
Rapport de DEA

Les antennes intelligentes dans les réseaux ad hoc

Version 1.0

5 septembre 2004

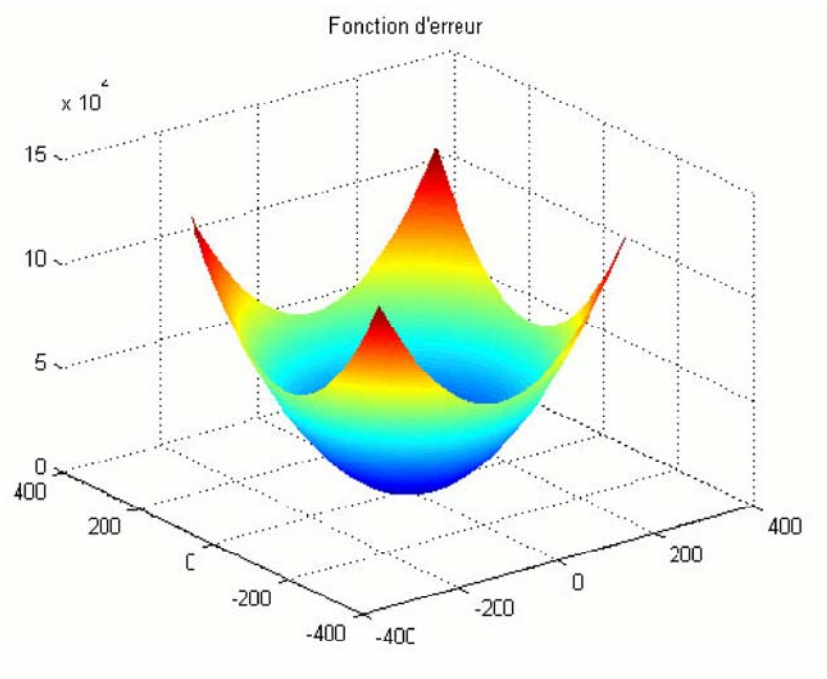


Table des matières

I	Introduction	5
II	Contexte du projet	6
1	Les réseaux ad hoc	6
2	La synthèse d'antennes	7
2.1	Intérêts	7
2.2	Principe de fonctionnement	7
3	Les antennes intelligentes	7
3.1	Les antennes à faisceaux fixes	8
3.2	Les antennes adaptatives	9
III	La synthèse d'antennes	10
4	Principe	10
4.1	Fourrier	10
4.1.1	Rôle du suréchantillonnage	11
4.2	L'inversion généralisée régularisée	12
5	Synthèse d'un diagramme	14
5.1	Résultats théoriques	15
5.1.1	Réponse approximée à partir d'un réseau de 9 antennes :	15
5.2	Simulation sous Wilde	18
5.2.1	Réponse simulée à partir d'un réseau de 3*3 capteurs . . .	18
5.3	Etude de la synthèse d'antennes selon un ensemble de directions de pointage	20
5.3.1	Cas d'un réseau de capteur de 3*3 à 6*6 avec 360 points de mesure - théorique	20
5.3.2	Cas d'un réseau de capteur de 3*3 à 6*6 avec 1440 points de mesure - théorique	21
5.3.3	Cas d'un réseau de capteur de 3*3 à 6*6 avec 360 points de mesure - simulé sous Wilde	22
5.3.4	Cas d'un réseau de capteur de 3*3 à 6*6 avec 1440 points de mesure - simulé sous Wilde	24
6	Conclusions	24
IV	Les antennes adaptatives	26

7 Principe	26
7.1 Influence de la distance inter capteurs	27
7.2 Couplage mutuel :	28
7.3 Algorithmes	28
8 Résultats	34
8.1 Méthode d'évaluation	34
8.2 Résultats	35
V Les Systèmes MIMO	37
9 Le multiplexage temps-espace	38
10 Les modulations codées en treillis temps-espace	40
11 Les modulations codées orthogonales	41
12 Les modulations codées temps-espace à diversité maximale	42
13 Evolutions possibles	43
VI Conclusion	44
VII Annexe	45
14 Annexe1 : Fonctionnement de Wilde	45

Première partie

Introduction

Ce rapport a pour but de présenter le travail effectué lors de mon stage de DEA Images & Systèmes. Cette étude a été effectuée au sein du laboratoire CITI (Centre d'Innovations en Télécommunications et Intégration de Services) entre Décembre 2003 et Septembre 2004. Le suivi et l'encadrement de ce stage ont été effectués par Messieurs Jean-Marie Gorce et Guillaume Villemaud. Ce document a pour finalité de définir le contexte du projet, puis de présenter les différentes parties de ce stage, à savoir la synthèse d'antennes et les antennes intelligentes. Une dernière partie concernant le MIMO (Multiple Input Multiple Output) a pour but de présenter les évolutions possibles lors de l'utilisation de réseaux de capteurs dans des environnements ad hoc.

Remerciements à Jean-Marie Gorce, Katia Runser et Guillaume Villemaud pour leur aide précieuse.

Deuxième partie

Contexte du projet

Le but de ce DEA est d'étudier les mécanismes de synthèse d'antennes directives dans les réseaux ad hoc, et par la suite, étudier les intérêts potentiels d'antennes intelligentes dans ces mêmes réseaux. Ces dernières ont révélé un intérêt indiscutable dans de nombreux domaines, cependant l'intérêt de leur intégration au sein de réseaux de mobiles n'a peu été évaluée. C'est donc dans ce contexte que s'inscrit ce sujet. Cette partie a pour finalité de définir la notion de réseaux ad hoc, d'antennes directives et d'antennes intelligentes.

1 Les réseaux ad hoc

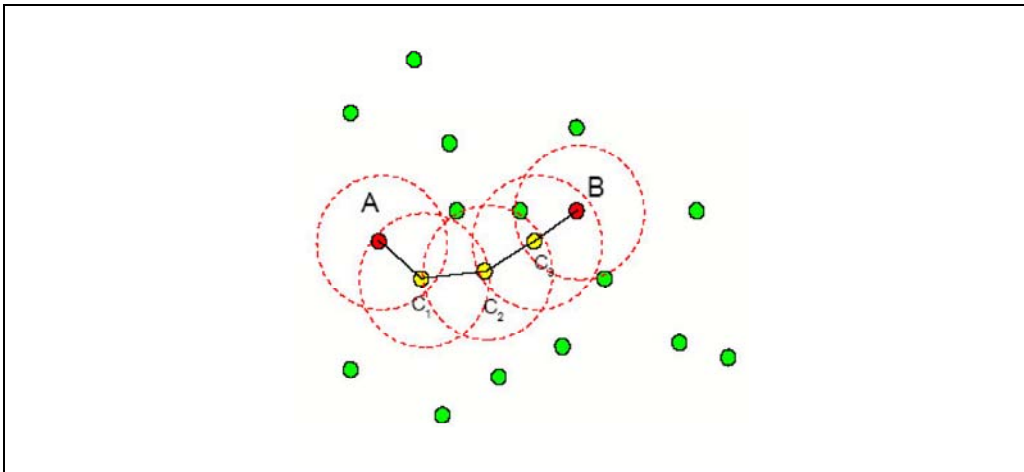


FIG. 1 – Principe de fonctionnement d'un réseau ad hoc

Le concept de réseaux ad hoc repose sur l'idée de réseaux autoconfigurables. Chaque entité mobile est apte à émettre et recevoir, et donc, par conséquent à router les paquets qui sont destinés à d'autres destinataires. La figure 1 montre le principe global des réseaux ad hoc, pour aller de A à B, les paquets transitent par les nœuds intermédiaires C1, C2 et C3. Les applications de ce type de réseau utilisent cette facilité de déploiement, ces techniques sont utilisées par les militaires mais aussi par les civils lors de catastrophes naturelles où les infrastructures de communications ne sont plus opérationnelles. De tels avantages entraînent néanmoins un regain de complexité, comparé aux réseaux fixes ou mobiles de type GSM. Les différents protocoles utilisés doivent tenir compte de l'aspect mobile du terminal, à savoir encombrement réduit, donc performances limitées, et batteries limitées, donc nécessité d'optimiser les échanges entre les mobiles. Concernant les protocoles de routage, il est nécessaire que chaque mobile aie une idée de la position des nœuds pour router efficacement les paquets. Cependant une connaissance trop précise de la position des noeuds passe par un envoi d'informations trop important sur les réseaux, et donc diminution de

la bande passante utile et des batteries des mobiles. A l'inverse aucune connaissance de l'état du réseau entraîne un délai long pour transmettre des paquets, et élève aussi le risque de perte. Il est donc nécessaire de développer des protocoles s'adaptant à la typologie du réseau et de trouver un équilibre concernant la connaissance du réseau. Aujourd'hui, certains protocoles, dits hybrides essaient d'utiliser ces deux techniques en même temps, des régions autour de chaque mobile sont définies où le mobile a une connaissance exacte de son environnement mais aucune connaissance en dehors de cette région. Cependant, définir la taille optimale de la région se révèle dur, et peu de protocoles hybrides sont aujourd'hui efficaces.

2 La synthèse d'antennes

2.1 Intérêts

Lorsque que l'on dispose d'un ensemble d'éléments rayonnants, appelé aussi réseau de capteurs, il devient possible d'obtenir un diagramme de rayonnement spécifique. Dans le cadre de mon DEA, l'intérêt de simuler des diagrammes de rayonnement spécifiques provient de la constatation suivante, les antennes du commerce ne sont jamais réellement omnidirectionnelles, la puissance émise à l'avant de l'antenne n'est pas forcément égale à la puissance émise à l'arrière de l'antenne. Or, dans le simulateur Wilde développé au CITI, traçant des diagrammes de couvertures, les antennes utilisées sont omnidirectionnelles. Cette différence est un obstacle pour obtenir des résultats plus proches de la réalité. L'utilisation de réseau de capteurs, c'est à dire un ensemble d'antennes pour approcher le diagramme de rayonnement réel d'une antenne du commerce peut ainsi résoudre ce problème.

2.2 Principe de fonctionnement

En pondérant chaque élément du réseau, on peut fixer un certain nombre de contraintes au diagramme de rayonnement résultant de la combinaison de chaque capteur, ces contraintes peuvent être une phase ou un gain. Évidemment, il n'est pas possible d'imposer un nombre de contraintes indépendantes les unes des autres supérieur au nombre de capteurs du réseau.

3 Les antennes intelligentes

On appelle antenne intelligente un réseau d'antennes disposées de manière quelconque. L'intelligence ne se situe pas dans l'antenne mais dans le traitement de l'information envoyée ou reçue par le réseau d'antennes. Le but de ces antennes est de concentrer l'énergie d'émission/réception selon certaines directions, il en résulte alors une augmentation de la portée de l'antenne ainsi qu'une

réduction des interférences dans les autres directions. La notion d'antennes intelligentes implique généralement la notion de traitement spatial. Ces antennes trouvent applications dans :

- le domaine des communications GSM, le spectre fréquentiel se raréfie et les opérateurs se doivent d'exploiter au mieux l'utilisation spatiale de leurs fréquences.
- le domaine des réseaux sans fils (notamment ad hoc) militaires et civils, notamment pour augmenter le débit en réduisant les collisions entre les nœuds.

Les bénéfices d'une telle technologie sont les suivants :

- Augmentation de la couverture
- Augmentation de la capacité, le SDMA (Space Division Multiple Access) permet une meilleure réutilisation des fréquences. La capacité augmente donc lorsque la technologie d'antennes intelligentes est couplée à une allocation dynamique des fréquences.
- Augmentation du rapport signal à bruit (SNR) (rejection du signal, concentration de l'énergie dans la direction d'intérêt)
- Meilleure gestion des handovers, la localisation de l'utilisateur peut faciliter la prévision d'un handover et ainsi la réservation de ressources.
- Économie d'énergie puisque pour une même puissance en émission on obtient un meilleur SNR. Pour un SNR donné, les antennes intelligentes nécessitent moins d'énergie. Cette remarque s'applique aussi à l'énergie des mobiles.

Dans le cas des réseaux ad hoc et GSM, la puissance nécessaire pour l'émission/réception peut être diminuée et ainsi l'autonomie des stations mobiles prolongée. On distingue principalement 2 grandes familles d'antennes intelligentes :

- Les antennes dites à faisceaux fixes
- Les antennes adaptatives

3.1 Les antennes à faisceaux fixes

Ce sont des antennes qui ont un certain nombre de faisceaux présélectionnés (voir figure 2), le choix du faisceau utilisé pour la réception ou l'émission se fait ensuite selon un certain nombre de critère (puissance du signal, SNIR...). La phase de chaque élément du réseau d'antennes est contrôlée, par exemple, par une matrice radio-fréquence de Butler. Ces antennes sont moins performantes que des antennes purement adaptatives puisqu'elle ne peuvent rejeter que difficilement des interférents. De plus, les zones situées entre deux faisceaux ne sont pas couvertes. Leur choix peut néanmoins se justifier pour des critères économiques puisqu'elles sont bien plus simple à mettre en oeuvre. La performance d'un tel type d'antenne est directement liée au nombre de faisceaux prédéterminés, un minimum de 8 faisceaux semble raisonnable.

