



HAL
open science

Radar MIMO cohérent : développement d'une plateforme expérimentale

Oscar Gomez, Benoit Poussot, Florence Nadal, Pascale Jardin, Geneviève
Baudoin

► **To cite this version:**

Oscar Gomez, Benoit Poussot, Florence Nadal, Pascale Jardin, Geneviève Baudoin. Radar MIMO cohérent : développement d'une plateforme expérimentale. 18èmes Journées Nationales Microondes (JNM2013), May 2013, France. hal-00831063

HAL Id: hal-00831063

<https://hal.science/hal-00831063v1>

Submitted on 6 Jun 2013

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

Radar MIMO cohérent : développement d'une plateforme expérimentale

Oscar Gómez¹, Benoit Poussot², Florence Nadal¹, Pascale Jardin¹, Geneviève Baudoin¹

¹Université Paris-Est, ESYCOM (EA2552), ESIEE Paris, 93162 Noisy-le-Grand, France

²Université Paris-Est, ESYCOM (EA2552), UPEMLV, 77454 Marne-la-Vallée, France
gomezo@ieee.org

Résumé

Cet article présente la mise en place d'une plateforme de mesure dédiée aux systèmes de type radar MIMO (Multiple-Input Multiple-Output). L'objectif de cette plateforme est de valider expérimentalement différentes techniques de détection existantes. Cette étude porte sur deux d'entre elles : la méthode de Capon et le GLRT (Generalized Likelihood Ratio Test). Les résultats de mesure ont montré une forte dégradation des performances du GLRT en raison du couplage entre antennes d'émission et de réception. Pour réduire l'impact de ce phénomène, nous proposons une technique de traitement numérique.

1. Introduction

Un radar MIMO (Multiple-Input Multiple-Output) est une architecture radar qui utilise un réseau de multiples antennes émettrices et réceptrices, dans lequel les formes d'ondes émises peuvent être indépendantes. Un tel système permet d'améliorer les performances de détection et de localisation [1], et également de synthétiser le diagramme de rayonnement désiré par la définition des formes d'ondes émises.

A ce jour, on compte plusieurs techniques de détection pour les systèmes radar MIMO cohérents (c'est-à-dire utilisant des antennes co-localisées). Dans le cas de signaux bande étroite, plusieurs techniques de localisation (détermination de la direction d'arrivée) ont été proposées dans [2]. Elles reposent sur les méthodes de Capon, APES (Amplitude and Phase Estimation) et GLRT (Generalized Likelihood Ratio Test). Dans [3]-[4], nous avons présenté une adaptation de ces techniques au cas de signaux large bande.

La plupart de ces techniques, proposées d'un point de vue théorique, ont été développées en supposant des conditions idéales (cibles ponctuelles, canal de transmission à bruit additif blanc Gaussien, absence de couplage mutuel entre les éléments de l'antenne, absence de multi-trajets, ...). Dans cette étude, nous présentons une plateforme expérimentale qui met en œuvre un radar MIMO cohérent permettant de tester dans des conditions plus réalistes les techniques existantes.

Cet article est organisé comme suit : les parties 2 et 3 présentent respectivement le modèle du signal retenu et

les techniques de détection de cibles évaluées dans cette étude (méthode de Capon et GLRT). La partie 4 décrit la plateforme développée et les premiers résultats expérimentaux associés. La partie 5 propose une technique de traitement numérique pour réduire les effets de couplage entre antennes d'émission et de réception ; son efficacité est également illustrée par des résultats expérimentaux.

