

TRAITEMENT ADAPTATIF DU SIGNAL BIDIMENSIONNEL POUR UN RADAR AEROPORTE

Dib Samira, Barkat Mourad**, Grimes Morad**

*Département d'Electronique, Université de Jijel, Algérie

**Département d'Informatique, Université du Roi Saoud, Arabie Saoudite

RESUME

Dans cet article, on s'intéresse à l'évaluation des performances du traitement adaptatif du signal bidimensionnel dans un radar aéroporté. Dans un but d'analyse, on a présenté l'influence des paramètres du radar dans la détection des cibles lentes. En particulier le nombre des antennes et le nombre des impulsions ainsi que l'échantillonnage temporel et spatial. La séparation des sous espaces interférence - bruit est abordée dans le but de réduire l'espace de travail et donc diminuer le temps de calcul et l'encombrement du matériel puisque le traitement se fait en temps réel. Les résultats de simulation seront présentés et les performances du STAP seront discutées.

1. INTRODUCTION

Les systèmes radars fonctionnent dans des environnements difficiles où la détection des petites cibles dans un clutter fort et/ou en présence de jammer est exigée pour une surveillance efficace de l'espace. Une cible dans un scénario de surveillance aéroporté est obscurcie par le clutter de terre et le bruit blanc du jammer dans des dimensions multiples. La Figure 1 illustre le concept de base du spectre à deux dimensions "espace-temps" de l'écho reçu pour une seule cellule de portée dont la direction de vue est perpendiculaire à la direction de vol. La projection azimut indique que la cible rentre en conflit avec le lobe principal du clutter et le bruit blanc du jammer. L'énergie du jammer peut être réduite en utilisant un Beamformer, mais elle affectera également le signal de la cible le long du faisceau principal du clutter. Par contre, la projection du signal reçu sur l'axe Doppler indique que le conflit est non seulement entre la cible et l'énergie du jammer le long du spectre de Doppler, mais aussi entre la cible et l'énergie des lobes secondaires du clutter. Cependant, il apparaît dans la Figure 1 que la cible est séparable du clutter et du jammer dans le domaine bidimensionnel angle/Doppler [1,4].

Le traitement spatio-temporel permet l'élimination du clutter. Brennan et Reed [2] ont introduit le STAP en 1973. Depuis cette date, les recherches se sont poursuivies pour améliorer la détection en s'appuyant sur le développement qu'a connu le domaine de traitement du signal durant ces dernières décennies. Il est connu qu'en utilisant STAP, l'augmentation du nombre d'éléments et du nombre d'impulsions transmises provoque une augmentation exponentielle des calculs. Pour cette raison, des techniques de réduction de rang ont été développées. Dans [1-9] et les références incluses, il a été montré que STAP possède l'unique propriété de compenser

l'étalement Doppler induit par le mouvement de la plateforme et ainsi permettre la détection des cibles lentes.

Dans cet article, on analyse l'influence des paramètres du radar sur la détection des cibles lentes en utilisant le facteur d'amélioration comme outil d'étude. Ensuite, on illustrera l'importance de la séparation des sous espaces interférence – bruit qui permettra la réduction du rang de la matrice de covariance. Dans le paragraphe 2, le traitement bidimensionnel est introduit en insistant surtout sur le modèle mathématique des données, la matrice de covariance de l'environnement ainsi que le facteur d'amélioration. Le paragraphe 3 est consacré à la discussion des résultats obtenus par simulation, alors que la conclusion est présentée dans le paragraphe 4 illustrant les principaux résultats obtenus.

2. TRAITEMENT SPATIOTEMPOREL

Les principes de base du traitement adaptatif bidimensionnel (STAP) est défini comme une combinaison linéaire qui additionne les échantillons spatiaux des éléments d'un réseau d'antennes et les échantillons temporels des impulsions multiples d'une forme d'onde cohérente. Afin de calculer le vecteur de pondération adaptatif du STAP, les statistiques de l'environnement plus interférences sont déterminées en formant une matrice de covariance. Typiquement, cette matrice n'est pas connue a priori et doit être estimée à partir des échantillons spatio-temporels secondaires du radar, Figure 2.

