

# Goniométrie sur réseau hétérogène : application et validation expérimentale en gamme radio H.F. (3-30 MHz)

---

## Direction finding operating on an heterogeneous array: application and experimental validation within the H.F. radio band (3-30 Mhz)

par Yvon ERHEL<sup>1</sup>, François MARIE<sup>1</sup>, Louis BERTEL<sup>2</sup> et Dominique LEMUR<sup>2</sup>

<sup>1</sup> Centre de Recherches des Écoles de Coëtquidan Saint-Cyr 56381 GUER Cedex  
yvon.erhel@st-cyr.terre.defense.gouv.fr ; françois.marie@st-cyr.terre.defense.gouv.fr

<sup>2</sup> Laboratoire Antennes Radar Télécommunications Université de Rennes I Campus de Beaulieu 35042 Rennes Cedex  
bertel@univ-rennes 1.fr ; lemur@univ-rennes 1.fr

### *résumé et mots clés*

Le traitement d'antenne est traditionnellement mis en œuvre sur un réseau de capteurs identiques. Il est envisagé ici d'implanter un algorithme classique de radiogoniométrie (MUSIC) sur un ensemble d'antennes différentes les unes des autres (réseau hétérogène). La motivation de ce développement est principalement d'exploiter la polarisation des ondes incidentes comme paramètre discriminant en n'utilisant qu'un seul capteur en chaque point d'échantillonnage spatial. Une conséquence importante de la structure du réseau est que, dans la mise en œuvre de l'algorithme MUSIC, l'expression des vecteurs sources fait appel à un calcul de la réponse spatiale de chacun des capteurs utilisés. Ces considérations sont ensuite validées dans le cadre de la radiogoniométrie en gamme H.F., application dans laquelle est utilisé un modèle déterministe de la polarisation en sortie du canal ionosphérique. Un système complet de réception radio multi-voies a été développé et nous présentons des résultats expérimentaux d'estimations angulaires impliquant des émetteurs distants de plus de 1 000 km du site de réception.

Goniométrie à haute résolution, polarisation, multi-trajets, transmission H.F., ionosphère

### *abstract and key words*

Array processing usually operates on a set of identical sensors. It is investigated to make a classical radio direction finding algorithm (MUSIC) run with the signals of antennas which are different one from each other ( heterogeneous array). The reason of this attempt is to take profit of the incoming polarization considered as a separating parameter, but with only one sensor at each position within the array. As a major consequence of its structure, the

computation of the MUSIC algorithm is based on an expression of the steering vectors that integrates the spatial response of each sensor. This concept is then validated in the special context of H.F. radio direction finding, application for which a deterministic model of the polarization at the exit of the ionospheric channel is derived. An operational system of multi channel radio receivers has been developed and several experimental results of angular estimations are presented involving transmitters more than 1000 km far from the receiving site.

High resolution direction finding, polarization, multi paths, H.F. transmission, ionosphere

# 1. introduction

La goniométrie vise à estimer les directions d'arrivée d'ondes incidentes sur un réseau de capteurs. Celles-ci sont discriminées par leurs angles d'arrivée, leur retard de groupe, leur décalage Doppler et leur polarisation. Le réseau utilise le plus souvent des senseurs identiques et l'éventuel gain directionnel de chaque capteur est intégré dans le signal engendré par l'onde incidente sur l'un d'entre eux considéré comme une référence. La réponse spatiale du réseau à une direction d'incidence contient uniquement les déphasages géométriques inter-capteurs : aucun modèle du gain directionnel des capteurs n'est alors nécessaire pour mettre en œuvre les méthodes paramétriques de traitement d'antenne.

Nous cherchons au contraire à tirer profit de la connaissance *a priori* des gains directionnels des capteurs fournis par une modélisation électromagnétique pour améliorer les performances de ces algorithmes, en particulier la résolution angulaire. Ceci implique que le réseau intègre une diversité de ses capteurs et il sera dans ces conditions qualifié d'hétérogène. L'avantage principal est qu'il devient de la sorte sensible à la polarisation qui apparaît alors comme un élément réduisant la corrélation spatiale des sources incidentes. Plusieurs auteurs [1,2] ont montré le profit que l'on peut tirer de l'exploitation de la polarisation dans des structures de réseau requérant (au moins) 2 capteurs par position. Le réseau hétérogène, au contraire, ne comporte qu'une voie de réception en chacun des points d'échantillonnage spatial.

Le formalisme classique de la réception multi-voies est utilisé mais avec une formulation particulière du vecteur source qui contient les gains directionnels des capteurs en plus des traditionnels déphasages géométriques. L'estimation angulaire fait appel à l'algorithme MUSIC en exploitant l'orthogonalité entre le vecteur source d'une onde incidente et le sous-espace bruit estimé à partir de la matrice de covariance des observations.

Cette méthode est mise en œuvre pour estimer les directions d'arrivée d'ondes radioélectriques H.F. (3-30 MHz) se propageant sur de grandes distances par réfraction dans l'ionosphère. Elle participe d'un projet global de localisation d'émetteurs à site unique.

La physique du plasma ionosphérique est à présent suffisamment maîtrisée pour pouvoir proposer un modèle déterministe de la polarisation (elliptique) reçue en un point du globe et considérée comme une fonction de la direction d'arrivée. Cette connaissance est exploitée pour fournir les réponses spatiales de différentes antennes actives de géométrie simple. Ces dernières sont alors associées au sein d'un réseau hétérogène à partir duquel se fait la recherche des directions d'arrivées repérées chacune par deux angles : azimut et élévation. La réception H.F. se caractérisant par une faible séparation angulaire des multi trajets, la polarisation variable avec la direction d'arrivée apparaît comme un facteur de réduction de la corrélation spatiale. Un site complet de radiogoniométrie H.F. a été conçu et réalisé offrant une grande souplesse d'utilisation, tant du point de vue de la géométrie des réseaux que des paramètres caractérisant les acquisitions. De nombreuses campagnes de mesures ont été réalisées, impliquant des émetteurs distants pour certains de plusieurs milliers de kilomètres du site de réception. Les résultats expérimentaux les plus significatifs sont présentés.

L'article présente tout d'abord dans la partie 2 les conséquences de l'hétérogénéité du réseau pour le traitement d'antenne. Ainsi, il souligne que la borne de Cramer-Rao de l'estimation angulaire (cas mono-source) pour un réseau hétérogène peut être inférieure à celle du réseau homogène de même géométrie, en particulier lorsque l'ouverture géométrique est faible. De même, des simulations numériques montrent que cette hétérogénéité engendre une diminution de la corrélation spatiale de deux sources incidentes angulairement proches. Compte tenu de l'application visée, la partie 3 rappelle comment la polarisation du champ électromagnétique peut être prédite à la sortie de l'ionosphère et indique les principes du calcul de la réponse spatiale complexe d'une antenne H.F. La partie 4 montre comment un réseau hétérogène pourra, en gamme H.F., utiliser la polarisation pour séparer les trajets incidents et améliorer la résolution angulaire par ce biais. La partie 5 décrit le dispositif expérimental de radiogoniométrie qui a été développé et présente un certain nombre de résultats significatifs obtenus sur des signaux réels. Elle mentionne un critère original permettant de choisir, parmi les pseudo-spectres calculés à partir de données expérimentales, ceux qui doivent être retenus pour réaliser l'estimation angulaire. La partie 6 cite quelques perspectives d'applications à la séparation de sources notamment.

## 2. traitement d'antenne sur réseau hétérogène

### 2.1. formalisme

Les hypothèses habituellement retenues pour le traitement d'antenne sont :

- signaux bande étroite d'occupation spectrale faible par rapport à la fréquence centrale du spectre (porteuse quand elle existe), validant ainsi la notion de déphasage géométrique
- bruit blanc spatialement, c'est-à-dire décorrélation mutuelle des bruits  $\{n_n(t)\}_{n=1, \dots, NC}$  sur chacun des  $NC$  capteurs qui par ailleurs ont la même puissance et sont décorrélés des signaux reçus.

#### 2.1.1. capteurs isotropes

On note  $\{s_k(t)\}_{k=1, \dots, NS}$  l'ensemble des signaux engendrés par les  $NS$  ondes incidentes sur un capteur isotrope placé au point de référence, origine des phases géométriques.

Chaque direction d'arrivée est repérée par un angle  $\theta_k$  (ou couple d'angles dans une recherche en 3 dimensions). Le déphasage géométrique induit pour cette direction entre la référence et le capteur  $n$  est noté  $\varphi_n(\theta_k)$ .

L'observation sur le capteur  $n$  a alors pour expression :

$$x_n(t) = \sum_{k=1}^{NS} e^{j\varphi_n(\theta_k)} s_k(t) + n_n(t) \quad (1)$$

L'ensemble des observations sur le réseau est rassemblé dans un vecteur colonne  $\underline{X}(t)$  qui s'écrit :

$$\underline{X}(t) = \sum_{k=1}^{NS} \underline{a}(\theta_k) s_k(t) + \underline{N}(t) \quad (2)$$

où  $\underline{a}(\theta_k)$  est le vecteur source relatif à la direction d'arrivée  $k$ , rassemblant dans ses composantes les  $NC$  déphasages géométriques et où  $\underline{N}(t)$  est le vecteur colonne des bruits.

En construisant la matrice  $A$  dont les colonnes sont les  $NS$  vecteurs sources, on obtient l'expression :

$$\underline{X}(t) = A\underline{S}(t) + \underline{N}(t) \quad (3)$$

où  $\underline{S}(t)$  est le vecteur colonne rassemblant les signaux émis.

