available receivers assume second order (SO) circular interferences and become suboptimal in the presence of SO noncircular interferences, omnipresent in practical situations. For this reason, following a generalized likelihood ratio test (GLRT) approach, we introduce several new array receivers for the detection of a known signal, with different sets of unknown parameters, corrupted by unknown noncircular interferences and we analyze their performance. These new detectors are shown to entail large gains in performance with respect to conventional ones for noncircular interferences.

## 1. Introduction

La détection d'un signal connu, de paramètres inconnus, perturbé par des interférences inconnues, est un sujet qui a reçu beaucoup d'attention ces dernières décennies [2-3] [7-8] [11] [13]. En effet, ce problème concerne de nombreuses applications telles que la synchronisation en radio communications, l'estimation de temps de retard en localisation par satellite, l'identification ami-ennemi (systèmes IFF), la détection dans les systèmes radars ou sonars. Toutefois, la plupart des détecteurs disponibles supposent que les interférences sont circulaires au second ordre (SO) [9] et deviennent sous-optimaux pour des interférences non circulaires (AM, ASK, BPSK, OQPSK, MSK, GMSK), omniprésentes en pratique. La détection d'un signal noyé dans un bruit total non-circulaire a été abordé dans quelques articles mais sous des hypothèses restrictives où le signal est supposé soit entièrement connu [1] [15], soit entièrement aléatoire [12]. Toutefois, le véritable problème pratique, consistant à détecter un signal connu, de paramètres inconnus, noyé dans un bruit total inconnu potentiellement non-circulaire n'a été que très peu étudié. Seules les références [4] [6] abordent très partiellement le sujet dans le contexte de la synchronisation en radiocommunications. C'est pourquoi, en suivant une approche de type Rapport de Vraisemblance Généralisé (GLRT), l'objet de cet article est d'introduire et d'analyser les performances de plusieurs récepteurs, associés à différents jeux de paramètres

inconnus, pour la détection d'un signal connu, de paramètres inconnus, perturbé par des interférences potentiellement non-circulaires. Comme les structures de réception dépendent des propriétés du signal connu, on limite l'analyse à des signaux utiles modulés en BPSK. Cette hypothèse n'est pas si restrictive car les signaux BPSK sont utilisés dans de nombreux systèmes opérationnels tels que les systèmes GPS, IFF, radars ou même certains réseaux CDMA. Les nouveaux récepteurs présentés dans cet article utilisent des filtres linéaires au sens large (LSL ou Widely Linear) [10] optimaux et non plus des filtres linéaires optimaux comme c'est le cas pour les détecteurs conventionnels.

## 2. Hypothèses et problématique

### 2.1 Hypothèses

On considère un réseau de  $N$  capteurs à bande étroite recevant la contribution d'un signal BPSK connu, d'un bruit de fond et d'interférences potentiellement non-circulaires au SO. L'enveloppe complexe du signal s'écrit :

$$s(t) = \sum_{n=0}^{K-1} a_n v(t-nT) \quad (1)$$

où  $a_n = \pm 1$  ( $0 \leq n \leq K-1$ ) sont les symboles connus transmis,  $T$  est la durée symbole et  $v(t)$  est le filtre de mise en forme, en cosinus surélevé ( $1/2$ Nyquist) tel que  $r(nT) \triangleq v(t) \otimes v(-t)^* |_{t=nT} = 0$  pour  $n \neq 0$ , où  $\otimes$  et  $*$  sont respectivement les opérations de convolution et de conjugaison complexe. On appelle  $x(t)$  le vecteur des

enveloppes complexes des signaux à la sortie des capteurs,  $T_e$ , la période d'échantillonnage telle que  $T/T_e$  soit un entier  $q$ ,  $s_v(kT_e) \triangleq s(t) \otimes v(-t)^* /_{t=kT_e}$  et  $x_v(kT_e) \triangleq x(t) \otimes v(-t)^* /_{t=kT_e}$  le signal utile et le vecteur des observations échantillonnés à la sortie du filtre adapté  $v(-t)^*$ . Dès lors, le vecteur  $x_v(kT_e)$  s'écrit :