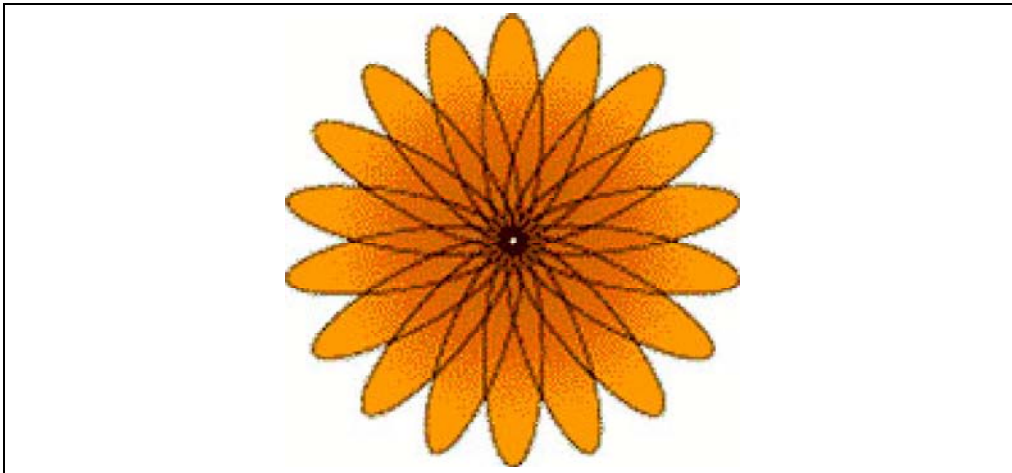


FIG. 2 – Diagramme de rayonnement d'une antenne à faisceaux fixes

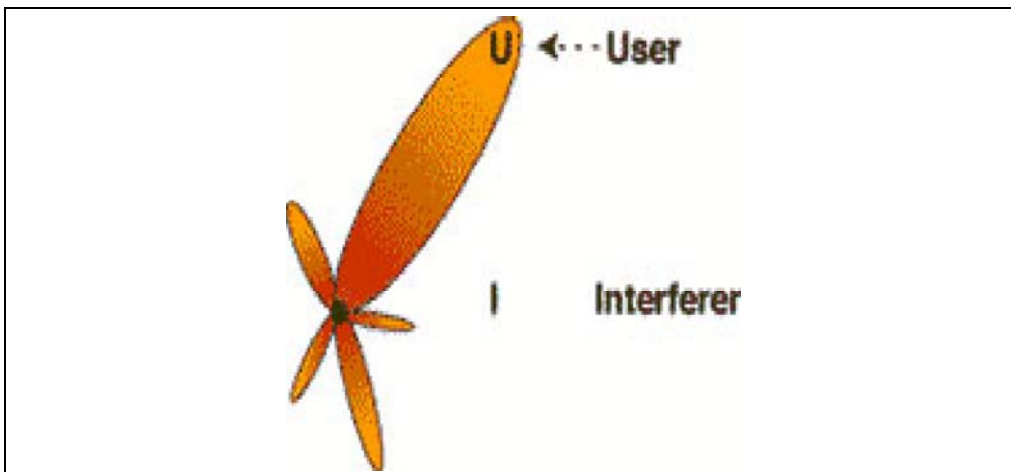


FIG. 3 – Diagramme de rayonnement d'une antenne adaptative

3.2 Les antennes adaptatives

Ce sont des antennes qui modifient chaque élément du réseau d'antennes de manière à former un ensemble de faisceaux adaptés à l'environnement spatial (Voir figure 3). Ces antennes ont pour avantage de maximiser la dimension spatiale en profitant de la propagation multi-chemin et ainsi minimiser les erreurs puisque l'évanouissement peut être considéré comme indépendant entre les différents chemins. De plus, elles limitent les interférences venant dans une autre direction que celle du signal choisi (SOI) en plaçant des zéros dans ces directions. Ce type d'antenne fait toujours l'objet de recherches de nos jours et promet des applications intéressantes dans de nombreux domaines. Elles restent cependant matériellement coûteuses et requièrent une complexité importante quant aux calculs. Ce sont ces antennes qui seront étudiées par la suite, particulièrement les différents algorithmes utilisés pour la formation de faisceaux.

Troisième partie

La synthèse d'antennes

4 Principe

Le diagramme en champ lointain d'un réseau de capteurs est donné par la formule suivante :

$$F(\theta) = \sum_{n=0}^N a_n e^{-j\beta n d \cos \theta} \quad (1)$$

Le problème revient donc à déterminer les coefficients a_n qui conduisent au diagramme $F(\theta)$.

Il existe plusieurs méthodes pour résoudre ce problème inverse.

4.1 Fourier

Si l'on pose :

$$\frac{d}{\lambda} \cos \theta = \frac{k}{n} \quad (2)$$

1 s'écrit à l'aide de 2

$$F(k) = \sum_{n=0}^N a_n e^{-j2\pi \frac{nk}{N}} \quad (3)$$

On reconnaît en l'équation de 3 l'équation d'une transformée de Fourier discrète (DFT), les coefficients a_n peuvent donc être obtenus par une transformée inverse de Fourier discrète (IDFT), dont l'équation est :

$$a_n = \sum_{k=0}^N F(k) e^{j2\pi \frac{nk}{N}} \quad (4)$$

Il est important de noter l'existence d'un domaine visible et d'un domaine invisible. Le domaine invisible est l'ensemble des valeurs de $\frac{k}{N}$ telles que :

$$\left| \frac{k}{N} \right| > \frac{d}{\lambda} \quad (5)$$

en effet ces valeurs conduisent à $\cos \theta > 1$

Le domaine visible est défini comme l'ensemble des valeurs de $\frac{k}{N}$ telles que :

$$\left| \frac{k}{N} \right| \leq \frac{d}{\lambda} \quad (6)$$

Ces valeurs ont un sens physique puisqu'elles correspondent à des directions θ réelles.

La limite d'échantillonnage spatial est obtenue d'après le critère de Shannon :

$$f_e \geq 2f_m \Leftrightarrow d_e \leq \frac{\lambda}{2} \quad (7)$$

Lorsque l'on échantillonne à $d_e = \frac{\lambda}{2}$ le domaine visible correspond exactement à l'espace de départ de la DFT, le domaine invisible est donc vide.

4.1.1 Rôle du suréchantillonnage

Dans cette partie, on traitera indifféremment de l'échantillonnage temporel que de l'échantillonnage spatial puisque l'on a :

$$d = c \cdot T \quad (8)$$

Les résultats obtenus dans le domaine temporel seront donc les mêmes que ceux obtenus dans le domaine spatial à une constante multiplicative près.

Echantillonner temporellement est équivalent à :

$$x_e(t) = x_a(t) \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \delta(t - nT_e) \quad (9)$$

Avec $x_e(t)$ le signal échantillonné, et $x_a(t)$ le signal analogique.

Le spectre de $\sum_{n=-\infty}^{+\infty} \delta(t - nT_e)$ est égal à :

$$P(\omega) = \frac{2\pi}{T_e} \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \delta(\omega - \frac{2\pi k}{T_e}) \quad (10)$$

On en déduit donc que le spectre de $x_e(t)$ est égal à

$$X_e(\omega) = \frac{1}{2\pi} X_a(\omega) * P(\omega) \quad (11)$$

avec $X_e(\omega)$ le spectre de $x_e(t)$ et $X_a(\omega)$ le spectre de $x_a(t)$

La conséquence de diminuer T_e , donc de suréchantillonner, est donnée par 11. Cela revient à "poser" le spectre $X_a(\omega)$ sur des diracs plus espacés les uns des autres. Le spectre du signal $X_e(\omega)$ en bande de base se trouve donc agrandi, c'est-à-dire que des zéros ont été ajoutés autour du spectre précédent (voir schéma suivant).

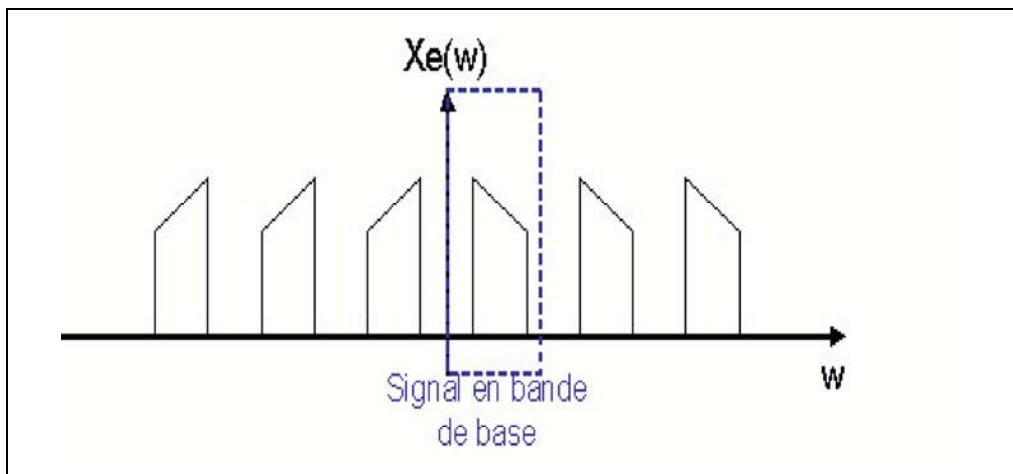
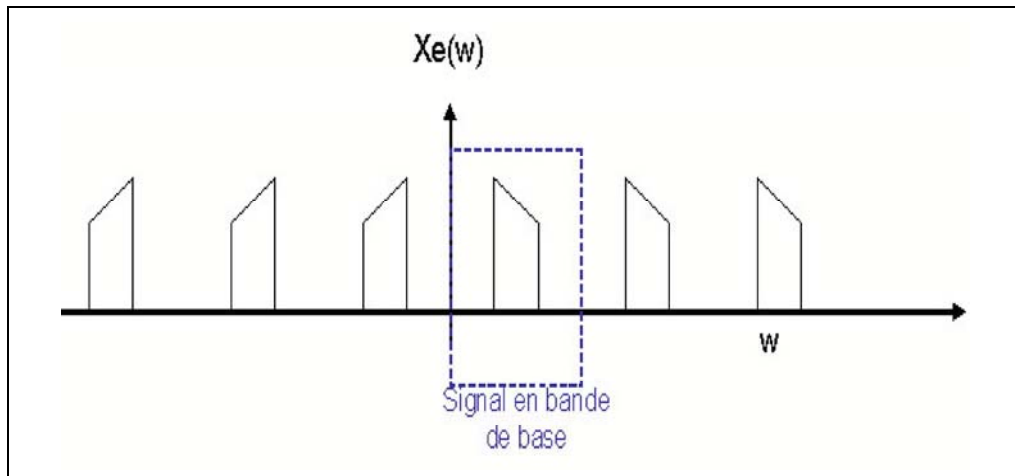
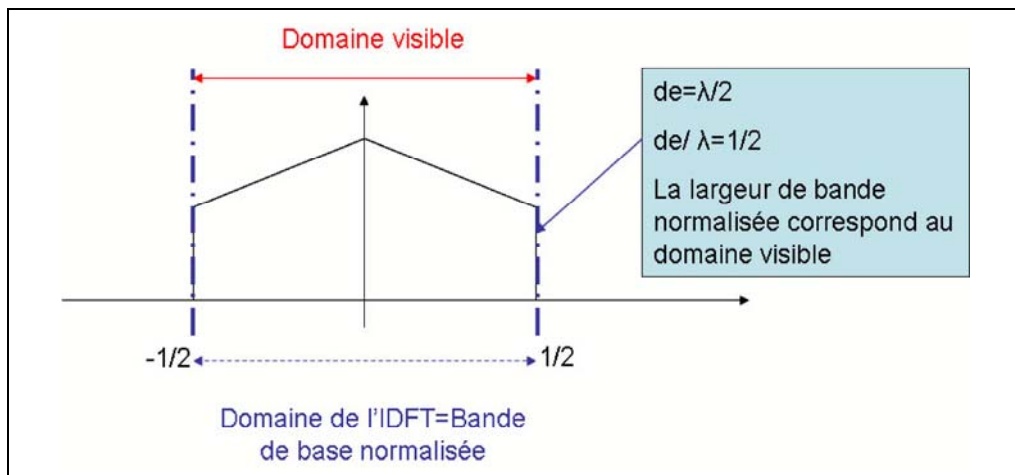


FIG. 4 – Signal échantillonné à $F_e=f$

FIG. 5 – Signal échantillonné à $F_e=2f$ FIG. 6 – Échantillonnage à $D_e = \frac{\lambda}{2}$

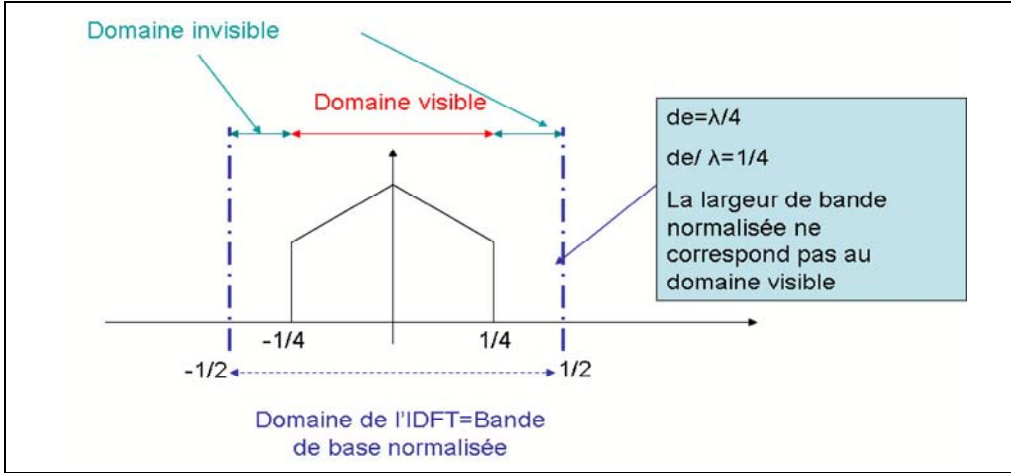
Le domaine invisible ne modifie pas la valeur des points synthétisés pour les directions fixées. Le domaine invisible modifie les valeurs entre les directions fixées. On est donc libre de mettre des valeurs telles que 0 qui correspondraient à un lissage, ou d'autres valeurs fixées arbitrairement.

On comprend que si $d_e > \frac{\lambda}{2}$, il y a recouvrement spectral et donc apparition de lobes de réseaux. La technique de synthèse par IDFT est donc une technique assez contraignante, puisque :

- il est nécessaire d'avoir autant de capteurs que de points fixés. Le nombre de contraintes est donc limité au nombre de capteurs !
- un suréchantillonnage entraîne l'apparition d'un domaine invisible difficilement contrôlable

4.2 L'inversion généralisée régularisée

Une autre méthode consiste à modéliser le problème précédent sous la forme suivante :


 FIG. 7 – Échantillonnage à $D_e = \frac{\lambda}{4}$

$$\vec{z} = \mathbf{H}\vec{x} \quad (12)$$

Où \vec{z} est un vecteur de dimension E qui représente les valeurs de rayonnement dans les directions souhaitées. \vec{x} est un vecteur complexe de dimension C qui correspond à la pondération complexe de chaque capteur. \mathbf{H} est la matrice de déphasage, elle se construit comme la concaténation ligne par ligne des retards pour chaque direction θ_i . \mathbf{H} est de taille $E \cdot C$.