#### 2.1.2. capteurs directifs identiques

Les signaux reçus sur chacun des capteurs sont cette fois pondérés par un gain directionnel complexe  $F(\theta_k)$  : ainsi, le signal engendré par un tel capteur placé à l'origine des phases sera :

$$s_{d,k}(t) = F(\theta_k) s_k(t) \quad (4)$$

Le vecteur observation noté  $\underline{X}_d(t)$  s'exprime par :

$$\underline{X}_d(t) = \sum_{k=1}^{NS} \underline{a}(\theta_k) s_{d,k}(t) + \underline{N}_d(t) \quad (5)$$

Les bruits captés qui sont les composantes du vecteur  $\underline{N}_d(t)$  conservent leur caractéristique de blancheur spatiale puisque chaque contribution angulaire aléatoire se trouve pondérée par un gain directionnel certain qui conserve la décorrélation inter capteurs ainsi qu'une puissance de bruit identique pour chaque capteur.

#### 2.1.3. réseau hétérogène

Un réseau hétérogène est constitué de capteurs différents les uns des autres dont les réponses spatiales sont notées  $\{F_n(\theta)\}_{n=1, \dots, NC}$ . Ces gains directionnels (complexes en général) sont supposés connus *a priori*.

Le modèle linéaire des observations s'exprime dans ce contexte par :

$$\underline{X}_h(t) = \sum_{k=1}^{NS} \underline{a}_h(\theta_k) s_k(t) + \underline{N}_h(t) \quad (6)$$

Les composantes des vecteurs sources  $\underline{a}_h(\theta_k)$  associent les réponses spatiales, variables d'un capteur à l'autre, et les exponentielles complexes matérialisant les déphasages géométriques :

$$\underline{a}_h(\theta_k) = (F_1(\theta_k) e^{j\varphi_1(\theta_k)}, F_2(\theta_k) e^{j\varphi_2(\theta_k)}, \dots, F_{NC}(\theta_k) e^{j\varphi_{NC}(\theta_k)})^T \quad (7)$$

Si on appelle  $\underline{F}(\theta) = (F_1(\theta), \dots, F_{NC}(\theta))^T$  le vecteur colonne des gains directionnels pour l'angle d'arrivée  $\theta$ , le vecteur source complet s'exprime par :

$$\underline{a}_h(\theta) = \underline{F}(\theta) \otimes \underline{a}(\theta) \quad (8)$$

où  $\otimes$  représente le produit de Schur-Hadamard de deux matrices. Il faut noter que les vecteurs  $\underline{a}_k(\theta)$  ne sont pas de norme constante.

Les bruits captés qui sont les composantes du vecteur  $\underline{N}_h(t)$  conservent là encore leur caractéristique de blancheur spatiale. En effet, chaque contribution angulaire aléatoire se trouve cette fois pondérée par un gain directionnel variant d'un capteur à l'autre mais de caractère certain qui conserve la décorrélation inter capteurs. Pour ce qui est de puissance de bruit sur chaque capteur, il faut rappeler qu'un gain directionnel quantifie le comportement spatial par rapport à un capteur isotrope : en conséquence, pour tous les capteurs du réseau :

$$\int |F_n(\theta)|^2 d\theta = 1 \quad \forall n = 1, \dots, NC. \quad (9)$$

$\theta \in \text{espace}$

et la puissance de bruit sur chacun des capteurs du réseau hétérogène est constante.

## 2.2. borne de Cramer-Rao du réseau hétérogène (une source incidente)

### 2.2.1. expression

La borne de Cramer-Rao fournit une borne inférieure de la variance dans l'estimation d'un paramètre, dès lors que l'estimation est non biaisée. Elle repose sur l'expression de la matrice de Fischer dont les éléments sont les espérances des dérivées partielles de la log vraisemblance par rapport aux paramètres à estimer.

Schmidt ([3], section 6) a exprimé cette borne dans le cas mono source de la recherche d'un angle d'arrivée  $\nu$  à partir d'un réseau de capteurs isotropes. La variance minimale s'écrit sous la forme :

$$\sigma_{C.R.}^2 = \frac{1}{N} \frac{1 + NC.RSB}{NC^2 RSB^2} G^2(\nu) \quad (10)$$

où  $N$  est le nombre d'observations indépendantes,  $RSB$  est le rapport signal sur bruit et  $G(\nu)$  est un terme fonction de la géométrie du réseau qui s'exprime par :

$$G(\nu) = \frac{1}{\sqrt{\frac{2}{NC} \left\| \frac{d\underline{a}(\nu)}{d\nu} \right\|^2}} \quad (11)$$

Le calcul développé pour des réseaux de géométrie simple donne par exemple dans le cas du réseau circulaire uniforme de rayon  $R$  :

$$G(\nu) = \frac{\lambda}{2\pi R} \quad (12)$$

où  $\lambda$  est la longueur d'onde.

Des résultats plus généraux ont été établis par Ballance et Jaffer [4] permettant d'exprimer la borne pour un réseau hétérogène sous la forme suivante :

$$\sigma_{C.R.h}^2 = \frac{1}{N} \frac{1}{2 RSB_i} G_h(\nu) \quad (13)$$

où le terme  $G_h(\nu)$  traduisant la réponse spatiale globale du réseau (géométrie et comportement directif des capteurs) a pour expression :

$$G_h(\nu) = \frac{1}{\left\| \frac{d\underline{a}_h(\nu)}{d\nu} \right\|^2 - \frac{\left\| \frac{d\underline{a}_h(\nu)}{d\nu} \right\|^H \cdot \underline{a}_h(\nu)}{\|\underline{a}_h(\nu)\|^2}} \quad (14)$$

Le rapport signal sur bruit n'étant pas le même sur tous les capteurs puisque leurs gains dans la direction d'arrivée de la source varient, le terme  $RSB_i$  qui apparaît dans (13) est le rapport signal sur bruit de la source sur un capteur isotrope.

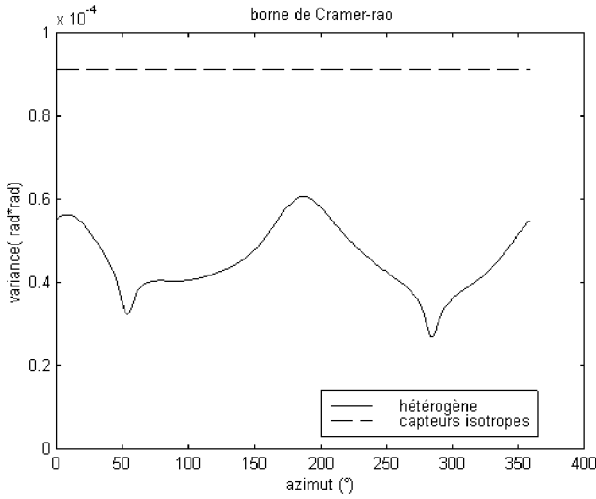
On peut par ailleurs vérifier que l'expression (13) fournit bien la borne du réseau de capteurs isotropes (expression (10)) car, dans ce cas, la norme du vecteur source étant constante, le produit  $\frac{d\underline{a}(\nu)^H}{d\nu} \cdot \underline{a}(\nu)$  est nul. Le résultat suppose quand même que  $NC.RSB \gg 1$  ce qui est souvent le cas en pratique.

### 2.2.2. simulation numérique

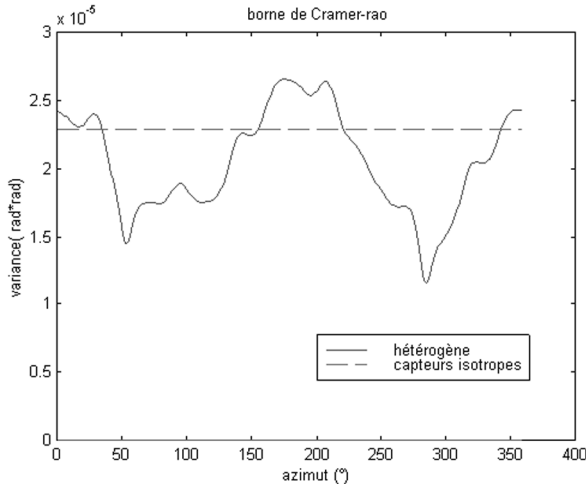
La comparaison entre les expressions (10) et (13) ne permet pas d'établir un résultat général sur une éventuelle diminution de la variance minimale de l'estimation angulaire lorsqu'un réseau hétérogène est utilisé à la place d'un réseau homogène de même géométrie : la relation  $\underline{a}_h(\theta) = F(\theta) \otimes \underline{a}(\theta)$  liant les vecteurs sources de deux réseaux de même géométrie, l'un hétérogène et l'autre mettant en jeu des capteurs isotropes, n'impose pas de relation de supériorité systématique entre les normes des vecteurs dérivés  $\left| \frac{d\underline{a}_h(\theta)}{d\theta} \right|$  et  $\left| \frac{d\underline{a}(\theta)}{d\theta} \right|$ . L'avantage du réseau hétérogène dans ce domaine peut être matérialisé quand ce dernier module est faible, c'est-à-dire lorsque l'ouverture géométrique est réduite. Cet aspect des choses est souligné par Schmidt ([3], section 6.6) qui envisage même le cas d'un réseau de capteurs colocalisés donc sans diversité d'espace.

