

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
Ministère de l'Enseignement Supérieur Et De La Recherche scientifique

FACULTE DE SCIENCES DE L'INGENIEUR



Projet de fin d'études
En vue de l'obtention du diplôme d'ingénieur d'état en Aéronautique
(Option installation)

Thème

**ETUDE DE LA TECHNIQUE
GENERALISEE DE SUPPRESSION DES
EFFETS DES LOBES SECONDAIRES
GSC**

Réalisé par :

Bennaoui Nora

Encadré par :

Melle : F.DOUDOU

Promotion 2006-2007

اهتد - في عملنا هـ - هوائيات خطية بحيث يكون هدفنا - رؤية و -
محاسن استعمال مجموعة من الهوائيات عوضاً من هوائي واحد، نذكر منها حذف التشويشات (تأثير
الفصوص الجانبية) بهذه الطريقة يستلزم معرفة اتجاه وصول هذه التشويشات، لذلك نـ (الغور يتم)
نظرية تقدير الاتجاهات، قمنا نحن باختيار (الغور يتم) تنظيم
الوجهات بالانجليزية (البيم فورمر).
أما هدفنا هو دراسة (حذف الصفوف الجانبية) المسؤول على التخفيض في ير
الجانبية و هو الغاية من بحثنا .
مفهوم تأقلم قياسات شبكة الهوائيات في النظرية الأولى يطبق بواسطة الغور يتم (المربعات التراجعية
(RLS) .

Résumé

Dans notre travail, nous nous intéressons au cas d'un réseau d'antennes linéaire où le premier objectif de voir l'avantage de l'utilisation de rangée de senseurs à la place d'un seul tel que l'annulation des brouillages (l'effet de lobes secondaires) par cette technique nécessite la connaissance des directions d'arrivée (DOA) des brouilleurs, pour cela, on applique un algorithme d'estimation de DOA, à savoir l'algorithme de formation de voie (beamformer).

La technique GSC (Generalized side lobe canceller) est responsable de la réduction de l'effet des lobes secondaires, feront l'objet de notre étude. L'adaptation des pondérations du réseau, pour le système GSC, est réalisée par l'algorithme d'adaptation RLS (Recurisif Least Square).

Abstract

In our work, we are interested in the case of a linear network of antenna where the first objective to see the advantage of the use of line of sensors in the place of only one such as the cancellation of jammings (the effect of secondary lobes) by this technique, requires the knowledge of the directions of arrival (DOA) of the jammers, for that, one applies an algorithm of estimate of DOA, namely, the algorithm of formation of channel (beamformer).

GSC (Generalized side lobe canceller), will be our object in this paper. The adaptation of weightings, for the GSC system, of the network is carried out by the algorithm Recurisif Least Square (RLS).

TABLE DES MATIERES

RESUMES.....	
ERREUR ! SIGNET NON DEFINI.	
LISTE DES	
FIGURES.....	ERREUR !
SIGNET NON DEFINI.	
LISTE DES	
SYMBOLES.....	ERREUR !
SIGNET NON DEFINI.	
INTRODUCTION	
GENERALE.....	ERREUR ! SIGNET
NON DEFINI.	
I. GENERALITES SUR SYSTEME RADAR.....	5
I.1 introduction.....	5
I.2 les systèmes RADAR.....	5
I.3 Les phénomènes de propagation	8
I.3.1 Généralités sur les ondes planes	8
I.3.2 Influence des obstacles sur les signaux	9
I.3.2.1 Dispersion fréquentielle	9
I.3.2.2 Réflexion et réfraction	9
I.3.2.3 Diffraction	9
I.3.2.4 Diffusion	10
I.4 Signaux parasites et bruit.....	11
I.4.1 Notion de bruit blanc.....	11
I.4.2 Rapport signal sur bruit	12
I-5 conclusion.....	13
II .RESEAUX D'ANTENNES ET FORMATION DES VOIS.....	15
II.1 Les Antennes.....	15
II.1.1 Introduction.....	15
II.1.2 Gain d'une antenne.....	16
II.1.3 Ouverture du lobe principale.....	16
II.1.4 Polarisation.....	17
II.1.5 Taux de lobes secondaires.....	18
II.2 Réseaux d'antennes	19
II.2.1 Introduction	19