2. Modèle du signal

On considère un système MIMO dont les L_t antennes de transmission et les L_r antennes de réception sont co-localisées. Sous l'hypothèse d'avoir K cibles localisées en champ lointain aux angles $\{\theta_k\}_{k=1}^K$, le signal reçu par le $l^{\text{ième}}$ élément de réception s'écrit en bande de base [3]

$$x_l(t) = \sum_{k=1}^K \beta_k e^{-j2\pi f_c \tau_{l,k}} \sum_{i=1}^{L_t} e^{-j2\pi f_c \tau_{i,k}} c_i(t - \tau_{i,k} - \tau_{l,k}) + z_l(t) \quad (1)$$

où $c_i(t)$ désigne le signal bande de base émis par le $i^{\text{ième}}$ élément, f_c est la fréquence porteuse, β_k est le coefficient de réflexion complexe de la $k^{\text{ième}}$ cible, $\tau_{i,k}$ et $\tau_{l,k}$ désignent respectivement le temps nécessaire au signal pour se propager du $i^{\text{ième}}$ élément émetteur à la $k^{\text{ième}}$ cible et le temps nécessaire pour revenir au $l^{\text{ième}}$ élément récepteur (leur dépendance en θ_k a été omise pour simplifier la notation), et $z_l(t)$ représente le bruit et les interférences additives. Dans le cas de signaux $\{c_i(t)\}_{i=1}^{L_t}$ bande étroite, le modèle du signal (1) peut être écrit en notation vectorielle comme suit [1]

$$\mathbf{X} = \sum_{k=1}^K \beta_k \mathbf{a}_r^*(\theta_k) \mathbf{a}_t^H(\theta_k) \mathbf{C} + \mathbf{Z} \quad (2)$$

où $\mathbf{X} = [x_1(t) \cdots x_{L_r}(t)]^T$, $\mathbf{C} = [c_1(t) \cdots c_{L_t}(t)]^T$, $\mathbf{a}_t(\theta_k) = [e^{j2\pi f_c \tau_{1,k}} \cdots e^{j2\pi f_c \tau_{L_t,k}}]^T$, $\mathbf{a}_r(\theta_k) = [e^{j2\pi f_c \tau_{1,k}} \cdots e^{j2\pi f_c \tau_{L_r,k}}]^T$, $(\cdot)^*$, $(\cdot)^T$ et $(\cdot)^H$ désignent respectivement les opérateurs conjugué, transposé et transposé conjugué.

3. Techniques de détection de cibles

Plusieurs techniques de détection de cibles ont été présentées dans [2]. On s'intéresse dans cet article à la technique de Capon et au GLRT.

3.a. Méthode de Capon

La méthode de Capon est une méthode de formation de voies qui utilise un vecteur de pondération $\mathbf{w}(\theta)$ minimisant la puissance reçue dans les directions autres que la direction utile. Ce vecteur de pondération est la solution du problème d'optimisation suivant :

$$\begin{aligned} \min_{\mathbf{w}} \mathbf{w}^H(\theta) \hat{\mathbf{R}}_{xx} \mathbf{w}(\theta) \\ \text{avec } \mathbf{w}^H(\theta) \mathbf{a}_r(\theta) = 1, \end{aligned} \quad (3)$$

où $\hat{\mathbf{R}}_{xx}$ est la matrice de covariance estimée des signaux reçus. Le vecteur de pondération estimé, solution de (3), s'écrit :

$$\hat{\mathbf{w}}_{\text{Capon}}(\theta) = \frac{\hat{\mathbf{R}}_{xx}^{-1} \mathbf{a}_r^*(\theta)}{\mathbf{a}_r^T(\theta) \hat{\mathbf{R}}_{xx}^{-1} \mathbf{a}_r^*(\theta)}. \quad (4)$$

Les directions des cibles sont estimées comme les valeurs d'angles maximisant le spectre spatial de Capon $P(\theta) = \hat{\mathbf{w}}_{\text{Capon}}^H(\theta) \hat{\mathbf{R}}_{xx} \hat{\mathbf{w}}_{\text{Capon}}(\theta)$.