Modèle mathématique des données:

On considère un réseau spatio-temporel avec N capteurs uniformément espacés et M éléments de retard pour chaque capteur. Le radar transmet un intervalle cohérent de M impulsions à une PRF constante. Pour chaque PRI, les échantillons de temps (également appelés les cellules de portée) sont rassemblés pour couvrir l'intervalle de portée constituant un modèle bidimensionnel qui est souvent appelé "cube de données" du STAP, représenté sur la Figure 3. Pour chaque cellule de portée, le radar observe l'environnement dans deux dimensions se composant des N éléments d'antennes et M impulsions.

Les données sont donc traitées à une seule portée d'intérêt, qui correspond à une tranche du cube de données. Cette tranche est un échantillon spatio-temporel de NxM éléments, chaque élément individuel correspond à la donnée du Mième intervalle de répétition d'impulsion et le Nième élément du réseau d'antennes.

Les poids du STAP seront calculés pour chaque élément et impulsion. Pour la cellule sous test, le vecteur données reçu est exprimé par

$$\mathbf{X} = \alpha \mathbf{S} + \mathbf{X}_i \quad (1)$$

Où, α représente une amplitude aléatoire, \mathbf{S} est le vecteur de direction espace-temps, et \mathbf{X}_i est le vecteur des interférences. La sortie du STAP est donnée par

$$\mathbf{y} = \mathbf{W}^H \mathbf{X} \quad (2)$$

Tandis que le poids optimum du STAP, qui maximise le signal à interférence, SINR, est comme suit

$$\mathbf{W}_{opt} = \alpha \mathbf{R}_i^{-1} \mathbf{S} \quad (3)$$

\mathbf{R}_i est la matrice de covariance d'interférence supposée connue. Sa structure est donnée par [2]

$$\mathbf{R}_i = E[\mathbf{n}\mathbf{n}^H] = \mathbf{R}_c + \mathbf{R}_j + \mathbf{R}_n \quad (4a)$$

où, \mathbf{R}_c , \mathbf{R}_j et \mathbf{R}_n sont les matrices de covariance du clutter, jammers et bruit thermique, respectivement, comme suit

$$\mathbf{R}_c = \sum_{k=1}^{N_c} \zeta_k \left(\mathbf{S}_{tk} \mathbf{S}_{tk}^H \right) \otimes \left(\mathbf{S}_{sk} \mathbf{S}_{sk}^H \right) \quad (4b)$$

$$\mathbf{R}_j = \sum_{i=1}^{N_j} \sum_{j=1}^{N_j} \alpha_i \alpha_j^H \otimes \mathbf{S}_{s_i} \mathbf{S}_{s_j}^H = \mathbf{A} \mathbf{E} \mathbf{A}^H \quad (4c)$$

et

$$\mathbf{R}_n = E[\mathbf{X}_n \mathbf{X}_n^H] = \sigma^2 \mathbf{I}_J \otimes \mathbf{I}_K = \sigma^2 \mathbf{I}_{KJ} \quad (4d)$$

Les matrices $\mathbf{A} = [\mathbf{S}_{s_1}, \mathbf{S}_{s_2}, \dots, \mathbf{S}_{s_{N_j}}]$ et

$\mathbf{E} = \text{diag}(\sigma^2 \xi_1, \sigma^2 \xi_2, \dots, \sigma^2 \xi_{N_j})$, avec

$\xi_i, i = 1, \dots, N_j$, est le rapport jammer sur bruit (JNR), et ζ_k

est le rapport clutter sur bruit (CNR); \mathbf{S}_i and \mathbf{S}_s sont, respectivement, les vecteurs temporel et spatial.

Les performances du processeur peuvent être discutées par le biais du facteur d'amélioration (Improvement factor, IF). Ce facteur représente, par définition, le rapport du SINR de sortie et celui de l'entrée du processeur optimal de forme directe (Direct Form Processor, DFP):

$$IF_{opt} = \frac{\mathbf{W}^H \mathbf{S} \mathbf{S}^H \mathbf{W} \cdot \text{tr}(\mathbf{R})}{\mathbf{W}^H \mathbf{R} \mathbf{W} \cdot \mathbf{S}^H \mathbf{S}} \quad (5)$$

\mathbf{W} sont les poids optimum des interférences plus bruit et \mathbf{S} est le vecteur de direction.

Le notch (pic inversé) du clutter apparaît à la fréquence du clutter dans la direction de vue du radar. La largeur de ce notch est une mesure de la détection des cibles lentes. Elle est principalement déterminée par la taille du réseau N , de la longueur de l'intervalle de traitement cohérent M , et d'autres effets des différents bruits.