$$x_v(kT_e) \approx \mu_s e^{j\phi_s} s_v(kT_e) s + b_{T_v}(kT_e) \quad (2)$$

où  $b_{T_v}(kT_e)$ , supposé décorrélé de  $s_v(kT_e)$ , est le vecteur bruit total en sortie de  $v(-t)^*$  à l'instant  $kT_e$ ,  $\mu_s$  et  $\phi_s$  sont des paramètres réels contrôlant respectivement l'amplitude et la phase du signal connu sur le premier capteur et enfin  $s$  est le vecteur directeur du signal connu. Bien que le modèle (2) semble supposer une propagation en espace libre, il peut aussi être utilisé avec des canaux de propagation utiles qui s'étalent dans le temps en considérant les multi-trajets décorrélés du signal comme autant d'interférences.

## 2.2 Statistiques des observations

Les statistiques du SO des observations considérées par la suite correspondent aux première et seconde matrices de corrélation de  $x_v(kT_e)$ , définies par  $R_x(kT_e) \triangleq E[x_v(kT_e) x_v(kT_e)^\dagger]$  et  $C_x(kT_e) \triangleq E[x_v(kT_e) x_v(kT_e)^\top]$  respectivement, où  $\top$  et  $\dagger$  correspondent aux opérations de transposition et de transposition et conjugaison respectivement. Sous les hypothèses de la section 2.1,  $R_x(kT_e)$  et  $C_x(kT_e)$  peuvent s'écrire :

$$R_x(kT_e) \approx \pi_s(kT_e) s s^\dagger + R(kT_e) \quad (3)$$

$$C_x(kT_e) \approx e^{2j\phi_s} \pi_s(kT_e) s s^\top + C(kT_e) \quad (4)$$

où  $\pi_s(kT_e) \triangleq \mu_s^2 E[|s_v(kT_e)|^2] = \mu_s^2 |s_v(kT_e)|^2$  est la puissance instantanée du signal utile reçue par un capteur omnidirectionnel,  $R(kT_e) \triangleq E[b_{T_v}(kT_e) b_{T_v}(kT_e)^\dagger]$  et  $C(kT_e) \triangleq E[b_{T_v}(kT_e) b_{T_v}(kT_e)^\top]$  sont les première et seconde matrices de corrélation de  $b_{T_v}(kT_e)$  respectivement. Notons que pour un bruit total circulaire au SO :  $C(kT_e) = 0 \forall k$ . Notons en outre que les statistiques du SO précédentes dépendent du temps puisque ni le signal utile ni les interférences ne sont stationnaires.

## 2.3 Problématique

Nous considérons le problème de détection à deux hypothèses  $H_0$  (bruit total seul) et  $H_1$  (bruit total + signal). Il est suffisant de travailler au rythme symbole en sortie du filtre adapté  $v(-t)^*$ . En utilisant (2), nous déduisons le vecteur observation  $x_v(nT)$  sous  $H_1$  et  $H_0$ , donné par

$$H_1 : x_v(nT) \approx \mu_s e^{j\phi_s} s_v(nT) s + b_{T_v}(nT) \quad (5)$$

$$H_0 : x_v(nT) \approx b_{T_v}(nT) \quad (6)$$

Le problème abordé dans cet article consiste alors à détecter de manière optimale, au sens de l'approche GLRT, le signal connu échantillonné,  $s_v(nT) = r(0) a_n$  ( $0 \leq n \leq K-1$ ), à partir du vecteur d'observation  $x_v(nT)$  ( $0 \leq n \leq K-1$ ). Le vecteur  $b_{T_v}(nT)$  est potentiellement non-circulaire au SO et les paramètres  $\mu_s$ ,  $\phi_s$ ,  $s$ ,  $R(nT)$  et  $C(nT)$  peuvent être soit connus soit inconnus suivant l'application visée. Aussi, afin de construire les différents détecteurs,

des hypothèses théoriques, non nécessairement vérifiées ni requises en pratique, sont posées. Ces dernières ne sont pas réellement contraignantes car les récepteurs calculés sous ces hypothèses atteignent toujours de bonnes performances en pratique, même dans les cas où ces hypothèses ne sont pas vérifiées. Soit  $\tilde{b}_{T_v}(nT) \triangleq [b_{T_v}(nT)^\top, b_{T_v}(nT)^\dagger]^\top$ , nous posons les hypothèses suivantes ( $0 \leq n, m \leq K-1$ ):