II.2.2 Réseaux d'antennes :	21
II.2.2.1 Réseaux linéaires.....	21
II.2.2.2 Réseaux linéaires dispersifs	22
II.2.2.3 Réseaux linéaires non dispersifs.....	22
II.2.2.4 Réseaux circulaires.....	23
II.2.2.5 Réseau cylindrique	24
II.2.2.6 Réseau plane	25
II.2.3 Avantage d'utiliser un réseau d'antennes :	25
II.2.4 Réseau linéaire uniforme	26
II.2.4.1 Principe.....	25
II.2.4.2 le rapport signal sur bruit	30
II.2.4.3 Facteur réseau	31
II.3 La formation des voies.....	32
II.4 Les réseaux adaptative	34
II.4.1 Algorithmes d'adaptation.....	36
II.4.2 Le choix des algorithmes	36
II-5 conclusion	37
III .SYSTEME GENERALISE DE SUPPRESSION DES LOBES	
SECONDAIRES"GSC"	39
III.1 Introduction	39
III .2 Système de suppression des lobes secondaires « SLC »	
III.3.Système généralisé de suppression des lobes secondaires SLC.....	39
III.3.1 Principe de fonctionnement du système GSC.....	41
III.3.2 L'algorithme RLS.....	42
III.3.3 Etude Mathématique.....	45
III.3 Conclusion	48
VI. SIMULATION ET RESULTAS	
VI.1 Interface réaliser.....	
VI.2 Simulation	
IV.3 Résultats.....	
CONCLUSION GENERALE.....	
BIBLIOGRAPHIE	
ANNEXES.....	

LISTE DES SYMBOLES

c : la vitesse de propagation de la lumière

λ : la longueur d'onde

f : la fréquence

$\Delta\varphi$: la différence de phase

$S(t)$: le signal utile

$S_i(t)$: le signal interférent

$N(t)$: bruit blanc

$s_{bb}(f)$: la densité spectrale

$R_{bb}(f)$: la fonction d'auto corrélation

SNR : le rapport signal sur bruit

SIR : le rapport signal sur interférence

P : la puissance

θ : La direction d'arrivée

$G(\theta)$: gain de l'antenne

K : taux de lobes secondaires

E_s : le champ maximal des lobes secondaires

E_m : le champ maximal du lobe principal

d : distance entre les éléments de réseau

τ : le retard de propagation

$\text{Re}\{.\}$: la partie réelle de

M : nombre d'éléments du réseau

$X(t)$: le signal (vecteur) d'entrée

$S(\theta)$: le vecteur directionnel

$F(\theta)$: facteur du réseau

F : la fonction du réseau

Δf : la bande passante

$Y(k)$: signal de sortie à l'instant k
 W_i : les poids complexes
 $()^*$: le conjugué de
 $()^H$: l'hermitien de (conjugué transposé)
 $E \{ \cdot \}$: l'espérance de
 R : matrice de covariance
: facteur d'oublier
 B : la largeur de bande
 r : Matrice d'intèrcorrelation
 Z : la sortie du SLC
 μ : une valeur constante arbitraire
 ω : la pulsation
 $\hat{\cdot}$: L'estimateur
 ζ : L'erreur d'estimation
 $\Phi(n)$: La matrice de l'auto corrélation
 $z(n)$: Le vecteur du corrélation

INTRODUCTION GENERALE

Les antennes des radars qui balayent sans interruption l'espace sont caractérisées par un lobe principal à gain élevé et un grand nombre de lobes secondaires. Il est important que le gain des lobes secondaires soit beaucoup plus faible que celui du lobe principal. Il faut, par ailleurs, que l'antenne ait un gain élevé et un lobe principal étroit de façon à réduire la possibilité de détecter une cible sur les lobes secondaires et la susceptibilité du radar aux signaux d'interférences arrivant sur les lobes secondaires

Nous sommes intéressé dans ce mémoire à l'étude de la technique généralise de suppression des effets des lobes secondaires GSC avec un réseau d'antennes linaires en utilisant l'un des algorithmes d'adaptation qui est RLS et Comme généralement, les DOA des signaux reçus varient dans le temps, et à cause de l'existence des interférences et ses bruits, les paramètres du signal d'arrivée sont variables dans le temps. Donc pour suivre le changement de ces facteurs, d'où la nécessiter d'introduire les réseaux adaptatifs capables de modifier les diagrammes de rayonnement de façon automatique.

Pour mener à bien notre travail, on a divisé notre mémoire en quatre chapitres:

Le premier chapitre présente des généralités sur les systèmes RADAR et phénomènes de propagation.

Le deuxième chapitre définit les antennes et ces paramètres ainsi que la définition des réseaux d'antennes puis les différents réseaux d'antenne existants.

