

L a calibration d'antenne

Classification des méthodes de calibration et d'auto-calibration d'antenne

Classification of Array Calibration and Self-Calibration Methods

par A. MARSAL¹, S. MARCOS¹, J.F. CARDOSO², F. FLORIN³, P. GOUNON⁴, P. LARZABAL⁵,
G. LE BESNERAIS¹, F. LE CHEVALIER⁶, D. MEDYNSKY⁷, D. MULLER⁸

¹ Laboratoire des Signaux et Systèmes, CNRS-ESE, Plateau de Moulon, F-91192 Gif-sur-Yvette cedex.

² Télécom Paris, CNRS URA 820, 46, rue Barrault, F-75634 Paris cedex 13.

³ Thomson-Sintra, Activités sous marines, Route de Sainte-Anne du Portzic, F-29601 Brest cedex.

⁴ Centre d'Etude des Phénomènes Aléatoires et Géophysiques, CEPHAG-ENSIEG, Domaine Universitaire, BP 46, F-38402 Saint-Martin d'Hères cedex.

⁵ LESIR-ENS Cachan, 61, avenue du président Wilson, F-94235 Gachan cedex.

⁶ Le Centre Thomson d'Applications Radar, LCTAR, F-78140 Vélizy-Villacoublay.

⁷ Office National d'Etudes et de Recherches Aérospatiales, ONERA, F-92320 Châtillon.

⁸ Thomson CSF/SDC, F-92363 Meudon la Forêt cedex.

Résumé

Nous présentons dans cet article une classification des principales méthodes pour estimer les paramètres du modèle de propagation et de réception des signaux sur une antenne (calibration ou auto-calibration). Ces méthodes sont classées selon l'information qu'elles nécessitent *a priori* (externe ou non), selon la technique utilisée (identification des données reçues à un modèle ou optimisation d'un certain critère) ou enfin selon le critère mis en œuvre (projection sur le sous-espace bruit, maximum de vraisemblance ou fonction de contraste).

Mots clés : Traitement d'antenne, Localisation de sources, Calibration d'antenne.

Abstract

The purpose of this article is to present a classification of the main methods for the estimation of the parameters of both the propagation and the reception models of the received signals along an array (calibration or self-calibration). These methods are classified according to the *a priori* information they require (external or not), according to the way used to estimate the parameters (identification of the received data to a model or optimisation of a criterion or according to the criterion itself (projection on the noise subspace, maximum likelihood or sharpness fonction).

Key words : Array processing, Sources bearings estimation, Array calibration.

1. Introduction

Nous présentons, dans cet article, une synthèse des principales méthodes d'estimation des paramètres ξ d'une antenne. Nous dégageons une classification non rigide de ces méthodes. La première classe est constituée de méthodes de calibration re-

posant sur la connaissance *a priori* d'informations externes (connaissance de certaines caractéristiques d'un signal pilote, . . .). La deuxième classe est constituée des méthodes d'auto-calibration. Parmi celles-ci, on distinguera plus particulièrement les méthodes considérant l'identification plus ou moins directe de la matrice interspectrale (MIS) des signaux reçus sur l'antenne avec un modèle théorique incluant les paramètres à identifier, les méthodes d'identification aveugle aux ordres supérieurs et les méthodes optimisant

une fonction de coût multidimensionnelle relativement à un critère (maximum de vraisemblance, critère de contraste d'image, etc.) par rapport aux paramètres de l'antenne.

D'une manière générale, deux limitations vont intervenir dans l'estimation des composantes de ξ . D'une part, la dimension de l'espace des observations restreint le nombre des inconnues identifiables. On aura donc intérêt à utiliser toute information *a priori* sur ces paramètres, comme par exemple un modèle de déformation d'antenne (arrondi, harmonique [Bucker78], polynomial [Owsley84], sous-antennes rectilignes [Hinich75], etc.), permet de réduire le nombre des inconnues.

D'autre part, une fois les composantes du vecteur source \mathbf{a}_p estimées, il est difficile de séparer ce qui est dû à la phase des gains complexes des capteurs de ce qui est dû à leur position (déphasage φ_{mp}). On peut, en pratique, estimer séparément la position des capteurs (en supposant connue le gain complexe des capteurs), puis le gain complexe (pour une forme d'antenne connue). Plusieurs auteurs ont apporté des solutions : l'extraction des paramètres à partir de la phase estimée peut se faire par la résolution d'un système linéaire [Lo87, Lo88, Weiss91]. Des considérations sur le rang de certaines matrices apparaissant dans les développements donnent alors des conditions nécessaires et suffisantes d'unicité en fonction du nombre de sources ou de la dimension de l'antenne [Lo87, Nicolas88, Rockah87]. Une autre possibilité est de chercher le terme linéaire de l'évolution de la phase le long de l'antenne; ce terme correspond aux directions d'arrivée (DDA), on obtient une image de la forme de l'antenne en soustrayant à la phase estimée ce terme linéaire [Bourenane89]. Dans ce cas, la phase estimée est déroulée à l'aide d'un critère de continuité dans la forme de l'antenne.

2. Méthodes de Calibration

Soit une antenne de M capteurs éclairée par P ondes incidentes ($M > P$) issues de sources émettrices ponctuelles. On suppose que la source p rayonne une onde plane monochromatique de fréquence f_0 (à la célérité c) dans la direction θ_p mesurée par rapport à un repère fixe de l'antenne. Chaque capteur m reçoit le front d'onde émis par la source p avec un déphasage φ_{mp} défini par (voir partie I, chapitre 1) :

$$\varphi_{mp} \triangleq \mathbf{k}_p \mathbf{r}_m \text{ et } \varphi_{1p} = 0, \quad \forall m = 2, \dots, M, \quad \forall p = 1, \dots, P. \quad (1)$$

où \mathbf{r}_m est le vecteur des coordonnées du capteur m dans l'espace, relativement au premier capteur, et où \mathbf{k}_p est le vecteur d'onde associé à la source p et dépendant de θ_p .

A une fréquence donnée, et pour une mesure particulière (correspondant à la fenêtre d'observation), le vecteur de dimension M des signaux reçus peut être écrit (voir partie I, chapitre 1) :

$$\mathbf{x} = \mathbf{A}\mathbf{s} + \mathbf{b}. \quad (2)$$

où \mathbf{A} est la matrice de dimension (M, P) des vecteurs sources \mathbf{a}_p , \mathbf{s} est le vecteur de dimension P contenant les amplitudes complexes des sources et \mathbf{b} un vecteur de bruit.

L'utilisation d'une ou de plusieurs sources coopératives permet de déterminer les paramètres du modèle de propagation. Plusieurs méthodes de calibration utilisent ainsi des sources émettant soit un signal de forte puissance par rapport aux autres sources rayonnantes du milieu [Bourenane89, Bouvet87] (voir aussi sections 2.1. et 2.2.), soit un signal connu en amplitude, en fréquence ou en direction, [Marcos88a, Lo87] (voir aussi sections 2.3., 2.4., 2.5. et 2.6.).

Une autre solution est d'utiliser des références externes, comme par exemple une information sur le cap (voir section 2.7.).

2.1. MÉTHODES UTILISANT LA PRÉSENCE D'UN SIGNAL FORT

Dans le cas où une seule source est présente, si les mesures ne sont pas bruitées, alors l'équation (2) devient

$$\mathbf{x} = s_1 \mathbf{a}_1. \quad (3)$$

La première équation de ce système donne (puisqu'il a été supposé que le premier coefficient de \mathbf{a}_p est 1)

$$x_1 = s_1, \quad (4)$$

et si de plus l'argument du gain de chaque capteur est supposé nul, la m^{e} équation donne

$$x_m = s_1 \rho_m \exp(-j\varphi_{m1}). \quad (5)$$

On en déduit aisément le module du gain de chaque capteur (ρ_m) en prenant le module de chacune des équations (4) et (5), ainsi que le déphasage entre l'arrivée de l'onde sur le premier capteur et sur les autres capteurs (φ_{m1}), $\forall m = 2, \dots, M$.

Il ne reste plus qu'à extraire des déphasages φ_{m1} le paramètre θ_1 et les vecteurs position \mathbf{r}_m . Dans [Bouvet87] une résolution récurrente est proposée dans le cas où l'antenne est paramétrée angulairement et où la distance intercapteur est constante (voir figure 1).

En effet dans ce cas, φ_{m1} prend une forme simple :

$$\varphi_{m1} = \frac{\omega_0 d}{c} \sum_{i=1}^{m-1} \sin(\theta_1 - \beta_i), \quad \forall m = 2, \dots, M, \quad (6)$$

où θ_1 est la DDA de la source présente et où

$$\beta_i \triangleq \sum_{j=1}^i \gamma_j, \quad (7)$$

où γ_j est défini sur la figure 1.

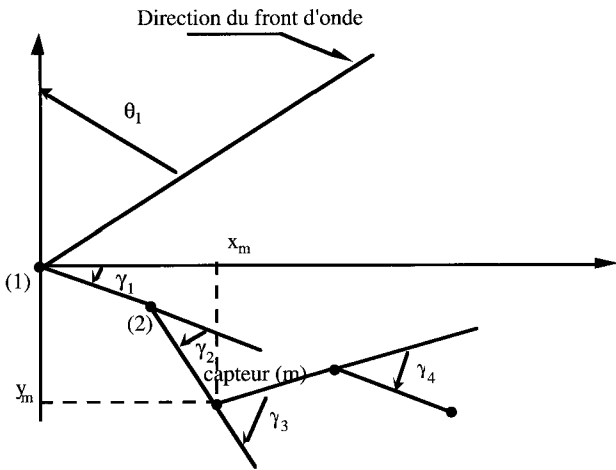


Figure 1. – Modélisation Angulaire d'une Antenne Articulée.

Si l'on suppose de plus que la DDA (θ_1) de la source est connue, les paramètres peuvent être estimés par :

$$\begin{cases} \beta_m = \arcsin \left[\frac{c}{\omega_0 d} \arg \left(\frac{x_m}{x_1} \right) \right] - \theta_1 \\ \gamma_m = \beta_{m+1} - \beta_m \end{cases} \quad \forall m = 2, \dots, M. \quad (8)$$

En présence d'un bruit de mesure gaussien, spatialement et temporellement blanc sur les capteurs ($\Gamma_b = \sigma^2 \mathbf{I}d$), on montre que (8) donne la meilleure estimation des paramètres au sens du maximum de vraisemblance [Bouvet87].