- $A_1$ : les échantillons  $\tilde{b}_{T_v}(nT)$  sont décorrélés les uns des autres
- $A_2$ : les matrices  $R(nT)$  et  $C(nT)$  ne dépendent pas de  $n$  et sont notées  $R$  et  $C$  respectivement.
- $A_3$ : les échantillons  $b_{T_v}(nT)$  sont gaussiens
- $A_4$ : les échantillons  $b_{T_v}(nT)$  sont non-circulaires
- $A_5$ : les échantillons  $b_{T_v}(nT)$  et  $s_v(mT)$  sont statistiquement indépendants.

## 3. Récepteurs optimaux de référence

Afin d'établir le détecteur de référence, nous supposons dans ce paragraphe que  $\mu_s$ ,  $\phi_s$ ,  $s$ ,  $R$  et  $C$  sont connus. Selon la théorie de la détection de Neyman-Pearson, le récepteur optimal pour la détection des échantillons connus  $s_v(nT)$  à partir de  $x_v(nT)$  sur la durée du signal connu est le Rapport de Vraisemblance (ou LRT). Il consiste à comparer la fonction  $LR(x_v, K)$  suivante à un seuil :

$$LR(x_v, K) \triangleq \frac{p[x_v(nT), 0 \leq n \leq K-1, / H_1]}{p[x_v(nT), 0 \leq n \leq K-1, / H_0]} \quad (7)$$

où  $p[x_v(nT), 0 \leq n \leq K-1, / H_i]$  ( $i = 0, 1$ ) est la densité de probabilité conditionnelle de  $[x_v(0), x_v(T), \dots, x_v((K-1)T)]^\top$  sous l'hypothèse  $H_i$ . En supposant tous les paramètres connus, les hypothèses  $A_1$  à  $A_5$  vérifiées et en utilisant la densité de probabilité non-circulaire du bruit total gaussien présentée dans [14], nous déduisons qu'une statistique suffisante pour ce problème de détection consiste à comparer à un seuil la fonction  $NC1(x_v, K)$  suivante :

$$NC1(x_v, K) \triangleq \text{Re}[\tilde{s}(\phi_s)^\dagger R_{\tilde{b}}^{-1} \hat{r}_{\tilde{x}a}] \quad (8)$$

où  $\tilde{s}(\phi_s) \triangleq [e^{j\phi_s} s^\top, e^{-j\phi_s} s^\dagger]^\top$ ,  $R_{\tilde{b}} \triangleq R_{\tilde{b}}(nT) = E[\tilde{b}_{T_v}(nT) \tilde{b}_{T_v}(nT)^\dagger]$  est donnée par :

$$R_{\tilde{b}} = \begin{pmatrix} R & C \\ C^* & R^* \end{pmatrix} \quad (9)$$

et où  $\hat{r}_{\tilde{x}a}$  est le vecteur de dimension  $(2N \times 1)$  défini par :

$$\hat{r}_{\tilde{x}a} \triangleq \frac{1}{K} \sum_{n=0}^{K-1} \tilde{x}_v(nT) a_n \quad (10)$$

avec  $\tilde{x}_v(nT) \triangleq [x_v(nT)^\top, x_v(nT)^\dagger]^\top$ . Définissons le filtre  $\tilde{w}_{10} \triangleq R_{\tilde{b}}^{-1} \tilde{s}(\phi_s)$ , correspondant au filtre adapté spatial (FAS) LSL [5], i.e. au filtre LSL qui maximise le rapport signal sur interférences plus bruit (SINR) en sortie, dont la sortie est réelle. Dans ces conditions, (8) correspond à la corrélation, sur la durée du signal connu, entre la sortie du filtre adapté LSL et le train de symboles connus,  $a_n$ . Dans le cas particulier d'un bruit total circulaire ( $C = 0$ ), (8) se ramène au récepteur conventionnel défini par :

$$C1(x_v, K) \triangleq 2\text{Re}[e^{-j\phi_s} s^\dagger R^{-1} \hat{r}_{xa}] \quad (11)$$

où  $\hat{r}_{xa}$  est défini par (10) avec  $x_v(nT)$  à la place de  $\tilde{x}_v(nT)$ .