Le troisième chapitre développe la technique de suppression l'effet des lobes secondaires "Generalized Side lobe canceler (GSC)"en utilisant l'algorithme RLS.

Enfin dans le dernier chapitre, nous présentons les résultats de toutes les simulations que nous avons effectuées avec l'algorithme du RLS avec les différents commentaires concernant les performances de cet algorithme.

I.GENERALITES SUR LES SYSTEMES RADAR

I.1Introduction

Nous consacrons ce chapitre à donner une généralité sur les systèmes RADAR tout on décrivons les déférentes phénomènes de propagation ainsi que les signaux parasites.

I.2 Les systèmes RADARA

Le Radar s'est imposé comme le capteur universel dans le domaine de la surveillance aérienne, les systèmes d'armes, la météorologie etc. En effet, il a trouvé sa première application dans le domaine militaire en tant que moyen de détection des avions et navires ennemis. Il est bien connu qu'une détection au temps importun des forces et moyens ennemis constitue une des conditions du succès dans le combat. Il est utile de rappeler qu'avant l'apparition des systèmes radar, la détection s'effectuait principalement à l'aide des méthodes optiques et acoustiques; pour la détection nocturne des objectifs; nous nous servions de projecteurs. Nous pouvons distinguer trois catégories de systèmes de détection.

- Les stations radars terrestres (fixes ou mobiles).
- Les stations aéroportées.
- Les stations embarquées sur des navires

Dans les radars terrestres, leurs missions sont la détection (radar de veille), le guidage et la conduite de tir d'artillerie. Pour les radars qui sont montés à bord d'avions, ils ont pour missions de faire la détection et le pointage, la vision de tir, la télémétrie et la surveillance. En ce qui concerne les radars embarqués sur des navires, ils ont pratiquement les mêmes missions que ceux du terrestre.

Les possibilités opérationnelles et les performances des radars n'ont cessé de progresser grâce à l'évolution technologique dans le domaine du traitement et de la visualisation de l'information en temps réel, et notamment dans le domaine de la détection des signaux de cibles radar; ce qui a permis d'offrir de meilleures conditions de travail au personnel exploitant. En effet, les moyens matériels et logiciels prennent en charge, en temps réel, le travail fastidieux du personnel opérationnel. Les radars à impulsion, utilisés dans le domaine de la surveillance aérienne, sont

équipés d'antennes multifaisceaux (multi pinceaux).

Un radar multifaisceaux est caractérisé par le rayonnement simultané de plusieurs faisceaux. Ces pinceaux (faisceaux) se chevauchent et se regroupent pour donner une couverture radar représentant, ainsi, l'espace aérien surveillé dans le plan vertical, pour un radar de veille.

En effet, le radar envoie plusieurs impulsions, pendant l'exploration de l'espace d'observation, pour chaque tour d'antenne. Les impulsions de retour sont traitées pour améliorer le rapport signal sur bruit et, par conséquent, la probabilité de détection. S'il y a présence d'une cible, le nombre d'impulsion l'atteignant est appelé nombre de coup au but (Number of hits).