Cette idée peut être étendue, notamment dans le cas où l'on ne connaît pas la DDA de la source de référence, en supposant l'antenne orientée ($\gamma_1 = 0$) [Bouvet87]. On estime alors θ_1 par :

$$\theta_1 = \arcsin \left[\frac{c}{\omega_0 d} \arg \left(\frac{x_1}{x_2} \right) \right]. \quad (9)$$

Enfin, dans le cas général où P sources viennent éclairer l'antenne (à la même fréquence f_0), on peut appliquer la même méthode, en supposant que la première source est plus puissante que les autres, soit

$$\sigma_1^2 \gg \sigma_p^2, \quad \forall p = 2, \dots, P, \quad (10)$$

on peut écrire

$$x_m = s_1 \rho_m \exp(-j\varphi_{m1}) + \underbrace{\sum_{p=2}^P s_p \rho_m \exp(-j\varphi_{mp})}_{b'_m} + b_m. \quad (11)$$

On est alors ramené au cas précédent, mais le bruit n'étant alors ni blanc, ni gaussien, l'estimation de γ_m ne sera que grossière : dans [Bouvet87] on voit qu'il faut au moins $\sigma_1^2 / \sigma_p^2 \approx 20$ dB ($p \neq 1$). Autrement dit, de deux choses l'une, ou bien la source « pilote » ne fait pas partie du champ d'observation et la calibration se fait alors

dans une phase préalable à l'utilisation de l'antenne, sans autre contrainte, grâce aux équations (8). Ou bien la source appartient au champ d'observation et alors, celle-ci doit être suffisamment puissante pour que les équations (8) soient valables.

Enfin, si la source utilisée pour la calibration n'est pas assez puissante, les paramètres estimés de l'antenne pourront servir à l'initialisation d'un traitement global (optimisation itérative d'une fonction de coût) (voir section 3.4.) pour déterminer les DDA et affiner les estimées de ces paramètres.

Afin d'améliorer les performances de la calibration, [Bourennane89] propose de procéder à une décomposition en éléments propres de la MIS, soit

$$\Gamma = \mathbf{V} \mathbf{A} \mathbf{V}^\dagger, \quad (12)$$

où \mathbf{V} est la matrice des vecteurs propres de Γ , et \mathbf{A} , la matrice diagonale des valeurs propres correspondantes (voir partie I, chapitre 1).

Les vecteurs propres fournissent une base orthonormée de l'espace d'observation, sur laquelle on va pouvoir projeter le vecteur observation \mathbf{x} :

$$\mathbf{x} = \sum_{m=1}^M (\mathbf{v}_m^\dagger \mathbf{x}) \mathbf{v}_m. \quad (13)$$

Si une source est suffisamment puissante pour assurer un axe principal dominant, on peut écrire :

$$\mathbf{x} \approx (\mathbf{v}_1^\dagger \mathbf{x}) \mathbf{v}_1 \triangleq s_1^{(1)} \mathbf{v}_1. \quad (14)$$

Ce sont alors les phases des composantes de \mathbf{v}_1 , et non celles de \mathbf{x} comme dans (3), qui sont à identifier aux φ_{m1} , pour $m \in [2, M]$. En effet, on déduit de (14) :

$$s_1^{(1)} \mathbf{v}_1 = s_1 \mathbf{a}_1 \iff \mathbf{v}_1 = s_1^{(2)} \mathbf{a}_1, \quad \text{si } s_1^{(2)} = \frac{s_1}{s_1^{(1)}}. \quad (15)$$

On utilise (15) de la même manière que (3) pour déduire ρ_m et φ_{m1} , $\forall m = 2, \dots, M$.

Cette méthode améliore celle décrite précédemment, grâce à la décomposition sur la base des vecteurs propres de Γ qui permet d'éliminer le bruit ambiant (sous réserve que celui-ci soit temporellement et spatialement blanc). Des essais sur signaux réels (deux sources dont la deuxième est à 15 dB au-dessous de la première), ont donné d'excellents résultats [Bourennane89]. D'autres auteurs, [Ferguson92], ont validé cette méthode sur des simulations (trois sources respectivement à 4, 5 et 6 dB au-dessus du bruit).

Des techniques plus spécifiques peuvent être mises en œuvre en fonction de l'information *a priori* à notre disposition, concernant le signal. Ceci est notamment le cas lorsque la source de référence émet un signal certain large bande.

Dans [Faure87a], des solutions basées sur l'intercorrélacion entre le signal reçu et le signal émis sont proposées. Ces approches ont

l'avantage d'estimer des retards de propagation entre capteurs (et non des déphasages), ce qui conduit directement au paramètre r .

De plus, il est possible, à partir d'une source coopérante, d'utiliser le phénomène de trajets multiples pour estimer la déformation de l'antenne dans plusieurs directions.

L'hypothèse d'existence d'un signal dominant peut s'avérer irréaliste en pratique. Un moyen d'éviter cette hypothèse a été proposé dans [Lo87]. Il s'agit d'une procédure assez coûteuse qui consiste à envoyer plusieurs signaux de référence de DDA connue à des fréquences différentes. Ensuite, pour chaque fréquence on estime la matrice de covariance des signaux reçus sur l'antenne, ainsi que le nombre de sources émettant à cette fréquence. On conserve alors uniquement les matrices de covariance ne « contenant » qu'un seul signal émis (celui-ci ne pourra être que le signal de référence). Il ne reste plus qu'à identifier le vecteur propre principal de chacune de ces matrices de covariance à un modèle du vecteur directionnel (15).

Cette dernière méthode est toutefois inexploitable pour une calibration simultanée à l'observation du champ. Elle ne peut être mise en œuvre que pour calibrer une antenne une fois pour toute.

2.2. CALIBRATION SUR UNE SOURCE NON RÉVOLUE EN RADIO-ASTRONOMIE

Le principe est le suivant : on observe une source d'apparence ponctuelle (à la résolution de l'instrument) et on identifie dans la réponse de l'interféromètre les paramètres du système constitué par les effets de propagation et d'instrumentation. Cette opération peut être préalable à une campagne de mesure ou répétée à intervalles réguliers durant l'observation. Elle nécessite la présence de sources ponctuelles et suffisamment brillantes dans les environs de la zone observée, bien que quelques expériences utilisant des calibrateurs artificiels (satellite, par exemple) aient été réalisées. Le chapitre 7 détaille certains aspects de la calibration en radio-astronomie.

2.3. MÉTHODE UTILISANT CONJOINTEMENT LES PROPRIÉTÉS DU FILTRAGE ADAPTATIF ET LA CONNAISSANCE D'UN SIGNAL DE RÉFÉRENCE

Nous rappelons ici une méthode, introduite dans [Marcos88a] et [Marcos88b], de recherche des paramètres de l'antenne par filtrage optimal au sens de l'erreur quadratique moyenne minimale, utilisant la connaissance d'un signal auxiliaire de puissance quelconque. Cette hypothèse est moins contraignante qu'il n'y paraît; le signal auxiliaire pouvant être isolé avant le traitement, par exemple par formation de voie.

A partir du vecteur d'observation, on cherche à reconstruire le signal de référence s_1 par filtrage optimal ($\mathbf{w}^* \mathbf{x}$), où \mathbf{w} est

un vecteur complexe de dimension M . Le vecteur de filtrage optimal \mathbf{w}_{opt} sera choisi tel que

$$\varepsilon \triangleq \text{E} \left[|e|^2 \right] \quad (16)$$

soit minimale avec

$$e = s_1 - \mathbf{w}^* \mathbf{x} \quad (17)$$

Il s'agit là d'un problème classique [Widrow67] dont la solution est donnée, sous l'hypothèse de sources décorréelées, par :

$$\mathbf{w}_{opt} = \sigma_1^2 \mathbf{a}_1 \quad (18)$$

et

$$\varepsilon_{min} = \sigma_1^2 - \sigma_1^4 \mathbf{a}_1^* \mathbf{a}_1 \quad (19)$$

où \mathbf{w}_{opt} , σ_1^2 et \mathbf{a}_1 sont inconnus. Le vecteur \mathbf{w}_{opt} peut être estimé récursivement par l'algorithme du gradient stochastique, suivant différentes mesures, indicées par k de \mathbf{x} et de s_1 :

$$\begin{cases} \mathbf{w}(k+1) &= \mathbf{w}(k) + \mu e^*(k) \mathbf{x}(k) \\ e(k) &= s_1(k) - \mathbf{w}^*(k) \mathbf{x}(k) \end{cases} \quad (20)$$

La MIS peut, elle aussi, être estimée récursivement

$$\tilde{\gamma}(k+1) = \beta \mathbf{x}(k+1) \mathbf{x}^*(k+1) + (1-\beta)\tilde{\gamma}(k) \quad (21)$$

où μ et β sont des facteurs d'oubli à déterminer en fonction de la stationnarité des signaux.

D'après (18), une estimation adaptative du premier vecteur source est ainsi obtenue :

$$\mathbf{a}_1(k) = \frac{1}{\sigma_1^2} \tilde{\gamma}(k) \mathbf{w}(k+1) \quad (22)$$

Il ne reste plus qu'à extraire des retards, les angles d'arrivée des fronts d'onde sur l'antenne, et les caractéristiques de celle-ci. Les performances d'un tel algorithme, notamment lors de la poursuite d'une antenne se déformant au cours du temps sont décrites dans [Marcos88a].

2.4. CALIBRATION D'ANTENNE PAR SIGNAUX COOPÉRATIFS

L'objet de ce paragraphe est de présenter les techniques de calibration systématique effectuées à l'aide de signaux coopératifs. Ces techniques sont largement utilisées, notamment dans les domaines du radar ou de la radio-goniométrie.

La fonction principale de la calibration est d'étalonner, par une mesure directe ou indirecte, la réponse du réseau d'antennes en fonction de l'angle et de la fréquence. Dans les dispositifs électroniques considérés, la partie linéaire de cette réponse peut être factorisée en deux termes principaux :

- la réponse de l'antenne proprement dite, représentée, pour le capteur d'indice m , par son diagramme élémentaire : $a'_m(\theta, f)$, où θ désigne la direction de visée et f la fréquence,
- la réponse des chaînes de réception, caractérisant les imperfections des étages successifs des voies de réception électroniques, et décrite pour la voie d'indice m , par la fonction de transfert : $H_m(f)$.

On distinguera dans la suite les méthodes globales, permettant l'étalonnage direct du produit des deux contributions, et les méthodes indirectes, reposant sur un étalonnage séparé des deux contributions.

Les premières sont basées sur l'utilisation d'une référence externe (balise, par exemple); les secondes sur l'utilisation d'une référence interne.

On ne citera ici, que pour mémoire, les techniques, parfois utilisées dans les domaines du radar ou de la radio-goniométrie, et basées sur l'exploitation de signaux d'opportunité non coopératifs.

Référence coopérative externe : méthodes globales

Principe :

Le principe de base utilisé dans le cas de l'emploi d'une référence externe, consiste simplement à mesurer, pour un nombre adéquat de valeurs de directions θ , et de fréquences f , la réponse globale de l'antenne :

$$a_m(\theta, f) = a'_m(\theta, f)H_m(f) \quad (23)$$

Cette mesure est affectée par analyse du signal reçu en fin de chaîne de réception, après conversion analogique-numérique, en présence d'une balise, dont la position est elle-même étalonnée, et qui émet un signal de référence de forme parfaitement maîtrisée.