En posant :

$$H = \begin{bmatrix} D(\theta_1) \\ \vdots \\ D(\theta_i) \\ \vdots \\ D(\theta_n) \end{bmatrix} \quad (13)$$

avec :

$$H = \left[1 \quad \dots \quad e^{j2\pi((n-1)\cos\theta_i + (m-1)\sin\theta_i)} \quad \vdots \quad e^{j2\pi((N-1)\cos\theta_i + (M-1)\sin\theta_i)} \right] \quad (14)$$

avec N et M le nombre de capteurs horizontalement et verticalement

Le but est donc de déterminer les valeurs de \vec{x} telles que l'équation 12 soit au maximum vérifiée. Il est donc nécessaire de poser un critère d'erreur qui mesure l'écart entre la solution actuelle $\mathbf{H}\vec{x}$ et la solution désirée \vec{z} . On pose

$$\vec{e} = \vec{z} - \vec{y} = \vec{z} - \mathbf{H}\vec{x} \quad (15)$$

Le principe est donc de minimiser l'erreur quadratique, soit

$$e^2 = \|\vec{z} - \mathbf{H}\vec{x}\|^2 = (\vec{z} - \mathbf{H}\vec{x})^H (\vec{z} - \mathbf{H}\vec{x}) \quad (16)$$

La solution, c'est-à-dire le minimum de l'erreur quadratique, est obtenue lorsque le gradient de la fonction d'erreur est nul, soit :

$$\hat{x}_{MC} = \frac{\mathbf{H}^\dagger}{\mathbf{H}^\dagger \mathbf{H}} \vec{z} \quad (17)$$

Cependant, la solution n'est pas stable, c'est-à-dire qu'une légère variation de \vec{x} entraîne une large variation de \vec{z} . On risque donc d'obtenir une solution très bruitée. Il est alors nécessaire d'ajouter des termes de régularisation. La solution est donnée par l'équation suivante :

$$\hat{x}_{MC} = \frac{1}{\mathbf{H}^\dagger \mathbf{H} + \mu_0 \mathbf{D}^T \mathbf{D} + \mu_1 I} \mathbf{H}^\dagger Z^T \quad (18)$$

On pose :

$$D = \begin{bmatrix} \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & & \\ \ddots & -1 & 1 & 0 & 0 & 0 & \\ \ddots & 0 & -1 & 1 & 0 & 0 & \ddots \\ \ddots & 0 & 0 & -1 & 1 & 0 & \ddots \\ \ddots & 0 & 0 & 0 & -1 & 1 & \ddots \\ & & 0 & 0 & 0 & -1 & \ddots \\ & & & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots \end{bmatrix} \quad (19)$$

\mathbf{D} est de taille $E \cdot (E - 1)$ Le terme $D^T D$ est un terme de régularisation, dérivant la solution, c'est-à-dire limitant les variations très rapides.

Le terme I , où I est la matrice identité, minimise l'amplitude du signal.

Les avantages de la méthode sont multiples :

- on peut spécifier un nombre important de contraintes, supérieur au nombre de capteurs. C'est-à-dire que l'on prend un nombre de points important sur le diagramme de rayonnement, largement supérieur au nombre de capteurs, et l'on cherche à trouver une solution s'approchant le plus de ces points. Mathématiquement, il existe évidemment des solutions exactes (passant par tous les points spécifiés) si le rang de \mathbf{H} , est égal ou inférieur à la taille de \vec{z} , et donc de \vec{x} .
- Les termes de régulation sont facilement maîtrisables.
- La méthode Fourier n'est qu'un cas particulier de la méthode des moindres carrés, c'est celle qui consiste en la matrice carrée \mathbf{H} où l'espace de départ est le temps et l'espace d'arrivée celui formé par la base de Fourier.

5 Synthèse d'un diagramme

Dans toute la suite, on cherchera à approximer le diagramme suivant :



FIG. 8 – Diagramme à approximer, en x : l'échelle des degrés de 0 à 360 degrés

Le choix de ce diagramme répond à plusieurs critères :

- la relative simplicité du diagramme
- le rapport avant arrière théorique infini et donc un critère d'évaluation aisé pour les diagrammes approchés.

5.1 Résultats théoriques

D'une manière théorique, ce même diagramme conduit à la réponse spatiale suivante :

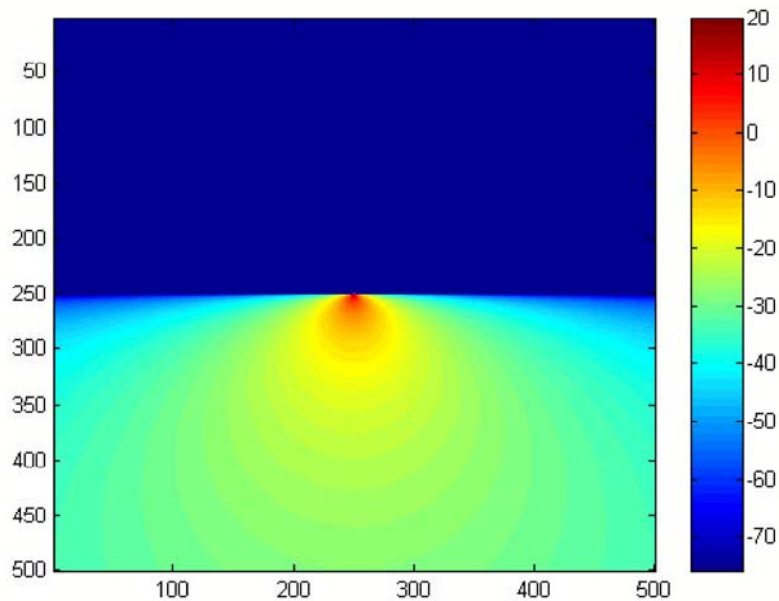


FIG. 9 – Réponse spatiale en dB

5.1.1 Réponse approximée à partir d'un réseau de 9 antennes :

En utilisant la technique de l'inversion généralisée régularisée, on peut approximer le diagramme de l'antenne avec un réseau de 9 capteurs espacés de

$\lambda/6$. Le calcul des coefficients amène aux résultats suivants :

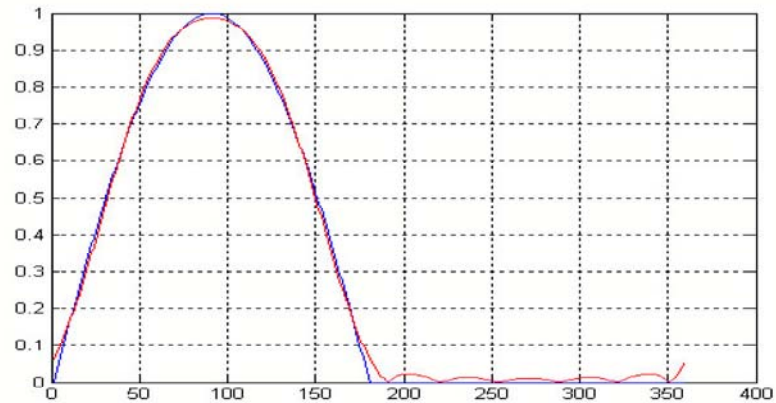


FIG. 10 – En bleu : diagramme théorique, en rouge : diagramme approximé

Soit en polaire avec les mêmes conventions :

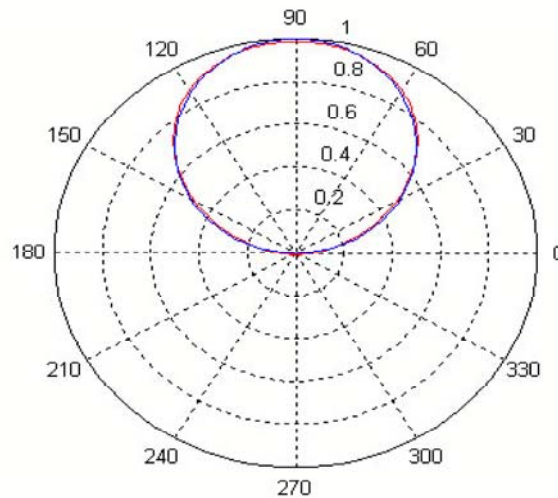


FIG. 11 – Diagrammes synthétisés (bleu : théorique, rouge : approximé)

On remarque que l'approximation est bonne, puisque les diagrammes sont plutôt proches, cependant on constate l'apparition de lobes secondaires dans la partie $[0; -180]$. En amplitude le rapport arrière/avant est de 2%, soit une différence de 34 dB. La matrice de corrélation inter capteurs est représentée figure 12.

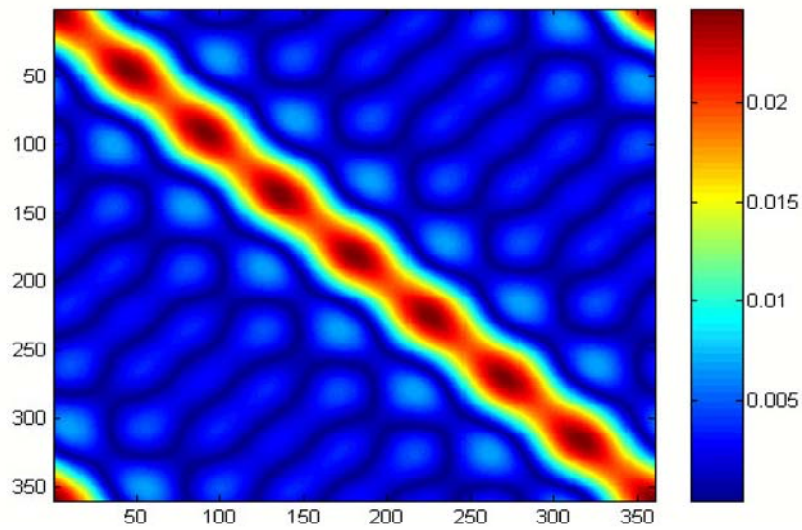


FIG. 12 – Matrice de corrélation inter capteurs : $\lambda/d = 1/6$ 3×3 capteurs $\mu_0 = 1E^{-6}$ $\mu_1 = 1E^{-11}$

On remarque que cette matrice tend vers une matrice diagonale (la matrice diagonale correspond aux valeurs théoriques, ie : aucune corrélation inter capteur). Cependant, les valeurs non nulles, particulièrement dans les coins, sont à l'origine de l'apparition de lobes secondaires.

Spatialement, on tend vers le diagramme de rayonnement suivant (figure 13)

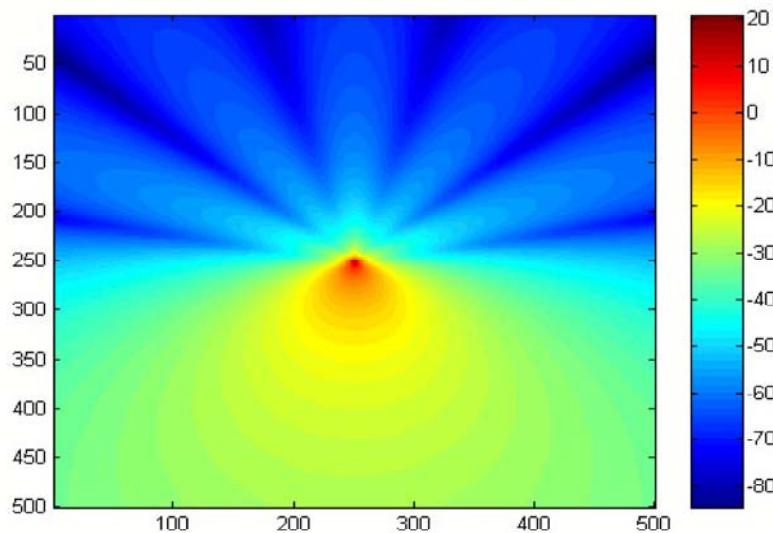


FIG. 13 – Diagramme de rayonnement approximé en dB

On constate effectivement la présence de lobes secondaires dans la partie arrière du diagramme. La différence avant arrière de 34dB se retrouve de même

sur ce diagramme.

5.2 Simulation sous Wilde

5.2.1 Réponse simulée à partir d'un réseau de 3*3 capteurs

Dans cette partie, les diagrammes de rayonnement ont été simulés à l'aide du simulateur Wilde, développé au laboratoire CITI. Wilde est un simulateur qui permet d'évaluer la puissance moyenne reçue dans un environnement à deux dimensions à différentes résolutions. Typiquement, Wilde est utilisé pour simuler des propagations en indoor. Il s'appuie sur une méthode nommée "adaptive Multi-Resolution FDFP" qui s'apparente à une résolution aux éléments finis des équations de propagation de Maxwell pour un environnement donné. L'originalité de la méthode réside dans la mise en place d'une structure multi-résolution, désignée sous le terme de pyramide et calculée dans une phase de pré-traitement. Dans cette phase, les caractéristiques de l'émetteur n'interviennent pas, seule la connaissance de l'environnement est nécessaire. Le calcul de la puissance moyenne du champs émis se fait dans une phase de propagation qui exploite la pyramide. Cette pyramide permet de calculer des cartes de couvertures à différentes résolutions. Une fois le pré-traitement effectué, l'estimation de la puissance est très brève, ce qui permet d'améliorer les performances des algorithmes de planifications de réseaux sans fils.

Les conditions de tests étaient les suivantes :

- Fréquence : 5E 8 Hz
- Célérité de l'onde : 3E8 m.s-1
- Taille de la pièce : 20m*17m
- Absorbant (0.9688)

Les simulations ont été effectuées dans 4 configurations différentes, la précision de discrétisation était de $\lambda/6$, $\lambda/12$, $\lambda/18$, $\lambda/24$. On obtient les diagrammes de rayonnement suivants :

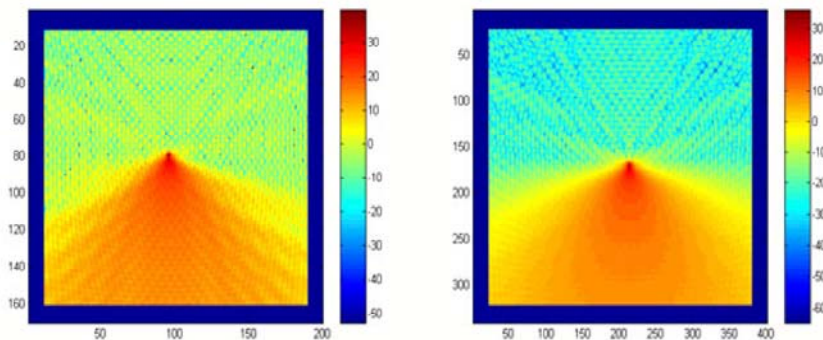


FIG. 14 – Diagramme de rayonnement en dB avec une précision $p=\lambda/6$ à gauche, et $p=\lambda/12$ à droite

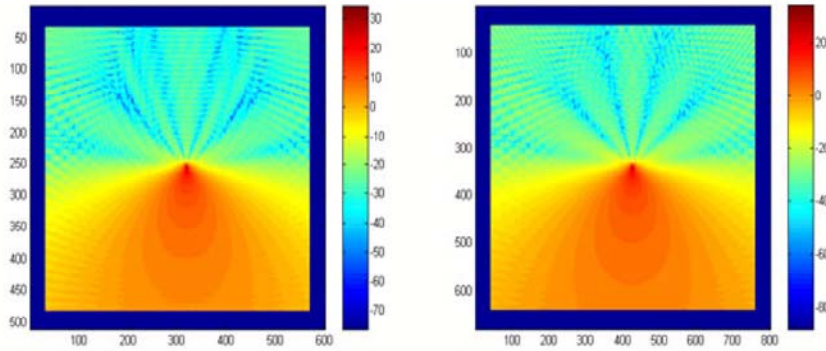


FIG. 15 – Diagramme de rayonnement en dB avec une précision $p=\lambda/18$ à gauche, et $p=\lambda/24$ à droite

Ces résultats montrent donc bien que l'on tend vers les résultats approxi-
més de la partie précédente en augmentant la résolution de la simulation. Les
antennes sont directives, et l'on constate bien l'apparition de lobes secondaires.
Le rapport avant/arrière en amplitude est de 15.8dB pour $p=\lambda/6$, 26.6dB pour
 $p = \lambda/12$, 31.4dB pour $p = \lambda/18$, 32.4dB pour $p = \lambda/24$ (ce rapport a été
calculé comme le rapport de l'énergie émise entre $[0;180]$ et celle émise entre
 $[181;360]$).