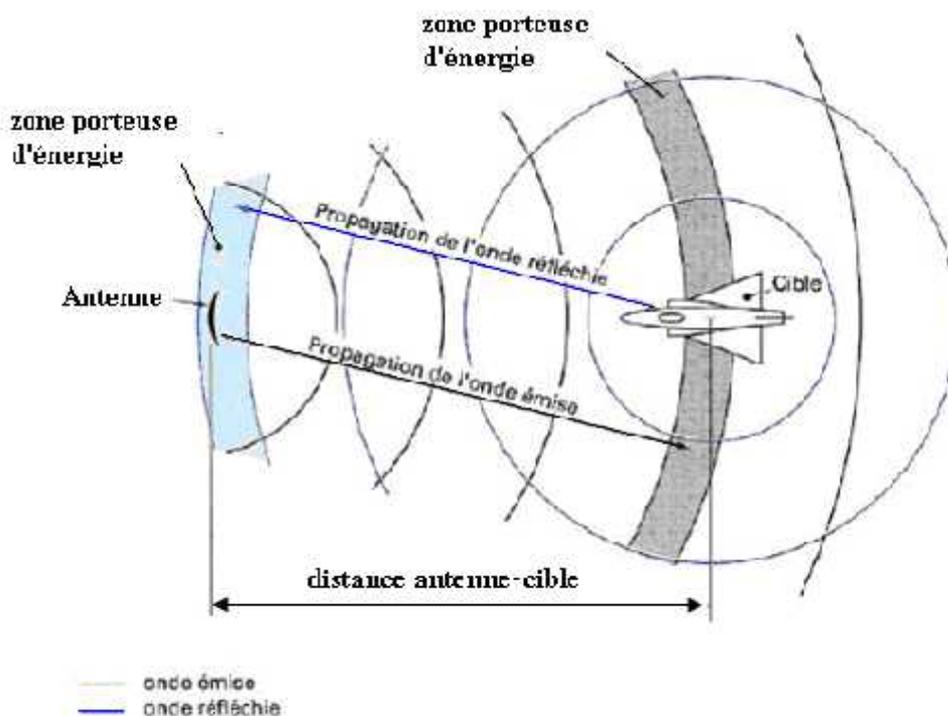


figure 1. 1: schéma de propagation du signal radar

L'intégration peut être soit cohérente, soit non cohérente. Dans l'intégration cohérente, il est nécessaire de connaître la phase initiale de chacune des N impulsions transmises par le radar. Puisque chaque phase initiale d'une impulsion de durée τ est connue, le traitement cohérent consiste à considérer les N impulsions comme une seule mais de durée plus longue $N\tau$ et, par conséquent, nous aurons une amélioration du rapport signal sur bruit. .

L'intégration non cohérente, appelée aussi post-intégration, consiste à cumuler l'énergie dans chaque case - distance, de récurrence en récurrence, pendant le temps d'observation, sans pour autant connaître la phase initiale de chaque impulsion. Elle apporte ainsi un gain dans la probabilité de détection.

La détection de signaux de cibles radar est limitée non seulement par la présence de signaux parasites divers (appelés clutter), internes ou externes, naturels ou artificiels ; mais aussi par la présence des lobes secondaires des antennes, pouvant ainsi engendrer de fausses coordonnées.

Le clutter (Figure I-2) est défini comme étant un signal indésirable accompagnant le signal utile dans le récepteur radar, par voie de conséquence la détection des cibles devient difficile, il est d'origine divers (échos de mer, échos du sol, végétation, nuages, etc...). Nous distinguons, généralement, deux types de clutter: le clutter de surface et le clutter de volume. Celui de surface provient des échos de la mer et du sol, l'autre est dû essentiellement aux phénomènes atmosphériques. Le problème général de la détection d'un signal de cible, noyée dans du clutter environnant, peut être scindé en trois phases principales:

- Le filtrage optimal visant à augmenter le rapport signal sur clutter (bruit).
- Le blocage des signaux issus des lobes secondaires
- La détection proprement dite qui, à partir du signal résultant du filtrage optimal, permet de décider si une cible est présente, en utilisant un seuil fixe (pour les radars classiques) ou adaptatif (pour les radars modernes).[

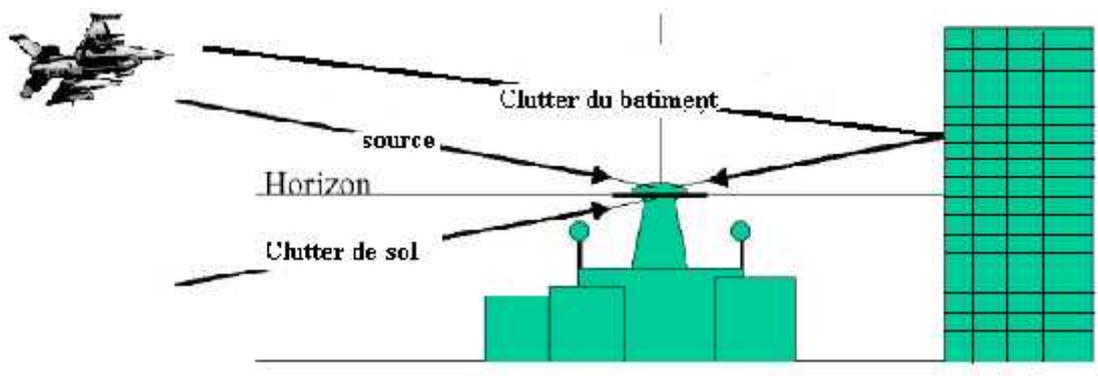


Figure I. 2 : illustration d'un signal source et des interférences

I.3 Les phénomènes de propagation

I.3.1 Généralités sur les ondes planes

La solution élémentaire d'onde plane est largement utilisée dans le contexte de la propagation en espace libre. Physiquement, cette approximation est valable dans le cas où la zone d'observation est suffisamment éloignée de la source. Pour valider cette approximation, on donne une définition d'une onde plane.

