

Antennes intelligentes et Radiocommunications 3G

Pascal SCALART

Vos commentaires, corrections, suggestions, questions et autres informations relatifs à ce document seront les bienvenus. Vous pouvez les adresser par e-mail à l'une des adresses électroniques suivantes :

- pascal.scalar@enssat.fr
- pascal.scalar@univ-rennes1.fr

Table des matières

Chapitre 1. Introduction aux antennes intelligentes	11
1.1. Applications des antennes intelligentes	12
1.2. Traitements Radar et Sonar	16
1.2.1. Radar ou Sonar actif/passif	16
1.2.2. Cartographie radar ou Sonar	17
1.2.3. Ecoute passive	18
 PREMIÈRE PARTIE. FRONT-END RADIO ET TRAITEMENT NUMÉRIQUE D'ANTENNES	 21
Chapitre 2. Notions fondamentales	23
2.1. Avant de commencer	23
2.2. Notions fondamentales de filtrage spatial	25
2.2.1. Modélisation des signaux au niveau des capteurs	26
2.2.2. Réseau d'antenne : Notion d'échantillonnage spatial	28
2.3. Filtrage spatial conventionnel : la formation de voies	29
2.3.1. Réponse de l'antenne	30
2.3.2. Rapport signal à bruit en sortie	31
 Chapitre 3. Optimisation de diagrammes d'antennes	 33
3.1. Avant de commencer	33
3.2. Notions de différentiabilité dans le plan complexe	34
3.3. Filtre adapté spatial	36
3.4. Estimation à minimum de variance (Capon)	37
3.5. Mise en œuvre adaptative	39
 DEUXIÈME PARTIE. SYNCHRONISATION DANS LES RÉCEPTEURS NUMÉRIQUES	 43

Chapitre 4. Structure du récepteur numérique	45
4.1. Avant de commencer	45
4.2. Structure générale d'un récepteur	46
4.3. Principe généraux de la synchronisation en temps	48
4.3.1. Critère du maximum de vraisemblance	48
4.3.2. Modèle linéaire équivalent de la boucle à verrouillage de phase .	50
4.4. Notre récepteur	50
4.4.1. Retards fractionnaires	51
4.4.2. Réalisation du filtre interpolateur par des filtres FIR ou IIR	53

Chapitre 1

Introduction aux antennes intelligentes

Les systèmes de radiocommunications actuels sont déployés avec des antennes classiques (omnidirectionnelles, sectorielles,...) dont les diagrammes sont déterminés avec précaution de telle sorte que la couverture radioélectrique soit maximisée sur un site donné. Cependant, ces diagrammes sont généralement figés c'est à dire qu'ils ne peuvent s'adapter aux conditions de propagation radio (influence des obstacles, trajets multiples...).

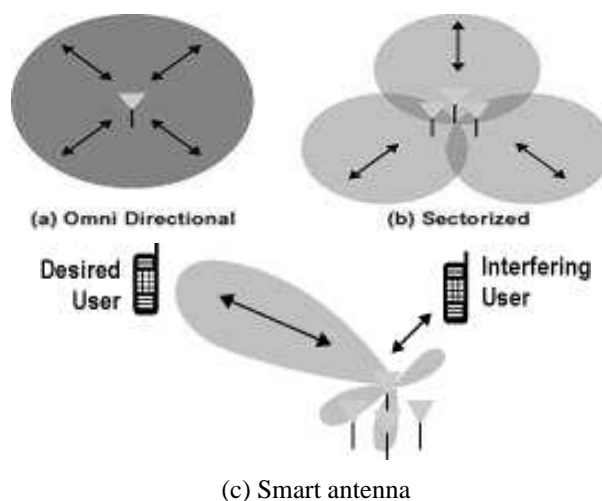


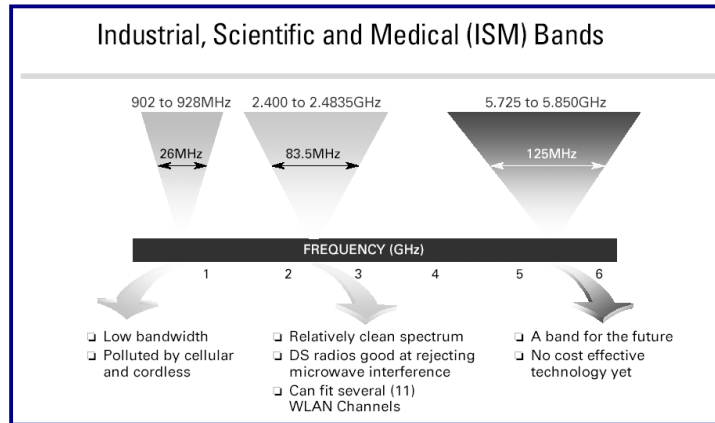
Figure 1.1. *Différents types d'antennes*

Par opposition à ces technologies traditionnelles, les antennes intelligentes ou *smart antennas* sont capables de combiner de manière dynamique les différents signaux présents sur les différents éléments d'une antenne et ainsi optimiser les bilans de liaison. De manière générale, deux types d'antennes intelligentes peuvent être définis : le système à faisceaux commutés ou répartiteurs de faisceaux (*Switching Beams Antenna*) et les systèmes adaptatifs. Un exemple de réalisation industrielle d'un système à faisceau est donné en annexe. Dans la suite du document, nous nous concentrerons sur les antennes intelligentes adaptatives dont la réalisation nécessite des compétences technologiques multidisciplinaires à l'intersection entre l'électromagnétisme et le traitement du signal.

1.1. Applications des antennes intelligentes

En ce qui concerne le domaine d'application des antennes intelligentes, il est bien évidemment très vaste (automobile, télécommunications, radar, sonar, tomographie, cartographie...). Nous parlerons dans le prochain paragraphe des applications radars et sonars. Bien évidemment, les *applications militaires* ne sont pas les seules, bien que représentant une part non négligeable de ces applications. La figure 1.2 présente une antenne fonctionnant dans la bande de fréquences ISM (Industrial Medical Band). Elle est constituée d'un ensemble de 16 éléments qui permettent d'adapter de façon numérique le lobe de l'antenne pour éliminer les interférences. L'algorithme de formation de voies et d'adaptation est réalisé sur FPGA (Field Programmable Gate Array).