#### 4. Récepteurs GLRT à $s$ connu

Pour un certain nombre d'applications, les paramètres  $\mu_s$ ,  $\phi_s$ ,  $R$  et  $C$  sont inconnus alors que  $s$  est connu. Par ailleurs, des vecteurs observations ne contenant que le bruit total seul sont parfois accessibles. On parle alors de Référence Bruit Seul (RBS). Dans ces conditions, on introduit dans cette section les détecteurs optimaux (au sens de l'approche GLRT), lorsque  $\mu_s$  et  $\phi_s$  sont inconnus,  $s$  est connu et  $R$  et  $C$  sont soit connus (section 4.1) soit inconnus, avec (section 4.2) ou sans (section 4.3) RBS disponible.

##### 4.1 Bruit total connu

Sous les hypothèses  $A_1$  à  $A_4$ , en supposant  $R$ ,  $C$  et  $s$  connus,  $\mu_s$  et  $\phi_s$  inconnus, le récepteur GLRT optimal pour la détection du signal réel connu  $s_v(nT)$  ( $0 \leq n \leq K-1$ ) dans un bruit total non-circulaire au SO (caractérisé par  $R$  et  $C$ ), est donné par (7), où les paramètres inconnus  $\mu_s$  et  $e^{j\phi_s}$  doivent alors être remplacés par leurs estimées au sens du maximum de vraisemblance (MV). Dans ce contexte, en utilisant la densité du bruit total gaussien non-circulaire présentée dans [14], nous déduisons qu'une statistique suffisante pour le problème précédent consiste à comparer à un seuil, la fonction  $NC2(x_v, K)$  suivante :

$$NC2(x_v, K) \triangleq \frac{\hat{r}_{xa}^\dagger R_b^{-1} M_s [M_s^\dagger R_b^{-1} M_s]^{-1} M_s^\dagger R_b^{-1} \hat{r}_{xa}}{\hat{r}_{xa}^\dagger R_b^{-1} \hat{r}_{xa}} \quad (12)$$

où  $M_s$  est la matrice de dimension ( $2N \times 2$ ) définie par :

$$M_s \triangleq \begin{pmatrix} s & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & s^* \end{pmatrix} \quad (13)$$

Pour un bruit total circulaire au SO ( $C=0$ ), (12) se ramène à la statistique suffisante conventionnelle définie par [11]:

$$C2(x_v, K) \triangleq \frac{|s^\dagger R^{-1} \hat{r}_{xa}|^2}{s^\dagger R^{-1} s} \quad (14)$$

laquelle est proportionnelle au carré du module de la corrélation entre la sortie du FAS,  $w_{10} \triangleq R^{-1} s$ , et les symboles utiles connus,  $a_n$ , sur la durée du signal utile.

##### 4.2 Bruit total inconnu avec une RBS

Quand le bruit total est inconnu et qu'une RBS est disponible,  $R$  et  $C$  peuvent être estimées à partir des données de la RBS grâce à une approche de type MV. Ceci donne lieu au détecteur  $NC3(x_v, K)$ , défini par :

$$NC3(x_v, K) \triangleq \frac{\hat{r}_{xa}^\dagger \hat{R}_b^{-1} M_s [M_s^\dagger \hat{R}_b^{-1} M_s]^{-1} M_s^\dagger \hat{R}_b^{-1} \hat{r}_{xa}}{\hat{r}_{xa}^\dagger \hat{R}_b^{-1} \hat{r}_{xa}} \quad (15)$$