Une onde plane est une onde dont les surfaces équiphases forment des plans. Quelle que soit la forme des surfaces équiphases (par exemple sphériques ou planes), la direction de propagation de l'onde en un point est définie par la direction perpendiculaire à la surface équiphases autour de ce point. La direction de propagation d'une onde plane est donc identique en tout point. En pratique, on l'utilise lorsque l'hypothèse champ lointain est satisfaite. L'hypothèse champ lointain signifie que les distances entre la source et les différents points du récepteur sont approximativement égales.

I.3.2 Influence des obstacles sur les signaux

En parcourant un trajet entre l'émetteur et le récepteur, l'onde émise rencontre un certain nombre d'obstacles. En fonction de la dimension de l'obstacle par rapport à la longueur d'onde λ , de sa nature et de sa forme, l'onde sera affectée différemment. Le premier phénomène, appelé réflexion spéculaire, a lieu quand la taille de l'objet réfléchissant est grande et que les irrégularités de surface sont petites vis à vis de λ . La trajectoire de l'onde est alors modifiée ainsi que son amplitude et sa phase en fonction de l'angle d'incidence.

I.3.2.1 Dispersion fréquentielle :

Les phénomènes de dispersion fréquentielle s'expriment par une variation des propriétés électromagnétiques du milieu en fonction de la fréquence. Dans un milieu sans pertes, ceci se traduit par une variation de la vitesse de propagation avec la fréquence. Dans un milieu à pertes, l'atténuation peut dépendre de la fréquence et même si la vitesse de propagation de l'onde est constante avec la fréquence, on observe des dispersions fréquentielles.

Dans les deux cas, c'est la variation du nombre d'onde avec la fréquence qui caractérise la dispersion fréquentielle. Dans le cas d'un milieu non dispersif, la relation de dispersion étant linéaire, la vitesse de phase est égale à la vitesse de la lumière dans le milieu. La vitesse de groupe est la vitesse à laquelle un groupe d'ondes de fréquences

assez proches se propage. Elle s'exprime par $V_g = d \omega / dk$ où k représente le nombre d'onde et cette pente représente donc la relation de dispersion autour d'une fréquence donnée.

Néanmoins, l'information se propage à la vitesse de groupe et non à la vitesse de phase et son transport reste donc toujours inférieur à la vitesse de la lumière dans le vide. D'autre part, le phénomène de dispersion fréquentielle se retrouve dans les milieux à pertes et plus particulièrement lors des interactions contre des obstacles.

I.3.2.2 Réflexion et réfraction :

La réflexion et la réfraction ont lieu sur des obstacles de grandes dimensions par rapport à la longueur d'onde. La réfraction décrit l'onde transmise à travers l'obstacle. Si l'obstacle est parfaitement conducteur, il n'y a pas de transmission de l'onde, ce qui signifie que toute l'énergie est réfléchi.

Les coefficients de réflexion et de réfraction dépendent des propriétés électromagnétiques de l'obstacle, de la polarisation, de la fréquence et de la direction de l'onde incidente. Lorsqu'il y a des irrégularités de dimension comparable voire supérieure à la longueur d'onde sur la surface de l'obstacle, la réflexion devient diffuse, et dans ce cas l'onde est réfléchi dans plusieurs directions pour une seule direction incidente. De même lorsque le plan de réflexion est de dimension finie, même s'il est lisse, la réflexion devient diffuse. On parle alors de réflexion diffuse cohérente.

I.3.2.3 Diffraction :

La diffraction a lieu sur l'arrête d'obstacle de grandes dimensions par rapport à la longueur d'onde ou sur des obstacles dont certaines dimensions sont de l'ordre de la longueur d'onde. Le principe de Huyghens, qui dit que chaque point éclairé de l'obstacle peut s'apparenter à une source propageant l'onde sous forme sphérique, permet de prendre en compte et calculer la diffraction. On peut citer, par exemple, la diffraction par dessus des toits ou sur les coins des bâtiments. Généralement, l'énergie diffractée est de plus en plus faible au fur et à mesure que l'on se rapproche de l'obstacle et que la fréquence devient plus grande.

I.3.2.4 Diffusion :

La diffusion d'une onde a lieu lorsque celle-ci arrive dans un milieu contenant beaucoup d'obstacles de dimensions de l'ordre de la longueur d'onde. Dans ce cas, l'onde est redirigée dans toutes les directions avec différentes atténuations. L'effet sur un

obstacle pris séparément relève de la diffraction mais lorsqu'on l'étudie dans une zone à fortes densité d'obstacles, on préférera utiliser une approche statistique débouchant sur le mécanisme de diffusion. On retrouve ce type de phénomènes en présence d'arbres, par exemple.