Pour illustrer ce point de vue, nous présentons ici des simulations numériques correspondant à l'application qui sera décrite précisément dans la partie 5.2 de cet article : la géométrie est circulaire (rayon  $R$ ) et les capteurs sont des antennes actives dont les réponses spatiales  $\{F_n(\theta)\}$  sont différentes les unes des autres. Elles sont calculées grâce à un modèle électromagnétique et dépendent de la fréquence de réception  $f_o$  choisie. Les résultats sont présentés dans le cadre de la recherche d'un angle d'arrivée dans le plan horizontal ( $\theta = Az$ ). La figure 1 compare, pour les différents azimuts d'arrivée possibles, les bornes de Cramer-Rao d'un réseau circulaire uniforme (8 voies) et du réseau hétérogène décrit au paragraphe 5.2 dans les conditions de simulations suivantes correspondant à une faible ouverture géométrique :

$$R/\lambda = 0.4 ; N = 20 ; RSB = 10 \text{ dB} ; f_o = 25 \text{ MHz.}$$


 Figure 1. – Comparaison des bornes de Cramer-Rao ( $R/\lambda = 0.4$ )

On constate que l'hétérogénéité du réseau diminue la variance pour toutes les directions d'arrivée dans ce cas. Cependant, ce résultat favorable ne peut être généralisé comme le montre la figure 2. Pour cette nouvelle simulation, le rapport  $R/\lambda$  a été porté à 0.8, les autres paramètres étant inchangés ; il apparaît que l'hétérogénéité du réseau ne diminue pas la borne de Cramer-Rao pour toutes les directions d'arrivée.


 Figure 2. – Comparaison des bornes de Cramer-Rao ( $R/\lambda = 0.8$ )

### 2.3. diminution de la corrélation spatiale

Cette section va montrer que l'hétérogénéité d'un réseau est un moyen de réduire dans certaines conditions la corrélation spatiale de deux sources incidentes. Il n'y a pas là non plus de résultat systématique, mais l'avantage procuré par ce type de réseau est souligné quand l'écart angulaire des directions d'arrivée est très faible.

#### 2.3.1. expressions de la corrélation spatiale

La corrélation spatiale entre deux sources incidentes d'angles d'arrivée  $\theta_1$  et  $\theta_2$  s'exprime sur un réseau de capteurs isotropes par :

$$\begin{aligned} \rho &= \frac{\underline{a}(\theta_1)^H \underline{a}(\theta_2)}{\|\underline{a}(\theta_1)\| \cdot \|\underline{a}(\theta_2)\|} \\ &= \frac{\sum_{n=1}^{NC} e^{j[\varphi_n(\theta_2) - \varphi_n(\theta_1)]}}{NC} \end{aligned} \quad (15)$$

Si la réception se fait à présent sur un réseau de capteurs directs de même géométrie, la corrélation spatiale vaut :

$$\begin{aligned} \rho_d &= \frac{\underline{a}_d(\theta_1)^H \underline{a}_d(\theta_2)}{\|\underline{a}_d(\theta_1)\| \cdot \|\underline{a}_d(\theta_2)\|} \\ &= \frac{F^*(\theta_1) \cdot F(\theta_2) \sum_{n=1}^{NC} e^{j[\varphi_n(\theta_2) - \varphi_n(\theta_1)]}}{|F^*(\theta_1) \cdot F(\theta_2)| NC} \end{aligned} \quad (16)$$

Le module de la corrélation spatiale est inchangé :  $|\rho| = |\rho_d|$  ; en revanche, les puissances respectives des sources ne sont pas conservées puisqu'elles font intervenir le module au carré  $|F(\theta)|^2$  de la réponse spatiale.

Lorsque la réception de ces deux signaux se fait sur un réseau hétérogène de même géométrie que les précédents, la corrélation spatiale (intégrant les réponses spatiales des capteurs) vaut :

$$\begin{aligned} \rho_h &= \frac{\underline{a}_h(\theta_1)^H \underline{a}_h(\theta_2)}{\|\underline{a}_h(\theta_1)\| \cdot \|\underline{a}_h(\theta_2)\|} \\ &= \frac{[F(\theta_1) \otimes \underline{a}(\theta_1)]^H [F(\theta_2) \otimes \underline{a}(\theta_2)]}{\|F(\theta_1) \otimes \underline{a}(\theta_1)\| \cdot \|F(\theta_2) \otimes \underline{a}(\theta_2)\|} \end{aligned} \quad (17)$$

Cette grandeur s'explicite sous la forme :

$$\rho_h = \frac{\sum_{n=1}^{NC} F_n^*(\theta_1) \cdot F_n(\theta_2) e^{j(\varphi_n(\theta_2) - \varphi_n(\theta_1))}}{\sqrt{\sum_{n=1}^{NC} |F_n(\theta_1)|^2} \cdot \sqrt{\sum_{n=1}^{NC} |F_n(\theta_2)|^2}} \quad (18)$$

Le module de la corrélation spatiale est modifié sur ce type de réseau :  $|\rho_h| \neq |\rho|$ .

#### 2.3.2. apport de l'hétérogénéité du réseau

La comparaison des deux grandeurs  $|\rho_h|$  et  $|\rho|$  ne permet pas de tirer un résultat général : l'hétérogénéité du réseau ne diminue pas systématiquement la corrélation spatiale. Toutefois, on peut

évoquer des scénarios de réception où les deux angles d'arrivée sont très proches bien que les réponses spatiales puissent être significativement différentes d'une source à l'autre : c'est le cas par exemple d'ondes électromagnétiques de polarisations différentes et de directions d'arrivée pratiquement confondues. Les déphasages géométriques sont presque égaux dans ces conditions ( $\varphi_n(\theta_1) \cong \varphi_n(\theta_2)$ ) et le module de la corrélation spatiale pour le réseau homogène sera pratiquement égal à 1 :  $|\rho_d| = |\rho| \approx 1$ .

Par contre, le module  $|\rho_h|$  prend comme valeur approchée :

$$|\rho_h| \cong \frac{\left| \sum_{n=1}^{NC} F_n^*(\theta_1) \cdot F_n(\theta_2) \right|}{\sqrt{\sum_{n=1}^{NC} |F_n(\theta_1)|^2} \cdot \sqrt{\sum_{n=1}^{NC} |F_n(\theta_2)|^2}} \quad (19)$$

Cette grandeur, inférieure ou égale à un en vertu de l'inégalité de Schwartz, montre que l'hétérogénéité du réseau diminue la corrélation spatiale dans ce contexte particulier.

### 2.3.3. simulation numérique

Un exemple de tel scénario de réception est fourni par les transmissions H.F. : le canal ionosphérique génère à sa sortie deux types de polarisations qui sont décrites dans le paragraphe 3.2. La simulation présentée envisage la réception de deux sources de polarisations différentes sur les réseaux circulaires déjà envisagés au paragraphe 2.2.2. : l'un est hétérogène tandis que l'autre met en jeu des capteurs isotropes. Le calcul présente le module de la corrélation spatiale pour ces deux réseaux lorsque l'angle d'arrivée d'une source est fixe ( $Az_1 = 180^\circ$ ) et que l'autre ( $Az_2$ ) varie entre  $0^\circ$  et  $360^\circ$ . Le second réseau discrimine les ondes incidentes uniquement par leurs angles d'arrivée : le module de la corrélation spatiale  $|\rho|$  atteint la valeur 1 lorsque  $Az_1 = Az_2 = 180^\circ$ . Dans cette situation, et pour toute une plage angulaire à l'intérieur du lobe principal de la fonction  $|\rho(Az_2)|$ , la corrélation spatiale sur le réseau hétérogène présente un module nettement inférieur à 1 comme le montre la figure 3. En effet, les polarisations des deux sources étant de types complémentaires, les deux ensembles de réponses spatiales sont significativement différents. Les paramètres de la simulation sont un rapport  $R/\lambda$  égal à 0.5 et une fréquence porteuse  $f_0$  de 15 MHz.

Le module  $|\rho_h|$  n'est pas inférieur  $|\rho|$  à pour tous les azimuts, mais quand il dépasse cette grandeur de référence, les valeurs atteintes sont suffisamment éloignées de l'unité pour garantir une estimation aisée des directions d'arrivée .

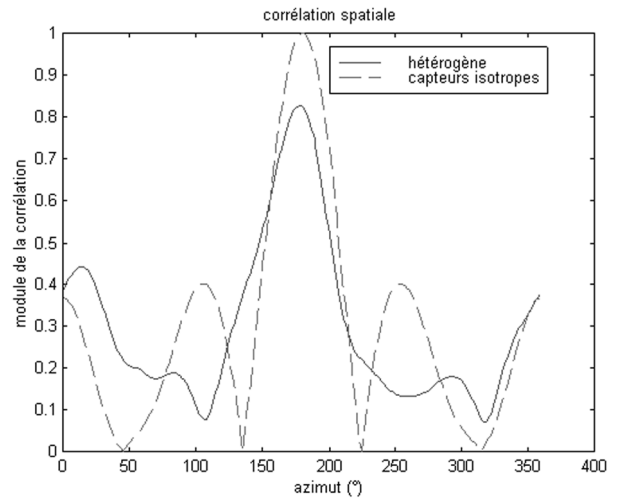


Figure 3. – Comparaison des corrélations spatiales

## 2.4. mise en œuvre de l'algorithme MUSIC sur un réseau hétérogène

Plusieurs méthodes de goniométrie utilisent la décomposition en éléments propres de la matrice de covariance des observations  $R_{xx}$  [5]. Parmi celles-ci, l'algorithme MUSIC [3,6] est couramment utilisé et repose sur l'orthogonalité entre un vecteur source incident et le sous-espace bruit engendré par les vecteurs propres de  $R_{xx}$  associés à ses plus petites valeurs propres. Les étapes de sa mise en œuvre sur un réseau hétérogène sont alors :