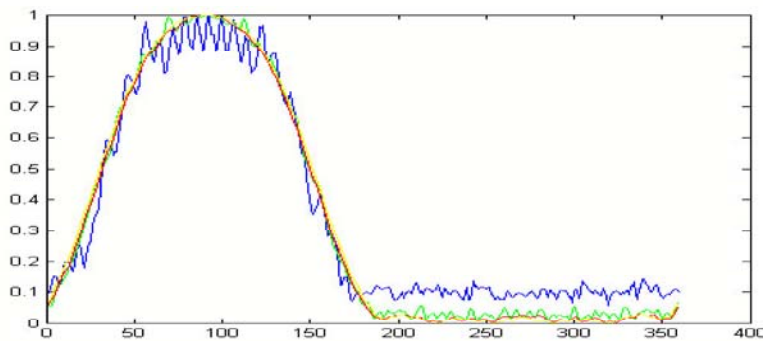


FIG. 16 – Diagrammes de rayonnement linéaires Bleu : précision $p = \lambda/6$ Vert :
précision $p = \lambda/12$ Rouge : précision $p = \lambda/18$ Jaune : précision $p = \lambda/24$

Les diagrammes précédents mettent en évidence l'aspect bruité du dia-
gramme de rayonnement pour une précision de l'ordre de $\lambda/6$. La forme du
diagramme reste cependant assez proche de celle souhaitée. La présence de ce
bruit diminue avec la précision, pour une discrétisation de l'ordre de $\lambda/24$, on
obtient des résultats très proches de ceux escomptés. Le bruit a pour cause
principale la prise en compte imparfaite des sources omni directionnelles sous
Wilde.

A noter : L'implémentation d'un mécanisme de correction a été étudié. Ce
mécanisme consistait à rendre omnidirectionnelle la source en calculant l'inverse
de sa réponse en champ lointain. Les résultats n'entraînaient qu'une hausse peu
significatives des performances et l'intégration au sein du moteur était compli-
quée puisque calculer l'inverse dépend de la résolution choisie sur le simulateur.

Ainsi, cette solution n'a pas été retenue lors de l'implémentation des antennes directives sous Wilde.

5.3 Etude de la synthèse d'antennes selon un ensemble de directions de pointage

Le but de cette partie est de montrer l'influence de la direction de pointage sur le champ simulé. Dans toute la partie précédente, seule une direction de pointage avait été étudiée, celle à -90 degrés. Pour mesurer cet impact, le critère de mesure choisi est le rapport avant arrière, soit le rapport entre le lobe principal avant et le lobe arrière le plus important. Dans toute la suite, ce rapport sera exprimé en dB. Il est nécessaire d'évaluer cet impact pour des réseaux de capteurs de différentes tailles. A noter qu'il est important d'évaluer le rôle de l'échantillonnage angulaire, plus le nombre de capteur augmente, plus la résolution angulaire doit être fine. Le problème de synthèse de diagramme est un problème inverse mal posé, il faut donc disposer d'un nombre de valeurs assez important pour le résoudre. Dans toute la suite, le coefficient de la matrice de lissage sera fixé à $1E-1$.

5.3.1 Cas d'un réseau de capteur de $3*3$ à $6*6$ avec 360 points de mesure - théorique

Résultats simulés sous Matlab, la résolution est de $\lambda/6$.

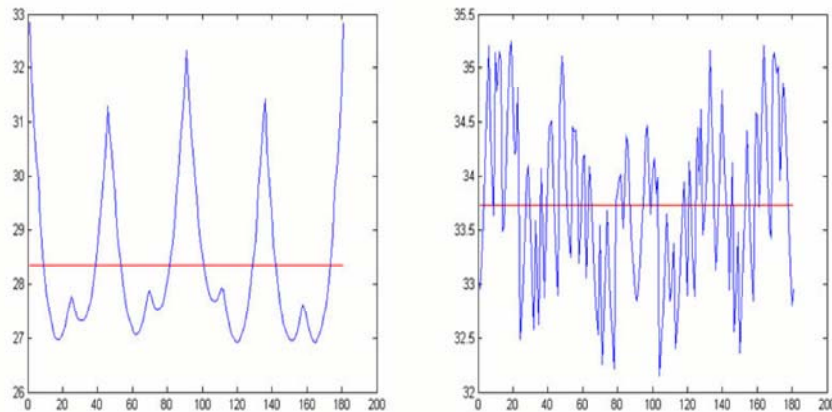


FIG. 17 – Rapport avant arrière avec $3*3$ et $4*4$ capteurs $p = \lambda/6$

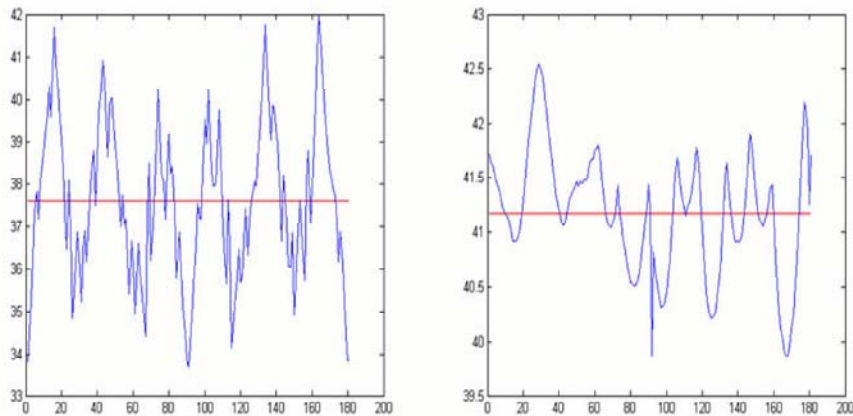


FIG. 18 – Rapport avant arrière avec 5*5 et 6*6 capteurs $p = \lambda/6$

On remarque bien l'intérêt d'augmenter la taille du réseau. Le rapport avant arrière moyen augmente de 13dB entre un réseau de 3*3 capteurs et un réseau de 6*6 capteurs. A noter que la variance augmente aussi avec le nombre de capteurs. Le rapport avant arrière varie avec la direction de pointage, il se doit d'être symétrique autour de 90 degrés puisque le réseau est en forme de carré. Le réseau de 4*4 capteurs présente des résultats qui ne varient que peu selon l'angle de pointage, l'écart maximal étant de 3dB. Le cas de 6*6 est significatif du sous échantillonnage spatial, la symétrie est inexistante.

5.3.2 Cas d'un réseau de capteur de 3*3 à 6*6 avec 1440 points de mesure - théorique

Résultats simulés sous Matlab, la résolution est de $\lambda/6$. Le nombre de points de mesure est multiplié par 4, il est maintenant de 1440.

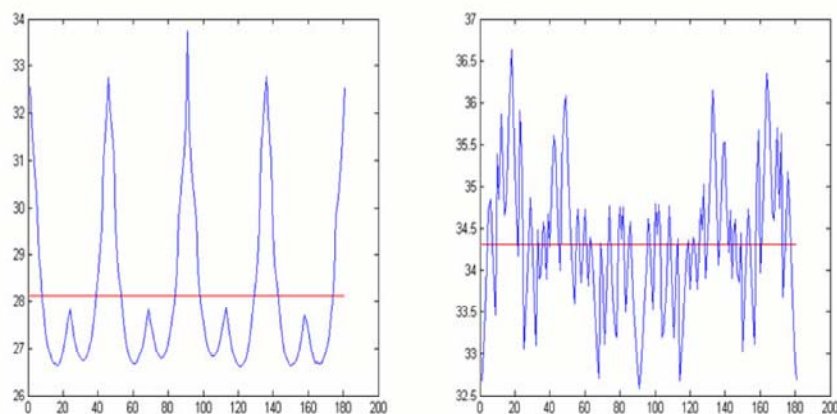
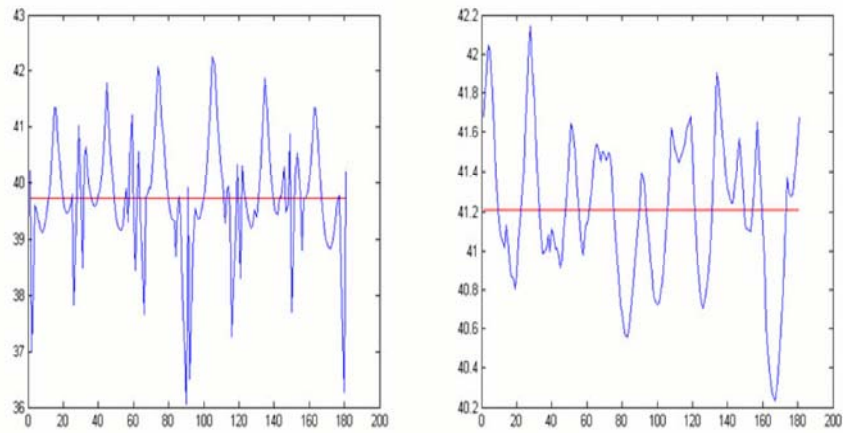


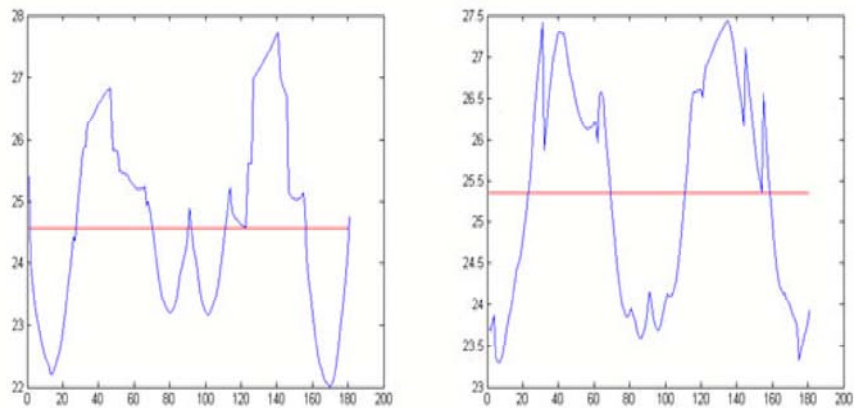
FIG. 19 – Rapport avant arrière avec 3*3 et 4*4 capteurs $p = \lambda/6$

FIG. 20 – Rapport avant arrière avec 5*5 et 6*6 capteurs $p = \lambda/6$

On constate qu'à la fois la symétrie et le rapport avant arrière augmente. La symétrie pour le cas 6*6 n'est toujours pas parfaite. Les résultats se dégradent lorsque la matrice de lissage a peu d'influence, lisser annule en effet les effets du sous échantillonnage spatial.

Tous ces résultats ont été obtenus à partir de Matlab, avec des sources omnidirectionnelles simulées sous Matlab. Il est intéressant de tester ces mêmes résultats en utilisant des sources omnidirectionnelles simulées à l'aide du simulateur Wilde. La résolution utilisée sous Wilde est de $\lambda/6$.

5.3.3 Cas d'un réseau de capteur de 3*3 à 6*6 avec 360 points de mesure - simulé sous Wilde

FIG. 21 – Rapport avant arrière avec 3*3 et 4*4 capteurs $p = \lambda/6$

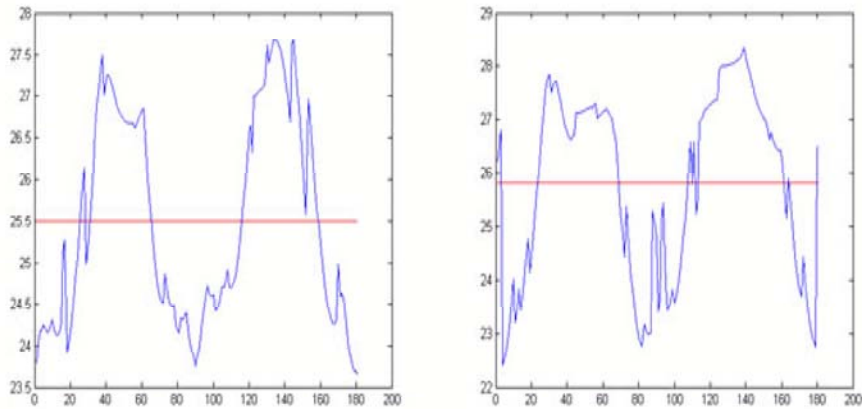


FIG. 22 – Rapport avant arrière avec 5*5 et 6*6 capteurs $p = \lambda/6$

Les résultats précédents présentent une augmentation du rapport avant arrière croissante avec le nombre de capteurs. Cependant cette augmentation est faible, 0.8dB entre un réseau 3*3 et un réseau 4*4, 0.2dB entre 4*4 et 5*5, 0.3dB entre 5*5 et 6*6. La symétrie n'est pas parfaite, mais reste néanmoins appréciable. Par rapport aux résultats simulés sous Matlab avec des sources omnidirectionnelles parfaites, la différence entre les rapports avant arrières moyens varie selon le nombre de capteurs :

- 3.1 dB pour des réseaux 3*3
- 8.3 dB pour les réseaux 4*4
- 13.6 dB pour les réseaux 5*5
- 16 dB pour les réseaux 6*6

Plus le nombre de capteurs est élevé, plus la différence de phase entre chaque capteur est faible, en outre les sources du simulateur sont non omnidirectionnelles, il est donc plus difficile de s'approcher des résultats théoriques pour des réseaux de plus de 3*3 capteurs puisque cela requiert plus de précision.