3. RESULTATS ET DISCUSSION

Dans cette partie, on discute l'influence de quelques paramètres du radar sur la détection des cibles. Celles-ci sont supposées de faible puissance ($\text{SNR} = 0$) et de faible vitesse.

Le radar simulé est un réseau linéaire sidelooking de N antennes et M impulsions dans un intervalle de traitement cohérent. L'angle d'élévation est fixé à 20° . La vitesse du radar aéroporté est $V_R = 100\text{m/s}$, et la fréquence de transmission est 0.3GHz . L'environnement d'interférences se compose d'un nombre J de jammers et du clutter de terre.

1. Taille de l'échantillon et du réseau d'antennes

On suppose que les antennes sont espacées de la moitié de la longueur d'onde transmise $d = \lambda/2$ et $\text{PRF} = 8V_R/\lambda$. L'effet de la taille du réseau est illustré dans la Figure 4; les deux courbes représentent le facteur d'amélioration en fonction de la fréquence Doppler normalisée pour deux valeurs du nombre d'antennes ($N=4$ et $N=10$). On remarque que le notch du clutter devient plus mince quand le nombre d'antennes augmente. Ceci confirme bien les résultats obtenus en [1]. La Figure 5 montre qu'une augmentation du nombre d'impulsions a un effet similaire à celui illustré dans le cas de la Figure 4.

On peut conclure que l'amélioration de la détection (notch du clutter plus mince) peut être accomplie par l'augmentation d'un seul paramètre (nombre d'antennes ou d'impulsions).

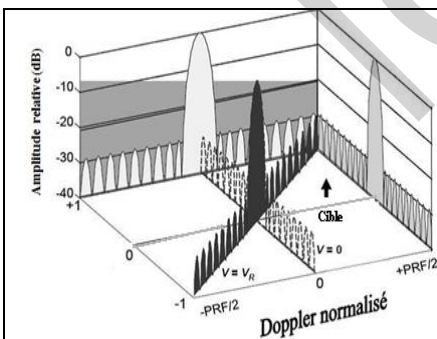


Figure 1 : Spectre de Doppler en 2D pour un radar aéroporté

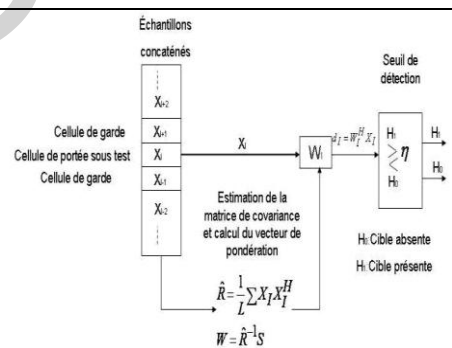


Figure 2 : Chaîne conventionnelle du STAP

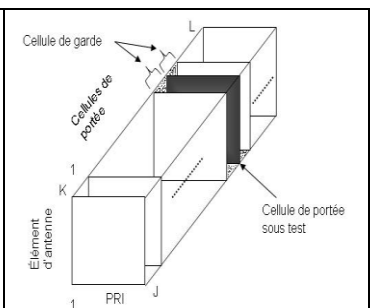


Figure 3: Cube des données du STAP

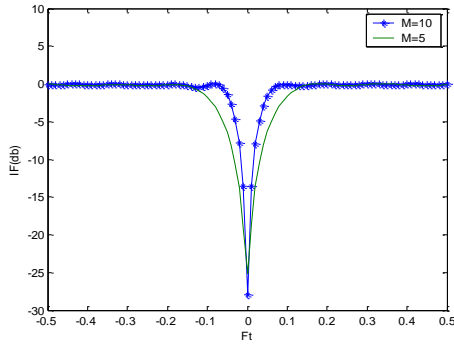


Figure 4. Facteur d'amélioration du processeur optimal *DFP* avec $PRF=8V_R/\lambda$, $d/\lambda=0.5$ et $N=8$: $M=10$, $M=5$