- estimation de la matrice de covariance
- $$\hat{R}_{xx_h} = \frac{1}{Nech} \sum_{n=1}^{Nech} X_h(n) X_h(n)^H$$
- à partir de  $Nech$  réalisations du vecteur observation ;
  - décomposition de cette matrice en éléments propres et estimation du nombre de sources  $NSE$  à partir des valeurs propres ;
  - boucle de calcul sur toutes les directions d'arrivée (angles  $\theta$ ) possibles d'une fonction de goniométrie mesurant la norme de la projection des vecteurs directionnels dans le sous-espace bruit. L'orthogonalité entre ce sous-espace et un vecteur source incident n'étant qu'approchée lorsqu'on exploite la covariance estimée (situation non asymptotique), il convient dans cette phase de projeter des vecteurs de norme constante. Le pseudo-spectre se calcule alors par :

$$PSSP_h(\theta) = \frac{1}{\sum_{m=NSE+1}^{NC} |\underline{\nu}_m^H \cdot \underline{b}_h(\theta)|^2} \quad (20)$$

où les  $\{\underline{\nu}_m\}$ ,  $m = NSE + 1, \dots, NC$  sont les vecteurs propres engendrant le sous-espace bruit et où les vecteurs directionnels normés  $\underline{b}_h$  ont pour expression [7,8] :

$$\underline{b}_h(\theta) = \frac{1}{\sqrt{\left(\sum_{n=1}^{NC} |F_n(\theta)|^2\right)}} \begin{pmatrix} F_1(\theta)e^{j\varphi_1(\theta)} \\ \dots \\ F_{NC}(\theta)e^{j\varphi_{NC}(\theta)} \end{pmatrix} \quad (21)$$

### 3. réponse spatiale d'une antenne H.F

#### 3.1 structure électrique de l'ionosphère

L'ionosphère est un plasma dont le paramètre principal est la densité d'électrons libres  $N$ . Le phénomène d'ionisation étant provoqué par le rayonnement  $U.V.$  et  $X$  du soleil, la valeur de  $N$  dépend de la position du point d'intérêt (longitude, latitude et altitude), de la date et de l'heure. L'ionosphère est stratifiée en trois couches ( $D, E, F$ ) qui s'étagent, selon le lieu, la période de l'année et l'alternance jour-nuit de 50 à 600 km d'altitude. Il ne s'agit pas à proprement parler de couches disjointes mais d'une succession de minima et de maxima locaux de la densité électronique considérée comme une fonction de l'altitude. Les modèles de profil ionosphérique, dont les paramètres significatifs peuvent être évalués grâce aux mesures de sondage, adoptent en général la forme multi quasi-parabolique présentant une variation de  $N$  avec l'altitude constituée d'un ensemble continu de portions de paraboles.

L'ionosphère est un milieu inhomogène puisque la densité électronique est fonction de la position. La propagation d'une onde électromagnétique dans une couche s'accompagne d'une réfraction continue dans le milieu si la fréquence est inférieure à une limite appelée Maximum Usable Frequency ( $M.U.F.$ ). Cette valeur maximale dépend du maximum d'ionisation dans la couche et de l'angle d'incidence des rayons à l'entrée de la couche. Cette réfraction renvoie le rayon vers le sol et est assimilée à une réflexion spéculaire sur un plan réflecteur situé à une altitude virtuelle caractéristique de la couche et de la fréquence utilisée. Ce type de propagation autorise donc des liaisons à grande distance (plusieurs milliers de kilomètres) dans une gamme de fréquences comprises entre 3 et 30 MHz (gamme  $H.F.$ ).

L'ionosphère est un milieu anisotrope car la direction du champ magnétique terrestre joue un rôle particulier dans la résolution des équations de Maxwell. La solution proposée dans le cadre de la théorie magnéto-ionique par Appleton et Hartree met en évidence l'existence de deux modes de propagation [9,10] baptisés ordinaire (noté  $O$ ) et extraordinaire ( $X$ ). Ceux-ci sont distingués par leur indice de réfraction et par leur polarisation.

#### 3.2. polarisation en sortie d'ionosphère

La théorie magnétoionique permet de calculer les rapports entre les différentes composantes du champ électrique se propageant dans le plasma et ceci pour les deux modes possibles. Les expressions qu'elle fournit étant indépendantes du temps, il s'en suit que, dans le cadre de cette théorie, les ondes sont à polarisation déterministe.

La polarisation solution est du type elliptique, mais le champ électrique n'est pas transverse en général : deux rapports d'ellipticité sont à définir, l'un dans le plan d'onde et l'autre dans un plan perpendiculaire au premier contenant la direction de propagation et le champ magnétique terrestre.

Pour les applications à venir, c'est, pour une liaison  $H.F.$  donnée, la polarisation à la sortie de l'ionosphère qui est requise. Elle s'obtient en rajoutant les conditions aux limites de Budden [11] qui expriment que la densité électronique à la base de l'ionosphère tend vers zéro. On montre alors qu'en sortie d'ionosphère, l'onde est de type transverse électromagnétique ( $T.E.M.$ ) à polarisation elliptique et complètement décrite par deux paramètres. Pour cela, on se place dans le référentiel de Davies (figure 4) qui est défini comme suit :

axe 1 : direction et sens du vecteur d'onde  $\vec{k}$

axe 2 : direction et sens de la projection du champ magnétique terrestre local dans le plan orthogonal à l'axe 1

axe 3 : axe formant en trièdre direct avec les axes 1 et 2

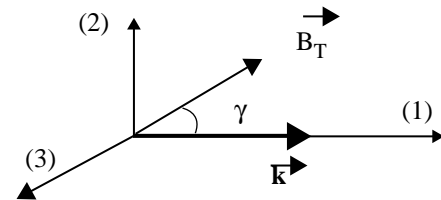


Figure 4. - Repère de Davies

Le premier paramètre est le rapport de polarisation réel  $\eta$  dont la valeur absolue quantifie les longueurs relatives du grand axe et du petit axe de l'ellipse parcourue par le vecteur champ électrique et dont le signe fixe le sens de parcours de l'ellipse dans le plan d'onde ; ces informations sont rassemblées dans le phaseur (vecteur)  $w = (0 \ 1 \ j\eta)^T$ . Le champ électrique s'exprime dans le plan d'onde à partir du signal scalaire transmis  $s(t, \vec{r})$  et du phaseur par :

$$\vec{E}(t, \vec{r}) = \begin{pmatrix} 0 \\ 1 \\ j\eta \end{pmatrix} s(t, \vec{r}) \quad (22)$$

Les deux modes possibles associés à une même direction d'arrivée sont caractérisés par deux valeurs du rapport de polarisation  $\eta_O$  et  $\eta_X$  qui vérifient la relation :

$$\eta_O \cdot \eta_X = -1 \quad (23)$$

Les deux ellipses de polarisation présentent des axes principaux qui sont orthogonaux.

Le second paramètre est l'angle d'inclinaison  $\alpha$  mesuré dans le plan d'onde entre le grand axe et l'horizontale locale comme illustré sur la figure 5.

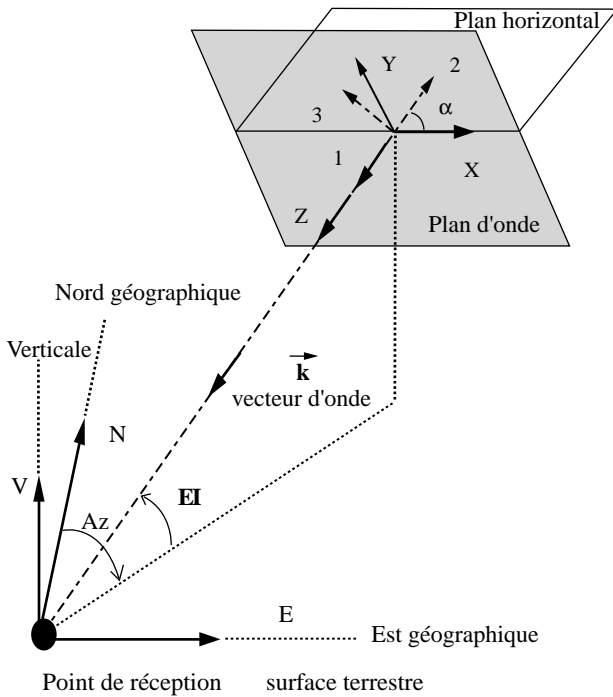


Figure 5.- Définition de l'angle d'inclinaison  $\alpha$

Pour un site de réception donné et pour une direction d'arrivée repérée par le couple d'angles azimut et élévation  $\theta = (Az, EI)$ , il est aisé d'évaluer les coordonnées du point de sortie de l'ionosphère. En couplant ensuite les résultats de la théorie magnéto-ionique avec un modèle de profil ionosphérique et une base de données décrivant le champ magnétique terrestre, il est possible d'exprimer les deux paramètres  $\eta$  et  $\alpha$  comme fonctions de la direction d'arrivée  $\theta$ .

### 3.3. réponse spatiale de l'antenne

La connaissance de la polarisation de l'onde incidente permet de fournir l'expression du signal engendré sur une antenne de réception de taille faible par rapport à la longueur d'onde.

Pour cela et dans le cas d'une antenne filaire de géométrie simple (type dipôle), on utilise :

- une matrice  $Q(\alpha)$  de rotation dans le plan d'onde assurant le passage du repère des axes principaux à un repère dont un axe est l'horizontale locale ;

- une matrice  $B(\theta)$  de changement de repère assurant le passage du plan d'onde à un repère topocentrique lié au centre de l'antenne de réception (dont les axes sont par exemple orientés Ouest-Est, Sud-Nord et selon la verticale) ;
- un vecteur  $V$  caractéristique de l'antenne utilisée associant les trois composantes du champ électrique dans le signal capté.