Précédemment, il avait été montré qu'il était possible de corriger les sources omnidirectionnelles du simulateur afin d'améliorer les défaut de propagation. Il est donc intéressant d'étudier l'intérêt de ce type de correction selon différents angles de pointage.

5.3.4 Cas d'un réseau de capteur de 3*3 à 6*6 avec 1440 points de mesure - simulé sous Wilde

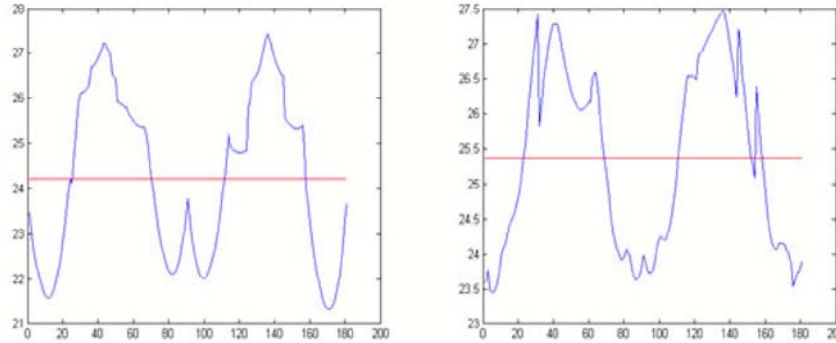


FIG. 23 – Rapport avant arrière avec 3*3 et 4*4 capteurs $p = \lambda/6$

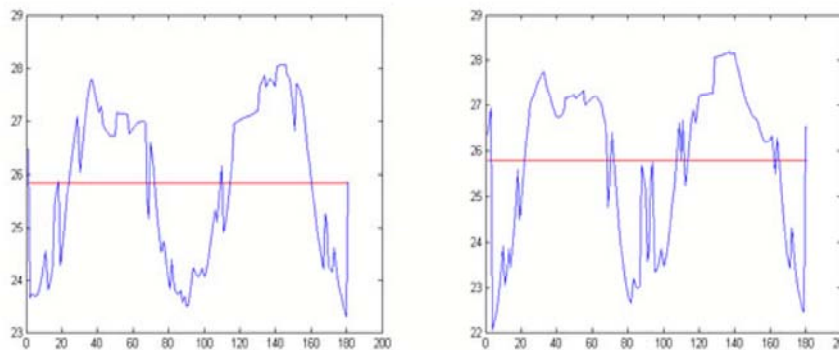


FIG. 24 – Rapport avant arrière avec 5*5 et 6*6 capteurs $p = \lambda/6$

L'augmentation de la fréquence d'échantillonnage entraîne une meilleure symétrie et donc des résultats plus proches de ceux attendus théoriquement. Cependant, ces résultats sont toujours très différents des résultats simulés à l'aide de sources parfaites sous Matlab, tant par la valeur moyenne que par la forme. Suréchantillonner spatialement est utile jusqu'à un certain point. Au delà d'une valeur tous les degrés, l'effet est négligeable et, en outre, coûteux en temps de calcul. Cependant pour des réseaux de capteurs supérieurs en taille à 6*6, il peut être bénéfique d'utiliser une résolution supérieure.

6 Conclusions

La synthèse d'antenne à partir d'un réseau de capteurs est une méthode efficace pour simuler un diagramme donné. En particulier, son utilisation est très intéressante lorsqu'il s'agit de modéliser avec précision une antenne du commerce. Les résultats de couverture sont alors beaucoup plus précis. L'étape consistant à trouver les coefficients correspondant à chaque capteur est particulièrement

délicate, en effet si le principe de l'inversion matricielle est intéressant, paramétrer les coefficients de lissage ou la fréquence d'échantillonnage spatial se révèle difficile. Par conséquent, ces derniers paramètres doivent être évalués selon le degré de précision voulu et la nature du réseau de capteurs.

Au niveau de Wilde, les résultats obtenus sont très bons, les antennes sont directives et les simulations s'en trouvent ainsi améliorées. Par rapport aux résultats théoriques obtenus sous Matlab, on obtient effectivement des différences qui proviennent de raisons évoquées précédemment. Cependant, ces différences sont relativement minimales et n'entravent pas le bon fonctionnement du réseau de capteur. Des améliorations pourraient être apportées pour s'approcher encore des résultats théoriques. Ces améliorations pourraient prendre en compte les caractéristiques de propagation du simulateur selon la résolution, et ainsi augmenter la précision des calculs.

Cette première partie a donc été concluante. D'un point de vue personnel, l'intérêt est réel. Commencer par définir le problème, puis effectuer la recherche bibliographique, proposer des méthodes, les implanter et enfin les évaluer permet d'obtenir une vision d'ensemble sur le sujet.

Quatrième partie

Les antennes adaptatives

7 Principe

Compte tenu de la complexité mathématique pour modéliser des antennes intelligentes, on établira par la suite les hypothèses suivantes :

1. Le réseau d'antennes est linéaire.
2. Le réseau d'antennes est composé d'éléments identiques.
3. Chaque élément du réseau est espacé d'une valeur égale à une demie longueur d'onde de la porteuse.
4. Les signaux arrivent sous forme de plans d'ondes.

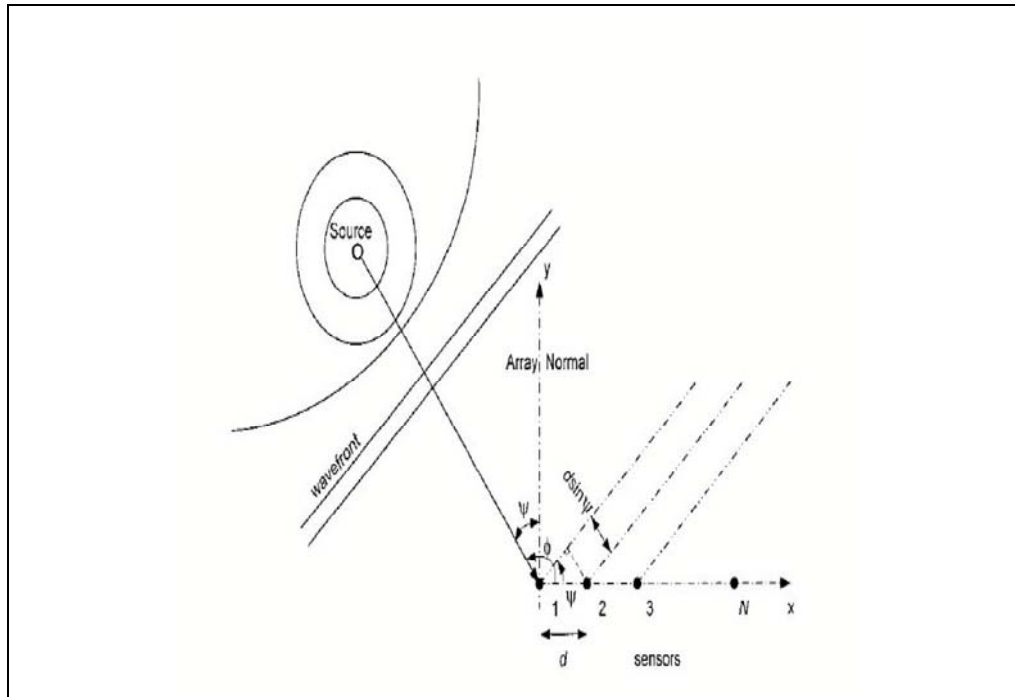


FIG. 25 – Schéma d'arrivée des ondes sur un réseau d'antennes

La figure 25 (source [3]) résume ces hypothèses en prenant d égal à une demie longueur d'onde de la porteuse. Cette dernière condition est nécessaire pour obtenir la diversité spatiale ([3] et [6]) et un évanouissement indépendant pour chaque élément du réseau d'antennes. [4] conseille des valeurs de d comprises entre 0.4 et 0.5 fois la longueur d'onde de la porteuse.

Selon les hypothèses précédentes, le signal reçu s'écrit :

$$x_n(t) = \sum_{l=1}^L a_l(\Theta_l) s_l(t - \tau_m(\Theta_l)) = \sum_{l=1}^L a_l(\Theta_l) s_l(t) e^{-j2\pi f \tau_m \Theta_l} \quad (20)$$

D'après ces mêmes hypothèses, on déduit la valeur du retard τ_m propre au capteur m :

$$\tau_m = \frac{(\lambda_c \sin(\Theta_l))(m-1)}{2c} \quad (21)$$

avec c la célérité de la lumière.

En posant

$$\vec{a}(\Theta_l) = [a_1(\Theta_1)e^{-j2\pi f_c \tau_1(\Theta_1)} a_2(\Theta_2)e^{-j2\pi f_c \tau_2(\Theta_2)} \dots a_M(\Theta_M)e^{-j2\pi f_c \tau_M(\Theta_M)}] \quad (22)$$

$$A(\Theta) = [\vec{a}(\Theta_1) \vec{a}(\Theta_2) \dots \vec{a}(\Theta_L)] \quad (23)$$

$$\vec{x}(t) = [x_1(t) x_2(t) \dots x_M(t)] \quad (24)$$

$$\vec{s}(t) = [s_1(t) s_2(t) \dots s_M(t)] \quad (25)$$

on obtient :

$$\vec{x}(t) = A(\Theta)\vec{s}(t) + \vec{b}(t) \quad (26)$$

Le signal provenant de chaque antenne est alors traité indépendamment avant d'être additionné. Le schéma suivant explicite ce traitement :

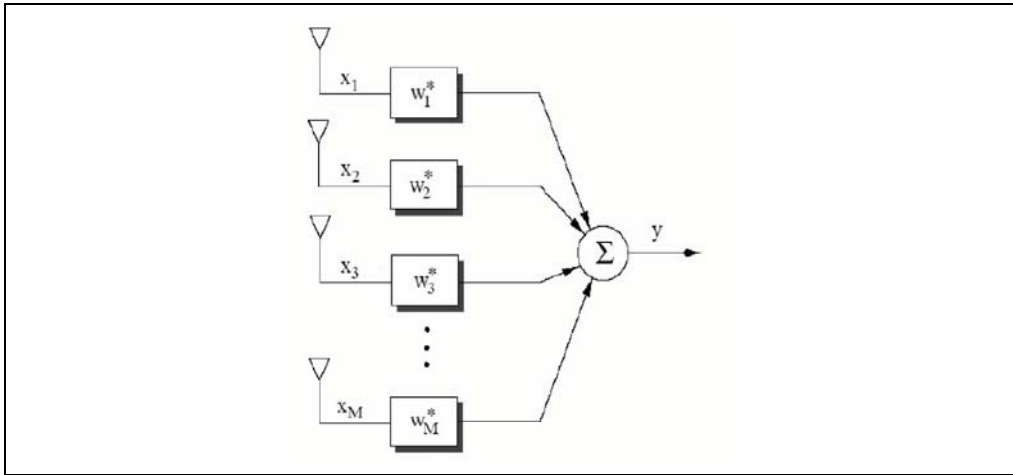


FIG. 26 – Schéma de traitement d'antenne en réception

Les coefficients ω_n sont les pondérations complexes de chaque capteur. La difficulté des antennes adaptatives concerne le calcul des coefficients ω_n , avec $1 \leq m \leq M$.

De nombreux algorithmes ont été développés pour le calcul de ces coefficients.

7.1 Influence de la distance inter capteurs

La distance inter capteur joue un rôle important quant aux performances de l'antenne. Si l'on considère le cas d'un réseau d'antenne non adaptatif ($\omega_n = 1$),

la directivité du réseau est liée à l'écart inter capteurs. La directivité de l'antenne peut souvent être approximée étant égale à

$$D \simeq \alpha N \frac{\lambda}{d} \quad (27)$$

avec α fonction du type de réseau utilisé ($\alpha = 2$ pour le broadside, 4 pour un endfire, 7.28 pour un réseau de type Hansen Woodyard, cf. [11]). Cette approximation est valable pour un ensemble des valeurs de $\frac{d}{\lambda} \leq 0.9$. Elle montre qu'augmenter le nombre de capteurs à l'intérieur du réseau n'est bénéfique que si l'on ne diminue pas la distance inter capteurs.

Cependant, si la valeur de $\frac{d}{\lambda}$ excède 0.5, le critère de Nyquist n'est pas respecté. Dans le cas des antennes à faisceaux tournants, le rôle de la distance inter capteurs est plus complexe. [11] montre que la directivité de l'antenne varie en fonction de l'angle vers lequel pointe le faisceau pour un même espacement. Cependant elle reste constante pour $\frac{d}{\lambda} = 0.5$.

Dans le cas des antennes adaptatives, [1] montre que pour des valeurs faibles de $\frac{d}{\lambda}$ de l'ordre de 0.2 ou moins, l'augmentation du nombre de capteurs n'entraîne une hausse de performance que si l'on limite l'envergure des angles d'arrivée à une valeur de 10-20 degrés. Si l'on souhaite recevoir des signaux venant de toutes les directions il est nécessaire d'augmenter la valeur de $\frac{d}{\lambda}$. [8] étudie le sur échantillonnage spatial, si $\frac{d}{\lambda}$ est inférieur à 0.2, le bruit entre les capteurs est très corrélé et les performances s'en trouvent dégradées. Il est donc impératif de réaliser l'encadrement suivant : $0.2 < \frac{d}{\lambda} \leq 0.5$. Cependant, pour les valeurs intermédiaires, aucune conclusion ne peut être tirée, et l'inter espacement doit être choisi en fonction de l'environnement.

7.2 Couplage mutuel :

Dans la pratique, les éléments du réseau d'antennes interagissent entre eux, modifient la distribution du courant à l'intérieur du réseau ainsi que les impédances des éléments. On parle aussi de couplage électromagnétique. Cependant dans le reste de cette étude, pour des raisons de facilité de modélisation on négligera les phénomènes de ce type.