La réponse angulaire peut être obtenue, si la balise est «en champ lointain», par relevé direct des gains mesurés pour différentes positions relatives antenne-balise; dans ce cas, selon les configurations, l'antenne à calibrer est mobile et la balise est fixe, ou inversement. Si la balise est «en champ proche», la réponse angulaire est obtenue indirectement (par transformée de Fourier spatiale) à partir du relevé de la loi d'éclairement de l'antenne.

La réponse en fréquence est obtenue, soit par mesures successives effectuées en monochromatique à différentes fréquences, soit par l'exploitation de mesures globales, effectuées à l'aide de signaux d'analyse large bande (chirps, par exemple).

Mise en œuvre :

La mise en œuvre du principe décrit ci-dessus dépend fortement du contexte de l'application. On conçoit, en effet, que dans un système large bande, disposant d'un grand nombre de voies de réception élémentaires, possédant des diagrammes différents, la complexité des mesures à effectuer sera plus grande que dans

le cas d'un système bande étroite, dont les éléments seraient omnidirectionnels.

Selon les cas de figures, on pourra donc envisager différents modes de calibration :

- soit une calibration «en ligne», dans laquelle l'étalonnage est remis à jour en permanence : chaque séquence de fonctionnement du système est précédée d'un réétalonnage, et celui-ci fonctionne en boucle fermée. Cette solution est accessible dans le cas où la durée de la calibration est faible devant la durée de la séquence pendant laquelle elle est applicable,
- soit une calibration «hors ligne» : dans ce cas, une table des paramètres de calibration est entretenue, et rafraîchie indépendamment du fonctionnement du système, avec une périodicité fonction des dérives attendues (dues, par exemple, à la température).

Limitations :

La qualité de la calibration obtenue par cette approche est d'autant plus satisfaisante que l'application est bien conditionnée.

Son coût est néanmoins élevé en raison de la complexité du dispositif externe qu'elle nécessite. Les contraintes associées en termes de temps (nécessaire aux mesures) et de souplesse d'utilisation opérationnelle (l'antenne doit par exemple être fixe par rapport à la balise), font que ce principe n'est applicable que pour un nombre restreint de situations.

Référence coopérative interne : méthodes indirectes

Principe :

Le principe de base utilisé dans ce cas consiste à mesurer séparément les différentes contributions dues à l'antenne proprement dite, $a'_m(\theta, f)$, d'une part, et à la chaîne de réception, $H_m(f)$, d'autre part.

Mise en œuvre :

a. Calibration de l'antenne proprement dite :

Dans certaines configurations (réseaux d'antennes fixes, ou formant un ensemble rigide, par exemple), la contribution $a'_m(\theta, f)$, du diagramme des capteurs élémentaires, varie très lentement au cours du temps, plutôt à cause d'un vieillissement, que d'une dérive en cours de fonctionnement.

Dans ce cas, le processus de calibration global décrit au paragraphe précédent peut être appliqué «en usine», au moment de l'assemblage de l'antenne. Les tables d'étalonnage des gains sont alors mises en mémoire, et ne sont remises à jour que lorsque l'antenne est «ramenée en usine» pour une maintenance complète.

Un cas particulier est celui des antennes «actives», dans lequel chaque capteur (voie de réception) est constitué d'un «sous-réseau» de modules élémentaires actifs. Dans ce cas, une calibration supplémentaire peut être nécessaire pour tenir compte des risques de dérives liés aux modules actifs :

- le diagramme de référence des « sous-réseaux » est étalonné « en usine »,
- l'amplitude et la phase de chaque module élémentaire sont maintenues à une valeur de consigne, grâce à un dispositif de calibration locale, implanté au niveau de chaque module. De la sorte, le diagramme des sous-réseaux est maintenu de façon dynamique à sa forme de référence, indépendamment des dérives (thermiques entre autres) des composants actifs de l'antenne.

b. Calibration des chaînes de réception :

L'antenne proprement dite pouvant être supposée connue et de caractéristiques stables au cours du temps, les chaînes de réception, en revanche subissent des dérives significatives au cours du temps (typiquement, échelles de quelques minutes), du fait de la présence d'éléments électroniques actifs sensibles à la température (amplificateurs, filtres, ...).

Le procédé de calibration appliqué pour les compenser consiste à injecter, à l'aide d'un coupleur de test, placé en sortie de l'antenne, un signal connu en fréquence et en phase. La mesure des caractéristiques obtenues après réception et numérisation permet de compenser, en entrée du traitement numérique, les principales contributions des dissemblances entre voies, par exemple en amplitude, en phase, et en retard.

La qualité de la correction est alors donnée plutôt par la qualité du dispositif de couplage; pour s'affranchir de cette dernière, une mesure par « double pesée » permet d'éliminer de la correction la contribution due au coupleur de test.

La mise en œuvre de ce procédé peut être envisagée selon les deux types de séquençement mentionnés plus haut, soit « en ligne », en boucle fermée, soit « hors ligne », avec la mise à jour périodique d'une table de corrections.

Limitations :

Les techniques de calibration indirectes décrites ci-dessus sont largement utilisées dans le domaine du radar. Elles présentent l'avantage, par rapport aux techniques directes décrites au premier paragraphe, de nécessiter un dispositif de calibration moins complexe, (et donc moins coûteux), puisque limité à l'électronique de réception. La durée d'une séquence de mesures complète est *a priori* moins longue, puisque seul le paramètre de fréquence est à balayer. La répercussion sur le fonctionnement opérationnel du dispositif est donc dans de nombreux cas d'applications suffisamment faible pour permettre une calibration continue « en ligne ».

En revanche, l'emploi de ces techniques suppose une parfaite stabilité des diagrammes élémentaires d'antennes et de la géométrie du réseau parfaitement stable au cours du temps. Elles ne sont donc pas applicables au cas des antennes déformables. De plus, elles ne permettent pas de prendre en compte les effets de déformation des surfaces d'onde liés à la propagation, aux trajets multiples, ... Enfin, elles ne permettent aucune compensation des effets non-linéaires susceptibles d'intervenir dans les chaînes de réception.

Ainsi, si ces techniques de correction utilisant des signaux de référence sont nécessaires dans de nombreuses situations, et suffisantes pour atteindre un certain niveau de performances en face de certaines catégories de défauts, des techniques d'autocalibration robustes restent indispensables pour traiter une vaste gamme d'applications.

2.5. EXPLOITATION D'UN FICHER DE CALIBRATION EN RADIOGONIOMÉTRIE

Une solution « naturelle » pour tenir compte des perturbations, est l'utilisation directe d'un fichier de calibration qui a été enregistré à l'aide d'une source coopérative. Toutefois, le pas de calibration utilisé dépend de la précision souhaitée dans la goniométrie. Une telle phase de calibration doit être effectuée périodiquement et pour toutes les fréquences de réception. Cette opération peut s'avérer rapidement lourde, coûteuse, encombrante en mémoire et incompatible avec une utilisation opérationnelle.

Pour remédier à ces divers inconvénients, nous proposons plusieurs solutions dont l'objectif est de minimiser le nombre de points de calibration. Une dégradation des performances doit alors être acceptée. Un compromis sera établi entre le nombre de points de calibration et la précision souhaitée. Deux modélisations de la réponse de l'antenne sont présentées.

La première est purement d'ordre mathématique et ne fait pas appel aux connaissances *a priori* sur les perturbations de l'antenne. Il s'agit d'une modélisation locale de la réponse.

La deuxième exploite directement un modèle de réflexions multiples qui est à l'origine des diverses perturbations rencontrées. Un modèle de points diffusants traduit correctement ces réflexions multiples. Quelques manipulations algébriques restituent alors le vecteur directionnel perturbé qui sera utilisé pour la goniométrie. Il s'agit de l'expression analytique du vecteur directionnel « corrigé », ce qui simplifie la mise en œuvre.

Nous montrons aussi qu'une technique de maximum de vraisemblance peut facilement s'accommoder de certaines incertitudes sur les paramètres de l'antenne. Il s'agit alors d'un maximum de vraisemblance *a posteriori*.

Ces méthodes sont présentées dans le chapitre 3. La méthode des points diffusants, originale d'après les auteurs, y sera plus longuement décrite.

2.6. UTILISATION D'UN RÉFLECTEUR D'OPPORTUNITÉ

Le principe de la focalisation des antennes à partir d'une source ponctuelle « phare » est très simple : partant du principe que la propagation réalise une transformation de fourier spatiale du champ de source et que la mesure (formation de voies, de faisceaux,

imagerie, . . .) réalise la transformation de fourier inverse, on stipule que la défocalisation d'une source se comporte comme l'introduction de déphasages parasites dans l'une des transformations, déphasages qu'il faut compenser dans l'autre transformation. La méthode de focalisation consiste alors à mesurer ces déphasages pour un champ supposé être issu d'une source unique puis à les annuler.

L'algorithme décrit ici a été élaboré pour des applications en radar d'imagerie. B.D. Steinberg [Steinberg73, Steinberg81, Steinberg83, Steinberg88, Subbaram92] a proposé plusieurs versions de ce que l'on appelle le « Minimum Variance Algorithm » (MVA) ou le « Dominant Scatterer Algorithm » (DSA). Ce processus est basé sur la présence dans le champ à imager d'un écho ponctuel de fort niveau d'énergie dû, soit à la présence d'un réflecteur d'opportunité (MVA), soit, en situation de réverbération, à l'existence d'un diffuseur à forte réflexion (DSA). E.H. Attia [Attia84a, Attia84b, Attia85, Attia86, Attia89] a donné une version robuste de l'algorithme, adaptée à la présence de plusieurs échos dominants.

Le principe est le suivant : partant du fait que les amplitudes sont moins perturbées que les phases par les distorsions d'antennes, un premier stade de l'algorithme consiste à identifier la source ponctuelle comme étant le point de l'espace dont la variance de l'amplitude de l'écho reçu le long de l'antenne est minimale.

Les déphasages entre capteurs sont alors mesurés à cette distance et compensés; autrement dit l'antenne est focalisée sur l'écho ponctuel. L'espace est ensuite parcouru en angle et en distance.

On reproduit ici les phases de l'algorithme telles qu'elles sont données dans les publications de Steinberg [Steinberg81].

Phases du « Radio Camera Imaging Algorithm »

1. Mesure et stockage de l'enveloppe complexe des échantillons : $V_{in} \exp(j\psi_{in})$, où i est l'indice d'un échantillon distance, et n un capteur.
2. Correction d'amplitude par normalisation par rapport au gain des capteurs : $A_{in} \exp(j\psi_{in})$.
3. Trouver R_0 tel que $A_{0n} \approx A$, pour tout n : $A \exp(j\psi_{0n})$.
4. Synchronisation des phases à R_0 : $A \exp(j\psi_{00})$.
5. Rotation des phases à toutes les cases distance : $A_{in} \exp(j(\psi_{in} - \psi_{0n} + \psi_{00}))$.
6. Focalisation à chaque distance :
$$B_{in} = A_{in} \exp \left(j \left(\Psi_{in} - \Psi_{0n} + \Psi_{00} + \frac{1_n x_n^2}{2} \left[\frac{1}{R_i} - \frac{1}{R_0} \right] \right) \right)$$
7. Décalage des phases, linéairement en fonction de l'angle : $B_{in} \exp(-jkx_n u)$.
8. Somme à chaque case distance : $\hat{S}_i(u) = \sum_{n=1}^M B_{in} \exp(-jkx_n u)$.