où  $\hat{R}_b$  est définie par :

$$\hat{R}_b \triangleq \frac{1}{K'} \sum_{n=0}^{K'-1} \tilde{b}_{T_V}(nT) \tilde{b}_{T_V}(nT)^\dagger \quad (16)$$

où  $2N \leq K'$  et où les vecteurs  $\tilde{b}_{T_V}(nT)$  ( $0 \leq n \leq K'-1$ ) sont les vecteurs de données secondaires sans signal utile tels que  $E[\tilde{b}_{T_V}(nT) \tilde{b}_{T_V}(nT)^\dagger] = R_b$ . Pour un bruit total circulaire

au SO ( $C=0$ ), (15) se ramène à la statistique suffisante conventionnelle définie par [11]:

$$C3(x_v, K) \triangleq \frac{|s^\dagger \hat{R}^{-1} \hat{r}_{xa}|^2}{s^\dagger \hat{R}^{-1} s} \quad (17)$$

où  $\hat{R}$  est définie par (16) avec  $\tilde{b}_{T_V}(nT)$  au lieu de  $\tilde{b}_{T_V}(nT)$  et où  $\hat{r}_{xa}$  est défini par (10) avec  $x_v(nT)$  au lieu de  $\tilde{x}_v(nT)$ .

##### 4.3 Bruit total inconnu sans RBS

Quand le bruit total est inconnu et qu'aucune RBS n'est disponible a priori,  $R$  et  $C$  peuvent être estimées à partir des données au sens du MV. Cela nous amène au détecteur  $NC4(x_v, K)$ , défini par :

$$NC4(x_v, K) \triangleq \frac{\hat{r}_{xa}^\dagger \hat{R}_x^{-1} M_s [M_s^\dagger \hat{R}_x^{-1} M_s]^{-1} M_s^\dagger \hat{R}_x^{-1} \hat{r}_{xa}}{1 - \hat{r}_{xa}^\dagger \hat{R}_x^{-1} \hat{r}_{xa}} \quad (18)$$

où  $\hat{R}_x$  est définie par

$$\hat{R}_x \triangleq \frac{1}{K} \sum_{n=0}^{K-1} \tilde{x}_{T_V}(nT) \tilde{x}_{T_V}(nT)^\dagger \quad (19)$$

avec  $2N \leq K$ . Pour un bruit total circulaire au SO ( $C=0$ ), (18) se ramène à la statistique suffisante conventionnelle définie par [13]:

$$C4(x_v, K) \triangleq \frac{|s^\dagger \hat{R}_x^{-1} \hat{r}_{xa}|^2}{s^\dagger \hat{R}_x^{-1} s (1 - \hat{r}_{xa}^\dagger \hat{R}_x^{-1} \hat{r}_{xa})} \quad (20)$$

#### 5. Récepteurs GLRT à $s$ inconnu

Pour d'autres applications  $s$  est inconnu. En suivant une démarche similaire à celle de 4, on obtient :

##### 5.1 Bruit total connu

Sous les hypothèses  $A_1$  à  $A_4$ , en supposant  $R$  et  $C$  connus,  $\mu_s$ ,  $\phi_s$  et  $s$  inconnus, le récepteur GLRT optimal pour la détection du signal réel connu  $s_v(nT)$  ( $0 \leq n \leq K-1$ ) dans un bruit total non-circulaire au SO (caractérisé par  $R$  et  $C$ ) est donné par (7) où les paramètres inconnus doivent être remplacés par leurs estimées au sens du MV. Dans ce contexte, nous déduisons qu'une statistique suffisante pour le problème précédent consiste à comparer à un seuil la fonction  $NC5(x_v, K)$  suivante :

$$NC5(x_v, K) \triangleq \frac{\hat{r}_{xa}^\dagger \hat{R}_b^{-1} \hat{r}_{xa}}{\hat{r}_{xa}^\dagger \hat{R}_b^{-1} \hat{r}_{xa}} \quad (21)$$