Le domaine des *radiocommunications de troisième génération 3G* représente également un domaine actif pour les techniques de traitement d'antennes. En effet, de nombreux opérateurs souhaitent évaluer la qualité subjective et objective de services vidéo et/ou audio de futures générations ce qui les conduira inévitablement à intégrer les techniques de traitements d'antennes afin de minimiser l'influence des interférences cellulaires et de la propagation multitrajets, et ainsi être capable de transmettre des débits utilisateurs plus importants. Un exemple de telles antennes multi-éléments est donné sur la figure 1.3 afin de déterminer les paramètres réseau et évaluer la QoS pour les services NGI (Next Generation Internet) et Internet 2 (I2). De telles expériences *in situ* visent également à déterminer les modèles de propagation radio afin d'optimiser les futures techniques de transmissions numériques 3G comme par exemple les techniques MIMO (Multiple Input Output) de type BLAST (Bell Labs Layered Space-Time system). Des circuits spécialisés (comme la plate-forme VHS-ADAC de chez LYRTECH) sont spécifiquement dédiés au développement d'applications avancées MIMO et antennes intelligentes. Cette plate-forme est équipée de 8 à 16 canaux (capables de vitesse d'échantillonnage de 105 MHz), d'une matrice FPGA haute densité (Virtex-II) permettant le traitement haute vitesse requis pour ces applications. La figure 1.3.b présente une station de base positionnée sur des toits d'immeubles ou bien des pilones pour des bande passante de 5MHz et fréquences porteuses de 1.79, 1.91 et 2.31 GHz. A l'aide de ses 12 antennes, la réception radio peut être optimisée en



(a) Bandes de fréquence ISM



(b) Antenne ISM constituée de 16 éléments

Figure 1.2. Application dans la bande ISM

fonction des objectifs de couverture radio spécifiques à chaque site. Les applications de traitement d'antenne trouvent également des débouchés dans les réseaux locaux sans-fil de type *Wireless LAN* (Local Area Network). La figure 2.1.b présente un routeur sans fil de la société *Belkin* composé d'une antenne à 3 éléments. Cette antenne intelligente permet d'étendre la dynamique de la couverture radioélectrique (car elle permet par exemple de **minimiser l'**influence d'interférents comme les téléphones sans fils ou bien les émissions microondes) ce qui l'a rend particulièrement adaptée à une utilisation dans de larges espaces tels que les halls, les bureaux ou bien les maisons individuelles. Cette technologie permet également de supprimer les **dead spots** c'est

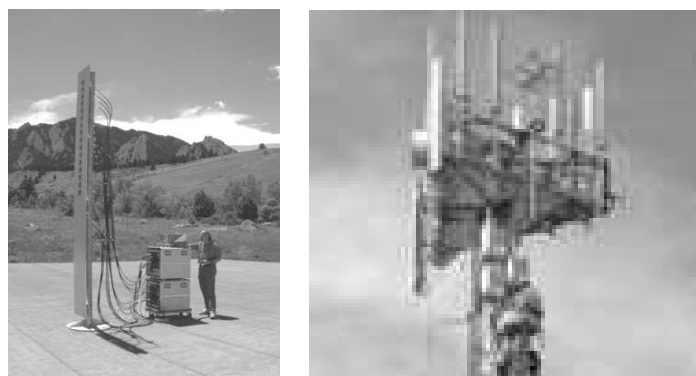


Figure 1.3. (a) Antenne multi-élément pour les communications 3G (b)
Antenne pour station de base constituée de 12 antennes

à dire les zones où la couverture radio ne peut se faire du fait des multitrajets qui se combinent de manière destructive. En effet, dans les applications sans fil de type LANs, les ondes radio se propagent de l'émetteur au récepteur à travers de multiples trajets (figure 1.4 du bas). C'est dans de tels environnements (multi-trajets, présence d'interférents radio et de sources de bruits) que les technologies d'antennes multi-éléments s'avèrent particulièrement adaptées car elles sont susceptibles de combiner avantageusement leur capacité de traitement spatial avec des techniques avancées de transmission numérique comme les systèmes MIMO.

A titre d'exemple, le fournisseur d'équipements de réseau *Netgear* propose une gamme (dénommée *RangeMax*) de produits réseaux sans fils à 108Mbit.s^{-1} combinant les avantages des technologies MIMO et des antennes intelligentes en étant capable d'utiliser une grappe de sept antennes internes qui surveillent continuellement et dynamiquement l'environnement réseau pour détecter les interférences et les obstacles physiques (voir les produits WPN802 de <http://www.netgear.fr/produit/>). Le routeur sélectionne ainsi à la volée parmi 127 combinaisons d'antennes possibles pour délivrer les plus hauts débits et la plus longue portée entre lui et les différents ordinateurs du réseau. Il peut offrir jusqu'à 10 fois la couverture et la vitesse de solutions 802.11g standards, et il reste totalement compatible avec les produits 802.11b/g existants, et offre des performances allant jusqu'à 50% pour des postes clients 802.11g.

Les antennes intelligentes trouvent également des débouchés dans le domaine biomédical. A titre d'exemple, la figure 1.5 représente une telle antenne pour réaliser un endoscope sans-fil capable d'échanger des informations à un débit de 20Mbit.s^{-1} (vidéo, contrôle) avec des capsules ingérées par le patient. L'antenne intelligente de réception, positionnée au-dessus de l'abdomen du patient, est constituée de multiples éléments. Elle est capable de former un lobe de directivité afin de poursuivre les capsules ingérées au cours de leur transit dans l'abdomen du patient.