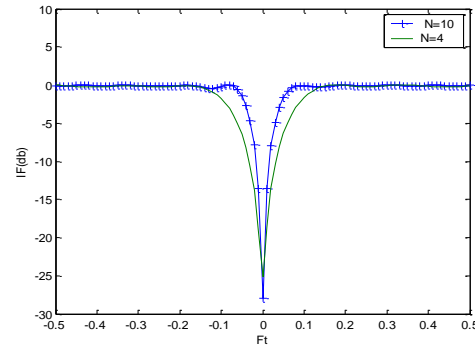


Figure 5. Facteur d'amélioration du processeur optimal *DFP* avec $PRF=8V_R/\lambda$, $d/\lambda=0.5$ et $M=10$: $N=10$, $N=4$

2. Sous échantillonnage spatial

La Figure 6(a) représente le facteur d'amélioration en fonction de la fréquence Doppler normalisée d'un scénario dont les antennes sont espacées d'une distance ($d=\lambda$) c'est-à-dire, le double de la fréquence spatial d'échantillonnage de Nyquist. Il est bien clair qu'il y'a apparition des notchs ambigus dans les bandes latérales; ce qui n'est pas le cas pour la Figure 6(b); où la distance entre les antennes est ($d=\lambda/2$) ; c'est-à-dire égale à la fréquence spatial d'échantillonnage de Nyquist. Dans cette figure on peut constater qu'il y'a disparition de quelques notches ambigus ce qui améliore la détection.

Par conséquent, on peut dire que le sous échantillonnage spatial ($d \geq \lambda/2$) conduit à une ambiguïté spatiale u ambiguïté de portée.

3. Sous échantillonnage temporel

A partir de la Figure 7, on remarque que les notches sont minces ce qui se traduit par la détection des cibles lentes. Aussi il y a des notches ambigus du clutter dont les vitesses associées sont appelées les vitesses aveugles. Dans le cas où la PRF est égale à ($2V_R/\lambda$), on remarque l'apparition des notchs ambigus c'est-à-dire impossibilité de détection. Mais dans le cas d'une PRF égale à ($4V_R/\lambda$), on remarque que les notchs ambigus sont éliminés, il y'a une amélioration de la détection.

On peut conclure que le sous échantillonnage temporel conduit à une ambiguïté temporelle (ambiguïté Doppler), ou bien chevauchement des PRFs.

Cela est dû au chevauchement des bandes latérales qui devient plus important avec la diminution de la PRF et l'effet des ambiguïtés Doppler sera plus important et rend la détection des cibles plus difficile. L'explication sera plus convaincante si l'on considère le problème d'échantillonnage et la fréquence de Nyquist (théorème de Shannon). En effet, si l'on compare les deux résultats obtenus en a) et b) où on a considéré une PRF égale à la fréquence de Nyquist : $PRF=4V_R/\lambda$ (échantillonnage) et une PRF égale à la moitié de la fréquence de Nyquist : $PRF=2V_R/\lambda$ (sous échantillonnage) respectivement, on note bien le phénomène de repliement, bien connu, manifesté ici par l'apparition des échos des lobes secondaires du clutter.

Cette analyse peut être abordée en faisant varier le facteur β , dit facteur de repliement, défini comme étant inversement proportionnel à la fréquence de répétition PRF.

La Figure 8 montre les spectres minimum variance du signal reçu en présence de deux jammers pour différentes valeurs de β . On constate la présence de repliement du spectre du clutter pour

des valeurs de β élevées (PRF faible). Ceci se traduit par une augmentation du rang de la matrice de covariance comme c'est illustré sur la Figure 9. On peut donc dire que le choix de la PRF est primordial pour assurer une meilleure détection.

4. Influence de la fréquence spatiale B_s : ($B_s = 2d/\lambda$)

D'après la Figure 10, on remarque que plus la bande spatiale du clutter augmente, plus des notches ambigus apparaissent, ce qui entraîne une dégradation dans la détection des cibles lentes. Ce résultat est en accord avec ce qui a été abordé par Klemm en [1]. En effet, il démontra que la largeur de bande du clutter est proportionnelle au nombre des valeurs propres du clutter et que celles-ci représentent une mesure de la complexité du filtre de suppression.

5. Influence du CNR

Par comparaison des trois courbes représentées sur la Figure 11 pour différentes valeurs du CNR (clutter to noise ratio), on peut constater qu'une augmentation du CNR conduit à un élargissement de la largeur du notch et donc une dégradation des performances de détection

Ceci est expliqué aussi par les fluctuations internes du clutter, qui peuvent causer des grandes dégradations dans le facteur d'amélioration.