Le phénomène de transmission, encore appelé réfraction, traduit le passage d'une onde d'un milieu à un autre dont l'indice est différent. Dans le cas où le second milieu est d'épaisseur finie, l'onde est à nouveau réfractée dans le premier milieu et traverse ainsi l'obstacle.

La diffraction se produit chaque fois qu'une onde rencontre un obstacle au cours de sa Propagation .Reste enfin le phénomène de diffusion ou réflexion diffuse qui a lieu quand l'onde rencontre une surface dont la dimension des irrégularités est comparable à . Chaque irrégularité va diffracter l'onde en sous- ondes. Les quatre mécanismes sont illustrés par la Figure I. 3.[]

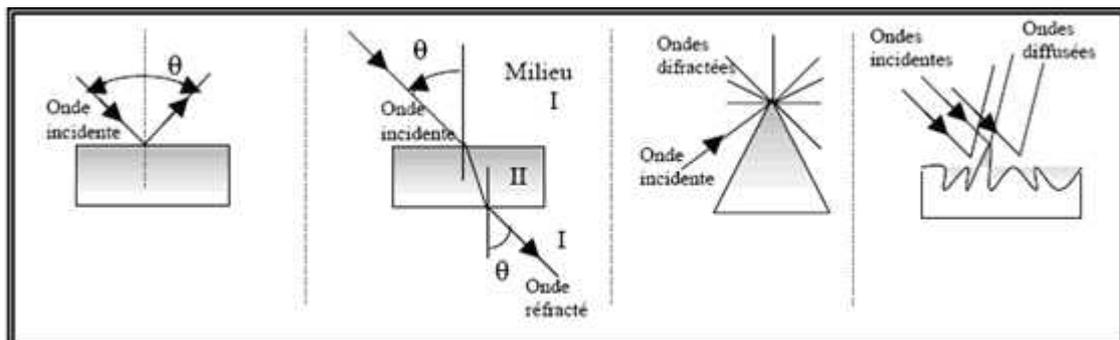


Figure I. 3 : illustration des mécanismes de propagation

I.4 Signaux parasites et bruit

Tout signal autre que le signal utile est un parasite qui gêne la détection de la cible. de plus, ce qui est pour notre cas un signal indésirable peut être le signal utile pour une autre application ; c'est le cas des échos atmosphériques qui représentent des bruits pour les radars de détection de cibles aériennes, mais qui sont des signaux utiles des radars météorologiques. Les signaux parasites dans les radars de surveillance aérienne sont constitués de :

- Bruits internes et en particulier du bruit thermique.
- Bruits externes naturels (clutter).

- Bruits externes artificiels tels que les signaux de brouillage (appelés contre-mesures électroniques) et les interférences avec d'autres radars
- Échos parasites résultant de la réflexion des impulsions émises par le radar lui-même sur les réflecteurs naturels entourant les cibles (sol, pluie, mer, forêts, etc.). Selon qu'ils proviennent du récepteur lui-même, du sol, de l'atmosphère ou de mer, les caractéristiques de ces échos (densité de probabilité, moyenne, variance, etc...) sont différents, et par voie de conséquence, les moyens utilisés pour minimiser leurs effets sont aussi différents

Les bruits, puisqu'ils ont un caractère aléatoire, suivent des lois de probabilité. Pour des considérations de facilité dans les modélisations mathématiques, les radaristes ont toujours considéré que ces clutter (clutter de sol, clutter de mer, etc...) suivent une loi gaussienne; mais dans la réalité ceci n'est pas toujours vrai. Beaucoup de travaux de recherche ont montré que ces clutter suivent des lois non gaussienne telles que la distribution de Wei Bull, la distribution log-normal.

Pour déterminer les performances d'un système radar avec une certaine probabilité de fausse alarme désirée, il est absolument indispensable de connaître à quelle loi obéit le clutter en question. Le clutter météorologique, qui est néfaste pour la détection radar, suit généralement une loi de « Rayleigh »

I.4.1 Notion de bruit blanc

Le bruit de Wiener et le bruit blanc sont aux signaux aléatoires ce que sont l'échelon et l'impulsion de Dirac aux signaux déterministes.