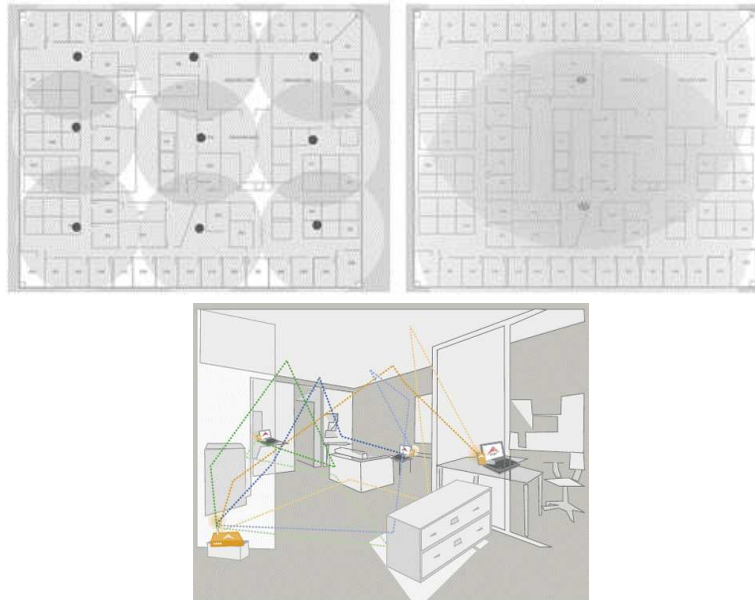


Figure 1.4. (Haut) Couverture radio dans des bureaux pour 100 personnes (gauche) 9 points d'accès en utilisant une technologie conventionnelle 802.11b (droit) 2 points d'accès équipés de l'antenne intelligente (from Airgo) (bas) Propagation multitrajets dans un bureau

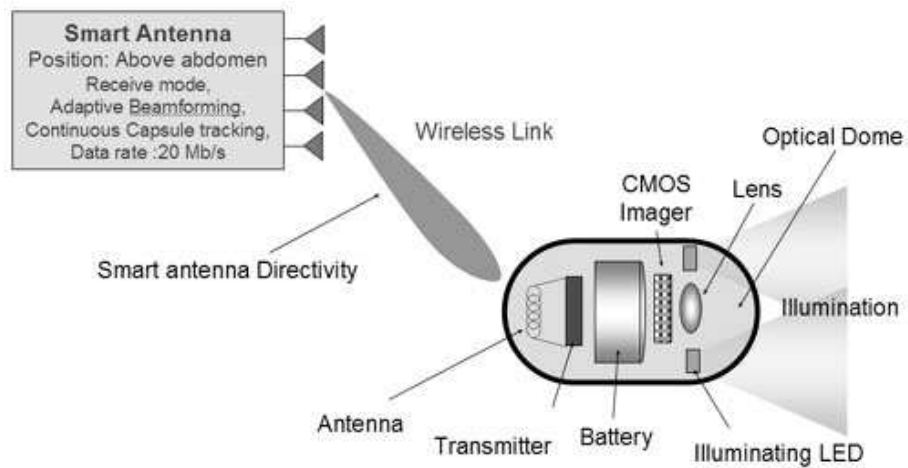


Figure 1.5. Capsule pour applications biomédicales

1.2. Traitements Radar et Sonar

1.2.1. Radar ou Sonar actif/passif

Un **radar ou un sonar actif** est un système qui émet une onde de forme connue, et reçoit les échos renvoyés par les différents obstacles ou cibles du paysage. L'onde émise peut être une fréquence pure, ou une onde modulée, en amplitude, en phase, ou en fréquence. A la réception, cette onde doit être amplifiée et analysée d'une façon ou d'une autre. Si la cible est immobile, le signal reçu est donc une réplique bruitée du signal émis (car il y a ajout de bruit "thermique" supposé blanc gaussien), affectée d'un retard correspondant au trajet aller-retour radar-cible, et d'un coefficient complexe (amplitude et phase) dû à l'atténuation durant la propagation et lors de la réflexion sur la cible, et au déphasage correspondant. **Si la cible est en mouvement de translation uniforme, l'effet Doppler vient encore déformer le signal émis par une translation en fréquence - due simplement à la variation de la distance (donc du retard) au cours du temps - proportionnelle à la vitesse radiale de la cible et à la fréquence émise.** Après réception, le but du traitement *radar ou sonar actif* consiste à estimer la valeur des paramètres inconnus tels que la vitesse de la cible, sa position angulaire, ou bien encore sa structure à partir de l'analyse de sa *surface équivalente radar*. En sonar, les échos renvoyés par le paysage sous-marin sont appelés "réverbération" et se répartissent en deux classes : la réverbération de surface due aux échos renvoyés par la surface rugueuse de la mer et par le fond de l'océan, et la réverbération en volume due aux échos renvoyés par de multiples inhomogénéités réparties dans l'océan (poissons, planctons,...).

Comme leur nom l'indique, le RADAR (Radio Detection And Ranging) et le SONAR (Sound Navigation And Ranging) sont des moyens permettant de détecter des cibles ou des obstacles, d'estimer certains paramètres de ces cibles. Leur principe de fonctionnement est le même : émission d'une onde électromagnétique (radar) ou acoustique (sonar) qui est réfléchi par la cible et captée par un système de réception. Les longueurs d'onde vont de 1cm à 1m en radar ($300\text{MHz} < f < 30\text{GHz}$, $c = 310^8 \text{m.s}^{-1}$) et de 1,5mm à 1,5m en sonar ($100\text{Hz} < f < 1\text{MHz}$, $c = 1500 \text{m.s}^{-1}$ dans l'eau). A ces deux types de systèmes, qualifiés d'*actifs*, s'ajoutent les systèmes dits *passifs*, qui ne possèdent pas d'émetteur, mais détectent les émissions propres des cibles - radars, transmission, ou sources astronomiques en électromagnétisme, bruit propre rayonné par les navires en acoustique. Ces systèmes utilisent souvent des longueurs d'onde plus grandes que les systèmes actifs.

Outre les informations de distance et de vitesse radiale, le radar ou le sonar délivre aussi généralement une information sur la direction de la cible. Cette information ne peut être obtenue que grâce à l'utilisation de plusieurs capteurs, ou d'une antenne de dimension suffisamment grande par rapport à la longueur d'onde ; physiquement, elle est effectivement obtenue par la mesure du retard - ou du déphasage - entre les signaux reçus par les différents capteurs (ou par les différents éléments de l'antenne). Cela

revient à compenser les retards entre capteurs pour une direction donnée, à sommer les signaux ainsi obtenus des différents capteurs, et à effectuer alors un traitement optimal visant à extraire l'information **Doppler-distance**. On voit que le traitement se décompose ainsi en un traitement spatial (ou angulaire) de retards entre capteurs et sommation, suivi du traitement optimal monovoie.