Tel qu'il est décrit, l'algorithme suppose une bande de fréquence très étroite et une petite largeur du secteur d'observation, proche

du broad-side de l'antenne : les déphasages compensés ne dépendent ni de la fréquence, ni de l'angle d'incidence.

Notons que Steinberg préconise un rapport écho sur réverbération minimum de 4 dB pour le bon fonctionnement de l'algorithme [Steinberg81].

2.7. MÉTHODES UTILISANT UNE INFORMATION DE CAP

Outre un signal pilote, d'autres informations externes peuvent être utilisées pour calibrer l'antenne. Un algorithme, basé sur la méthode Esprit [Roy89] et utilisant des capteurs composés de quatre hydrophones ainsi que d'un compas, est développé dans le chapitre 4. Il permet d'estimer les DDA sans avoir à connaître la géométrie du réseau et s'applique particulièrement dans le cas de bouées jetées aléatoirement à la mer.

3. Méthodes d'Auto-Calibration

3.1. IDENTIFICATION DE LA MIS AVEC SON MODÈLE

L'idée développée dans cette section est, pour déterminer les vecteurs sources, d'identifier le modèle de la MIS des observations non bruitées (Γ_y) à son estimée $\hat{\Gamma}_y$. Cette estimée pourra être obtenue en supprimant la part du bruit de la MIS des observations [Vezzosi82, Yeh87], par exemple par une décomposition en sous-espace bruit et sous-espace source. Une autre possibilité, dans le cas où la MIS du bruit est diagonale (mais non forcément proportionnelle à la matrice identité), est de prendre en compte uniquement les éléments non diagonaux, c'est à dire non bruités, de la MIS des observations [Lumeau89].

Utilisation des colonnes de la MIS des observations non bruitées :

La MIS des observations non bruitées (Γ_y), définie dans la partie I, peut se réécrire :

$$\Gamma_y = \left[\sum_{p=1}^P \sigma_p^2 \mathbf{a}_p, \sum_{p=1}^P \sigma_p^2 a_{2p}^* \mathbf{a}_p, \dots, \sum_{p=1}^P \sigma_p^2 a_{Mp}^* \mathbf{a}_p \right], \quad (24)$$

où les vecteurs sources \mathbf{a}_p sont les colonnes de la matrice \mathbf{A} .

Soit une estimée $\hat{\Gamma}_y$ de Γ_y que l'on décompose en ses colonnes :

$$\hat{\Gamma}_y = [t_1, t_2, \dots, t_M]. \quad (25)$$

Il suffit alors, pour déterminer σ_p et a_{mp} , d'identifier (24) et (25). Une identification adaptative est proposée dans [Yeh87]. Pour cela les éléments de $\hat{\Gamma}_y$ sont développés suivant :

$$t_m = [\mathbf{a}_1, \mathbf{a}_2, \dots, \mathbf{a}_P] [\sigma_1^2 a_{m1}^*, \sigma_2^2 a_{m2}^*, \dots, \sigma_P^2 a_{mP}^*]^T. \quad (26)$$

Supposons qu'à l'itération k on connaisse $\mathbf{A}(k)$, la matrice des vecteurs directionnels,

$$\mathbf{A}(k) = [\mathbf{a}_1(k), \mathbf{a}_2(k), \dots, \mathbf{a}_P(k)], \quad (27)$$

on cherche un vecteur $\mathbf{w}_m(k+1)$ tel que

$$\mathbf{A}(k) \mathbf{w}_m(k+1) = \mathbf{t}_m. \quad (28)$$

La solution optimale au sens des moindres carrés est donc

$$\mathbf{w}_m(k+1) = \mathbf{A}^\dagger(k) \mathbf{t}_m. \quad (29)$$

Sous l'hypothèse que les capteurs sont de même gain, on en déduit

$$\sigma_p^2(k+1) = \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M |w_{mp}(k+1)|^2, \quad (30)$$

où $w_{mp}(k+1)$ est la p° composante du vecteur $\mathbf{w}_m(k+1)$, $\sigma_p^2(k+1)$ l'estimation de σ_p^2 à l'itération $(k+1)$. De même, en notant $\mathbf{c}_p(k)$ le vecteur formé de toutes les p° composantes des vecteurs \mathbf{w}_m , $\forall m \in [1; M]$, on obtient une estimation, à l'itération $k+1$, du vecteur source \mathbf{a}_p :

$$\mathbf{a}_p(k+1) = \frac{\mathbf{c}_p(k+1)}{\sigma_p^2} \quad \forall p = 1, \dots, P. \quad (31)$$

Il ne reste plus qu'à extraire des vecteurs sources ainsi estimés les angles d'arrivée des sources et les paramètres inconnus de l'antenne pour la $(k+1)^{\circ}$ itération.

L'intérêt de cet algorithme pourrait être accru si on utilisait la mise à jour récursive de Γ_y proposée dans [Karasalo86]. Ainsi, après avoir rattrapé en quelques itérations les paramètres des sources et des capteurs, on pourra poursuivre les éventuelles variations de ceux-ci.

Redressement du facteur de Choleski de la MIS des observations non bruitées :

Une autre décomposition de la MIS des observations non bruitées Γ_y est utilisée dans [Vezzosi82] :

$$\Gamma_y = \mathbf{A} \Gamma_s \mathbf{A}^* = \mathbf{A} \Gamma_s^{1/2} \left(\mathbf{A} \Gamma_s^{1/2} \right)^*, \quad (32)$$

où, si on suppose que le gain des capteurs est identique d'un capteur à l'autre, et que les sources sont décorrélées, la matrice $\mathbf{A} \Gamma_s^{1/2}$ s'écrit :

$$\mathbf{A} \Gamma_s^{1/2} = \begin{pmatrix} \sigma_1 & \dots & \sigma_P \\ \sigma_1 \exp(-j\varphi_{21}) & \dots & \sigma_P \exp(-j\varphi_{2P}) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \sigma_1 \exp(-j\varphi_{M1}) & \dots & \sigma_P \exp(-j\varphi_{MP}) \end{pmatrix}. \quad (33)$$

Ayant obtenu son estimée, on pourra identifier aisément σ_p^2 et φ_{mp} , $\forall p = 1, \dots, P$, $\forall m = 2, \dots, M$, puis les paramètres des sources et de l'antenne.

Toute la difficulté réside alors dans la construction d'une telle factorisation de Γ_y . Vezzosi [Vezzosi82] propose de factoriser Γ_y en ses facteurs de Choleski : $\Gamma_y = \mathbf{W} \mathbf{W}^*$, où \mathbf{W} est une matrice triangulaire supérieure à M lignes et à P colonnes et dont les éléments se déduisent les uns des autres par des formules de récurrence [Stoer80]. On cherche ensuite la transformation unitaire \mathbf{T} telle que :

$$\mathbf{A} \Gamma_s^{1/2} = \mathbf{T} \mathbf{W}. \quad (34)$$

\mathbf{T} est déterminée en utilisant comme critère le fait que les éléments de chaque colonne de $\mathbf{T} \mathbf{W}$ doivent être égaux en module. Un algorithme itératif est proposé dans [Vezzosi82] pour la construction de \mathbf{T} . Il est montré que les performances de cet algorithme se dégradent rapidement si M n'est pas assez grand devant P . Notamment, si $P = 6$ (respectivement $P = 10$), la convergence n'est pas assurée pour $M \leq 10$ (respectivement $M \leq 20$).

Factorisation de la MIS des observations non bruitées après reconstruction du sous-espace source :

Une autre solution pour factoriser la MIS des observations non bruitées Γ_y est proposée dans [Lumeau89]. L'idée de base est que si le bruit reçu sur chaque capteur est décorrélé, même en étant de variances différentes d'un capteur à l'autre, Γ et Γ_y ne diffèrent que par leurs termes diagonaux. Cette solution présente, par rapport à la méthode décrite précédemment, l'avantage d'utiliser directement Γ . De plus, il n'est fait ici aucune hypothèse sur le gain des capteurs.

Sous l'hypothèse $M > 2P$ la factorisation se fait selon les trois étapes suivantes :

- estimation du nombre de sources et d'une base du sous-espace source sans décomposition en éléments propres, en utilisant une factorisation triangulaire du mineur $(M/2, M/2)$ inférieur gauche de la MIS qui n'est pas affecté par le bruit,
- à partir de la base estimée du sous-espace source, on montre dans [Lumeau89] que l'on peut déduire une estimation de Γ_y sous une forme factorisée symétrique $\mathbf{M} \mathbf{M}^*$; cela revient à chercher une matrice de changement de base; il est à noter que cette matrice est obtenue directement, par une simple factorisation de Cholesky, contrairement à la matrice \mathbf{T} définie en (34),
- optimisation, selon un critère des moindres carrés, de la factorisation par un algorithme adaptatif auquel les deux étapes précédentes servent d'initialisation.

Il est alors possible d'utiliser la factorisation obtenue et remise à jour en temps réel pour en extraire les paramètres θ et ξ en identifiant le facteur \mathbf{M} à son modèle (33).

Il est à noter que cette méthode n'a pas été proposée à proprement parler pour estimer les paramètres d'une antenne, mais pourrait être utilisée pour cela.

3.2. MÉTHODE BASÉE SUR LES PROPRIÉTÉS DU PROPAGATEUR

Le Propagateur est un opérateur linéaire qui ne dépend que des paramètres du modèle de propagation et des DDA des sources (il ne dépend pas des amplitudes complexes des sources). Il peut être extrait à partir d'une partition de la MIS des signaux reçus par un processus de moindres carrés (MC) ou de moindres carrés totaux (MCT). Le Propagateur, qui a été introduit initialement pour estimer la géométrie des fronts d'onde [Munier88], s'est avéré être un outil utile en traitement d'antenne. Il a été utilisé pour estimer les DDA lorsque le modèle de propagation est connu [Munier91], [Marcos90a], [Marcos90b] et une version adaptative [Marcos89b] permet la poursuite de sources lentement mobiles. Nous présentons ici la méthode du Propagateur qui a été introduite dans [Marcos89a], [Marcos91] pour estimer la forme géométrique de l'antenne. Cette méthode utilise directement les propriétés du Propagateur contrairement aux méthodes proposées dans [Munier88], [Marcos89b] et [Nejjar91], qui pourraient être aussi bien appliquées à partir d'autres méthodes d'estimation de DDA et qui entrent davantage dans la classe des méthodes présentées en section 3.4..