On appelle bruit blanc $N(t)$ un signal aléatoire de densité spectrale constante. On note généralement :

$$S_{bb}(f) = \frac{N_0}{2}$$

Sa fonction d'autocorrélation est donc donnée par :

$$R_{bb}(f) = \frac{N_0}{2} ()$$

Le bruit blanc n'a pas d'existence physique car il serait de puissance infinie.

$$\begin{cases} S_{bb}(f) = \frac{N_0}{2} & \text{pour } |f| < B \\ S_{bb}(f) = 0 & \text{sinon} \end{cases}$$

Il faut remarquer que la notion de blancheur est indépendante de la loi de probabilité du bruit. Un bruit blanc peut être Gaussien, uniforme... Le signal de Wiener est le modèle mathématique de nombreux phénomènes physiques aléatoires réels dont le plus caractéristique est le mouvement Brownien. Il s'agit d'un mouvement d'une particule dans un fluide homogène sous la seule influence de la température. De même comme nous savons que l'impulsion de Dirac comme étant la dérivée de l'échelon, le bruit blanc peut être défini comme la dérivée du processus de Wiener.

I.4.2 Rapport signal sur bruit

Le rapport signal sur bruit SNR noté souvent S/N, qui est un facteur important dans nos simulations, est défini comme le rapport de la puissance du signal sur celle du bruit.

$$S/N = \frac{P_{\text{signal}}}{P_{\text{bruit}}}$$

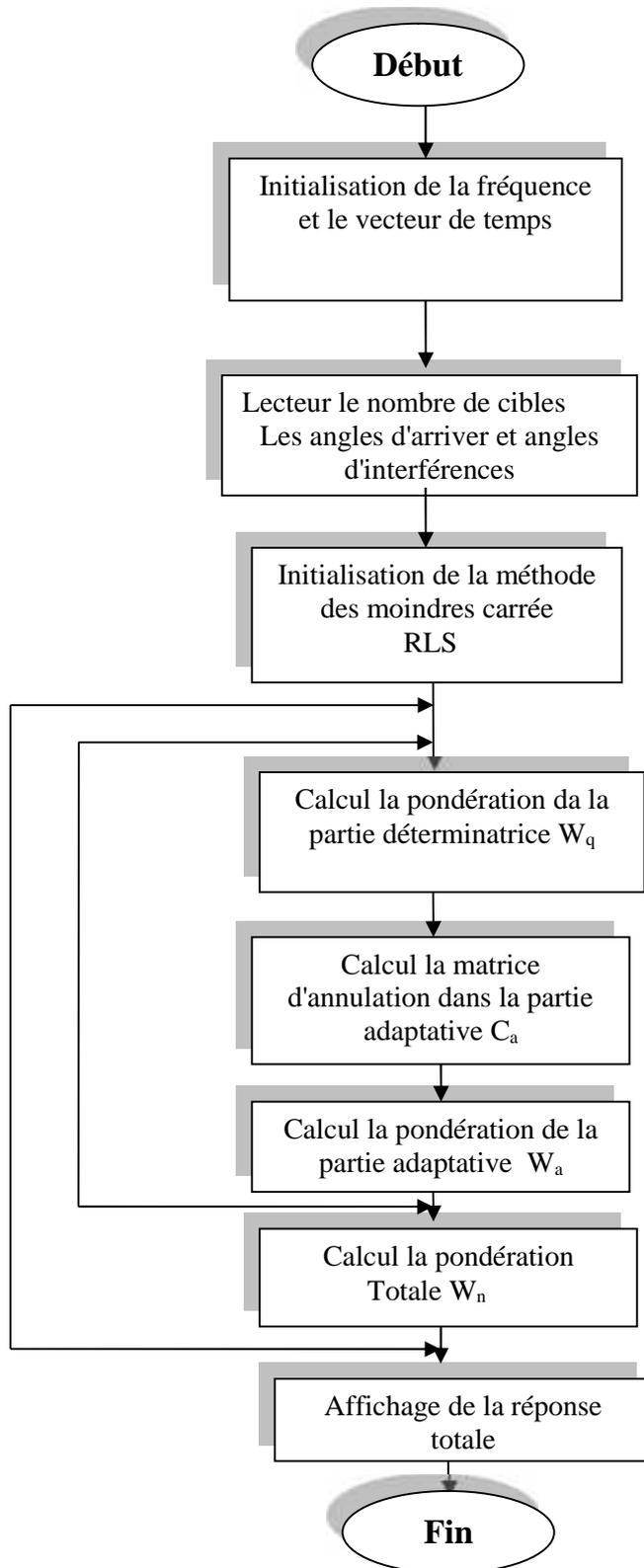
Cette définition montre clairement que ce facteur dépend du signal et du bruit. Soit $S_{ss}(f)$ la densité spectrale du signal $s(t)$ et $S_{bb}(f)$ celle du bruit on a :

$$S/N = \frac{\int S_{ss}(f)}{\int S_{bb}(f)}$$

CONCLUSION:

Nous avons présentée dans cette partie des généralités sur le système radar (Radio Detection And Ranging) qui sont utilisées depuis plusieurs années et dans plusieurs applications ; on décrit en suite une généralité sur les différents phénomènes de propagation pouvant être rencontrés dans la réalité (dispersion fréquentielle, interaction obstacles).