3.b. GLRT

Le GLRT [2] a été développé en supposant que les colonnes du terme de bruit \mathbf{Z} sont des vecteurs i.i.d. aléatoires Gaussiens, complexes, circulairement symétriques, de moyenne nulle, tous de même matrice de covariance. Le GLRT est défini par :

$$\rho(\theta) = 1 - \frac{\mathbf{a}_r^T(\theta) \hat{\mathbf{R}}_{xx}^{-1} \mathbf{a}_r^*(\theta)}{\mathbf{a}_r^T(\theta) \hat{\mathbf{Q}}^{-1} \mathbf{a}_r^*(\theta)} \quad (5)$$

où

$$\hat{\mathbf{Q}} = \hat{\mathbf{R}}_{xx} - \frac{\hat{\mathbf{R}}_{xc} \mathbf{a}_t(\theta) \mathbf{a}_t^H(\theta) \hat{\mathbf{R}}_{xc}^H}{\mathbf{a}_t^H(\theta) \hat{\mathbf{R}}_{cc} \mathbf{a}_t(\theta)},$$

$\hat{\mathbf{R}}_{cc}$ est la matrice de covariance des signaux émis et $\hat{\mathbf{R}}_{xc}$ est la matrice de covariance croisée entre les signaux reçus et les signaux émis.

Les directions des cibles sont estimées en cherchant les maxima du spectre $\rho(\theta)$.

4. Plateforme expérimentale et premières mesures

4.a. Plateforme expérimentale

Dans un système MIMO, les formes d'ondes sont transmises simultanément ; chaque antenne doit donc disposer de sa propre architecture d'émission (Tx) ou de réception (Rx) RF. Afin de réduire la complexité d'un tel système, la plateforme proposée ici ne comporte qu'un seul émetteur et un seul récepteur mobiles. L'émetteur et le récepteur sont constitués d'une antenne et de l'architecture RF associée. Un système mécanique automatisé comportant deux rails –un pour chaque antenne– déplace indépendamment l'émetteur et le récepteur sur un ensemble de positions pré-définies de façon à reconstituer un système MIMO composé de deux Antennes Linéaires Uniformes (ALU) comportant respectivement L_t éléments d'émission et L_r éléments de réception. Ainsi, pour chacune des L_t positions de l'émetteur, le récepteur parcourt successivement L_r positions. En appliquant le principe de superposition, la matrice \mathbf{X} des signaux reçus du système MIMO sous-jacent peut être construite.

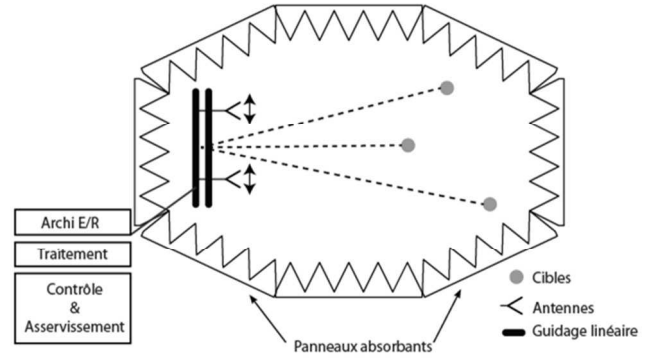


Figure 1. Configuration de la plateforme.

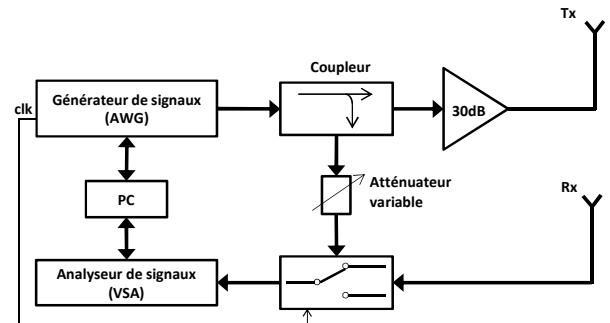


Figure 2. Schéma-bloc fonctionnel du système.

Pour garantir la stationnarité du canal, les mesures sont faites dans une chambre anéchoïque (voir Figure 1). Afin de réduire le couplage mutuel entre les antennes, l'espace séparant l'émetteur et le récepteur a été comblé par des panneaux absorbants.

La Figure 2 représente le schéma fonctionnel de l'architecture d'émetteur-récepteur RF. Les signaux sont générés par un générateur arbitraire de signaux (AWG) et l'acquisition des signaux reçus est effectuée par un analyseur vectoriel de signaux (VSA). L'AWG et le VSA sont contrôlés par un ordinateur externe (PC) en utilisant une interface GPIB. Le PC synthétise les formes d'onde émises (des séquences de symboles QPSK orthogonales) par l'intermédiaire d'une application Matlab et transmet ces signaux à l'AWG. Il contrôle le système des rails guidés afin d'asservir le déplacement des antennes.