Pour un bruit total circulaire au SO ( $C=0$ ), (21) se ramène à la statistique suffisante conventionnelle définie par :

$$C5(x_v, K) \triangleq \frac{\hat{r}_{xa}^\dagger R^{-1} \hat{r}_{xa}}{\hat{r}_{xa}^\dagger R^{-1} \hat{r}_{xa}} \quad (22)$$

##### 5.2 Bruit total inconnu avec une RBS

Quand le bruit total est inconnu et qu'une RBS est disponible,  $R$  et  $C$  peuvent être estimées à partir des données secondaires au sens du critère du MV. Ainsi, sous les hypothèses de la section 5, nous déduisons le détecteur  $NC6(x_v, K)$ , défini par :

$$NC6(x_v, K) \triangleq \frac{\hat{r}_{xa}^\dagger \hat{R}_b^{-1} \hat{r}_{xa}}{\hat{r}_{xa}^\dagger \hat{R}_b^{-1} \hat{r}_{xa}} \quad (23)$$

où  $\hat{R}_b$  est définie par (16). Pour un bruit total circulaire ( $C = 0$ ), cette statistique se ramène à :

$$C6(x_v, K) \triangleq \hat{r}_{xa}^\dagger \hat{R}_x^{-1} \hat{r}_{xa} \quad (24)$$

### 5.3 Bruit total inconnu sans RBS

Quand le bruit total est inconnu et qu'aucune RBS n'est disponible a priori,  $R$  et  $C$  peuvent être estimés à partir des données au sens du MV. Nous obtenons alors le détecteur  $NC7(x_v, K)$ , défini par :

$$NC7(x_v, K) \triangleq \hat{r}_{xa}^\dagger \hat{R}_x^{-1} \hat{r}_{xa} \quad (25)$$

qui correspond au détecteur introduit dans [4] en présence de bruit total non-circulaire. Pour un bruit total circulaire ( $C = 0$ ), (25) se réduit aux statistiques suffisantes conventionnelles présentées dans [3] et [7] et définies par

$$C7(x_v, K) \triangleq \hat{r}_{xa}^\dagger \hat{R}_x^{-1} \hat{r}_{xa} \quad (26)$$

## 6. Simulations

La FIG.1 montre, pour tous les détecteurs non conventionnels (NC) et conventionnels (C) présentés, la probabilité de non-détection (Pnd) du signal utile en fonction du SNR d'entrée, pour  $N = 2$ , un taux de fausse alarme donné égal à 0.001 et en présence d'une interférence BPSK supérieure de 20 dB au signal utile. Les caractéristiques du signal et de l'interférence sont synthétisées au bas de la Fig1. Soulignons l'accroissement des performances lorsque l'information a priori sur le signal utile augmente ainsi que les meilleures performances des détecteurs NC par rapport aux détecteurs C. Les détecteurs NC rejettent l'interférence en utilisant conjointement les diversités de phase et d'espace. Notons également l'obtention de très bonnes performances à partir des détecteurs NC pour  $N = 1$ , par exploitation de la diversité de phase, d'où le concept Single Antenna Interference Cancellation présenté dans [5].

## 7. Conclusion

Il est montré dans ce papier que la prise en compte de la propriété de non-circularité potentielle des interférences permet d'augmenter considérablement les performances des récepteurs mono et multi-capteurs pour la détection d'un signal connu BPSK, de paramètres inconnus, corrompu par des interférences non-circulaires. En outre, les récepteurs NC permettent la réjection d'une interférence BPSK à partir d'une seule antenne, par exploitation de la diversité de phase, contrairement aux récepteurs C.

## Références

[1] P.O. Amblard, P. Duvaut, "Filtrage adapté dans le cas gaussien complexe non circulaire", *Proc. GRETSI*, Juan-Les-Pins, pp. 141-144, Sept. 1995.  
 [2] L.E. Brennan, I.S. Reed, "Theory of adaptive radar", *IEEE Trans. Aerosp. Elect. Syst.*, Vol9, N°2, pp.237-252, March 1973.