Le signal reçu s'exprime alors sous la forme :

$$s_r(t) = V \cdot B(\theta)Q(\alpha) \begin{pmatrix} 0 \\ 1 \\ j\eta \end{pmatrix} s(t) \quad (24)$$

Si on admet que les paramètres  $\alpha$  et  $\eta$  sont liés de façon déterministe à la direction d'arrivée  $\theta$ , on peut synthétiser cette écriture en  $s_r(t) = F(\theta)s(t)$  où  $F(\theta)$  est appelée réponse spatiale de l'antenne [12].  $F(\theta)$  est dans le cas général une grandeur complexe du fait de la structure du phaseur  $w$ . Elle redevient réelle uniquement si la polarisation est linéaire ( $\eta = 0$ ).

Lorsque l'antenne de réception est de type magnétique (antenne cadre), le même formalisme peut être utilisé avec le champ magnétique. Le vecteur  $V$  caractéristique de l'antenne doit cette fois traduire le lien entre les trois composantes de ce champ et la dérivée du flux dans le cadre.

Enfin, pour une direction d'arrivée  $\theta$  donnée, deux modes magnéto-ioniques sont susceptibles d'être reçus. On calcule alors deux réponses spatiales  $F_O(\theta)$  et  $F_X(\theta)$  à partir des deux rapports de polarisation  $\eta_O$  et  $\eta_X$ . La diversité de la polarisation incidente s'exprime par une différence des gains directionnels : cette propriété sera exploitée pour diminuer la corrélation entre signaux incidents sur un réseau hétérogène comme annoncé dans le paragraphe 2.3 .

## 4. réseau hétérogène en gamme H.F.

Un réseau hétérogène est constitué d'un ensemble d'antennes H.F. différentes les unes des autres et caractérisées par un ensemble de réponses spatiales  $\{F_n(\theta)\}$ . Un exemple de tel réseau est schématisé sur la figure 6. Cette diversité est en théorie non contrainte dès lors qu'un modèle éprouvé de ces grandeurs est disponible. En pratique, dans l'application décrite plus loin, les antennes sont du type active (avec préamplificateur) et la réponse spatiale inclut la fonction de transfert de l'électronique. Pour garantir la robustesse du système, il est préférable de n'utiliser que des antennes du même type (dipôles ou cadres) dont la diversité sera assurée en faisant varier leur orientation : ainsi, l'électronique sera la même sur chaque voie.

Le formalisme du paragraphe 2.4 doit être complété pour tenir compte du fait qu'à une direction d'arrivée  $\theta$  sont associés deux



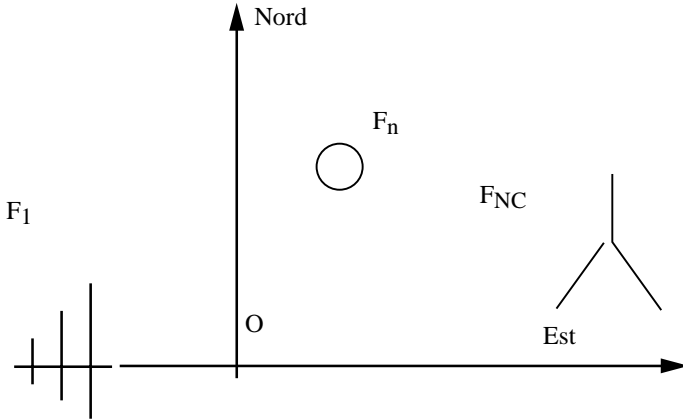


Figure 6. – Exemple de réseau hétérogène

modes de propagation possibles  $O$  et  $X$ . Ces deux polarisations attendues engendrent deux steering vectors pour la même direction  $\theta$ .

En notant  $P$  la polarisation ( $P$  représentant les modes  $O$  ou  $X$ ), le steering vector associé s'exprime par :

$$\underline{a}_{hP}(\theta_k) = \left( F_{1P}(\theta_k)e^{j\varphi_1(\theta_k)}, F_{2P}(\theta_k), \dots, F_{NCP}(\theta_k)e^{j\varphi_{NC}(\theta_k)} \right)^T \quad (25)$$

expression dans laquelle on voit apparaître les réponses spatiales  $\{F_{nP}\}$  des antennes pour la polarisation  $P$ .

La mise en œuvre de l'algorithme MUSIC se fait en projetant dans le sous-espace bruit identifié à partir de la covariance des observations le vecteur source normé qui prend la forme suivante :

$$\underline{b}_{hP}(\theta) = \frac{1}{\sqrt{\sum_{n=1}^{NC} |F_{nP}(\theta)|^2}} \begin{pmatrix} F_{1P}(\theta)e^{j\varphi_1(\theta)} \\ \dots \\ F_{NCP}(\theta)e^{j\varphi_{NC}(\theta)} \end{pmatrix} \quad (26)$$

La recherche des directions d'arrivée se faisant pour les deux polarisations attendues, ce sont deux ensembles de tels vecteurs qui seront projetés. Ainsi, dans cette version originale, l'algorithme conduit au calcul de **deux pseudo-spectres** définis par :

$$PSSP_P(\theta) = \frac{1}{\sum_{m=NSE+1}^{NC} |\underline{L}_m^T \cdot \underline{b}_{hP}(\theta)|^2}, P = O \text{ ou } X \quad (27)$$

Les directions d'arrivée sont recherchées à l'aide de deux variétés d'antennes différentes indiquant ainsi que le réseau hétérogène est sensible à la polarisation qui apparaît comme un paramètre

de la corrélation des ondes incidentes, au même titre que les angles d'arrivée, le décalage Doppler ou le temps de groupe. Plusieurs auteurs ont utilisé la contribution de la polarisation pour faciliter la discrimination de signaux incidents [1,2,13] dans des contextes où la polarisation n'est pas linéaire. Leurs solutions imposent de placer (au moins) deux capteurs sensibles à différentes composantes du champ électromagnétique en chaque point du réseau, comme par exemple deux dipôles orthogonaux. Au contraire, la technique proposée dans ce papier, ne requiert qu'un capteur par point d'échantillonnage spatial et prend donc en compte la polarisation incidente tout en divisant par deux le nombre de capteurs ; en contrepartie, un modèle électromagnétique fiable des réponses spatiales doit être éprouvé.

De plus, cette méthode contient implicitement une identification de la polarisation reçue qui est exploitée par le calcul du lancer de rayon complétant la goniométrie dans un projet global de localisation à site unique (*L.S.U.*)

Pour illustrer ces points de vue, une simulation de réception de signaux réfléchis par l'ionosphère a été réalisée. Elle concerne 4 signaux provenant de la réflexion sur 2 couches ionisées différentes (couches  $F1$  et  $F2$ ). L'hypothèse d'absence de « tilts » (gradients horizontaux de la densité électronique) conduit à supposer les azimuts d'arrivée égaux. L'anisotropie de chaque couche génère 2 signaux très corrélés, de polarisations complémentaires arrivant sur le réseau avec des élévations très proches. Les valeurs choisies sont  $El(1) = 30^\circ$ ,  $El(2) = 32^\circ$ ,  $El(3) = 60^\circ$  et  $El(4) = 62^\circ$ . Les signaux éclairent un réseau circulaire uniforme (homogène) de 8 antennes cadres identiques, de rayon égal à la longueur d'onde. Le rapport signal sur bruit est de 20 dB et le produit  $BT$  entre deux signaux angulairement proches est 0.2.

La figure 7 représente le pseudo-spectre (fonction de la seule élévation) obtenu, l'azimut d'arrivée étant supposé estimé sans erreur. On constate que les signaux provenant d'une même couche ne sont pas résolus.

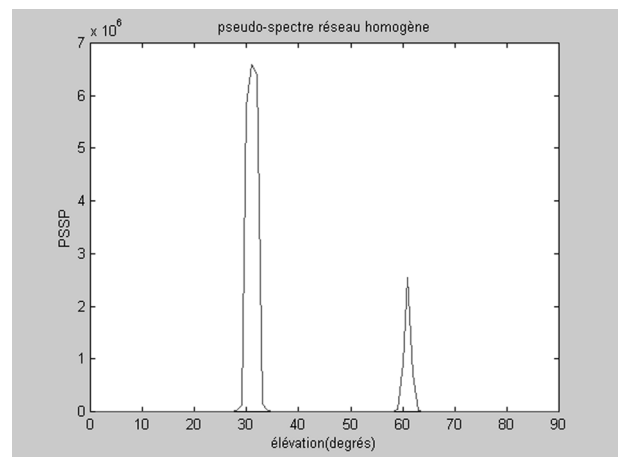


Figure 7. – Pseudo-spectre obtenu à partir du réseau homogène

La simulation suivante a pour support le réseau rendu hétérogène par la rotation des antennes de  $30^\circ$  autour de l'axe vertical quand on passe d'une position à la suivante. La configuration obtenue est conforme à celle qui est utilisée dans la validation expérimentale et représentée sur la figure 9 .