La synchronisation entre l'émetteur et le récepteur est réalisée en utilisant un signal de référence transmis de l'AWG au VSA par le biais d'un coupleur directionnel. Un atténuateur variable ajuste le niveau du signal de référence à celui des signaux reçus, ce qui permet d'utiliser la dynamique du convertisseur analogique-numérique de façon optimale. Un SPDT (Single Pole Double Throw) permet de commuter des signaux réfléchis par les cibles au signal de référence.

Les signaux sont transmis dans une bande passante de 1.28 MHz autour d'une fréquence porteuse de 5.88 GHz. La puissance de sortie de l'AWG est fixée à -5 dBm. Un amplificateur de puissance 30 dB est utilisé pour atteindre une puissance en sortie de 25 dBm au niveau de l'antenne Tx. Les deux antennes sont des antennes patch alimentées par câble coaxial et imprimées sur un substrat RT/Duroid 5880 ($\epsilon_r=2.2$ et $\tan \delta=0.0009$) de 1.508 mm

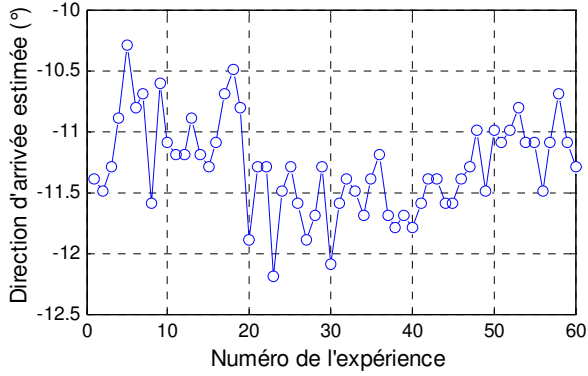


Figure 3. Test de répétabilité de la plateforme sur la direction d'arrivée estimée.

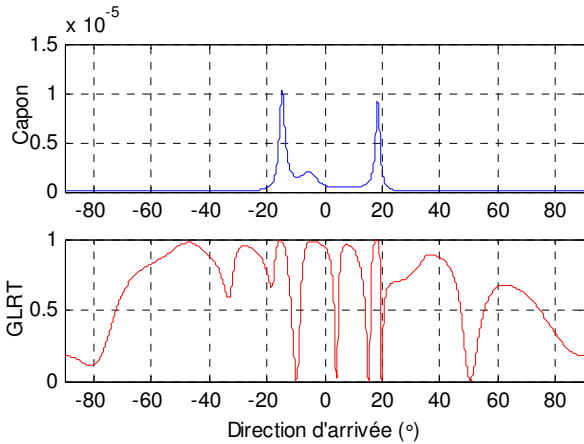


Figure 4. Spectre spatial de Capon et GLRT.

d'épaisseur. Les différentes positions des éléments de l'antenne sont uniformément espacées d'une demi-longueur d'onde. Les cibles testées sont des cylindres métalliques de 5 cm de diamètre.

4.b. Test de répétabilité

La répétabilité de cette plateforme expérimentale a été testée en effectuant 60 expériences successives pour une cible située à -11° . La Figure 3 présente la direction estimée de la cible en fonction de l'indice de l'expérience. On obtient une fluctuation de $\pm 1^\circ$ autour de la direction de la cible, ce qui ne représente pas une grande variation. Cette faible variation peut être due à la présence de bruit, aux non-linéarités des circuits ainsi qu'à des erreurs de calibration de la plateforme expérimentale.