7.3 Algorithmes

On distingue ensuite plusieurs grands types d'algorithmes de traitement d'antennes :

1. Les algorithmes nécessitant une séquence d'apprentissage
2. Les algorithmes nécessitant la connaissance de la direction d'arrivée du signal d'intérêt (DOA)
3. Les algorithmes en aveugles qui ne nécessitent ni connaissance de la DOA ni séquence d'entraînement

Les algorithmes nécessitant une séquence d'apprentissage

Ces algorithmes utilisent la séquence d'apprentissage pour obtenir la meilleure combinaison du vecteur $\vec{\omega}_n$. Les critères de choix varient d'un algorithme à l'autre, le plus utilisé minimise l'erreur quadratique moyenne (Mean Square Error MSE)

Le critère de minimisation de la MSE consiste en la minimisation de la quantité suivante :

$$E[\epsilon^2[n]] = E[d^*[n] - \vec{w}^H \vec{x}[n]] \quad (28)$$

en posant d le signal désiré et donc connu que compose la séquence d'entraînement.

L'équation précédente s'écrit alors

$$E[e^2[n]] = E[d^2[n]] - 2\vec{w}^H \vec{r} + \vec{w}^H \mathbf{R} \vec{w} \quad (29)$$

où

$$\mathbf{R} = E[\vec{x}[n]\vec{x}^H[n]] \quad (30)$$

représente la matrice d'auto-corrélation du signal reçu et

$$\vec{r} = W[d^*(t)\vec{x}[n]] \quad (31)$$

représente la corrélation croisée entre le signal désiré et le signal reçu. Le minimum de cette fonction est alors obtenu lorsque le gradient de la fonction d'erreur est nul, soit :

$$\nabla_{\vec{w}}(E[\epsilon^2[n]]) = -2\vec{r} + 2\mathbf{R}\vec{w} = 0 \quad (32)$$

L'équation précédente est appelée équation de Wiener-Hopf et trouve comme solution optimale :

$$\vec{w}_{opt} = \mathbf{R}^{-1}\vec{r} \quad (33)$$

L'avantage principal d'un tel critère réside dans l'unicité et l'optimalité de la solution. La fonction d'erreur est une fonction ne possédant aucun minimum relatif, ce qui implique que la solution obtenue par la méthode du gradient correspond au minimum absolu de la fonction d'erreur. Ce dernier point implique que la valeur initiale des coefficients \vec{w} n'affecte en rien la solution finale.

L'algorithme le plus utilisé aujourd'hui est l'algorithme LMS (Least Mean Square), il se base sur la méthode appelée (Méthode de descente la plus pentue) pour converger vers la solution de Wiener-Hopf.

L'itération utilisée dans cet algorithme est basée sur la relation suivante :

$$\vec{w}(n+1) = \vec{w}(n) + \frac{1}{2}\mu(-\nabla(E\{\epsilon^2\})) \quad (34)$$

En combinant cette dernière équation avec celle de Wiener-Hopf on obtient :

$$\vec{w}(n+1) = \vec{w}(n) + \mu(\vec{r} - \mathbf{R}\vec{w}(n)) \quad (35)$$

Cependant, on ne peut mesurer la valeur du gradient tel qu'il est défini, on utilise alors une approximation de \mathbf{R} et \mathbf{r} définies par :

$$\hat{\mathbf{R}}(n) = \vec{x}(n)\vec{x}^H(n) \quad (36)$$

$$\hat{r}(n) = d*\vec{x}(n) \quad (37)$$

Sortie de l'algorithme :

$$y[n] = \vec{w}^H \vec{x}[n] \quad (38)$$

Erreur :

$$\epsilon[n] = d[n] - y[n] \quad (39)$$

Coefficients :

$$\vec{w}[n+1] = \vec{w}[n] + \mu \vec{x}[n] \epsilon^*[n] \quad (40)$$

μ représente le pas de l'algorithme, la vitesse de convergence de l'algorithme LMS est donc fonction de cette valeur, de même que la précision des résultats. Un compromis doit donc être établi entre précision et rapidité.

Il existe cependant une restriction concernant le choix de μ , [3] montre que l'égalité suivante se doit d'être respectée :

$$0 < \mu < \frac{2}{\text{trace}(\mathbf{R})} \quad (41)$$

pour conserver la stabilité de l'algorithme.

L'algorithme ne peut donc pas converger vers la solution optimale telle que présentée dans l'étude théorique puisqu'une approximation du gradient est utilisée. Cependant, cet algorithme est le plus utilisé pour son faible coût de calculs, [6] présente l'intégration de cet algorithme dans les réseaux ad hoc et montre ainsi les limites de LMS : la relative lenteur de cet algorithme à converger. [7] présente son utilisation difficile lorsque le canal est sujet à des variations rapides. Les résultats obtenus dans [6] montre que, dans le cadre de simulations de réseaux ad hoc utilisant le modèle de canal AWGN (Average White Gaussian Noise), les performances du LMS sont très bonnes. Cependant, lorsque le modèle de canal utilisé est celui de Rayleigh (évanouissements rapides), les performances diminuent d'une manière significative, et de plus la détérioration devient très importante lors de l'ajout d'un effet Doppler de 0.2 Hz. [6] utilise conjointement au LMS la méthode de détection de DOA (esprit), qui permet ainsi une meilleure initialisation des vecteurs, et donc une convergence plus rapide. La longueur de la séquence d'entraînement doit être un compromis entre longueur et capacité du réseau. Lorsqu'elle représente plus de 20% de la longueur d'un paquet, la capacité diminue de manière importante.

Parallèlement, d'autres algorithmes ont été développés, ayant toujours pour but une minimisation de la MSE, mais en utilisant d'autres techniques à la convergence plus rapide. Le Recursive Least Squares (RLS) est un algorithme dont la rapidité de convergence est adaptée à des variations rapides du canal, cependant la complexité des calculs s'en trouve augmentée.

En simulant l'algorithme LMS sous Matlab, avec comme paramètres :

- un réseau de 4 antennes séparées de $\lambda/2$
- un signal connu émis à 25 degrés
- deux interférents à -40 degrés et 0 degré
- un bruit blanc d'interférence des signaux, de moyenne 0 et de variance 1
- un bruit blanc dû au système, de moyenne 0 et de variance 0.1
- un pas de l'algorithme $\mu=0.05$

on obtient les résultats suivants :

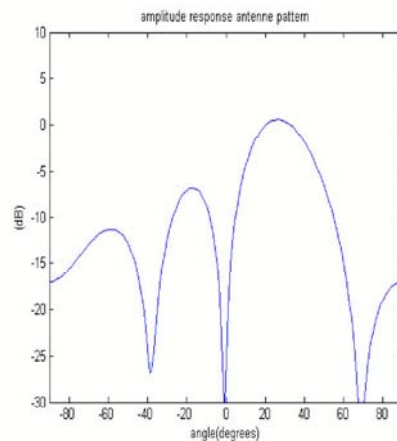


FIG. 27 – Diagramme de rayonnement avec l'algorithme LMS

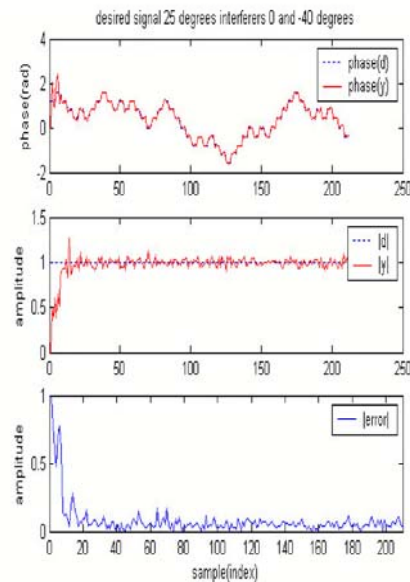


FIG. 28 – Convergence de l'algorithme vers le signal désiré et évolution de l'erreur avec le nombre d'échantillons

Sur la figure 27 on remarque une atténuation de plus de 25dB pour l'interférent situé à -40 degrés, et une atténuation de 30dB pour l'interférent situé

dans l'axe (0 degrés). L'algorithme LMS présente donc des résultats tout à fait convaincants. Sur la figure présentant l'erreur en fonction du nombre d'échantillons utilisés, on remarque la convergence de l'algorithme pour un nombre d'échantillons compris entre 20 degrés et 40 degrés.

Algorithme non itératif

L'algorithme SMI (Sampled Matrix Invariance), ou aussi appelé DMI (Direct Matrix Invariance), est un algorithme non itératif, à l'inverse des deux précédents, dont le but est aussi la minimisation de la MSE.

Si

$$\mathbf{X}(k) = [\vec{x}_1(k) \vec{x}_2(k) \dots \vec{x}_N(k)]^T \quad (42)$$

où N est le nombre d'éléments du réseau d'antennes, on définit une estimation de la matrice de covariance du signal :

$$\hat{\mathbf{R}}_k = \frac{1}{K} \sum_{i=0}^{K-1} \mathbf{X}(k-i) \mathbf{X}^H(k-i) \quad (43)$$

et une estimation de la matrice de corrélation croisée :

$$\hat{\mathbf{r}}_k = \frac{1}{K} \sum_{i=0}^{K-1} d^*(k-i) \mathbf{X}(k-i) \quad (44)$$

Les coefficients sont alors égaux à :

$$\vec{\omega}_k = \hat{\mathbf{R}}_k^{-1} \hat{\mathbf{r}}_k \quad (45)$$

Le principal avantage du DMI réside dans sa rapidité de calcul, cependant le LMS converge vers de meilleures valeurs, cette différence provient de l'estimation des matrices de covariance et de corrélation croisée dans le cas du DMI. Un compromis doit donc être fait entre vitesse de calcul et précision, pour un nombre d'itérations limité LMS n'est pas forcément plus précis que DMI. En fait une solution utilisant DMI pour l'initialisation des coefficients, puis LMS pour le "tracking" entraîne une amélioration significative des résultats. Cependant, lors de variations rapides du canal, il est nécessaire d'utiliser à nouveau DMI.

Les algorithmes nécessitant la connaissance de la direction d'arrivée du signal d'intérêt (DOA)

Un algorithme couramment utilisé dans le domaine militaire est le Minimum Variance Distortionless Response (MVDR), qui est une version particulière de la version de Wiener-Hopf puisque la variance et la distortion se doivent être minimisées. Cet algorithme ne requiert pas de séquence d'entraînement, mais minimise le critère suivant ([3] & [9]) :

$$J(\mathbf{w}) = \mathbf{w}^\dagger \mathbf{R} \mathbf{w} \quad (46)$$

avec :

$$\vec{w}^\dagger \vec{u} = 1 \quad (47)$$

où \vec{u} représente la réponse du canal correspondant au DOA du SOI (Signal Of Interest).

Les vecteurs optimaux sont alors déduit de la manière suivante :

$$\vec{w}_{opt} = \frac{\mathbf{R}^{-1} \vec{u}}{\vec{u}^\dagger \mathbf{R}^{-1} \vec{u}} \quad (48)$$

MVDR présente de très bon résultats, mais nécessite la connaissance du DOA, un algorithme tel que MUSIC ou ESPRIT ([2] & [10]) doit donc être utilisé en amont.

Les algorithmes en aveugles qui ne nécessitent ni connaissance du DOA ni séquence d'entraînement

L'algorithme le plus utilisé est le CMA (Constant Modulus Algorithm), cet algorithme tire profit de la modulation du signal à amplitude constante. Il ne peut donc s'appliquer que pour ce type de modulation, dont fait partie la modulation MPSK (M-ary phase-shift keying) à titre d'exemple. Cet algorithme est itératif, les coefficients \vec{w} se mettent à jour de la même manière que dans le cas de l'algorithme LMS, seule la fonction d'erreur change. Elle est définie par [9] :

$$\epsilon(n) = (1 - |\vec{y}(n)|^2) \vec{y}(n) \quad (49)$$

On comprend que cet algorithme permet la convergence des coefficients \vec{w} maximisant le signal à amplitude constante. Le schéma suivant donne une idée du résultat de l'algorithme.

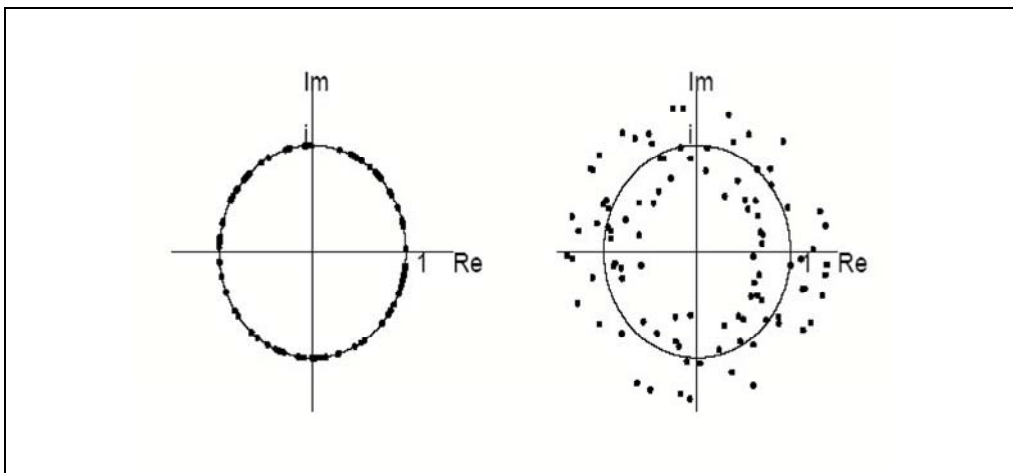


FIG. 29 – Schéma illustrant le principe de fonctionnement de l'algorithme CMA

On comprend que si l'on utilise un nombre fini d'échantillons pour déterminer les coefficients, la convergence vers la solution de Wiener n'est plus garantie puisque pour un échantillon donné plusieurs solutions sont possibles.