6. Influence de la taille du problème

On a étudié l'influence du nombre des antennes N et des impulsions M sur le nombre des valeurs propres de la matrice de covariance qui nous a donné des indications sur les statistiques de l'environnement dans lequel se trouve la cible à tester. Pour ce faire, on a tracé les variations des valeurs propres où se concentre l'énergie du système en fonction de leurs numéros.

La Figure 12 montre l'effet de la présence des jammers sur le rang de la matrice R_i . On constate que le rang de la matrice est bien en accord avec l'équation (6), formule de Brennan et Staudahar donnée dans la référence [2]: Le nombre des valeurs propres de rang élevé est donné par

$$r = N + (\beta + J)(M - 1) \quad (6)$$

J : nombre des jammers.

D'autre part, on considère trois cas : petit nombre de données ($MN=20$), nombre moyen de données ($MN=40$), grand nombre de données ($MN=80$).

On constate clairement, à partir de la Figure 13, qu'une augmentation du nombre des données a causé une augmentation de celles des valeurs propres et la puissance de ces dernières elle-même a augmenté.

Comme le nombre des valeurs propres est une mesure du degré de liberté du filtre d'élimination du clutter, on peut remarquer que le nombre des valeurs propres élevées est petit, par contre le nombre de celles ayant une valeur faible est sensiblement grand, ce qui augmente le degré de liberté, et confirme la formule de Brennan et Staudahar.

On remarque aussi que l'espace interférence - bruit est séparé en deux sous-espaces l'espace d'interférences et l'autre du bruit, par la valeur limite donnée par la relation (6).

7. Influence de la largeur du faisceau de transmission

Le facteur d'amélioration (IF) est normalisé par (IF) maximal comme suit :

$$IF_{\max} = N \times M \times \text{CNR} \quad (7)$$

Le facteur d'amélioration normalisé est atteint pour toutes les fréquences doppler de la cible sauf pour la notch du clutter. Cette dernière apparaît à la fréquence doppler associée avec la direction de vue, c'est-à-dire la fréquence doppler de la cible égale à celle du clutter. On peut dire aussi que :

la largeur du notch de clutter est une mesure de la détectabilité des cibles lentes.

Le facteur d'amélioration est pratiquement indépendant de la largeur du faisceau de transmission.

4. CONCLUSION

Dans cet article, on a présenté les notions de base du traitement adaptatif du signal bidimensionnel ou traitement spatio-temporel, STAP, tout en considérant un processeur de forme directe. Les résultats de simulation sont discutés mettant en évidence l'influence des différents paramètres du radar sur les performances de la détection des cibles lentes. Il a été montré que pour avoir une meilleure détection dans le cas d'environnement considéré, il est préférable de choisir un nombre d'impulsions $M = 10$, et un nombre d'antennes $N = 8$ espacées par la moitié de la longueur d'onde transmise. Bien évidemment, pour éviter le phénomène de recouvrement, choisir une PRF supérieure ou égale à la fréquence de Nyquist. Donc prendre une PRF moyenne ($\beta=1$) pour éviter les ambiguïtés de Doppler et prendre ($d=\lambda/2$) pour éviter les ambiguïtés de portée. Les résultats concernant la séparation des sous espaces

interférence - bruit pourront être exploités dans des algorithmes de réduction du rang de la matrice de covariance.

REFERENCES

- [1] R. Klemm, *Space Time Adaptive Processing Principles and applications*, The Institution of Electrical Engineers, London, 1998.
- [2] L.E. Brennan and I.S. Reed "Theory of radar", *IEEE transactions on Aerospace and Electronics*, vol. AES-9, no2, pp. 237-252, 1973.
- [3] L.E. Brennan et al. "Comparison of space-time adaptive processing approaches using experimental airborne radar data", in *Proceedings of the 1993 IEEE National Radar Conference*, pp. 176-181, 1993.
- [4] H. Nguyen, *Robust Steering Vector Mismatch Techniques for reduced Rank Adaptive Array Signal Processing*, PhD dissertation in Electrical and Computer Engineering, Virginia, USA, 2002.
- [5] J.S. Goldstein and I.S. Reed, "Theory of partially adaptive radar", *IEEE Transactions on Aerospace and Electronics Systems In Proceedings of the IEEE National Radar Conference*, vol. 33, No.4, pp 1309-1325, 1997.
- [6] S.D. Berger, and B.M. Welsh, "Selecting a reduced-rank transformation for STAP, a direct form perspective", *IEEE Transactions on Aerospace and Electronics Systems*, vol. 35, N°2, pp. 722-729, April 1999.
- [7] J.R. Guerci et al., "Optimal and adaptive reduced-rank STAP", *IEEE Transactions on Aerospace and Electronics Systems*, Vol. 36, No. 2, pp 647-663, 2000.
- [8] S. Dib, M. Barkat, and M. Grimes, "Analyse du STAP avec valeurs propres et changement de PRF en présence d'une cible interférente", *DAT'2004*, Réghaia, Algeria, May-June 2004.
- [9] S. Dib et al., "A Reduced Rank STAP with Change of PRF", *Eusipco2007*, Poznan, Poland, pp 95-122, 2007.