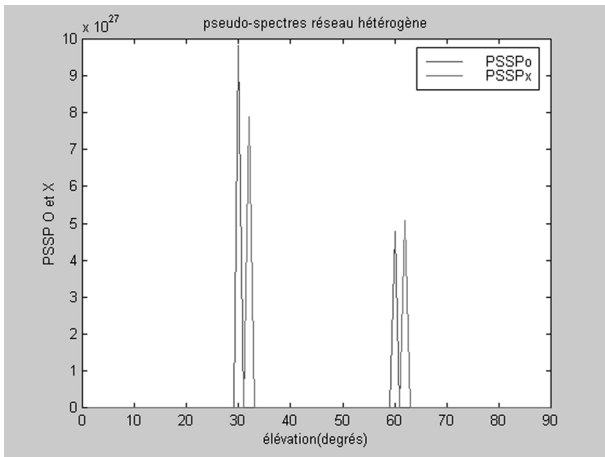


Figure 8. – Pseudo-spectres obtenus à partir du réseau hétérogène

L'algorithme MUSIC opère à partir de la covariance estimée sur le réseau hétérogène (matrice de mêmes dimensions que pour le réseau de capteurs isotropes) et procède au calcul de 2 pseudo-spectres, soit un par polarisation attendue. Ces 2 fonctions de l'élévation sont tracées conjointement sur la figure 8. On constate que cette fois les quatre signaux sont bien séparés grâce à la sensibilité du réseau vis-à-vis de la polarisation.

## 5. validation expérimentale

### 5.1. dispositif de réception et d'acquisition

Le Laboratoire L.A.R.T. dispose d'une station expérimentale située à Monterfil, à 30 km à l'Ouest de Rennes, dans une zone faiblement urbanisée et placée sur un point haut du relief. Le système de réception, d'acquisition et de traitement [14] qui y est implanté comporte :

- 8 antennes cadre actives constituées chacune d'un aérien circulaire de 1,30 m de diamètre et d'un préamplificateur faible bruit pour lequel le produit d'intermodulation a été optimisé,
- 8 câbles coaxiaux faibles pertes de 100 m de longueur,
- 8 récepteurs cohérents identiques à double changement de fréquence ; ces récepteurs offrent la possibilité de choisir parmi trois largeurs de bande pour le signal de sortie : 50 Hz, 3 kHz ou 12 kHz. Deux synthétiseurs, associés à des diviseurs de puissance, permettent de réaliser dans chaque récepteur la double transposition de fréquence,

- 1 carte de conversion analogique-numérique sur 8 voies et 12 bits permettant d'échantillonner à fréquence variable jusque 120 kHz. La mémorisation s'effectue dans une RAM appartenant à cette carte qui, après acquisition est vidée dans celle d'un PC ; la profondeur de mémoire maximale disponible est de 8192 échantillons par voie.

La carte d'acquisition est configurée et pilotée par le PC qui assure en temps différé le traitement des données.

### 5.2. première série d'expérimentations : réseau circulaire hétérogène

Il s'agit de réaliser l'estimation angulaire des ondes reçues en provenance d'émetteurs commerciaux distants d'au moins 1000 km du site reçu et de comparer l'azimut estimé avec l'azimut géographique considéré comme une référence et les élévations estimées avec celles qui sont prédites par un logiciel de prévision ionosphérique. Les émetteurs utilisés sont Radio Méditerranée Internationale (Nador, Maroc, fréquence porteuse  $f_o = 9.575$  MHz) et Horby (Suède  $f_o = 13.690$  MHz)

Le réseau est circulaire de rayon 25 m. Les antennes sont régulièrement réparties sur la circonférence, une antenne se trouvant au nord du centre. Il est rendu hétérogène par la rotation des antennes de  $30^\circ$  autour de l'axe vertical quand on passe d'une position à la suivante au sein du réseau. Il est schématisé sur la figure 9.

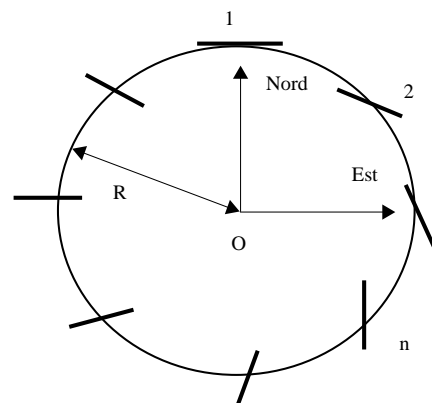


Figure 9.-Réseau circulaire hétérogène

#### 5.2.1. obtention de pseudo-spectres valides

Les données acquises sont transformées en complexes par filtrage de Hilbert, puis corrigées grâce aux fichiers de calibration. Cette opération compense les écarts de phase et de module entre les 8 voies électroniques de réception. Elle suppose d'avoir préalablement mesuré ces écarts pour un nombre significatif de fréquences dans la bande utilisée pour la goniométrie. Les données complexes calibrées sont alors traitées pour fournir des pseudo-spectres sur lesquels reposent les estimations angu-

laire. Un certain nombre de tests sont à prévoir pour rejeter les résultats aberrants et donc pour valider les pseudo-spectres calculés. Dans cette application, nous avons retenu

- un seuil sur la plus grande valeur propre de la matrice de covariance estimée pour garantir que les signaux reçus démodulés dépassent suffisamment le quantum de la carte de conversion analogique-numérique.
- un seuil pour le rapport de cette plus grande valeur propre avec la puissance de bruit estimée à l'aide des plus petites valeurs propres  $\hat{R}_{xx}$  pour garantir un rapport signal sur bruit suffisant.
- un seuil de contraste entre le maximum d'un pseudo-spectre et le niveau du fond pour garantir que cet extremum est significatif et n'est pas un artefact.

Ces seuils sont évalués de façon empirique car leurs valeurs sont largement liées au matériel utilisé : sensibilité et facteur de bruit des récepteurs, résolution des convertisseurs analogiques-numériques,...

- enfin un critère original rendu envisageable par le calcul des deux pseudo-spectres. En effet les azimuts d'arrivée doivent être très proches puisque les trajets détectés proviennent d'un même émetteur. Un léger écart  $\Delta Az$  de l'ordre de  $5^\circ$  au maximum est possible et imputable aux gradients horizontaux de densité électronique (inclinaison des « réflecteurs ») différents d'une couche ionosphérique à l'autre. Pour qu'une estimation angulaire soit valide, on impose que les azimuts associés aux maxima des deux spectres  $PSSP_O$  et  $PSSP_X$  ne s'écartent pas plus que de la quantité  $\Delta Az$ .

### 5.2.2. résultats et statistiques

Ces critères ont été mis en œuvre sur les résultats présentés ci-dessous. Les pseudo-spectres calculés résultent d'un lissage sur 5 trames d'acquisition de 2000 échantillons (saisi à la cadence de 40 kHz) présentant un taux de recouvrement de 50 %. L'acquisition complète a une durée de 3 secondes (120000 échantillons) qui est courte devant la durée de stationnarité du canal H.F. (typiquement 30 secondes). Elle permet de faire une statistique sur 20 estimations angulaires indépendantes. Les figures 10a et 10b reproduisent les pseudo-spectres utilisés par 3 des estimations angulaires prises parmi les 20 qui ont été réalisées.

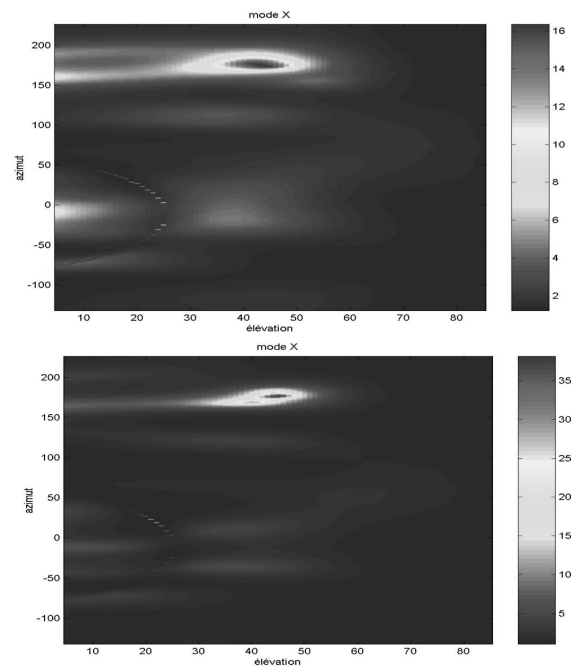


Figure 10a. – Pseudo spectres relatifs au type X

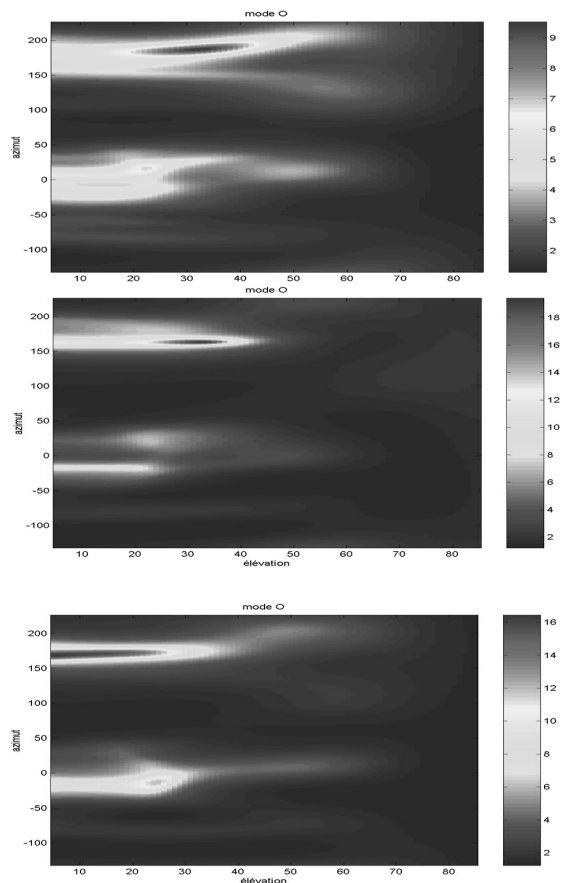
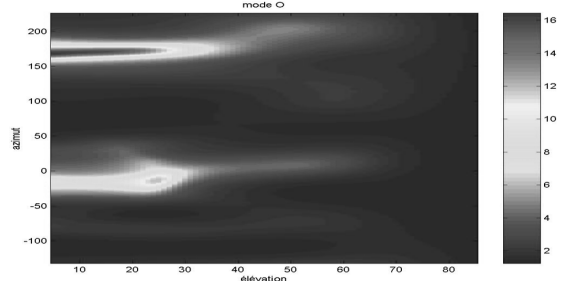
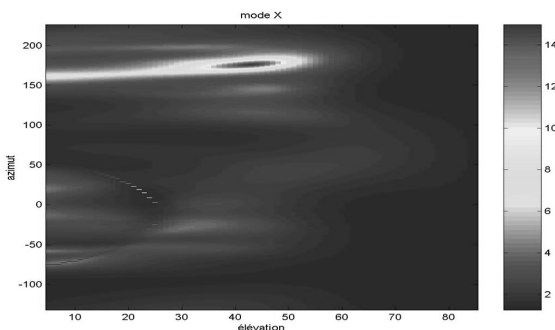


Figure 10b. – Pseudo spectres relatifs au mode O



## Goniométrie sur réseau hétérogène

Dans l'exemple présenté (émetteur de Nador Maroc), l'azimut géographique attendu est de  $178^\circ$ .