Ce traitement spatial peut être effectué de différentes façons, dont deux sont assez largement utilisées. L'une - très générale en radar - consiste à utiliser un réflecteur parabolique, qui a pour effet de renvoyer en phase en son foyer les signaux provenant de la direction axiale (propriété géométrique de la parabole). Une telle antenne en forme de paraboloïde de révolution réalise donc directement le traitement spatial si l'on place directement en son foyer un cornet de réception. La seconde technique - souvent utilisée en sonar - consiste à utiliser un réseau de capteurs indépendants (réseau d'hydrophones en sonar, réseau d'antennes élémentaires, i.e. dipôles) et à effectuer les retards et sommations correspondant au pointage angulaire par traitement des signaux ainsi obtenus.

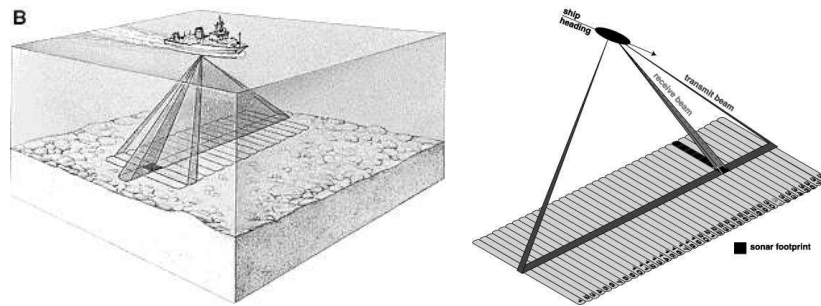


Figure 1.6. Applications Cartographie/Sonar

1.2.2. Cartographie radar ou Sonar

La cartographie radar ou sonar représente un domaine spécifique du traitement d'antenne. Imaginons un aéronef (application radar) ou un hydronef (application sonar, cf. figure 1.6) qui se déplace horizontalement en ligne droite à vitesse constante V et qui observe, par son travers le terrain survolé. Si son objectif est d'effectuer une image du terrain à grande distance, il peut analyser le terrain en distance grâce à la résolution distance du radar, mais ne dispose pour résoudre les points transversalement à l'axe de visée - c'est à dire parallèlement à sa trajectoire - que de la résolution angulaire de l'antenne, généralement insuffisante puisque la résolution angulaire de l'antenne est fixée par sa dimension selon :

$$\theta = \frac{\lambda}{L} \quad (1.1)$$

où λ désigne la longueur d'onde, L est la dimension de l'antenne et θ la résolution angulaire en radians. Ainsi, pour un radar fonctionnant à 3 cm de longueur d'onde et pour une dimension d'antenne de 1m, on aboutit à une résolution transverse, à 50 km de distance, de 1,5 km ce qui est manifestement insuffisant pour effectuer une image du terrain. Dans cette situation, le principe du *radar à vision latérale* consiste à utiliser le fait que, tous les points du terrain étant fixes, leur vitesse radiale apparente par rapport à l'avion - et donc le Doppler dont est affecté le signal qu'ils renvoient - est différente selon leur azimut, à une distance donnée, par analyse du Doppler du signal reçu. Ce principe du radar à vision latérale (non focalisé) est actuellement utilisé par exemple en surveillance maritime pour détecter la présence de nappes d'hydrocarbures. En version focalisée, il est également utilisé à bord de satellites. Un exemple de cartographie sonar est donnée à la figure 1.7 qui met en évidence des volcans sous-marins.

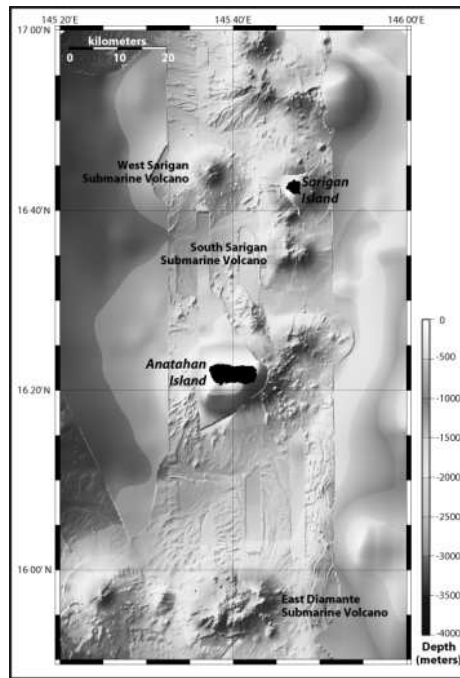


Figure 1.7. Applications Cartographie/Sonar

1.2.3. Ecoute passive

La nature exacte des signaux reçus en écoute passive radar ou sonar est extrêmement variable d'un système à une autre ; en radar, suivant la bande de fréquence

des signaux analysés - HF, VHF, UHF, bandes radar - la fonction et donc la forme des signaux varient (signaux télécoms, signaux radar, parasites divers) ainsi que leur conditions de propagation. En sonar, les sources de bruit "utile" sont les navire et les sous-marins, dont le bruit est dû aux moteurs dont les diverses pièces en rotation provoquent des bruits à fréquences pures et à leurs harmoniques, aux hélices qui produisent un bruit de cavitation à large bande - création de bulles dans les régions de basse pression autour des pales d'hélices -, et aux phénomènes hydro-dynamiques tels les vibrations induites dans la structure du navire ou du sous-marin par les turbulences de l'écoulement. Dans bien des cas, l'aspect le plus caractéristique des signaux reçus (ou bien celui qui les différencie le plus du bruit de fond) est leur nature harmonique (signal périodique ou spectre de raies).

PREMIÈRE PARTIE

Front-end Radio et Traitement Numérique
d'Antennes

Chapitre 2

Notions fondamentales

Le domaine du traitement d'antennes concerne le problème d'extraction d'une information à partir de signaux obtenus sur les différents capteurs d'un réseau d'antennes. Ces signaux se propagent dans un milieu, par exemple dans l'air ou l'eau, et le front d'onde résultant est échantillonné par les capteurs composant le réseau d'antenne. L'information d'intérêt contenue dans le signal peut correspondre au contenu même du signal (cas des applications en communications) ou bien en la localisation d'une source ou dans les réflexions produisant ce signal (cas des applications radar et sonar). Dans tous les cas, les données mesurées au niveau du réseau d'antennes doivent être modifiées de manière à extraire cette information utile. Dans la plupart des cas, les méthodes utilisées pour modifier ces signaux correspondent à des extensions de techniques de traitement du signal statistique et adaptatif étendues aux applications de réseaux de capteurs. Les réseaux d'antennes sont utilisés dans une très large gamme d'applications : radar, sonar, audio, seismologie, biomédical, communications, astronomie et traitement d'images. Chacun de ces domaines d'activités représente en lui-même un domaine de recherche très actif au niveau des techniques permettant de modifier les différents signaux des capteurs. Cependant, ces diverses applications reposent sur un ensemble de principes et de techniques communes qui forment l'objet principal de ce chapitre.