La simulation sous Matlab de cet algorithme donne les résultats suivants :

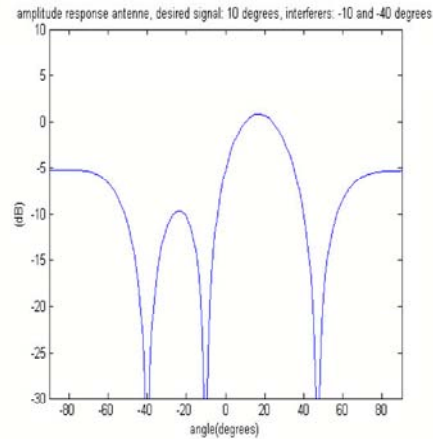


FIG. 30 – Diagramme de rayonnement avec l'algorithme CMA

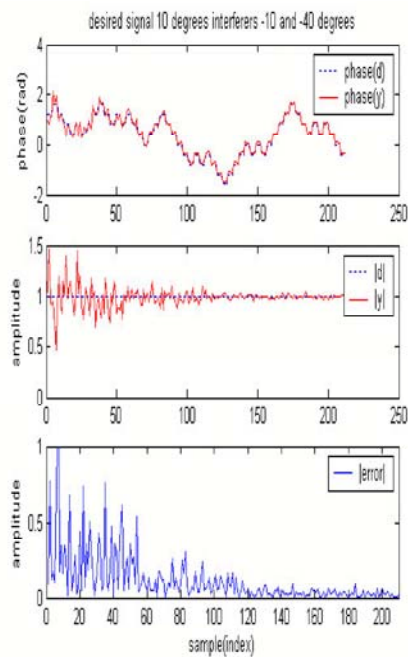


FIG. 31 – Convergence de l'algorithme vers le signal désiré et évolution de l'erreur avec le nombre d'échantillons

8 Résultats

8.1 Méthode d'évaluation

Afin d'estimer l'intérêt des antennes adaptatives, un moteur de simulation a été développé. Ce moteur utilise la partie propagation de Wilde. Il positionne un ensemble de sources omnidirectionnelles et récupère la valeur de champ de

chacune de ces sources à l'endroit où est localisé le récepteur. Le récepteur est composé d'un réseau de capteurs de taille 2*2 et 3*3. On tire de manière aléatoire les positions respectives des sources et du récepteur. On effectue à chaque fois cent tirages. Ensuite, on considère que la valeur des coefficients de l'antenne est optimale, à savoir que l'algorithme utilisé a convergé vers les valeurs optimales. Cette hypothèse est nécessaire compte tenu de la durée du stage, simuler l'acquisition des coefficients demande en effet un travail conséquent. En outre, sous le simulateur Wilde, modéliser des valeurs de champ sur une longue période temporelle entraîne un grand nombre de simulations (afin de modéliser l'acquisition) et par conséquent un temps de calcul trop long.

Les simulations ont été réalisées en espace libre avec 2,4 et 6 sources, on considère que le récepteur est intéressé par la première source et que les autres sources sont en fait des interférents.

Si l'on considère H_0 le filtre de propagation correspondant à la source et H_i avec $i = 1, \dots, N$ le filtre propre de chaque interférent, on peut définir un bruit combinant un bruit blanc et les interférents. Ce bruit est alors donné par :

$$\Gamma_N = \sigma I + \sum_{i=1}^{i=N} \gamma_i H_i H_i^\dagger \quad (50)$$

Après normalisation on obtient :

$$Q = \frac{\Gamma_N}{\sigma + \sum_{i=1}^{i=N} \gamma_i} \quad (51)$$

On obtient alors un filtre de blanchiment du bruit suivi d'un filtre de détection donné par l'expression :

$$F = \frac{(Q^{-1} H_0)^*}{H_0^\dagger Q^{-1} H_0} \quad (52)$$

Le gain est finalement donné par l'expression :

$$G = \frac{|F^T H|^2}{F^T Q F^*} \quad (53)$$

C'est cette expression du gain qui sera utilisée pour évaluer l'intérêt des antennes directives par la suite.

8.2 Résultats

Trois simulations ont été réalisées :

dans tous les cas, un bruit blanc de manière à obtenir un SNR de 25dB a été ajouté.

Première simulation :

1 récepteur de 2*2 capteurs, 1 interférent, 100 simulations. Le gain moyen dans un tel cas est alors de 6.547 et une variance de 1.8.

Deuxième simulation :

1 récepteur de 2*2 capteurs, 3 interférents, 100 simulations. Le gain moyen dans un tel cas est alors de 4.12 et une variance de 2.5.

Troisième simulation :

1 récepteur de 3*3 capteurs, 5 interférents, 100 simulations. Le gain moyen dans un tel cas est alors de 8.69 et une variance de 4.9.

Conclusions :

L'augmentation du gain démontre l'intérêt des antennes adaptatives, en effet les antennes sont capables d'orienter le signal dans une direction particulière et ainsi éliminer les interférents. La variance élevée s'explique par certaines configurations sources/récepteur, quand les différents interférents sont alignés par rapport au récepteur, il devient facile de réaliser un diagramme nul dans la directions des interférents et très directif dans la direction de la source. Le potentiel des antennes adaptatives est donc alors à son maximum.

L'intérêt des antennes adaptatives est donc réel dans le cas des réseaux ad hoc. L'augmentation de la bande passante est élevé. Cependant, il est nécessaire de développer des protocoles de niveau 2 ou 3 adaptés, à savoir permettant le calcul des coefficients en émettant de manière omnidirectionnelle les premières trames.

Utiliser des réseaux de capteurs est donc une première étape dans l'optimisation spatiale du spectre. En outre, l'association antennes adaptatives et contrôle de puissance permettrait réellement d'optimiser les ressources spectrales.

Dans un travail futur, il serait nécessaire d'étudier des configurations où le nombre d'interférents est supérieur au nombre de capteurs et ainsi évaluer l'évolution du gain. De même dans la pratique de tels résultats ne sont pas forcément réalisables puisque le calcul des coefficients n'est pas optimal. De plus, il est important de noter que ces tests ne sont pas réellement représentatifs de l'environnement ad hoc. Des simulations en indoor auraient pu être réalisées. Elles ne l'ont pas été par manque de temps sur ce DEA. Les conclusions tirées ici sont donc à relativiser. Les murs en effet modifient particulièrement la propagation des ondes et peuvent entraîner ainsi des situations plus complexes. De même, il serait intéressant de coupler le mini simulateur développé avec un simulateur de réseau tel que NS2. Ainsi l'augmentation du débit pourrait être quantifiée en terme de paquets. Ce couplage, qui demande néanmoins un travail certain, serait très intéressant puisque aujourd'hui, NS2 utilise un modèle de propagation très sommaire, très loin de la réalité. Trouver une passerelle permettrait alors de tester réellement l'intérêt de nouvelles couches physiques, mais aussi de tester des protocoles de routage ou de transport dans des environnements réalistes. Les évolutions possibles sont donc très nombreuses, et laissent surtout envisager un potentiel certain.

Cinquième partie

Les Systèmes MIMO

Il est nécessaire de situer les antennes intelligentes par rapport au cadre des techniques MIMO. Les systèmes MIMO (Multiple Input Multiple Output) sont des systèmes où à la fois l'émetteur et le récepteur disposent d'un réseau d'antennes. Par convention, l'émetteur dispose de N_T antennes et le récepteur de N_R antennes. Il en résulte alors un gain quant à l'efficacité spectrale, le système tirant parti de l'environnement multi chemins. Les systèmes MIMO utilisent la diversité spatiale, c'est à dire qu'ils tirent profit de l'information reçue sur chaque antenne. De même en émission, l'émetteur utilise ses M antennes pour maximiser le rapport entre le signal émis et le bruit présent sur le canal, robustesse et/ou débit peuvent être alors augmentés selon les techniques utilisées. La figure 32 montre le principe de base des systèmes MIMO, puisque chaque capteur reçoit un signal différent, cependant corrélé avec les signaux voisins, le but étant de tirer parti de toute ces signaux pour obtenir le maximum d'informations.

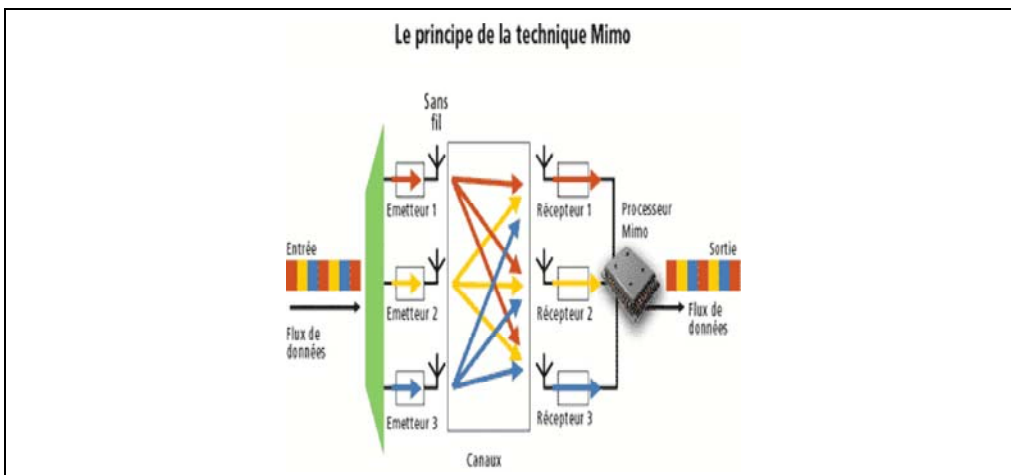


FIG. 32 – Schéma de principe des techniques MIMO

Les antennes intelligentes peuvent donc être considérées comme des systèmes SIMO (Single Input Multiple Output) ou MISO (Multiple Input Single Output), les techniques MIMO englobant ces concepts. Aujourd'hui, de nombreuses techniques existent pour transmettre au mieux l'information selon que l'on dispose :

1. de l'état du canal en réception
2. de l'état du canal aussi bien en émission qu'en réception
3. d'aucune connaissance du canal

Mathématiquement, l'information transmise par un système MIMO pendant K périodes est modélisée par l'équation suivante :

$$\vec{y}(k) = \mathbf{H}\vec{x}(k) + \vec{n}(k) \quad (54)$$

avec $k = 0, \dots, k = K - 1$ avec $\mathbf{H} \in \mathbb{C}^{N_R \times N_T}$ où N_R et N_T représentent le nombre d'antennes en réception et en émission, et $\vec{n}(k)$ le vecteur de bruit.

La capacité du canal MIMO est supérieure à celle d'un SISO (Single Input Single Output), elle vaut :

$$C = \log_2(\det[I + (SNR/N_t)\mathbf{H}\mathbf{H}^*])b/s/Hz \quad (55)$$

alors qu'elle ne vaut que

$$C = \log_2(1 + SNR) \quad (56)$$

dans le cas d'un système SISO.

9 Le multiplexage temps-espace

On distingue plusieurs techniques de multiplexage temps-espace. Les principales ont été développées par les laboratoires Bell, et sont : DBLAST et VBLAST. VBLAST (Vertical Bell Labs Layered Space-Time) est une technique qui consiste à multiplexer les données en Nt voies, chaque antenne transmet alors un signal différent sur la même fréquence. On a donc un multiplexage spatial qui permet une augmentation du débit. Le principe de décodage de VBLAST suit la procédure appelée aussi "pelage d'oignon" :

- on choisit le sous canal présentant le meilleur SNR
- on analyse les symboles envoyés sur ce sous canal (on connaît la réponse du canal au niveau du récepteur) en projetant sur l'espace propre du canal.
- on soustrait la contribution des symboles aux autres sous canaux (toujours avec l'aide de la matrice \mathbf{H}), puis on revient à l'étape tant qu'il reste des sous canaux à décoder.

La majeure partie du temps de traitement consiste à classer les signaux ([5]) selon leur SNR, Hassibi propose ainsi un algorithme allégeant cette tâche. On remarque que la complexité de l'algorithme est linéaire avec le nombre de sous canaux en réception. Un des désavantages majeurs de cet algorithme réside dans la propagation possible d'erreurs et dans la non homogénéité des performances entre les différents canaux. Le bon fonctionnement de cet algorithme est lié au rang de la matrice \mathbf{H} , (au plus égal à Nt). Lorsque l'interaction du signal avec l'environnement n'est pas suffisante, ou lorsque l'espace inter éléments au sein du réseau d'antennes est trop faible, le rang de \mathbf{H} devient trop petit et des erreurs apparaissent. A noter qu'il est nécessaire dans ce cas d'avoir $N_R > N_T$.

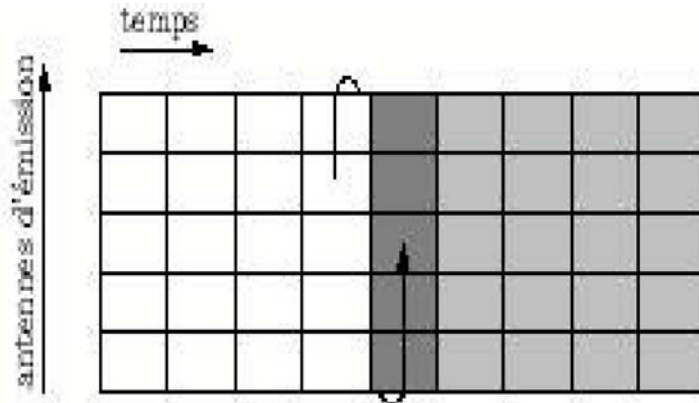


FIG. 33 – Schéma représentant la structure temporelle et spatiale de VBLAST

DBLAST utilise la même idée que VBLAST mais ajoute un étalement temporel de l'information. C'est à dire qu'un démultiplexeur sépare les bits à transmettre entre les N_t canaux, chaque flux est alors codé séparément puis modulé avant d'être transmis de manière périodique à une antenne en particulier pour une durée T . Après $N_t.T$ secondes, chaque flux a été associé une fois à chaque antenne. C'est cette répartition cyclique qui confère à DBLAST sa structure diagonale. (Voir figure 34).

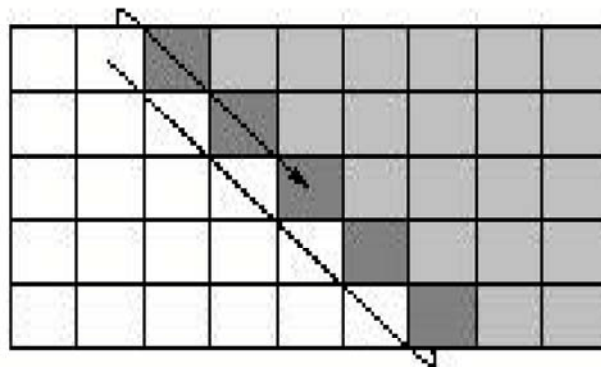


FIG. 34 – Schéma représentant la structure temporelle et spatiale de DBLAST

Note : les cases blanches représentent des symboles déjà décodés, celles en gris foncé les symboles en cours de décodage, et celles en gris clair les symboles qui seront décodés ultérieurement.

Dans la pratique, DBLAST n'est pas utilisé car il requiert le développement de récepteurs complexes, car nécessitant l'implantation d'algorithmes de détection performants tels que le décodage par sphère. On utilise beaucoup plus VBLAST même s'il n'exploite pas la dimension temporelle du canal.

Le multiplexage spatial est une technique souvent utilisée qui s'appuie sur la

propagation multi chemins. Il est important de noter que lorsque les deux équipements sont en ligne de vue directe, la matrice \mathbf{H} a un rang qui s'approche de 1 et par conséquent, devient non inversible. Le multi chemins est donc nécessaire au bon fonctionnement du multiplexage spatial.