[3] L.E. Brennan, I.S. Reed, "An adaptive array signal processing algorithm for communications", *IEEE Trans. Aerosp. Electronic Systems*, Vol 18, N°1, pp. 124-130, Jan 1982.  
 [4] P. Chevalier, F. Pipon, "Optimal array receiver for synchronization of a BPSK signal corrupted by non circular interferences", *Proc. ICASSP'06*, Toulouse (France), May 2006.  
 [5] P. Chevalier, F. Pipon, "New Insights into optimal widely linear array receivers for the demodulation of BPSK, MSK and GMSK signals corrupted by noncircular interferences—Application to SAIC", *IEEE Trans. Signal Processing*, Vol54, N°3, pp. 870-883, March 2006.  
 [6] P. Chevalier, F. Pipon, F. Delaveau, "Procédé et dispositif de synchronisation de liaisons rectilignes ou quasi-rect. en présence d'interférences de même nature", *PatentFR.05.01784*, Feb. 2005.  
 [7] D.M. Duglos, R.A. Scholtz, "Acquisition of spread spectrum signals by an adaptive array", *IEEE Trans. Acou. Speech. Signal Proc.*, Vol 37, N°8, pp. 1253-1270, Aug. 1989.  
 [8] E.J. Kelly, "An adaptive detection algorithm", *IEEE Trans. Aerosp. Electronic Systems* Vol 22, N°1, pp.115-127, March 1986.  
 [9] B. Picinbono, "On Circularity", *IEEE Trans. Signal Processing*, Vol 42, N°12, pp. 3473-3482, Dec 1994.  
 [10] B. Picinbono, P. Chevalier, "Widely linear estimation with complex data", *IEEE Trans. Signal Processing*, Vol 43, N°8, pp. 2030-2033, Aug. 1995.  
 [11] F.C. Robey, D.R. Fuhrmann, E.J. Kelly, R. Nitzberg, "A CFAR adaptive matched filter detector", *IEEE Trans. Aerosp. Electronic Systems*, Vol 28, N°1, pp. 208-216, Jan. 1992.  
 [12] P.J. Schreier, L.L. Sharf, C.T. Mullis, "Detection and Estimation of improper complex random signals", *IEEE Trans. On Info. Theory*, Vol 51, N°1, pp. 306-312, Jan. 2005.  
 [13] A.L. Swindlehurst, P. Stoica, "Maximum Likelihood methods in radar array signal processing", *Proc. IEEE*, Vol 86, N°2, pp. 421-441, Feb. 1998.  
 [14] A. Van Den Bos, "The multivariate complex normal distribution – A generalization", *IEEE Trans. Info. Theory*, Vol 41, pp. 537-539, March 1995.  
 [15] Y.C. Yoon, H. Leib, "Maximizing SNR in improper complex noise and applications to CDMA", *IEEE Comm. Letters*, Vol 1, N°1, pp. 5-8, Jan. 1997.

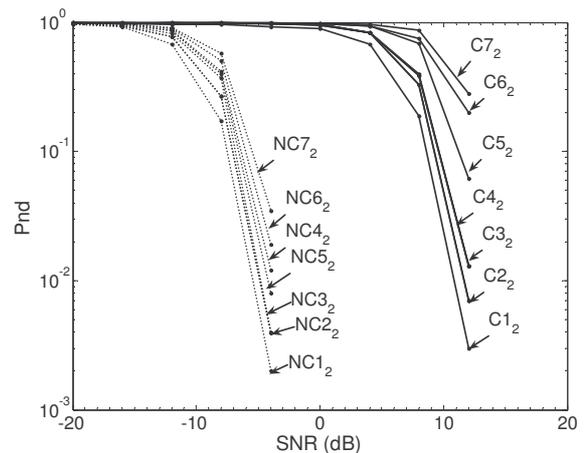


FIG.1 : Pnd en fonction du SNR, INR = SNR + 20 dB,  $N = 2$ ,  $K = 64$ , 1 interférence BPSK,  $\phi_s = 0^\circ$ ,  $\phi_1 = 45^\circ$ ,  $\theta_s = 0^\circ$ ,  $\theta_1 = 20^\circ$ , FAR = 0.001, 100.000 réalisations