2.1. Avant de commencer

Ce chapitre tente de préciser les notions fondamentales relatives au domaine du traitement d'antenne et ainsi de répondre aux questions suivantes :

- comment peut-on, à partir d'un ensemble de M capteurs, imaginer de modifier les signaux issus de ces capteurs de manière à ce que le dispositif privilégie une direction particulière de l'espace ?

– comment optimiser ce dispositif de façon à réduire, en sortie, l'influence des bruits et des signaux interférents (brouilleurs...)?

Tout au long du chapitre, vous trouverez un certain nombre de travaux personnels (généralement sous une forme encadrée) qui demanderont soit de démontrer certaines relations mathématiques, soit de réaliser une simulation numérique sous l'environnement MATLAB. Dans ce dernier cas, votre programme principal devra débiter de la façon suivante :

```
clear all; % effacement de toutes les variables de l'espace travail
close all; % fermeture de tous les fichiers (éventuellement) ouverts
global NOMBRE_ANTENNES; % nombre total de capteurs de l'antenne
global BINARY_DATA_RATE; % débit de la source binaire transmise
global FACTEUR_SURECH; % facteur de sur-échantillonnage au récepteur
global ROLL_OFF_FACTOR; % facteur de retombée des filtres en cosinus sur-élévé
global SAMPLING_FREQ; % fréquence d'échantillonnage du signal au récepteur
global BAUD_RATE; % rapidité de modulation des données transmises
%=====
% 1- Exemple d'initialisation des ces paramètres
%=====
ROLL_OFF_FACTOR=0.3;
NOMBRE_ANTENNES=10;
FACTEUR_SURECH=2;
BANDWIDTH=200e3;
DUREE_SYMBOLE=1/BANDWIDTH;
BAUD_RATE=1/DUREE_SYMBOLE;
SAMPLING_FREQ=FACTEUR_SURECH*BAUD_RATE;
%=====
% 2- Génération des signaux sur l'ensemble des capteurs
%=====
Phis = 20*pi/180; % angle d'incidence du signal utile
Phi1 = -30*pi/180 % angle d'incidence du premier interférent
Phi2 = 60*pi/180 % angle d'incidence du second interférent
RSB = 15; % rapport de puissance (en dB) entre le signal utile
        % et le bruit au niveau de chaque capteur
RSI1= 2 % rapport de puissance (en dB) entre le signal utile et l'interférent n°1
RSI2= 3 % rapport de puissance (en dB) entre le signal utile et l'interférent n°2
[MatriceR,Sig,BinaireIn,PenteSCurve]=GeneSignaux(Phis,Phi1,Phi2,RSB,RSI1,RSI2);
```



mais vous aurez la possibilité de vous attarder plus longuement sur ces notions de programmation au cours de vos exercices... Commençons par les notions générales sur les antennes.

2.2. Notions fondamentales de filtrage spatial

D'une manière identique à un filtre sélectif en fréquence capable de discriminer des signaux possédant une fréquence particulière, nous pouvons imaginer des systèmes capables de focaliser dans une direction privilégiée de l'espace. Cette tâche peut être réalisée par un capteur unique en supposant qu'il ait les capacités suffisantes pour discriminer l'espace, c'est à dire qu'il laisse passer des signaux provenant de certaines directions tout en rejetant ceux provenant d'autres directions. En applications communications ou radar, un tel système mono-capteur correspond par exemple à une antenne parabolique où les signaux sont réfléchis par l'antenne de manière telle que les signaux provenant d'une direction de pointage de l'antenne soient rehaussés. La capacité du capteur à discriminer spatialement les signaux, i.e. la *directivité*, dépend de sa forme, de sa géométrie et de ses caractéristiques physiques. Cependant, un tel système mono-capteur possède des inconvénients. Ainsi, à un instant donné, il ne peut extraire des signaux qu'en provenance d'une unique direction de l'espace définie par le pointage mécanique de l'antenne. Il ne peut donc observer simultanément plusieurs directions privilégiées de l'espace. Un second inconvénient d'un système mono-capteur concerne le fait qu'il ne soit pas capable d'adapter sa réponse, et donc de modifier son *ouverture* afin de rejeter des sources énergétiques susceptibles d'interférer avec les signaux d'intérêt. Par opposition à ces systèmes mono-capteur, une antenne de capteurs

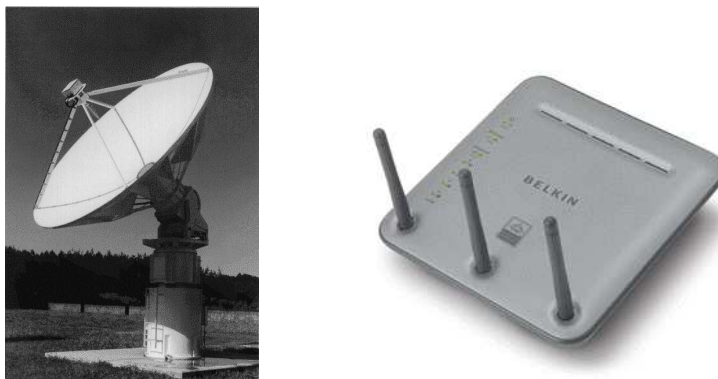


Figure 2.1. Antenne multi-capteurs : (a) de type parabolique à ouverture continue (gauche), (b) de type réseau de capteurs à ouverture spatiale discrète (droite)

telle qu'illustrée à la figure 2.1 combine les signaux de manière à focaliser dans une direction privilégiée de l'espace, cette direction étant indépendante de l'axe principal de l'antenne. Ainsi, les signaux issus des différents capteurs peuvent être combinés de manière distincte de manière à focaliser dans plusieurs directions, chacune d'elle pouvant contenir un signal d'intérêt. Ainsi, en pondérant de manière distincte les différents signaux issus des capteurs, il est possible d'extraire *simultanément* de multiples sources. Par ailleurs, de tels antennes multi-capteurs sont également capables d'ajuster

le niveau de suppression des signaux en provenance de certaines directions de façon à lutter contre les sources énergétiques interférentes (ou brouilleurs). Dans cette section, nous présentons les notions fondamentales des antennes multi-capteurs.