A partir de la connaissance de la position des P premiers capteurs et grâce à un critère de moindre dispersion des modules des composantes du vecteur d'analyse, on obtient une estimation de la géométrie de l'antenne (voir partie III, chapitre 5). Cette méthode a l'avantage d'être peu coûteuse en calcul (l'estimation du Propagateur nécessitant simplement l'inversion d'une matrice de dimension (P, P)). Elle fournit en outre une pré-estimation des DDA.

Les performances et les limitations de cette méthode sont présentées dans le chapitre 5 et comparées aux performances de la méthode de Weiss-Friedlander [Weiss91] qui appartient à la classe 3.4. et qui est également décrite dans le chapitre 5 de cette partie.

3.3. IDENTIFICATION AVEUGLE AUX ORDRES SUPÉRIEURS

Pour des observations obéissant au modèle

$$\mathbf{x} = \mathbf{A}\mathbf{s} + \mathbf{b}, \quad (35)$$

l'identification aveugle consiste à identifier de la matrice \mathbf{A} sans la paramétriser. Du modèle physique, cette approche ne conserve donc que l'hypothèse de linéarité.

L'identification aveugle repose sur l'hypothèse d'indépendance statistique des sources. Cette hypothèse est mise à profit par l'exploitation conjointe de statistiques cumulantes d'ordres 2 et 4.

Le chapitre 6 décrit une classe d'algorithmes d'identification aveugle opérant en deux étapes. La première étape exploite les cumulants d'ordre 2 (à savoir la matrice interspectrale) pour

projeter les observations dans l'espace signal et les \mathbf{y} blanchir. Dans cette opération les colonnes de \mathbf{A} sont redressées et forment alors une base orthogonale qui est identifiée dans la seconde étape, en utilisant des statistiques cumulantes d'ordre 4. On montre que cette base est celle où se diagonalisent les matrices cumulantes.

Pour chaque matrice cumulante à estimer et diagonaliser, le type et la charge de calcul sont similaires à ceux rencontrés au second-ordre.

3.4. OPTIMISATION D'UNE FONCTION DE COÛT

Les méthodes d'analyse spatiale classiques introduisent généralement une fonction de coût (pseudo-spectre, fonction de vraisemblance, etc.), mono ou multidimensionnelle, dont les minima donnent une estimation des DDA.

Si les paramètres du modèle de propagation et de réception des signaux sont inconnus, rien n'empêche d'étendre la fonction de coût et de la minimiser dans un espace de plus grande dimension où à la fois les DDA et les paramètres de l'antenne sont à rechercher. Mais cette fonction de coût n'est pas quadratique en les paramètres et possède de nombreux minima locaux. Une telle optimisation est donc généralement très coûteuse.

Dans cette section nous recensons quelques méthodes qui, par diverses hypothèses, contraintes ou techniques, réduisent la complexité de cette minimisation.

Une fonction de coût couramment considérée en traitement d'antenne (Music [Schmidt79, Bienvenu83], Propagateur, Formation de voies, ...) est définie par le pseudo-spectre généralisé :

$$F(\theta, \xi) = \|\mathbf{C}^\dagger \mathbf{a}(\theta, \xi)\|^2 = \mathbf{a}^*(\theta, \xi) \mathbf{C} \mathbf{C}^* \mathbf{a}(\theta, \xi), \quad (36)$$

où \mathbf{C} est la matrice de dimension $(M, M - P)$ d'une transformation linéaire (orthogonale ou non) vers le sous-espace bruit (par exemple, pour la méthode Music [Bienvenu83, Schmidt79], l'opérateur $\mathbf{C} \mathbf{C}^*$ est le projecteur orthogonal sur le sous-espace bruit). $\mathbf{a}(\theta, \xi)$ est un vecteur d'analyse modélisant la propagation pour toutes les valeurs possibles des DDA et des paramètres du modèle.

Dans le cas où l'antenne est de forme connue, et en monodimensionnel, la fonction F ne dépend que du paramètre réel θ . Cette fonction possède alors P minima qu'il va falloir déterminer. Il n'existe pas d'algorithme simple de minimisation globale qui puisse trouver tous les minima. On utilise en pratique des techniques de balayage, puis de minimisation itérative au voisinage de ces minima. Ces techniques sont inutilisables dans le cas où l'antenne est déformée, en raison du nombre important de paramètres à estimer. Pour pallier à cet inconvénient majeur, plusieurs solutions plus ou moins empiriques ont été présentées dans la littérature et font l'objet des sections suivantes.

La classification des méthodes de la littérature qui entrent dans le cadre de la minimisation d'une fonction de coût par rapport aux DDA et aux paramètres de l'antenne peut être envisagée de plusieurs façons. En effet, parmi ces méthodes, certaines utilisent

d'autres fonctions de coût que le pseudo-spectre (36), par exemple la fonction de vraisemblance, une fonction de contraste d'image ou encore l'entropie. Certaines méthodes se distinguent par la stratégie de minimisation utilisée; minimisation conjointe des paramètres θ et ξ , ou bien alternée en θ puis en ξ , minimisation itérative (gradient) ou par moindre carré, etc. De la même façon, certaines méthodes prennent comme paramètres à rechercher les vecteurs sources pour ensuite extraire les paramètres θ et ξ , tandis que d'autres ont directement les paramètres θ et ξ à rechercher dans leur minimisation. Les avantages et les inconvénients de ces différentes méthodes sont discutés dans la suite de cette section et plus précisément dans les chapitres 5, 7 et 8.

Nous choisissons ici de présenter d'abord, en 3.4. et en 3.4., différentes techniques de minimisation qui s'appliquent au pseudo-spectre mais qui pourraient se généraliser à d'autres fonctions de coût. Puis les sous-sections qui suivent prennent en compte d'autres critères plus appropriés à l'application considérée.

Estimation itérative des vecteurs directionnels

Minimisation sans contrainte

La stratégie adoptée par les auteurs de [Tas90] est de minimiser la fonction de coût (36) selon le vecteur \mathbf{a} . Ils introduisent le fait que par modélisation

$$a_{1p} = 1, \quad \forall p \in [1, P], \quad (37)$$

ce qui évite la solution triviale du vecteur nul. Le problème se formalise donc comme la minimisation sous contrainte d'une forme quadratique.

Dans [Tas90], la contrainte (37) est introduite dans la forme quadratique à minimiser :

$$\begin{aligned} F(\mathbf{a}) &= \begin{bmatrix} 1 & \dots & \mathbf{a}^{(1)*} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{c}^T \\ \dots \\ \mathbf{C}^{(1)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{\mathbf{c}} & \dots & \mathbf{C}^{(1)*} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ \dots \\ \mathbf{a}^{(1)} \end{bmatrix} \\ &= \mathbf{c}^T \bar{\mathbf{c}} + 2\text{Re}(\mathbf{a}^{(1)*} \mathbf{C}^{(1)} \bar{\mathbf{c}}) \\ &+ \mathbf{a}^{(1)*} \mathbf{C}^{(1)} \mathbf{C}^{(1)*} \mathbf{a}^{(1)} = F(\mathbf{a}^{(1)}), \end{aligned} \quad (38)$$

où $\mathbf{a}^{(1)}$ est le vecteur constitué des $M - 1$ dernières composantes de \mathbf{a} et où $\mathbf{C}^{(1)}$ est la matrice constituée des $M - 1$ dernières colonnes de \mathbf{C} .

Rechercher $\mathbf{a}^{(1)}$ qui minimise (38) est un problème de minimisation sans contrainte qui peut se résoudre de manière adaptative par l'algorithme du gradient :

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{a}}^{(1)}(k+1) &= \hat{\mathbf{a}}^{(1)}(k) \\ -\mu_k \left[(\text{hess}_{\mathbf{a}^{(1)}}(F))^{-1} \text{grad}_{\mathbf{a}^{(1)}}(F) \right]_{\mathbf{a}^{(1)}=\hat{\mathbf{a}}^{(1)}(k)}, \end{aligned} \quad (39)$$

où k désigne les itérations de l'algorithme et μ_k un facteur d'oubli. En pratique, l'algorithme n'agit pas sur les composantes de $\mathbf{a}^{(1)}$, mais directement sur leurs modules $g^{(1)}$ et phases $\varphi^{(1)}$ du vecteur

$\mathbf{a}^{(1)}$. C'est ce qui est fait dans [Tas90], conjointement à une approximation au premier ordre qui permet de plus prendre en compte le hessien. Finalement l'algorithme s'écrit :

$$\begin{aligned} [g^{(1)}, \varphi^{(1)}](k+1) &= [g^{(1)}, \varphi^{(1)}](k) \\ -\mu'_k \left[\text{grad}_{[g^{(1)}, \varphi^{(1)}]}(F) \right]_{\mathbf{a}^{(1)}=\hat{\mathbf{a}}^{(1)}(k)}. \end{aligned} \quad (40)$$

Pour l'initialisation de $\mathbf{a}^{(1)}$, les auteurs de [Tas90] supposent l'antenne dans sa structure nominale (par exemple linéaire) et initialisent les DDA par une formation de voies. Ils mettent alors en œuvre autant d'algorithmes de minimisation (40) que de DDA estimée par la formation de voies. Mais les faibles performances de la formation de voie en terme de résolution, ainsi que les risques pris par l'utilisation des caractéristiques nominales de l'antenne incitent, afin de ne pas omettre de sources, à décider par exemple la présence de deux pics (cachés) dans chaque lobe fourni par la formation de voie. L'algorithme peut alors le cas échéant converger deux fois vers le même minimum.

Une fois les vecteurs $\mathbf{a}_p^{(1)}$ estimés, chaque phase φ_{mp} , $m = 2 \dots M$, $p = 1 \dots P$ ne sera déterminée que modulo 2π . Pour remédier à cela, un critère de continuité de phase peut être utilisé à partir du retard sur le deuxième capteur : on suppose que l'écart δ_{mp} entre les retards sur deux capteurs successifs est inférieur à π . φ_{mp} est mis à jour par la formule suivante :

$$(\varphi_{mp})_{\text{corrigé}} = \varphi_{mp} - 2\pi \text{int} \left[\frac{\delta_{mp}}{\pi} + \frac{\text{sgn}(\delta_{mp})}{2} \right], \quad (41)$$

où « int » est l'opérateur « partie entière ».

Il est à noter que ce critère de continuité de phase peut s'appliquer à toutes les méthodes de reconstruction de la forme de l'antenne.