On observe que deux signaux (ou trajets) de polarisations complémentaires sont détectés. Les statistiques sur les angles d'arrivée sont rassemblées dans le tableau suivant :

	$Az$ moyen	$\sigma_{Az}$	El moyen	$\sigma_{E1}$
Trajet n°1	$176.7^\circ$	$2.4^\circ$	$40.6^\circ$	$4.1^\circ$
Trajet n°2	$173.6^\circ$	$3.8^\circ$	$26.3^\circ$	$5.9^\circ$

Figure 11. – Tableau des statistiques angulaires

On constate que la valeur moyenne de l'azimut estimé est proche de la valeur attendue. Un biais est cependant perceptible : il s'explique par l'inclinaison de la couche ionosphérique « réflectrice » qui n'est pas en permanence strictement horizontale ; l'azimut de l'onde incidente est alors légèrement différent de l'azimut de la direction orthodromique récepteur-émetteur. Les élévations moyennes sont proches des valeurs prédites par le logiciel de prévision ionosphérique. Cependant, l'écart-type

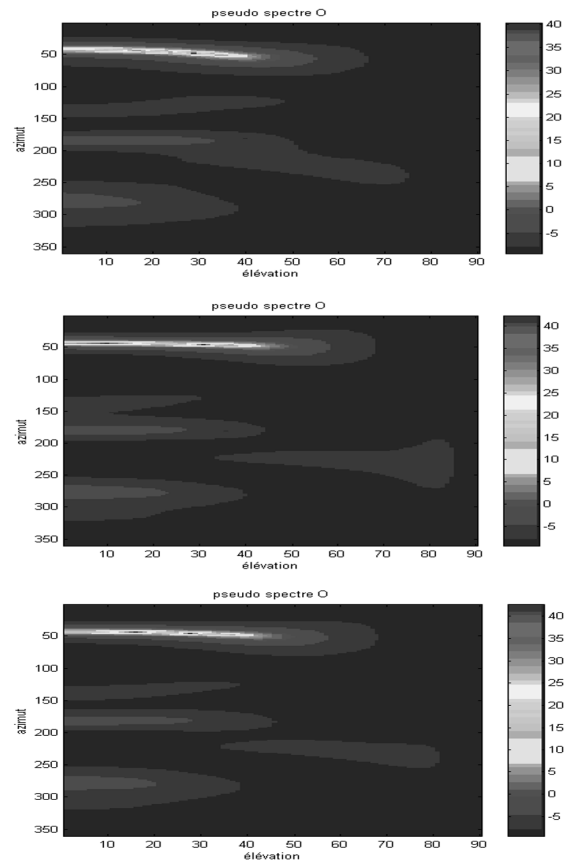


Figure 12b. – Pseudo spectres relatifs au type O

sur l'élévation est important. Cette forte dispersion est attribuée au fait que le réseau horizontal a une mauvaise résolution en élévation, surtout pour des valeurs faibles de cet angle. Ce défaut n'est pas par ailleurs compensé par les réponses spatiales des antennes qui sont peu directives relativement à cette variable.

Un autre exemple concerne l'émetteur suédois pour lequel l'azimut attendu est de  $46^\circ$ . Trois signaux sont détectés cette fois, deux ayant une polarisation de type O et l'autre une polarisation de type X.

La figure 12 rassemble quelques pseudo-spectres obtenus.

Les statistiques sur les angles d'arrivée sont rassemblées dans le tableau suivant :

	$Az$ moyen	$\sigma_{Az}$	El moyen	$\sigma_{E1}$
Trajet n°1 mode O	$47.3^\circ$	$1.5^\circ$	$17.1^\circ$	$4.8^\circ$
Trajet n°2 mode X	$47.8^\circ$	$1.4^\circ$	$20.6^\circ$	$4.6^\circ$
Trajet n°3 mode O	$44.5^\circ$	$1.8^\circ$	$31.1^\circ$	$2.7^\circ$

Figure 13. – Tableau des statistiques angulaires

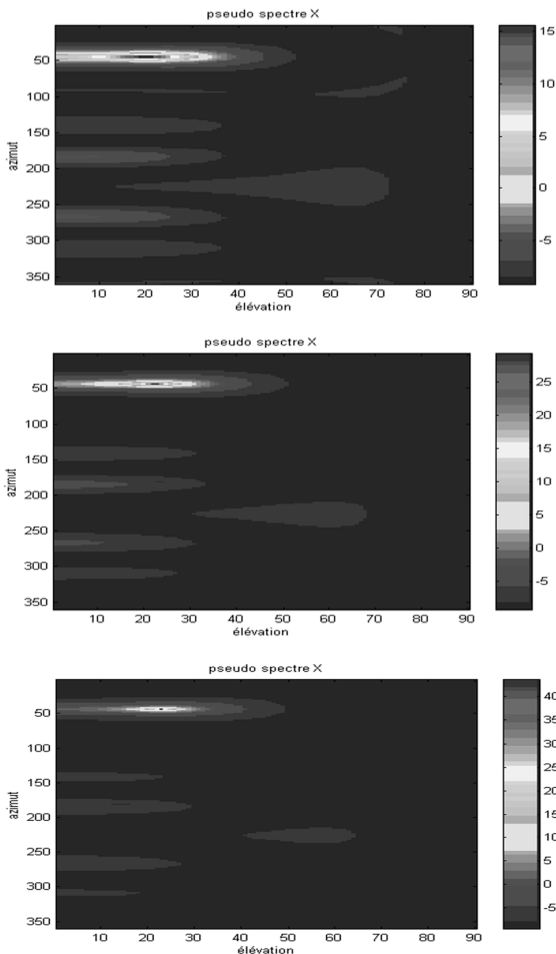


Figure 12a. – Pseudo spectres relatifs au type X

Les remarques précédentes sont également valables pour ce deuxième exemple.

### 5.3. deuxième série d'expérimentations : réseau linéaire hétérogène

#### 5.3.1. ambiguïté de la phase géométrique du réseau linéaire uniforme

La recherche de directions d'arrivée dans l'espace est bien sûr impossible à partir d'un réseau linéaire uniforme. En effet, en notant  $d$  la distance séparant deux capteurs successifs et en supposant que le réseau est horizontal et orienté selon la direction ouest-est, le déphasage inter-capteurs vaut

$$\varphi(Az, El) = \frac{2\pi d}{\lambda} \sin(Az) \cos(El) \quad (28)$$

Cette expression est ambiguë (ambiguïtés du premier ordre définies dans [15]) puisque si la direction d'arrivée physique est repérée par le couple  $(Az_0, El_0)$ , le pseudo-spectre MUSIC présentera des maxima pour tous les couples  $(Az, El)$  vérifiant :

$$\sin(Az) \cos(El) = \sin(Az_0) \cos(El_0) \quad (29)$$

Ce point de vue est illustré sur la figure 14 : le système de réception étant utilisé en configuration linéaire uniforme (d'orientation ouest-est), des acquisitions conduisent au calcul du pseudo-spectre suivant présentant des courbes en forme de « fer à cheval » d'équations  $\sin(Az) \cos(El) = cste$  et caractéristiques de l'ambiguïté de la phase géométrique.

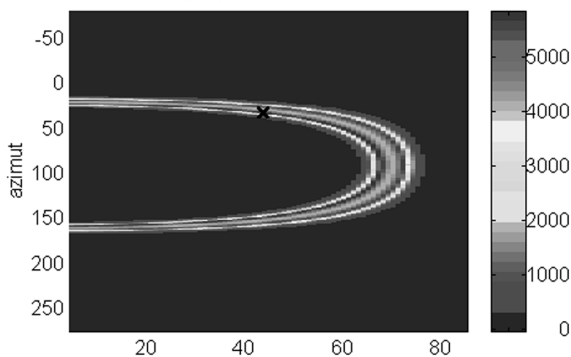


Figure 14. – Pseudo spectres ambigus

#### 5.3.2. levée de l'ambiguïté : réseau linéaire hétérogène

Comme dans le paragraphe précédent, le réseau est rendu hétérogène par une rotation des antennes cadres de  $30^\circ$  autour de l'axe vertical quand on passe d'une position à la suivante au sein du réseau. La configuration obtenue est représentée sur la figure 15 :



Figure 15. – Réseau linéaire hétérogène

Le vecteur-source relatif à la direction  $q$  a l'expression suivante:

$$\underline{a}_{hP}(\theta) = \left( F_{1P}(\theta) e^{j\varphi_1(\theta)} \dots F_{NCP}(\theta) e^{j\varphi_{NCP}(\theta)} \right)^T \quad (30)$$

avec  $\varphi_n(\theta) = \varphi_n(Az, El) = (n - 1) \frac{2\pi d}{\lambda} \sin(Az) \cos(El)$  dans ce cas.