2.2.1. Modélisation des signaux au niveau des capteurs

Considérons les signaux reçus par une *antenne linéaire uniforme* lorsque le signal utile provient de la direction de propagation ϕ . Notons $\tilde{x}_m(t)$ le signal à temps continu présent au niveau du capteur numéro m et contenant à la fois le bruit thermique et un signal utile modulé à une fréquence porteuse f_0 . Le signal à temps continu $x_m(t)$ est

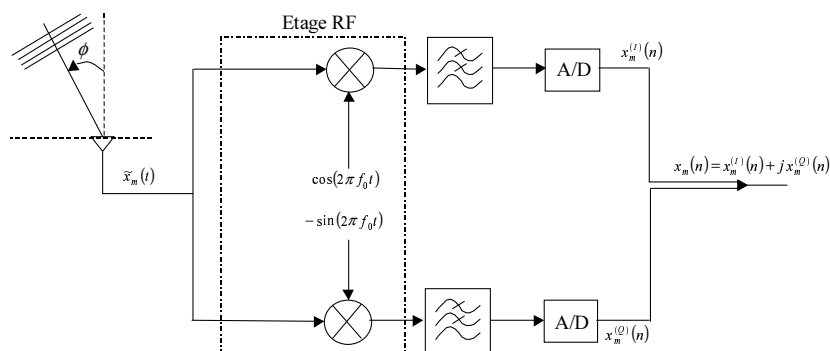


Figure 2.2. Bloc diagramme du récepteur numérique sur un capteur

obtenu après *démodulation en bande de base puis filtrage passe-bas (limité à la bande passante du signal utile)*, tandis que $x_m(n) = x_m^{(I)}(n) + jx_m^{(Q)}(n)$ désigne sa version à temps discret obtenue après conversion analogique-numérique.

REMARQUE SUR LES RECEPTEURS NUMERIQUES. En se référant au cours de communication numérique de 2^{de} année, nous savons que tout signal modulé (PSK, ASK, MAQ,...) occupe, autour de la fréquence porteuse f_0 , une bande passante à -3dB égale à $1/T$, T désignant la durée d'un symbole modulé. Au récepteur, une fois le signal transposé en bande de base, la fréquence minimale du convertisseur analogique-numérique doit être égale à $1/T$ afin de garantir une transmission sans interférences entre symboles (IES). Par contre, la plupart des récepteurs numériques modernes travaillent à des rythmes plus élevés que cette fréquence d'échantillonnage minimale. C'est pourquoi, vous avez dans votre espace de travail MATLAB, un paramètre FACTEUR_SURECH (≥ 1) qui représente le facteur de sur-échantillonnage du récepteur.

L'extension de ce modèle à l'ensemble des capteurs de l'antenne conduit à observer, à l'instant n un vecteur contenant les échantillons présents sur chaque voie soit

$$\mathbf{x}(n) = [x_1(n) \ x_2(n) \ \dots \ x_M(n)]^T \quad (2.1)$$

où M désigne le nombre total de capteurs. Une seule observation de ce vecteur est désignée sous l'appellation anglo-américaine d'*array snapshot*. Sous l'hypothèse de propagation en champ lointain (c'est à dire que la source $s(t)$ est suffisamment éloignée par rapport aux capteurs), le signal bruité reçu par le capteur numéro m est donné par :

$$\tilde{x}_m(t) = \tilde{x}_1(t) e^{-j \frac{2\pi}{\lambda} (D_m - D_1) \sin(\phi)} \quad (2.2)$$

avec D_m désignant la distance entre la source et le capteur numéro m , $\lambda = c/f_0$ la longueur d'onde du signal émis par la source distante, et ϕ l'angle d'incidence de l'onde reçue. En notant que distance entre le capteur numéro 1, considéré comme le capteur de référence, et le capteur numéro m est $D_m = D_1 + (m-1)d \sin(\phi)$, on obtient $\tilde{x}_m(t) = \tilde{x}_1(t) e^{-j \frac{2\pi}{\lambda} (m-1)d \sin(\phi)}$, soit pour le vecteur d'observation :

$$\mathbf{x}(n) = \sqrt{M} \mathbf{v}(\phi) x_1(n) \quad (2.3)$$

avec

$$\mathbf{v}(\phi) = \frac{1}{\sqrt{M}} [1 \ e^{-j \frac{2\pi}{\lambda} d \sin(\phi)} \ \dots \ e^{-j \frac{2\pi}{\lambda} (M-1)d \sin(\phi)}]^T \quad (2.4)$$

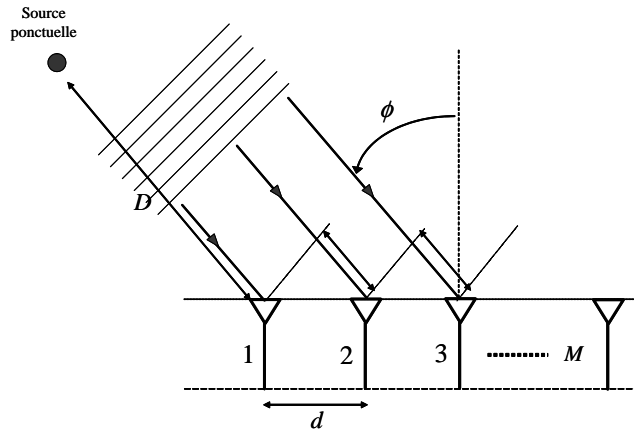


Figure 2.3. Onde plane arrivant sur un réseau d'antennes

2.2.2. Réseau d'antenne : Notion d'échantillonnage spatial

Le réseau d'antenne peut être interprété comme un système permettant d'échantillonner dans l'espace, donc dans le domaine spatial, des fronts d'ondes de propagation à une fréquence porteuse donnée. De manière similaire à l'échantillonnage dans le domaine temporel, le réseau d'antenne permet d'obtenir des données discrètes (échantillonnées spatialement) qui peuvent être utilisées sans perdre d'information sur les signaux à la condition que certaines relations soient satisfaites. Ainsi, la fréquence d'échantillonnage spatial doit être suffisamment importante de façon à ne pas créer d'ambiguïtés spatiales, c'est à dire d'éviter le phénomène de repliement spatial.