L'un des inconvénients de cette méthode de recherche de $\mathbf{a}^{(1)}$ est de générer des pics fantômes correspondant à des minima locaux (par exemple, si \mathbf{a}_1 et \mathbf{a}_2 sont solutions, alors $\mu_1 \mathbf{a}_1 + \mu_2 \mathbf{a}_2$ l'est aussi). Mais cela n'est gênant que si les initialisations sont trop éloignées des vraies valeurs. On peut néanmoins limiter le nombre de pics fantômes en imposant l'égalité en module des gains des capteurs [Tas90]. Dans le cas où les modules des gains des capteurs sont inégaux, on peut faire appel à la matrice de cohérence Γ_C dont les éléments sont de module égaux à 1 :

$$[\Gamma_C]_{ij} \triangleq \frac{[\Gamma]_{ij}}{([\Gamma]_{ii} \cdot [\Gamma]_{jj})^{\frac{1}{2}}}. \quad (42)$$

Dans un deuxième temps, si la connaissance du gain de chaque capteur est nécessaire, on pourra relancer l'algorithme avec la matrice de covariance Γ , les phases étant alors connues. Chaque minimisation se fait alors selon un nombre de paramètres réduit de moitié.

Enfin, à partir des phases φ_{mp} obtenues, il reste à identifier les DDA θ et les paramètres ξ des capteurs.

Cette méthode a été validée sur des signaux réels issus de deux sources et mesurés sur une antenne de grande dimension [Tas90]. Elle a permis notamment de déduire la forme de l'antenne ainsi que les modules des gains complexes des capteurs. Les résultats obtenus ont validés des travaux précédemment réalisés sur les mêmes signaux.

Estimation alternée des DDA et des paramètres de l'antenne

a- Itération sur le vecteur d'analyse

L'idée proposée par [Munier88] pour minimiser (36), et qui a d'abord été introduite pour déterminer la géométrie des fronts d'onde, est de se donner un vecteur $\mathbf{a}(\theta, \xi_0)$ initial, correspondant à la forme nominale de l'antenne, puis de calculer, après avoir déterminé θ_0 qui minimise $\|C^* \mathbf{a}(\theta, \xi_0)\|^2$, le vecteur

$$\mathbf{w}(\xi_0) = C^* \mathbf{a}(\theta_0, \xi_0), \quad (43)$$

où C est défini en (36).

On cherche ensuite l'accroissement $\Delta \mathbf{a}(\theta_0, \xi_0)$ à appliquer à $\mathbf{a}(\theta_0, \xi_0)$, correspondant à une modification de la forme de l'antenne annulant $\mathbf{w}(\xi_0)$, soit

$$\mathbf{a}(\theta_0, \xi_1) = \mathbf{a}(\theta_0, \xi_0) + \Delta \mathbf{a}(\theta_0, \xi_0), \quad (44)$$

avec

$$C^* \Delta \mathbf{a}(\theta_0, \xi_0) = -\mathbf{w}(\xi_0). \quad (45)$$

Une méthode a été présentée dans [Munier88] afin de déterminer l'incrément $\Delta \varphi_0$ sur le vecteur des phases φ_0 et correspondant aux éléments de $\Delta \mathbf{a}(\theta_0, \xi_0)$. Cette méthode fait l'hypothèse que l'antenne est peu déformée par rapport à sa forme nominale. Ceci autorise une linéarisation des composantes de $\Delta \mathbf{a}(\theta_0, \xi_0)$ selon $\Delta \varphi_0$. On en déduit alors directement le vecteur $\Delta \varphi_0$ par inversion du système obtenu.

Ce vecteur vient s'ajouter au vecteur des phases nominales φ_0 pour former φ_1 . On en déduit alors θ_1 qui minimise $\|C^* \mathbf{a}(\theta, \xi_1)\|^2$ pour la nouvelle valeur des paramètres.

Après quelques itérations, on converge vers une estimée de l'angle d'arrivée des fronts d'ondes sur l'antenne et des paramètres de l'antenne.

b- Méthode de Weiss-Friedlander

La minimisation de la fonction (36) peut être vue comme une double minimisation alternée, selon θ puis selon ξ . Si l'on connaît le nombre de sources émettrices P , on peut construire, à partir de (36), une fonction de coût dont le minimum global est atteint pour les vraies valeurs des paramètres $\theta_1, \dots, \theta_P$ et ξ :

$$F_1(\theta_1, \dots, \theta_P, \xi) = \sum_{p=1}^P \|C^* \mathbf{a}(\theta_p, \xi)\|^2. \quad (46)$$

La figure 2 montre l'allure des courbes de niveaux d'une telle fonction au voisinage de son minimum ($\theta_{1,v}, \theta_{2,v}, \dots, \theta_{P,v}, \xi_v$) dans un cas simplifié. On peut transformer cette minimisation globale en deux minimisations exécutées de façon alternée, tantôt sur l'espace des θ , tantôt sur l'espace des ξ et jusqu'à la convergence. Suivant ce principe, une technique a été développée par Weiss et Friedlander [Weiss91]. Elle ne considère que des déformations d'antenne (erreurs sur les positions des capteurs et gains uniformes).

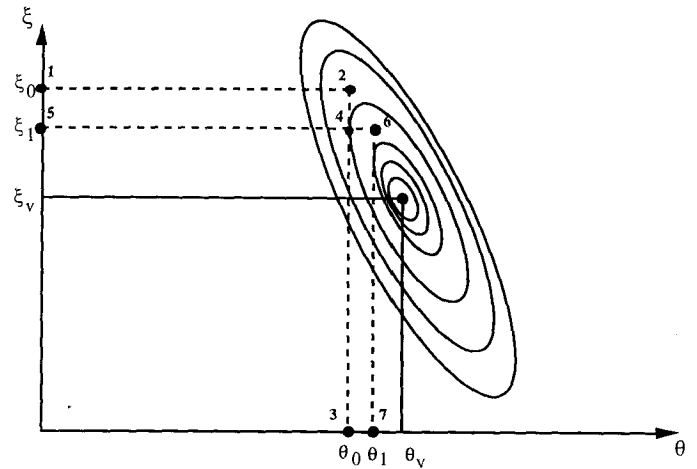


Figure 2. – Courbes de niveaux de la fonction F_1 dans un espace à deux dimensions.

L'algorithme est initialisé par la valeur nominale des paramètres ξ_0 de l'antenne (étape 1 sur la figure 2). La première minimisation, sur l'espace des θ (étape 2), se ramène à l'algorithme Music [Schmidt79, Bienvenu83]. La deuxième minimisation, sur l'espace des ξ (étape 4), est initialisée par le résultat de la première minimisation (étape 3 sur la figure 2). Elle consiste en la recherche du minimum global d'une fonction multidimensionnelle. Ceci est réalisé par un algorithme de type gradient ou Newton, mais au prix d'un coût élevé. Weiss et Friedlander proposent dans [Weiss91], sous l'hypothèse que les déformations sont suffisamment faibles, d'approximer la fonction (46) par une fonction quadratique en ξ . Ils en déduisent la valeur de ξ correspondant au minimum. Après plusieurs itérations, l'algorithme converge vers le couple (θ, ξ) minimisant (46).

Cette méthode est détaillée dans le chapitre 5 où des simulations mettent en évidence les performances et les limitations de la méthode de Weiss-Friedlander sont présentées.

Remarque : Il est possible aussi d'utiliser des sources de référence dont les DDA sont connues pour déterminer les paramètres de l'antenne et du modèle de propagation (ξ) qui minimisent la fonction F_1 (46). On procède alors directement à la minimisation de la fonction de coût (46) selon les paramètres ξ , en utilisant comme DDA, les DDA des sources de références. Les auteurs de [Seymour87] proposent une minimisation par un algorithme du gradient. L'avantage de cette méthode est de

ne pas faire d'hypothèse sur l'amplitude des déformations; en contre-partie, elle nécessite des signaux de référence dont les DDA sont connues.

Fonction d'entropie en radio-astronomie

Une technique voisine de celle décrite dans la section 3.4. est utilisée en radioastronomie [LeBesnerais91] afin de déterminer conjointement des coefficients de Fourier et des aberrations de phase relatives à une image à reconstruire. Ces techniques procèdent par maximisation alternée de l'entropie. Cette technique est décrite plus précisément dans le chapitre 7.

Critère de contraste d'image

Soit une fonction $\mathcal{P}(\theta)$, présentant des extrema pour les valeurs de θ correspondant aux DDA des fronts d'onde sur l'antenne. Cette fonction est en général homogène à une énergie et peut, par exemple, représenter le spectre en sortie d'une formation de voies.

Si les modèles de propagation et de réception des signaux sont inconnus, la fonction \mathcal{P} dépendra aussi des paramètres ξ qui influenceront en conséquence l'allure générale de la courbe représentative de $\mathcal{P}(\theta)$.

Des méthodes introduites dans la littérature [Ferguson90, Kopp81] proposent l'optimisation de critères de « finesse » (ou de contraste) selon les paramètres ξ .

Ces procédures sont initialisées par les valeurs nominales des paramètres et sont inspirées des méthodes de reconstruction d'images issues de télescopes [Muller74].

On choisit comme critère de finesse (par analogie à la finesse d'une image) une fonction des paramètres du modèle, telle que sa valeur soit maximale quand et seulement quand les paramètres atteignent leurs vraies valeurs. Le critère le plus couramment utilisé est le suivant :

$$S(\xi) = \int_{-\frac{\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2}} \mathcal{P}^2(\theta, \xi) \sin \theta \, d\theta. \quad (47)$$

Parmi les fonctionnelles les plus utilisées pour \mathcal{P} , il convient de citer les spectres fournis par formation de voies classique ou adaptative, ainsi que le pseudo-spectre fourni par la méthode Music [Kopp81].

Cette stratégie est surtout intéressante si l'on se donne un modèle *a priori* de la déformation de l'antenne qui ne dépend que de très peu de paramètres. Par exemple au cours d'un virage, une antenne, rectiligne nominale, peut être considérée comme un arc de cercle de rayon et de centre inconnus [Bucker78].

La méthode FADA (the DAFT method)

La méthode de Focalisation d'Antenne Distordue Autonome (the Distorted Array Focusing Technique) [Florin91, Florin92] exploite, à l'instar de la méthode de Weiss-Friedlander [Weiss91],

la structure propre de la matrice de covariance spatiale du champ mesuré. Toutefois, le cas traité par cette méthode est celui d'un champ « diffus », c'est-à-dire d'un champ de clutter ou de réverbération.

Son principe consiste à exploiter la connaissance disponible *a priori* sur le champ dans les problèmes actifs, à savoir la largeur angulaire de la zone imagée.

Lorsque le champ de sources ou de cibles est « diffus », c'est-à-dire lorsqu'il peut être modélisé par un grand nombre de sources ou cibles ponctuelles (« diffuseurs ») réparties dans la zone observée, la matrice de covariance spatiale de ce champ possède une structure propre qu'il est possible d'exploiter pour l'autofocalisation. Le critère retenu consiste à rechercher le filtre spatial qui, appliqué aux données, maximise son énergie en sortie. Ce critère trouve sa justification théorique dans les propriétés des vecteurs propres de la matrice de covariance spatiale du champ (théorème FADA).

Le chapitre 8, qui traite de la calibration en présence de champ diffus, reprend en détails cette méthode.