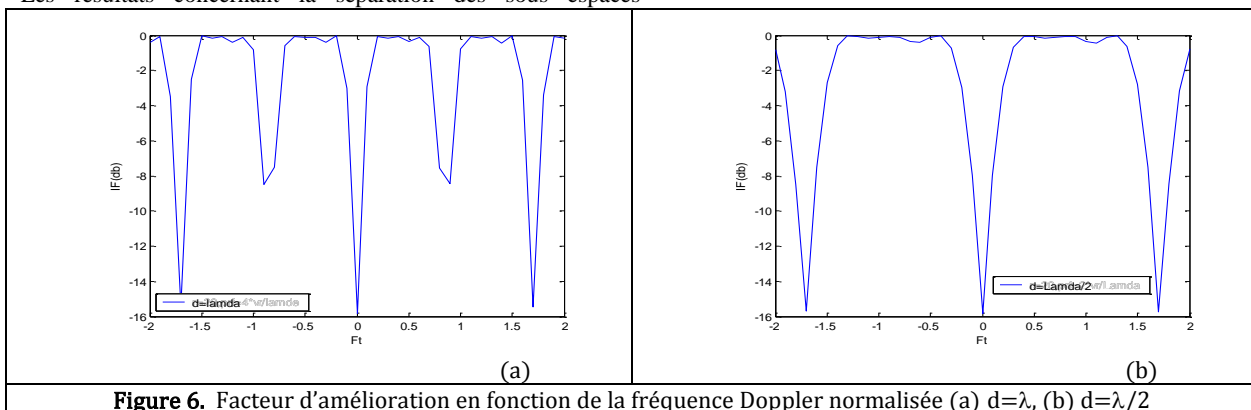
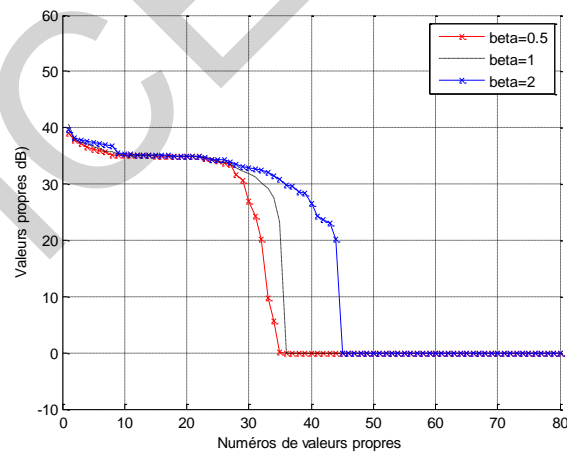