4.c. Spectre spatial de Capon et GLRT

La Figure 4 présente le spectre spatial de Capon et le GLRT pour deux cibles situées à -15° et 18° . Comme on peut le voir, le spectre de Capon présente deux pics correspondant aux directions des cibles. Dans le cas du GLRT, plusieurs lobes secondaires apparaissent autour des directions des cibles, ce qui pourrait conduire à des détections erronées. En réalité, le comportement du GLRT observé ici peut s'expliquer par l'existence d'un couplage direct entre émetteur et récepteur dû à leur proximité. De plus, le faible bruit additif présent dans la chambre anecoïde pourrait ne pas présenter les caractéristiques (notamment de Gaussianité) prises en

compte dans la construction du GLRT. La partie suivante étudie le couplage entre émetteur et récepteur, et propose une méthode d'identification et de réduction de ce phénomène.

5. Prise en compte du couplage Tx-Rx

5.a. Couplage Tx-Rx

Dans le cas d'un radar MIMO cohérent –réseaux Tx et Rx co-localisés– une partie des signaux émis est directement transférée au réseau de réception, ce qui dégrade les performances des techniques de détection. Etant donné que les signaux couplés sont un mélange des différents signaux émis \mathbf{C} , le modèle du signal (2) prenant en compte le couplage Tx-Rx peut s'écrire :

$$\mathbf{X} = \sum_{k=1}^K \beta_k \mathbf{a}_r^*(\theta_k) \mathbf{a}_t^H(\theta_k) \mathbf{C} + \mathbf{M}\mathbf{C} + \mathbf{Z} \quad (6)$$

où \mathbf{M} est une matrice de couplage de dimension $L_r \times L_t$ dont chaque élément $m_{i,j}$ est un coefficient complexe de transmission entre le $j^{\text{ième}}$ élément du réseau Tx et le $i^{\text{ième}}$ élément du réseau Rx.

Le terme de couplage $\mathbf{M}\mathbf{C}$ peut être vu comme du bruit corrélé aux signaux émis, ce qui n'est pas en accord avec les hypothèses prises en compte pour la construction du GLRT et explique la sensibilité de ce dernier au couplage Tx-Rx. En revanche, la méthode de Capon requiert que le terme d'interférence ou bruit ne puisse s'exprimer comme un vecteur directionnel. Le terme de couplage $\mathbf{M}\mathbf{C}$ remplissant cette condition, la méthode de Capon est moins sensible à ce phénomène.

5.b. Réduction du couplage Tx-Rx

La matrice de couplage peut être estimée à partir d'une transmission dans un environnement sans cible où le modèle (6) devient :

$$\tilde{\mathbf{X}} = \mathbf{M}\mathbf{C} + \mathbf{Z}. \quad (7)$$

On cherche la matrice \mathbf{M} qui minimise le critère

$$\mathbf{J} = E \left[\|\tilde{\mathbf{X}} - \mathbf{M}\mathbf{C}\|^2 \right]. \quad (8)$$

En notant \mathbf{m}_i^H la $i^{\text{ième}}$ ligne de \mathbf{M} , ce critère peut s'écrire :

$$\mathbf{J} = E \left[\sum_{i=1}^{L_r} |\tilde{\mathbf{x}}_i(t) - \mathbf{m}_i^H \mathbf{C}|^2 \right], \quad (9)$$

avec $\tilde{\mathbf{X}} = [\tilde{\mathbf{x}}_1(t) \cdots \tilde{\mathbf{x}}_{L_r}(t)]^T$. Finalement, la $i^{\text{ième}}$ ligne de \mathbf{M} sera donc celle qui minimise

$$\mathbf{J}_i = E \left[|\tilde{\mathbf{x}}_i(t) - \mathbf{m}_i^H \mathbf{C}|^2 \right]. \quad (10)$$

La solution est celle classique du filtrage de Wiener : $\mathbf{m}_i^H = E[\tilde{\mathbf{x}}_i(t)\mathbf{C}^H]E[\mathbf{C}\mathbf{C}^H]^{-1}$. Par conséquent, l'estimée de la matrice de couplage est donnée par :

$$\hat{\mathbf{M}} = \mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{x}}\mathbf{c}} \mathbf{R}_{\mathbf{c}\mathbf{c}}^{-1}, \quad (11)$$

où $\mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{x}}\mathbf{c}} = E[\tilde{\mathbf{X}}\mathbf{C}^H]$ et $\mathbf{R}_{\mathbf{c}\mathbf{c}} = E[\mathbf{C}\mathbf{C}^H]$.