Estimation au sens du maximum de vraisemblance

Ayant observé K échantillons $\mathbf{x}(k)$ du vecteur \mathbf{x} , la méthode du maximum de vraisemblance consiste à maximiser la fonction de log-vraisemblance selon les DDA θ , les amplitudes complexes des sources \mathbf{s} et les paramètres ξ . On note :

$$\psi \triangleq [\theta^T, \xi^T, \mathbf{s}^T]^T. \quad (48)$$

On supposera que le nombre de sources P est connu et que le processus vectoriel $\mathbf{b}(k)$ est blanc, gaussien, centré et de variance σ^2 , soit $\Gamma_b = \sigma^2 \mathbf{I}_M$. Connaissant les paramètres ψ , on déduit de la deuxième hypothèse que $\mathbf{x}(k)$ est aussi un processus vectoriel gaussien de moyenne $\mathbf{A}\mathbf{s}$ et de matrice de covariance $\sigma^2 \mathbf{I}_M$. La fonction de log-vraisemblance s'écrit donc :

$$L(\psi) = -M \ln(\pi\sigma^2) - \frac{1}{\sigma^2} \sum_{k=1}^K \|\mathbf{x}(k) - \mathbf{A}(\theta, \xi)\mathbf{s}(k)\|^2. \quad (49)$$

Le problème revient finalement à minimiser :

$$Q(\psi) \triangleq \sum_{k=1}^K \|\mathbf{x}(k) - \mathbf{A}(\theta, \xi)\mathbf{s}(k)\|^2. \quad (50)$$

Ainsi, $\hat{\psi}_{MLE}$ (Maximum Likelihood Estimation) sera l'argument du critère des moindres carrés :

$$\min_{\psi} Q(\psi) = \min_{\psi} \sum_{k=1}^K \|\mathbf{x}(k) - \mathbf{A}(\theta, \xi)\mathbf{s}(k)\|^2. \quad (51)$$

Un algorithme général de la méthode du maximum de vraisemblance est proposé dans [Lo88]. On se donne une valeur arbitraire

$\hat{\eta}$ et on en déduit $\hat{s}(k)$ qui minimise Q au sens des moindres carrés :

$$\hat{s}(k) = \mathbf{A}^\#(\hat{\theta}, \hat{\xi})\mathbf{x}(k), \quad (52)$$

soit l'expression matricielle

$$\hat{\mathbf{S}} = \mathbf{A}^\#(\hat{\theta}, \hat{\xi})\mathbf{X}. \quad (53)$$

Venant de trouver une estimée $\hat{\mathbf{S}}$ des éléments de la matrice \mathbf{S} à partir d'estimées de ξ et de θ (52), il va s'agir à présent, à partir de $\hat{\mathbf{S}}$, de déterminer $\hat{\mathbf{A}}$ minimisant Q , puis de procéder à l'identification des paramètres ξ , de θ et de $\hat{\mathbf{A}}$ pour réitérer l'algorithme. Sachant que

$$\mathbf{X} = \mathbf{A}\mathbf{S} + \mathbf{B}, \quad (54)$$

on peut montrer que $\hat{\mathbf{A}}$ est donnée alors par la formule suivante :

$$\text{vec}(\hat{\mathbf{A}}) = (\hat{\mathbf{S}}^T \otimes \text{Id}_M)^\# \text{vec}(\mathbf{X}), \quad (55)$$

où \otimes représente le produit matriciel de Kronecker et $\text{vec}(\cdot)$ l'opérateur qui transforme une matrice en un vecteur contenant les colonnes de la matrice mise bout à bout. En utilisant les propriétés du produit de Kronecker, on peut montrer [Lo88] que

$$\text{vec}(\hat{\mathbf{A}}) = (\hat{\mathbf{S}}\hat{\mathbf{S}}^T \otimes \text{Id}_M)^{-1} (\hat{\mathbf{S}} \otimes \text{Id}_M) \text{vec}(\mathbf{X}). \quad (56)$$

Enfin, en développant les produits de Kronecker et en remplaçant $\hat{\mathbf{S}}$ par son expression d'après (53), on obtient finalement :

$$\hat{\mathbf{A}} = \Gamma \mathbf{A}(\hat{\theta}, \hat{\xi}) \left[\mathbf{A}^*(\hat{\theta}, \hat{\xi}) \Gamma \mathbf{A}(\hat{\theta}, \hat{\xi}) \right]^{-1} \mathbf{A}^*(\hat{\theta}, \hat{\xi}) \mathbf{A}(\hat{\theta}, \hat{\xi}). \quad (57)$$

Toute la difficulté réside maintenant, à partir de $\hat{\mathbf{A}}$ dans la recherche de nouvelles estimées de ξ et de θ . La formulation de cette partie de l'algorithme, présentée dans [Lo88] montre qu'il est possible de mettre à jour ξ et θ et de réitérer l'algorithme jusqu'à convergence de ces valeurs.

Enfin, le même auteur a proposé dans [Lo90] une version étendue de son algorithme permettant la prise en compte de connaissances *a priori* sur certains des paramètres. Ces connaissances sont insérées via leur loi de probabilité dans la fonction de vraisemblance.

Représentation d'état

De nombreux auteurs ont essayé, souvent avec succès dans les limites des objectifs qu'ils s'étaient fixés, de modéliser le problème du traitement d'antennes par une représentation d'état discrète, en utilisant les échantillons spatiaux du signal [Kung83, Lecadre87]. Dans le cadre du traitement d'antennes classique, le principal intérêt de cette modélisation de l'état est d'utiliser l'échantillonnage spatial régulier fourni par une antenne rectiligne pour améliorer les performances en terme de résolution par rapport aux

méthodes habituelles. Evidemment, ces considérations sont incompatibles avec des antennes déformées. A notre connaissance, les seules représentations d'état présentées dans la littérature et appliquées à la reconstruction du modèle de propagation, utilisent un échantillonnage temporel des données (convergence vers les paramètres du modèle dans un premier temps, puis éventuellement poursuite de ces paramètres).

Une telle représentation est proposée dans [Tollefsen88]. Le vecteur d'état est constitué des DDA inconnues (le nombre de sources est supposé connu) et des erreurs sur les coordonnées des capteurs (qui sont supposées assez faibles). Le système d'état obtenu est non linéaire; les auteurs de [Tollefsen88] le résolvent par un algorithme de Kalman étendu. En fait, l'algorithme utilisé n'a pas une grande importance théorique, il se pourrait d'ailleurs, comme cela est suggéré dans l'article, que des algorithmes récursifs sur l'erreur de prédiction soient plus efficaces [Ljung83]. Le propos essentiel était de montrer l'utilisation possible, en traitement d'antennes déformées d'un modèle d'état dans lequel il soit facile de tenir compte des connaissances *a priori* sur l'estimation des paramètres.

Un avantage de cette modélisation est qu'elle permet non seulement l'estimation des paramètres inconnus, mais aussi la poursuite de ceux-ci dans un environnement évolutif, tout comme la méthode utilisant les propriétés du filtrage adaptatif (voir section 2.3.) et celle du Propagateur (voir section 3.2.).

La voie est ainsi ouverte à la conception de modèles plus généraux et à l'étude des performances, en terme de résolution, de cette famille de méthodes.

4. Conclusion et Perspectives

Nous avons proposé, dans ce chapitre, une liste non-exhaustive de méthodes de calibration d'antenne et nous en avons fait une classification. On distingue tout d'abord les méthodes de calibration (où l'on dispose d'informations externes telles qu'un signal de référence ou un capteur de cap), puis les méthodes d'auto-calibration où seuls les signaux reçus sur l'antenne sont disponibles. Parmi les méthodes d'auto-calibration, on distingue les méthodes qui reposent sur l'identification de la MIS avec le modèle théorique, les méthodes de type séparation de sources à l'aide des statistiques d'ordre supérieur et les méthodes minimisant une fonction de coût. Parmi ces dernières, on distingue différentes fonctions de coût et différentes techniques de minimisation. Chacune de ces méthodes se heurte au problème de l'extraction des DDA et des paramètres ξ . De plus aucune d'entre-elles n'est vraiment totalement indépendante du modèle, et les hypothèses requises (gain des capteurs égaux, faibles déformations, modèle connu pour P capteurs, présence d'une source coopérante, ...) introduisent des limitations claires en pratique.

Il est à noter que, d'une manière générale, ces méthodes sont assez coûteuses en calcul. Il apparaît alors intéressant d'introduire

un test qui permette de décider si l'antenne est suffisamment déformée pour qu'il soit nécessaire de réestimer la position des capteurs [Marsal93].

Dans un même ordre d'idée, il est intéressant de chercher des méthodes d'estimation des DDA qui, sans toutefois calibrer l'antenne, sont très robustes aux valeurs des paramètres. On peut noter les méthodes de type *minmax* [Preisig91] qui sont particulièrement adaptées à la formation de voies. Il s'agit de trouver les poids qui minimisent, dans le pire des cas, l'erreur en moyenne quadratique (le pire des cas est atteint en choisissant les valeurs des paramètres qui maximisent cette même erreur).