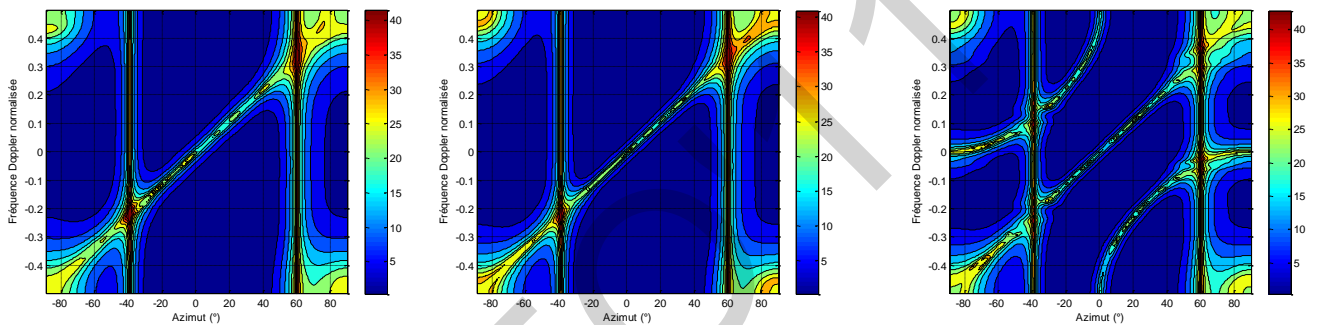
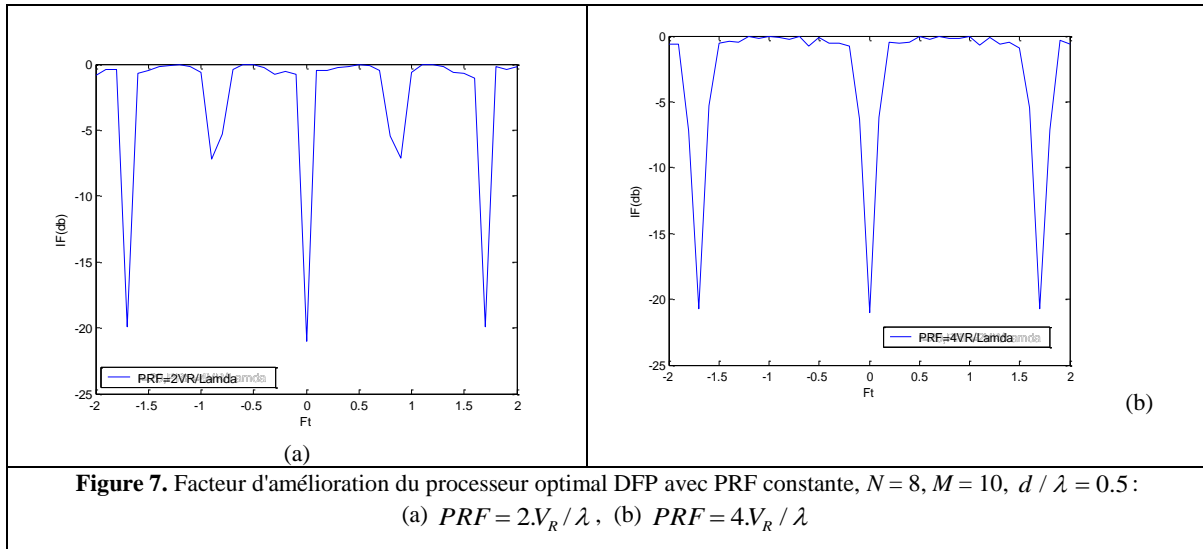