10 Les modulations codées en treillis temps-espace

Ce type de modulation est une extension des modulations codées en treillis développées pour les systèmes SISO. L'émetteur comporte une batterie de registres à décalage et de fonctions algébriques générant un mot code de Nt symboles transmis simultanément par le réseau d'émission. Le récepteur utilise un algorithme de Viterbi pour rechercher le chemin avec la métrique la plus faible et donc la plus probable.

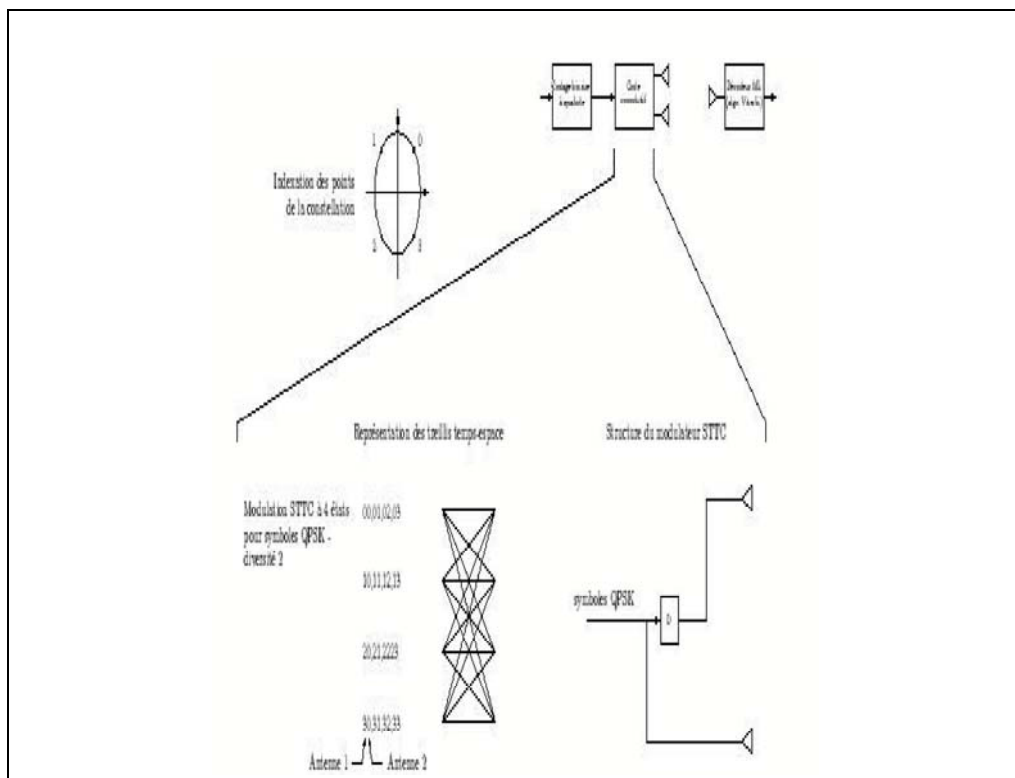


FIG. 35 – Schéma de principe des modulations codées en treillis espace-temps

Ce type de modulation est adaptée pour les canaux variant lentement dans le temps mais nécessite un décodage très lourd. De plus la complexité augmente exponentiellement avec le nombre d'antennes en émission. Il est alors nécessaire de trouver un compromis entre débit, ordre de diversité, taille de la constellation et complexité du treillis.

11 Les modulations codées orthogonales

L'exemple d'Alamouti :

Dans un système 2 antennes émettrices et 1 antenne réceptrice, l'utilisation du schéma d'Alamouti permet un décodage au sens du maximum de vraisemblance linéaire. Le schéma suivant illustre ce principe.

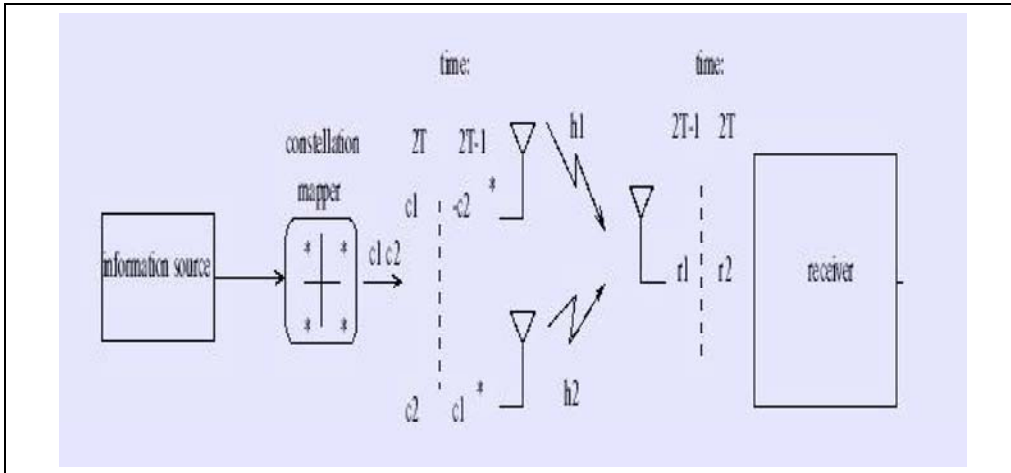


FIG. 36 – Schéma d'Alamouti

On remarque que l'estimation du mot code c_1 et c_2 est aisée puisque :

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} h_2 h_1^* \\ r_1 \\ r_2 \end{bmatrix} &= (|h_2|^2 + |h_1|^2)c_1 + n_1 \rightarrow \hat{c}_1 \\ \begin{bmatrix} -h_1 h_2^* \\ r_1 \\ r_2 \end{bmatrix} &= (|h_2|^2 + |h_1|^2)c_2 + n_2 \rightarrow \hat{c}_2 \end{aligned}$$

FIG. 37 – Equation régissant le principe d'Alamouti

On remarque donc que les modulations codées orthogonales permettent d'utiliser pleinement le potentiel des sous canaux, et ainsi d'augmenter le SNR général.

Généralisation : L'avantage certain dans cet exemple vient du fait que la génération des mots codes se fait à un taux de 1, c'est à dire que pour 2 symboles d'information en entrée, on obtient 2 mots codes à émettre (on comprend qu'un taux de 1 est un maximum). Cependant, le théorème de Tarokh montre, qu'il

n'existe des matrices de blocs orthogonaux ayant un taux de 1 que pour un nombre $N_t=2, 4$ et 8 dans le cas des modulations à valeurs réelles et $N_t=2$ pour des modulations à valeurs complexes. Au delà, des codes peuvent être développés mais une perte de débit s'ensuit.

Les modulations codées orthogonales maximisent le gain de diversité spatiale (mais n'offrent pas de gain de codage). Elles sont parfaitement adaptées aux applications où la robustesse est recherchée au détriment du débit.

12 Les modulations codées temps-espace à diversité maximale

Ce type de modulation est une extension des précédentes où la contrainte d'orthogonalité, à la base des limitations évoquées précédemment, est relâchée. D'abord créées pour les canaux de Rayleigh à évanouissements rapides, ces modulations s'appliquent aussi aux canaux MIMO quasi statiques. Le principe de ces modulations est d'attribuer à chaque point de la constellation des composantes de celles des autres points. Ainsi des évanouissements indépendants sur chacune des composantes n'empêchent pas la détection du point. Le schéma ci dessous présente un exemple de ces modulations où une QAM subit une rotation, elle est alors à diversité pleine.

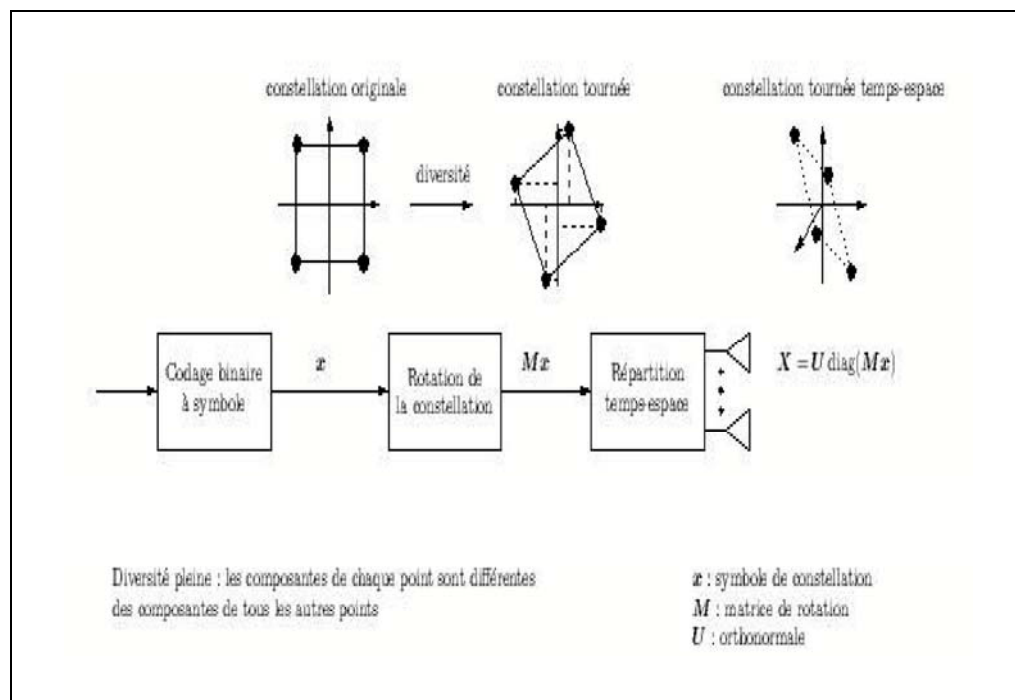


FIG. 38 – Schéma présentant le principe des modulations codées temps-espace à diversité maximale

13 Evolutions possibles

Les techniques MIMO entrent donc dans un cadre plus général que celui du traitement d'antenne. Aujourd'hui ces techniques offrent un réel intérêt puisqu'elles permettent une hausse significative des performances dans de nombreux domaines (débit, robustesse). Si de nombreuses techniques MIMO nécessitent encore une puissance de calcul élevée, l'évolution de la puissance des mobiles d'années en années et la miniaturisation devrait permettre une meilleure utilisation de ces systèmes dans le futur.

Sixième partie

Conclusion

L'achèvement de ce DEA, ainsi que de ce rapport est l'occasion de prendre du recul sur le travail accompli et l'expérience acquise.

Le travail réalisé lors de ce stage correspond partiellement au cahier des charges. Le cahier des charges a en fait été modifié lors de ce DEA, la partie synthèse de diagramme a été ajoutée en cours. J'estime avoir réalisé un travail complet sur cette dernière, quelque peu au détriment de la partie antenne intelligente, problématique initiale du DEA. Le temps m'a manqué pour réaliser une étude complète sur les antennes intelligentes et pour tirer des conclusions plus poussées. Cependant, l'aspect synthèse d'antenne est très lié, et ainsi, dans un travail futur, ce stage constituera une base solide pour une étude en détail des antennes intelligentes.

D'un point de vue plus personnel, ce DEA a été l'occasion de découvrir le monde de la recherche. Etudier des techniques poussées, en outre d'actualité, s'est révélé extrêmement intéressant. La dualité cours / stage est importante puisque les cours fournissent certains outils nécessaires pour le stage et il est alors possible de les approfondir par la suite. Faire un DEA conjointement à une dernière année d'ingénieur s'est montré très profitable à ma formation, étudier en détail un domaine bien précis pendant un an développe méthode et rigueur et élargit la culture scientifique.

Septième partie

Annexe

14 Annexe1 : Fonctionnement de Wilde

Wilde est développé sous JAVA. Il est composé de nombreuses packages. J'ai développé un nouveau package pour simuler les antennes directives nommé Directivity. Ce package contient plusieurs classes, la première nommée Sensors-Network représente un réseau de capteurs, c'est à dire un ensemble de capteurs. Le réseau en lui même contient plusieurs paramètres, tels que sa position et chaque capteur contient sa position sur la carte et le coefficient qui le pondère. Ces mêmes coefficients sont obtenus par la classe ComputeCoeff, cette classe détermine les coefficients en prenant pour paramètres le nombre de capteurs du réseau, leur espacement et le diagramme de rayonnement voulu.

Des modifications ont été apportées au coeur du moteur, le principe du moteur est de réaliser un PropagUp puis un PropagDown jusqu'à la résolution souhaitée. Afin d'optimiser les traitements, on réalise autant de PropagUp que de capteurs, on somme ensuite les flux résultants de chaque capteur puis l'on réalise un seul PropagDown. Le temps de calcul est minime pour chaque propagUp mais conséquent pour un PropagDown. La modification du code n'entraîne donc que peu de modifications concernant le temps de calcul sur le simulateur. La programmation orientée objet a donc permis une implémentation simple et surtout indépendante des antennes directives.

Références

- [1] Sverre Holm Andreas Austeng. The impact of "non-half-wavelength" element spacing on sparse array optimization.
- [2] Mark H. Brady. Angle resolution techniques for cellular radio. 2001.
- [3] R. Michael Buehrer Achilles G. Kogiantis Shang chieh Liu Jiann-an Tsai and Dirck Uptegrove. Intelligent antennas for wireless communications - uplink. 1999.
- [4] Salman Durrani and Marek E. Bialkowski. An investigation into the interference rejection capability of a linear array in a wireless communications system. 2002.
- [5] Philippe GUGUEN. Techniques multi-antennes émission-réception applications aux réseaux domestiques sans fil. 2003.
- [6] S. Bellofiore J. Foutz R. Govindarajula I. Bahçeci C.A. Balanis Fellow IEEE A.S. Spanias J.M. Capone Member IEEE, T. Duman Member IEEE, and T. Duman. Smart antenna system analysis, integration and performance for mobile ad-hoc networks (manets). 2002".
- [7] Heung-Jae Im Seungwon Choi Byungcho Choi Hyeongdong Kim and Jaehoon Choi. A survey of essential problems in the design of smart antenna system. 2002.
- [8] Laurent Kopp. Introduction au filtrage adaptatif. 2000.
- [9] Hung Nguyen. The use of adaptive arrays for wireless base station.
- [10] Guillaume De La Roche. Estimation bande étroite des angles d'arrivée d'un signal radio-mobile en environnement indoor. 2003.
- [11] G.A. Thiele W.L. Stutzman. Antenna theory and design.