BIBLIOGRAPHIE

- [Attia84a] E.H. ATTIA, «Phase Synchronizing Large Antenna Arrays using the Spatial correlation Properties of radar clutter», presented at *National Radio Science Meeting (URSI)*, Boulder, CO, January 1984.
- [Attia84b] E.H. ATTIA, «Phase Synchronizing Large Antenna Arrays using the Spatial correlation Properties of radar clutter», *Ph. D.*, Dept. of Electrical Engineering, University of Pennsylvania, Philadelphia, PA, 19104, December 1984.
- [Attia85] E.H. ATTIA, «Self-Cohering Airborne distributed array», *Interspec Final Rep. on Contract F19628-84-C-0080 for Rome Air Development center (Hanscom)*, MA, December 1985.
- [Attia86] E.H. ATTIA, «Self-Cohering Airborne distributed arrays using the Robust Minimum Variance Algorithm», *IEEE Transactions on Antenna and Propagation*, AP-S and *URSI International Symp. Digest* (Philadelphia, PA), vol.2, no. 1, June 1986, pp. 603-606.
- [Attia89] E.H. ATTIA, B.D. STEINBERG, «Self-cohering Large antenna Arrays using the Spatial correlation Properties of Radar Clutter», *IEEE Transactions on Antenna and Propagation*, vol. 37, no. 1, January 1989, pp. 30-38.
- [Bienvenu83] G. BIENVENU, L. KOPP, «Optimality of High Resolution array Processing Using Eigenstructure Approach», *IEEE Transactions on ASSP*, vol. 31, no. 5, October 1983, pp. 1235-1247.
- [Bourennane89] S. BOURENNANE, B. FAURE, P. GOUNON, J.L. LACOUME, «Localisation de Sources avec Estimation de la Forme de l'Antenne», *Revue du Traitement du Signal*, vol. 6, no. 1, 1989, pp. 27-35.
- [Bouvet87] M. BOUVET, «Beamforming of a Distorted Line Array in the Presence of Uncertainties on the Sensors Positions», *Journal of Acoustical Society of America*, vol. 81, no. 6, June 1987, pp. 1833-1840.
- [Bucker78] H.P. BUCKER, «Beamforming a Towed Line Array of Unknown Shape», *Journal of Acoustical Society of America*, vol. 63, no. 5, May 1978, pp. 1451-1454.
- [Faure87a] B. FAURE, G. JOURDAIN, F. VIAL, «Traitement et Analyse Spatio-Temporelle de Signaux Large Bande Reçus sur une Antenne Longue en ASM», *Actes du Colloque GRETSI*, Juan-les-Pins, Septembre 1991, pp. 217-220.
- [Ferguson90] B.G. FERGUSON, «Sharpness Applied to the Adaptive Beamforming of Acoustical Data from a Towed array of Unknown Shape», *Journal of Acoustical Society of America*, vol. 88, no. 6, December 1990, pp. 2695-2701.
- [Ferguson92] B.G. FERGUSON, D.A. GRAY, J.L. RILEY, «Comparison of Sharpness and Eigenvector Methods for Towed Array Shape Estimation», *Journal of Acoustical Society of America*, vol. 91, no. 3, March 1992, pp. 1565-1570.
- [Florin91] F. FLORIN, G. KERVERN, D. BARDET, «Autofocalisation d'une Antenne d'Imagerie Sous-Marine», *Actes du Colloque GRETSI*, Juan-les-Pins, 1991, pp. 697-700.
- [Florin92] F. FLORIN, «A Distorted Array Focusing Technique for sonar Imaging», *NATO ASI on Ocean Exploration*, Funchal, Madère, Juillet-Août 1992, pp. 473-478.
- [Hinich75] M.J. HINICH, W. RULE, «Bearing Estimation Using a Large Towed Array», *Journal of Acoustical Society of America*, vol. 58, no. 5, November 1975, pp. 1023-1029.
- [Karasalo86] I. KARASALO, «Estimating the covariance matrix by signal subspace averaging», *IEEE Transactions on ASSP*, vol. 34, no. 1, February 1986, pp. 8-12.
- [Kopp81] L. KOPP, M. AIACH, «Traitement Spatial Avec des Antennes Déformées», *Actes du Colloque GRETSI*, Nice, 1981, pp. 365-370.
- [Kung83] S.Y. KUNG, K.S. ARUN, V.B. RAO, «State-space and singular value decomposition-based approximation methods for the harmonic retrieval problem», *Journal of Optical Society of America*, vol. 73, no. 12, December 1983, pp. 1799-1811.
- [LeBesnerais91] G. Le BESNERAIS, J. NAVAZA, G. DEMOMENT, «Synthèse d'Ouverture en Radioastronomie par Maximum d'Entropie sur la Moyenne», *Actes du Colloque GRETSI*, Juan-les-Pins, Septembre 1991, pp. 217-220.
- [Lecadre87] J.P. LECADRE, P. RAVAZZOLA, «Utilisation de modélisation d'état en traitement d'antenne», *Actes du Colloque GRETSI*, Juan-les-Pins, 1987, pp. 385-388.
- [Ljung83] L. LJUNG, T. SÖDERSTRÖM, *Theory and practice of recursive identification*, M. I. T. Press Cambridge, 1983.
- [Lo87] J.T. LO, S.L.M. MARPLE, Jr., «Eigenstructure Methods for Array Sensor Localization», *Proceedings of ICASSP*, Dallas, 1987, pp. 2260-2263.
- [Lo88] J.T. LO, «New Maximum Likelihood Approach to Multiple Signal Estimation», *Proceedings of ICASSP*, New-York, 1988, pp. 2889-2892.
- [Lo90] J.T. LO, «Array Sensor Localization and Calibration by Cyclic Regression», *Proceedings of ICASSP*, Albuquerque, 1990, pp. 2939-2942.
- [Lumeau89] B. LUMEAU, H. CLERGEOT, «Une Alternative aux Méthodes à Haute-Résolution Basées sur la Décomposition en Éléments Propres», *Actes du Colloque GRETSI*, Juan-les-Pins, 1989, pp. 469-472.
- [Marcos88a] S. MARCOS, O. MACCHI, «Compensation des Déformation d'une Antenne par Filtrage Adaptatif», *Revue du Traitement du Signal*, vol. 5, no. 3, 1988, pp. 161-176.
- [Marcos88b] S. MARCOS, O. MACCHI, «Adaptive Filtering of a Time-Varying Array Shape Using the Tracking Properties of the LMS», *Proceedings of ICASSP*, New-York, 1988, pp. 1538-1541.
- [Marcos89a] S. MARCOS, J. MUNIER, «Source Localization Using a Distorted Antenna», *Proceedings of ICASSP*, Glasgow, 1989, pp. 2756-2759.
- [Marcos89b] S. MARCOS, J. MUNIER, «Le Propagateur et son Estimation Adaptative», *Actes du Colloque GRETSI*, Juan-les-Pins, 1989, pp. 489-492.
- [Marcos90a] S. MARCOS, M. BENIDIR, «On a High Resolution Array Processing Method Non-based on the Eigenanalysis Approach», *Proceedings of ICASSP*, Albuquerque, 1990, pp. 2955-2958.
- [Marcos90b] S. MARCOS, M. BENIDIR, «Source Bearing Estimation and Sensor Positioning With the Propagator Method», *Proceedings of SPIE*, July 1990, pp. 312-323.
- [Marcos91] S. MARCOS, «Calibration of a Distorted Towed Array Using a Propagation Operator», *Journal of Acoustical Society of America*, Submitted in December 1991.
- [Marsal91] A. MARSAL, S. MARCOS, «Rapprochement de la Méthode du Propagateur et Music pour la Localisation de Sources», *Actes du Colloque GRETSI*, Juan-les-Pins, Septembre 1991, pp. 681-684.
- [Marsal93] A. MARSAL, S. MARCOS, «A Criterion to Detect Sensor Array Distorsion», *submitted to ICASSP*, 1993.
- [Muller74] R.A. MULLER, A. BUFFINGTON, «Real-time Correction of Atmospheric Degraded Telescope Images Through Image Sharpening», *Journal of Optical Society of America*, vol. 64, no. 9, September 1974, pp. 1200-1210.
- [Munier88] J. MUNIER, G. JOURDAIN, G.Y. DELISLE, «A new algorithm for the identification of distorted wavefronts», *Proceedings of NATO ASI Underwater Acoustics*, Kingston, 1988.
- [Munier91] J. MUNIER, G.Y. DELISLE, «Spatial Analysis Using New Properties of the Cross-spectral Matrix», *IEEE Transactions on ASSP*, vol. 39, no. 3, March 1991, pp. 746-749.
- [Nejjar91] N. NEJJAR, «Utilisation du Propagateur en Traitement d'Antenne — Application en Acoustique Sous-marine», *Thèse 3^e Cycle*, I. N. P. G. de Grenoble, 1991, Chap. II, pp. 24-61.
- [Nicolas88] P. NICOLAS, «Localisation de Sources Ponctuelles avec une Antenne de Géométrie Inconnue», *Thèse 3^e Cycle*, Université de Rennes I, 1988, Chap. IV, pp. 53-61.

- [Owsley84] N.L. OWSLEY, «Joint Source and Sensor Location Estimation», *Proceedings of ICASSP*, San Diego, 1984, pp. 40.2.1–40.2.4.
- [Preisig91] J.C. PREISIG, «A Robust Adaptive Matched Field Processor Based upon a Minmax Criterion», *Proceedings of ICASSP*, Toronto, 1991, pp. 1349–1352.
- [Rockah87] Y. ROCKAH, P.M. SCHULTHEISS, «Array Shape Calibration Using Source in Unknown Locations— Part I : Far-Field Sources», *IEEE Transactions on ASSP*, vol. 35, no. 3, March 1987, pp. 286–299.
- [Roy89] R. ROY, T. KAILATH, «Esprit : Estimation of Signal Parameters Via Rotational Invariance Techniques», *IEEE Transactions on ASSP*, vol. 37, no. 7, July 1989, pp. 984–995.
- [Schmidt79] R.O. SCHMIDT, «Multiple Emitter Location and Signal Parameters Estimation», *Proc. of R. A. D. C. Spectrum Estimation Workshop*, October 1979.
- [Seymour87] L.P.H.K. SEYMOUR, C.F.N. COWAN, P.M. GRANT, «Bearing Estimation in the Presence of Sensor Positioning Errors», *Proceedings of ICASSP*, Dallas, 1987, pp. 2264–2267.
- [Steinberg73] B.D. STEINBERG, «Design Approach for a High Resolution Microwave Imaging Radio-Camera», *J. Franklin Inst.*, December 1973.
- [Steinberg81] B.D. STEINBERG, «Radar Imaging Radio-Camera Algorithm and Experiments», *IEEE Transactions on Antenna and Propagation*, vol AP-29, no. 5, September 1981, pp. 740–748.
- [Steinberg83] B.D. STEINBERG, *Microwave Imaging with Large antenna Arrays : Radio Camera Principles and Techniques*, Wiley, New-York, 1983.
- [Steinberg88] B.D. STEINBERG, «Microwave Imaging of Aircraft», *Proceedings of the IEEE*, vol. 76, no. 12, December 1988, pp.1578–1592.
- [Subbaram92] H.M. SUBBARAM, B.D. STEINBERG, «Scene Independent elf-Calibration of Phased Array Antennas», to be published in *IEEE Transactions on Antenna and Propagation*.
- [Stoer80] J. STOER, R. BULIRSCH, *Introduction to Numerical analysis*, Springer Berlin, 1980, pp. 175.
- [Tas90] I. TAS, N. NEJJAR, J.L. LACOUME, «Identification de fronts d'ondes arbitraires et de la déformation de l'antenne», *Annales des Télécommunications*, vol. 45, no. 1–2, Jan.–Fev. 1990, pp. 20–29.
- [Tollefsen88] T. TOLLEFSEN, A. NEHORAI, «Adaptive calibration of randomly perturbed sensor arrays», *Proceedings of ICASSP*, New-York, 1988, pp. 2646–2649.
- [Vezzosi82] G. VEZZOSI, «Séparation de Fronts d'Ondes par Redressement du Facteur de Choleski de leur Matrice Interspectrale», *Annales des Télécommunications*, vol. 37, no. 9–10, 1982, pp. 425–439.
- [Weiss91] A.J. WEISS, B. FRIEDLANDER, «Array Shape Calibration Using Eigenstructure Methods», *Signal Processing*, vol. 22, April 1991, pp. 251–258.
- [Widrow67] B. WIDROW, P.E. MANTEY, L.J. GRIFFITHS, B. B. GOODE, «Adaptive antenna systems», *Proceedings of the IEEE*, vol. 55, no. 12, December 1967, pp. 2143–2159.
- [Yeh87] C. YEH, H.M. BAYRI, «High Resolution Bearing Estimation by Covariance Matrix Approximation», *Proceedings of ICASSP*, Dallas, 1987, pp. 1585–1588.