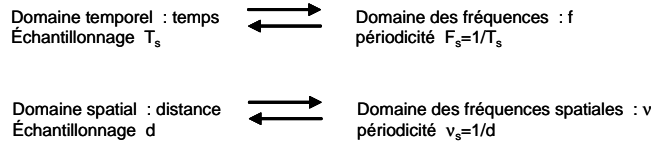


Figure 2.4. Dualité entre domaines transformés

Ainsi, pour un réseau d'antennes linéairement espacées, la *fréquence d'échantillonnage spatial* ν_s est définie par

$$\nu_s = \frac{1}{d} \quad (2.5)$$

où la *période d'échantillonnage spatial* est déterminée par l'espacement inter-éléments d exprimée en mètres. De façon analogue à l'échantillonnage uniforme de période $T_s = 1/f_s$ dans le domaine temporel pour lequel la différence de phase existant entre les deux observations (ou échantillons) à temps discret $x(n)$ et $x(n-1)$ correspond à $e^{-j2\pi F}$, où $F = f/f_s$ désigne la fréquence normalisée, nous pouvons à partir de (2.4) établir que deux observations avec échantillonnage spatial seront déphasées de $e^{-j2\pi u}$. Nous pouvons ainsi définir une *fréquence spatiale normalisée* par la quantité suivante :

$$u = \frac{\nu}{\nu_s} = \frac{d \sin(\phi)}{\lambda} \quad (2.6)$$

EXERCICE PERSONNEL 2.1.– CONDITIONS DE REPLIEMENT SPATIAL.

Ainsi, par analogie au théorème de Shannon établi pour l'échantillonnage dans le domaine temporel, il existe certaines contraintes sur la fréquence d'échantillonnage spatial pour éliminer le repliement spatial (et non plus spectral). Sachant que les fréquences spatiales normalisées sont non-ambiguës pour $-1/2 \leq u \leq +1/2$ et que l'angle d'arrivée de l'onde est compris entre $-\pi/2 \leq \phi \leq +\pi/2$, faire un raisonnement identique au cas de l'échantillonnage temporel afin de déterminer, en fonction de la valeur de la longueur d'onde λ , les conditions nécessaires sur l'espacement inter-élément d afin d'assurer une condition de non-repliement spatial.

En déduire la valeur maximale de l'espacement inter-élément.

2.3. Filtrage spatial conventionnel : la formation de voies

Dans de nombreuses applications, l'information voulue en sortie du réseau d'antennes correspond au contenu d'un signal qui se propage dans l'espace suivant une direction donnée. Ce contenu peut être le signal en lui-même (cas des transmissions) ou bien l'information d'existence d'un signal (cas des applications radar ou sonar). Aussi, il est nécessaire de combiner, de façon linéaire, les signaux disponibles sur chacun des capteurs de manière à ce que, en appliquant certaines pondérations, l'analyse soit focalisée sur un signal provenant d'une direction privilégiée. Cette opération, schématisée à la figure 2.5, est connue sous le nom de *formations de voies*. Elle permet de réaliser une opération de *pointage électronique* puisque, à la réception des signaux sur les capteurs de l'antenne, les pondérations sont appliquées à partir d'un dispositif électronique dont le but vise à focaliser l'antenne dans une direction privilégiée. Dans sa forme la plus générale, la formation de voies produit un signal de sortie en

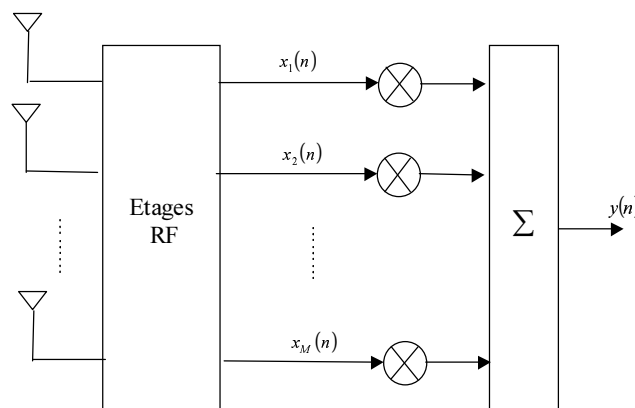


Figure 2.5. Opération de formation de voies

appliquant une combinaison pondérée des M éléments issus des capteurs, soit

$$y(n) = \sum_{m=1}^M w_m^* x_m(n) = \mathbf{w}^H \mathbf{x}(n) \quad (2.7)$$

où $\mathbf{w} = [w_1 \ w_2 \ \dots \ w_M]^T$ désigne le vecteur colonne des pondérations appliquées aux éléments de l'antenne lors de l'opération de formation de voies.

2.3.1. Réponse de l'antenne

Une fois que le vecteur des poids \mathbf{w} est déterminé, un outil standard pour analyser les performances d'un dispositif de formation de voies consiste à évaluer la réponse de l'antenne pour différentes valeurs de l'angle ϕ des signaux incidents. Cette réponse angulaire est calculée en appliquant les poids de la formation de voies \mathbf{w} à un ensemble de vecteurs pour tous les angles d'incidence possibles $-\pi/2 \leq \phi \leq +\pi/2$,

$$\mathbf{C}(\phi) = \mathbf{w}^H \mathbf{v}(\phi) \quad (2.8)$$

L'évaluation de la réponse de l'antenne consiste donc à calculer la quantité $|\mathbf{C}(\phi)|^2$, encore appelée *diagramme de rayonnement* de l'antenne. En effet, en combinant les relations (2.3) et (2.7), on montre que la puissance moyenne du signal $y(n)$ en sortie de formations de voies est donnée par :

$$\begin{aligned} \mathbb{E}[|y(n)|^2] &= \mathbb{E}[\mathbf{w}^H \mathbf{x} \mathbf{x}^H \mathbf{w}] \\ &= M \sigma_{x_1}^2 \mathbf{w}^H \mathbf{v}(\phi) \mathbf{v}(\phi)^H \mathbf{w} \\ &= M \sigma_{x_1}^2 |\mathbf{C}(\phi)|^2 \end{aligned} \quad (2.9)$$

EXERCICE PERSONNEL 2.2.– DIAGRAMME DE RAYONNEMENT.