Figure 6. Facteur d'amélioration en fonction de la fréquence Doppler normalisée (a) $d=\lambda$, (b) $d=\lambda/2$



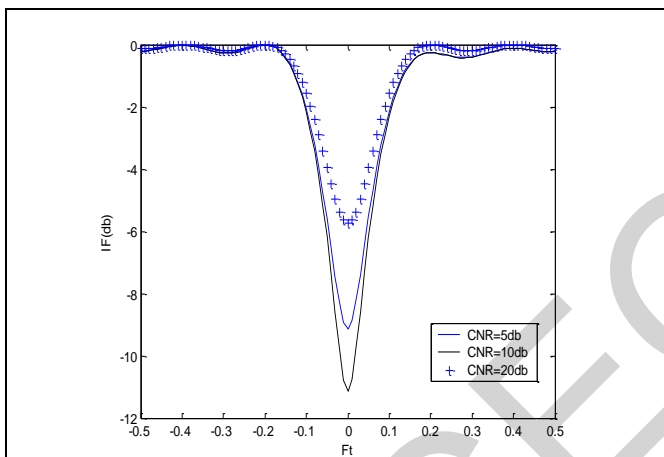
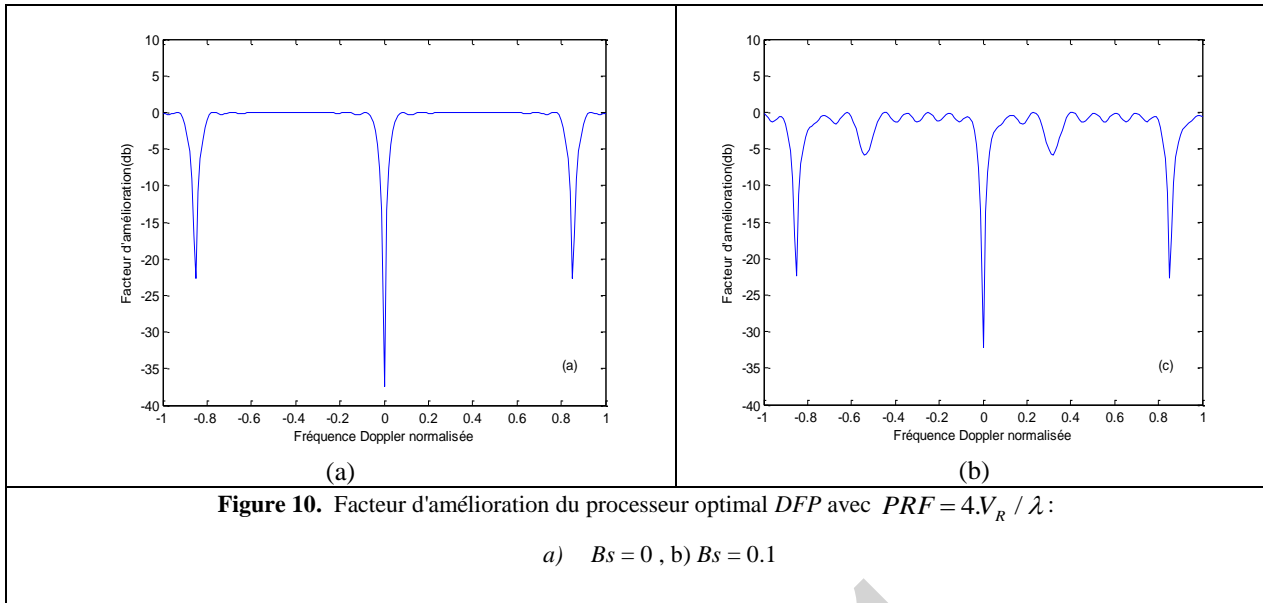


Figure 11. Facteur d'amélioration en fonction de la fréquence Doppler normalisée, $CNR=5dB$, $10dB$, $20dB$

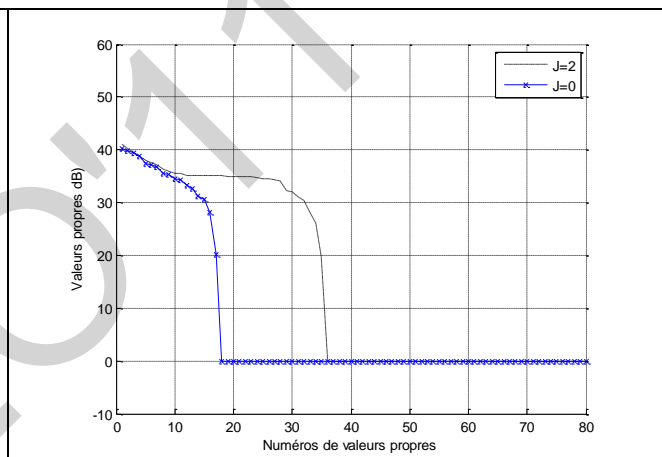


Figure 12. Spectre des valeurs propres de la matrice de covariance R_i avec $JNR=35$ dB, $N=8$, $M=10$, $CNR = 30$ dB

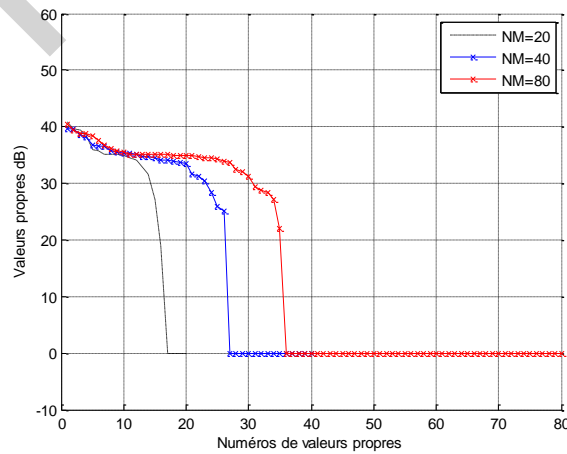


Figure 13. Spectre des valeurs propres de la matrice de covariance R_i , avec $JNR=35$ dB, $CNR = 30$ dB