Une fois cette matrice de couplage estimée, la contribution du couplage sur les signaux reçus peut être réduite en calculant :

$$\mathbf{X}_{SC} = \mathbf{X} - \hat{\mathbf{M}}\mathbf{C}. \quad (12)$$

5.c. Résultats expérimentaux

On souhaite appliquer cette technique de réduction du couplage Tx-Rx pour améliorer les performances de détection du GLRT dans le cas des deux cibles cylindriques à -15° et 18° . On effectue d'abord une campagne de mesures sans cible : la matrice \mathbf{M} est

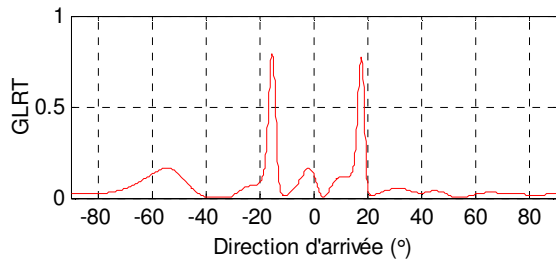


Figure 5. GLRT après réduction du couplage Tx-Rx et ajout de bruit blanc Gaussien.

déterminée à partir de (11) en utilisant des estimées temporelles \hat{R}_{cc} et \hat{R}_{xc} des matrices de covariance des signaux émis et de covariance croisée entre signaux émis et signaux reçus. Cette matrice \mathbf{M} est ensuite utilisée pour réduire le couplage dans les mesures avec cibles conformément à l'équation (12).

Afin de travailler avec un modèle adapté au GLRT, un bruit blanc Gaussien est ajouté aux signaux \mathbf{X}_{SC} obtenus précédemment. La puissance de ce bruit additif est prise inférieure de 70 dB à la puissance des signaux reçus (elle-même égale à -36 dBm). A noter que la puissance du terme de couplage est de -49.8 dBm pour une puissance des signaux émis \mathbf{C} de 25 dBm.

La Figure 5 montre l'impact de cette technique de réduction du couplage Tx-Rx sur le GLRT : on observe que les lobes secondaires dus au couplage sont désormais fortement atténués, ce qui permet d'identifier clairement les directions des cibles.

6. Conclusion

Nous avons développé une plateforme expérimentale qui réalise un système radar MIMO cohérent à partir d'une architecture d'émetteur-récepteur RF unique en utilisant le principe de superposition linéaire. Cette plateforme est reconfigurable puisqu'elle permet de modifier le nombre de capteurs ainsi que l'espacement entre ceux-ci. Les résultats obtenus à ce jour nous ont permis de valider plusieurs techniques de localisation bande étroite. Les résultats obtenus avec le GLRT ont montré que le couplage direct entre les éléments émetteur et récepteur pouvait détériorer considérablement les performances de cette technique. Nous avons ainsi été amenés à proposer une technique permettant de réduire numériquement ce couplage. Des résultats expérimentaux ont permis de vérifier que la technique proposée améliore effectivement la détection de façon significative.

7. Bibliographie

- [1] J. Li, P. Stoica, « *MIMO radar with colocated antennas* », IEEE Signal Processing Magazine, vol. 24, n° 5, pp. 106-114, septembre 2007.
- [2] L. Xu, J. Li, P. Stoica, « *Radar imaging via adaptive MIMO techniques* », Proceedings of the 14th European Signal Processing Conference, EUSIPCO, septembre 2006.

- [3] P. Jardin, F. Nadal, S. Middleton, « *On wideband MIMO radar: Extended signal model and spectral beampattern design* », Proceedings of the 7th European Radar Conference, pp. 392-395, octobre 2010.

- [4] O. Gómez, P. Jardin, F. Nadal, B. Poussot, G. Baudoïn, « *Multiband waveform synthesis and detection for a wideband MIMO radar* », IEEE International Conference on Microwaves, Communications, Antennas and Electronic Systems, COMCAS, pp. 1-5, novembre 2011.