En considérant une antenne formée de $M = 16$ capteurs identiques linéairement espacés, évaluer le diagramme de rayonnement d'une telle antenne en considérant une pondération uniforme c'est à dire $w_m = 1/\sqrt{M}$, $m = 1, \dots, M$.

– Tracer ce diagramme de rayonnement sur une échelle logarithmique en décibels, et ceci pour les valeurs suivantes de l'espacement inter-éléments $d = \lambda/8$, $d = \lambda/4$ et $d = \lambda/2$.

– Expliquer pourquoi la valeur maximale de ces réponses est obtenue pour un angle d'incidence égal à $\phi_s = 0$.

– Etudier, pour une valeur quelconque de M , la largeur théorique du lobe principal de l'antenne et montrer que cette largeur correspond à la dimension maximale de l'antenne exprimée en longueur d'onde. Pour cela, vous déterminerez la valeur théorique de $C(\phi)$ lorsque les pondérations w_m , $m = 1, \dots, M$ sont égales à $1/\sqrt{M}$, puis vous analyserez la largeur théorique du lobe principal de $C(\phi)$.

A partir de ces résultats et des observations de l'exercice personnel précédent, en déduire quelle est l'espacement inter-capteur optimal réalisant le compromis entre le phénomène de repliement spatial et la minimisation de la largeur du lobe de focalisation de l'antenne.

2.3.2. Rapport signal à bruit en sortie

Afin de mesurer l'apport d'un dispositif de formation de voies, il est utile d'évaluer le gain en rapport signal à bruit (SNR) obtenu entre l'entrée et la sortie de la formation de voies. Pour cela, considérons que le vecteur d'observation correspond à un signal d'intérêt provenant d'une direction ϕ_s et d'un bruit thermique $\mathbf{b}(n)$. Après application des coefficients de la formation de voies aux signaux présents sur les capteurs, on obtient en sortie de traitement :

$$y(n) = \mathbf{w}^H \mathbf{x}(n) = \sqrt{M} \mathbf{w}^H \mathbf{v}(\phi_s) s(n) + \tilde{b}(n) \quad (2.10)$$

où $\tilde{b}(n) = \mathbf{w}^H \mathbf{b}(n)$ désigne le bruit en sortie de la formation de voies. La puissance moyenne de signal en sortie de la formation de voies est égale à

$$P_y = E[|y(n)|^2] = \mathbf{w}^H \mathbf{R}_{xx} \mathbf{w} \quad (2.11)$$

avec la matrice d'autocorrélation du signal d'observation définie par $\mathbf{R}_{xx} = E[\mathbf{x}(n)\mathbf{x}(n)^H]$. Il faut bien comprendre que cette matrice correspond à une matrice de corrélation spatiale (et non pas temporelle !) donnée par :

$$\mathbf{R}_{xx} = \begin{pmatrix} E[x_1(n)x_1^*(n)] & \cdots & E[x_1(n)x_M^*(n)] \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ E[x_M(n)x_1^*(n)] & \cdots & E[x_M(n)x_M^*(n)] \end{pmatrix} \quad (2.12)$$

A partir de la relation (2.3), le signal en bande de base reçu sur le capteur numéro m est donné par :

$$x_m(n) = e^{-j2\pi(m-1)u_s} s(n) + b_m(n) \quad (2.13)$$

où u_s correspond à la fréquence spatiale normalisée produite par $s(n)$. Le rapport signal sur bruit sur le capteur numéro m à l'entrée de la formation de voies est donné par :

$$\text{SNR}_{in}(n) = \frac{E(|e^{-j2\pi(m-1)u_s} s(n)|^2)}{E(|b_m(n)|^2)} = \frac{E(|s(n)|^2)}{E(|b_m(n)|^2)} \quad (2.14)$$

Nous supposons que la puissance de bruit est identique (et égale à σ_b^2) sur tous les capteurs. On suppose, de plus, que les bruits observés sur chaque capteur sont indépendants. En sortie de traitement, la puissance moyenne de signal utile et de bruit sont données respectivement par :

$$\begin{aligned} P_s &= E(|\sqrt{M} \mathbf{w}^H \mathbf{v}(\phi_s) s(n)|^2) = M \sigma_s^2 |\mathbf{w}^H \mathbf{v}(\phi_s)|^2 \\ P_b &= E(|\mathbf{w}^H \mathbf{b}(n)|^2) = \mathbf{w}^H \mathbf{R}_{bb} \mathbf{w} = \sigma_b^2 \|\mathbf{w}\|^2 \end{aligned} \quad (2.15)$$

car $\mathbf{R}_{bb} = \sigma_b^2 \mathbf{I}$. Ainsi, le rapport signal à bruit en sortie de la formation de voies est donné par :

$$\text{SNR}_{out} = \frac{P_s}{P_b} = M \frac{|\mathbf{w}^H \mathbf{v}(\phi_s)|^2}{\|\mathbf{w}\|^2} \text{SNR}_{in} \quad (2.16)$$

Le gain en rapport en signal sur bruit de la formation de voies est donc fonction uniquement de l'angle d'incidence du signal utile ϕ_s , du vecteur de pondération \mathbf{w} de la formation de voies, et du nombre total de capteurs M

EXERCICE PERSONNEL 2.3.– CALCUL DU RSB.

En considérant une antenne identique à celle analysée dans l'exercice 2.2 pour une distance inter-capteurs égale à $d = \lambda/2$,

- *générer les signaux reçus sur l'ensemble des capteurs en considérant que le signal utile provient de la direction $\phi_s = 0$,*
- *visualiser l'apport du traitement d'antenne en comparant le diagramme de l'œil obtenu sur un capteur individuel avec celui obtenu en sortie de traitement*
- *en déduire expérimentalement le gain en rapport signal à bruit apporté par le traitement de formation de voies. Le comparer par rapport aux résultats théoriques (on notera pour cela que la puissance de bruit reste identique en entrée et en sortie du traitement d'antenne).*

INDICATION. Visualiser le diagramme de l'œil sur 2 intervalles symbole (sachant qu'un intervalle symbole est représenté par FACTEUR_SURECH échantillons) en utilisant l'instruction Matlab `eyediagram`.