Le vecteur-source n'est pas ambigu car ses composantes ne contiennent pas uniquement les déphasages géométriques mais aussi les réponses spatiales des antennes (sauf singularité de ces fonctions). Il en va de même du vecteur-source normé  $\underline{b}_{hP}(\theta)$  qui fournit, après projection dans le sous-espace bruit, un pseudo-spectre non ambigu.

On le vérifie sur la figure 15 qui présente le pseudo-spectre obtenu à partir des données saisies sur le réseau linéaire hétérogène dans les mêmes conditions expérimentales que précédemment. Des extrema exploitables se dégagent et fournissent une estimation angulaire en cohérence avec les valeurs attendues  $Az_0 = 44^\circ$ ,  $El_0 = 40$  et  $45^\circ$ .

La levée de l'ambiguïté de la phase géométrique qu'autorise le réseau hétérogène paraît sur cet exemple quelque peu anecdotique : du point de vue opérationnel, un réseau circulaire (homogène) est préférable du fait de ses performances indépendantes de l'azimut d'arrivée. Cependant le principe est utilisable pour augmenter la taille du réseau au delà de la limite de Shannon spatiale (distance inter-capteurs inférieure à une demi-longueur d'onde pour une recherche dans un plan). En effet, deux directions d'arrivée différentes donnant des phases géométriques égales à  $2k\pi$  près n'engendreront pas forcément de vecteurs sources ambigus au premier ordre grâce à la pondération des réponses spatiales. Il est alors envisageable d'améliorer la résolution angulaire par accroissement de l'ouverture du réseau.

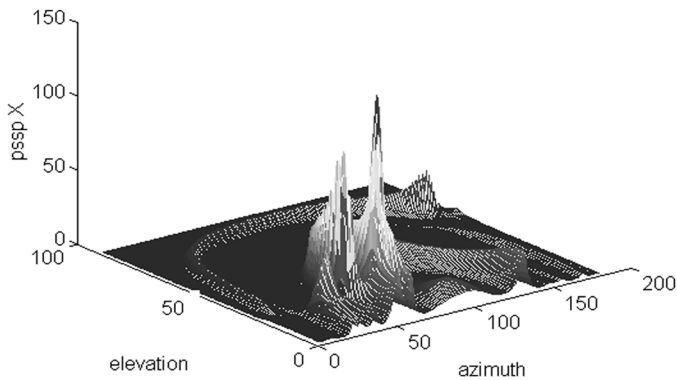


Figure 16. – Levée de l’ambiguïté de phase sur le réseau linéaire hétérogène

## 6. conclusion

Cet article décrit la mise en œuvre de l’algorithme MUSIC sur un réseau hétérogène. Elle suppose cependant qu’un modèle de réponses spatiales des antennes a été éprouvé afin de garantir à cette méthode une robustesse acceptable. Dans le contexte particulier de la gamme H.F., cette condition est remplie de façon satisfaisante d’une part par un choix d’antennes de géométrie simple et de petite taille par rapport à la longueur d’onde, d’autre part par une bonne connaissance de la propagation électromagnétique dans le plasma ionosphérique.

Cette technique exploite le fait que le réseau est rendu sensible à la polarisation incidente grâce à son hétérogénéité et non pas en disposant plusieurs antennes en chaque point d’échantillonnage spatial. La décorrélation supplémentaire qui en découle est significative, principalement dans des contextes où deux types de polarisations sont attendues. En effet, la mise en œuvre de la méthode conduit à estimer les directions d’arrivée sur deux pseudo-spectres différents et, de ce point de vue, elle réalise l’analogie d’un filtrage de polarisation.

Bien qu’appliquée dans cet article à la gamme H.F., elle est transposable à tout contexte de transmission où deux polarisations ( et deux seulement) sont attendues : circulaire gauche et droite dans certains scénarios en V.H.F., polarisations linéaires orthogonales dans d’autres gammes de fréquences.

La diversité des gains d’antennes complète la classique diversité spatiale et ouvre des perspectives en séparation de sources à la réception de multi-trajets H.F. très corrélés. Un modem H.F. est en cours de développement et exploite, sur 6 voies de réception, les 6 composantes du champ électromagnétique grâce à autant antennes choisies pour leur sensibilité spécifique.

## BIBLIOGRAPHIE

- [1] E.R. Ferrara and T.M. Parks , « Direction finding with an array of antennas having diverse polarizations », *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol AP-31, pp. 231-236 March 1983.
- [2] C. Demeure, A. Ferreol et J.L. Rogier , « Mesures d’angles d’élévation en H.F. par une méthode haute résolution utilisant la diversité de polarisation », *53 rd Agard -EPP symposium pp 211-220*, Rotterdam October 1993
- [3] R.O. Schmidt , « A signal subspace approach to multiple emitter location and spectral estimation », *PhD Dissertation*, Stanford University, November 1981.
- [4] W.P. Ballance and A.G. Jaffer : , « The explicit analytic Cramer-Rao bound on angle estimation », *Asilomar Conference vol. 18*, pp. 345-351, 1998.
- [5] S. Marcos *et al.*, « Méthodes à haute résolution » Ouvrage collectif, librairie Hermès 1996.
- [6] G. Bienvenu et L. Kopp , « Principe de la goniométrie passive adaptative », *actes du colloque GRETSI*, pp. 106/1-10, Nice1979.
- [7] Y. Erhel, F. Marie et L. Bertel , « Résultats expérimentaux d’une méthode de goniométrie opérant sur un réseau hétérogène de capteurs », *actes du colloque GRETSI*, pp. 543-546 Vannes Septembre 1999.
- [8] Y. Erhel et L. Bertel , « A method of direction finding operating on an heterogeneous array », *proceedings EUSIPCO conference*, pp. 205-207 Rhodes September 1998.
- [9] J.A. Ratcliffe , « The Magneto-ionic Theory and its Application to the Ionosphere », Cambridge University Press,1962.
- [10] K. Davies , « Ionospheric radio », Peter Peregrinus Ltd,1990.
- [11] K.G. Budden , « The propagation of radiowaves », Cambridge University Press, 1990.
- [12] J. Rojas-Varela, « Antennes filtre de polarisation dans la bande H.F. », *Thèse de Doctorat de l’Université de Rennes I*, Mai 1987.
- [13] L. Bertel., A. Edjeou., V. Massot et Y. Erhel , « Méthode itérative de filtrage de polarisation : application à la goniométrie H.F. », *actes du colloque GRETSI*, pp. 269-272 Juan-les-Pins Septembre 1993.
- [14] D. Lemur, L. Bertel and Y. Erhel , « Redundancy of the measurements in H.F. direction finding », *proceedings of the I.E.E. international conference on H.F. techniques*, pp. 317-320 , Nottingham July 1997.
- [15] A. Flieller and P. Larzabal , « A dual isometric transformation for the determination of ambiguities in bearing estimation », *Signal Processing*, Vol 81/2, pp. 293-300, February 2001.

Manuscrit reçu le 26 avril 2001

## LES AUTEURS

### Louis BERTEL



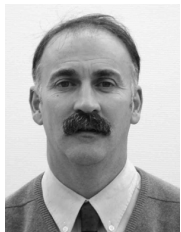
Professeur à l'Université de Rennes1, Louis BERTEL a travaillé à comprendre et quantifier les effets de la propagation sur les systèmes. Après des recherches relatives aux liaisons satellite-sol, il s'est consacré aux liaisons sol-sol dans différentes gammes de fréquences et distances. Il a proposé récemment, pour des liaisons radio, des modèles de signaux dénommés bi-vectoriels qui tiennent compte simultanément des effets de la propagation et des effets d'antennes ouvrant ainsi la voie à des traitements d'antennes originaux.

### François MARIE



François MARIE a obtenu un DESS en Automatique à l'Université de Caen, puis a poursuivi sa formation par un DEA d'Electronique à l'Université de Rennes 1 et a soutenu une thèse de 3<sup>ième</sup> cycle en Electronique en 1999 sur la conception d'un capteur constitué d'antennes colocalisées en H.F.. Depuis septembre 1999, il a rejoint le Centre de Recherche des Ecoles de Coëtquidan en tant qu'enseignant chercheur. Ses thèmes de recherches portent sur la goniométrie H.F. et sur la localisation des émetteurs H.F.

### Yvon ERHEL



Ancien élève de l'E.N.S. de Cachan, agrégé de physique appliquée (1981), Y. ERHEL est docteur en traitement du signal et télécommunications (Rennes 1, 1996). Il a participé à la création du Centre de Recherches des Ecoles de Coëtquidan en 1993 et est responsable de l'activité « applications du traitement du signal » dans cet établissement. Ses travaux concernent le traitement d'antenne avec des réalisations dans les domaines de la localisation d'émetteurs d'une part et de la séparation de sources en transmission numérique d'autre part.

### Dominique LEMUR



Dominique LEMUR a obtenu un DEA d'Electronique et a soutenu une thèse de 3<sup>ème</sup> cycle en Electronique en 1996 à l'Université de Rennes I concernant la propagation et la radio-goniométrie en HF. Depuis Octobre 1998, il est maître de conférences à l'université de Rennes I.