Enfin on a élaboré les signaux parasites et bruit qui ont une influence sur le contexte général de notre étude.



II. RESEAUX D'ANTENNES ET FORMATION DES VOIS

II.1 Les antennes

II.1.1 Introduction

Une antenne se compose en générale d'un émetteur qui fournit à sa sortie un courant haute fréquence modulé. Pour transmettre l'information à distance, le courant modulé doit être transformé en ondes électromagnétiques capables de se déplacer dans l'atmosphère. C'est le rôle de l'antenne d'émission. L'onde électromagnétique dans l'atmosphère est réfléchiée par plusieurs obstacles (nuages, bâtiments, montagnes, etc...) (Vue en premier chapitre) et arrive au récepteur. C'est à l'antenne de réception qu'incombe la mission de convertir l'onde électromagnétique en courant susceptible d'être traité par le récepteur.

En surveillance Aérienne, on utilise généralement des radars à ondes centimétriques et à ondes décimétriques. Pour ces types d'ondes, l'antenne des radar classiques se compose d'un réflecteur parabolique et d'une alimentation focale, généralement un cornet. Quelque soit la forme de l'antenne, son rayonnement est toujours plus ou moins concentré autour d'un axe: c'est le lobe principale, et autour de ce lobe on trouve d'autres directions de rayonnement moins importants mais non négligeables ce sont les lobes secondaires.

Le diagramme de rayonnement d'une antenne, DDR, indique la façon dont l'antenne répartit son rayonnement dans l'espace environnant.

Le diagramme de rayonnement est donc tridimensionnel. Il est représenté par un système de coordonnées sphériques ou rectangulaires. Le choix de l'un ou de l'autre système dépend de la localisation du champ rayonné dans l'espace. Si le champ rayonné est réparti dans tout l'espace (antenne peu directive ou omnidirectionnelle) le système sphérique est avantageux. Le système rectangulaire convient mieux lorsque le champ est concentré autour d'une direction particulière (antenne directive). La représentation bidimensionnelle du diagramme de rayonnement est déduite en effectuant des coupes et des projections. Les coupes sont effectuées dans des plans de symétrie s'il en existe, ou bien, de façon plus conventionnelle dans des plans orthogonaux correspondant aux plans de

polarisation du champ dans une direction privilégiée, par exemple: le plan du champ électrique ou celui du champ magnétique. La représentation polaire est très suggestive. La représentation cartésienne est commode pour la comparaison des diagrammes: avec des échelles logarithmiques puisque dans ce cas tout réajustement d'un diagramme dû à un facteur multiplicatif ne nécessite qu'une translation verticale. Les projections se justifient pour les antennes très directives, elles s'effectuent sur un plan normal à la direction de rayonnement privilégié.

Les performances d'une antenne sont définies par les paramètres suivants:

- le gain.
- Ouverture du lobe principale
- la polarisation.
- le taux de lobes secondaires.
- la bande passante.

II.1.2 Gain d'une antenne

Une antenne ne peut émettre une puissance plus grande que celle qu'elle reçoit. L'antenne dans un radar peut concentrer cette puissance dans une direction donnée. Le gain d'une antenne est une caractéristique importante de ses performances au sein d'un système. Il se définit comme le rapport de l'intensité maximum de rayonnement obtenue au sommet du lobe principal sur l'intensité de rayonnement dans la même direction qui serait produite pour une source électromagnétique isotrope alimentée par la même puissance d'entrée

Le gain s'exprime généralement en décibels :

$$G(\text{dB}) = 10 \log (G)$$

Si les deux antennes consommaient la même puissance. Le gain en puissance tient donc compte des pertes dans l'antenne.

II.1.3 Ouverture du lobe principale

L'ouverture du lobe principale est une caractéristique essentielle d'un système radar. Dans le plan horizontal, elle définit la position et le pouvoir de résolution angulaires ; dans le plan vertical, elle exprime les possibilités de couverture verticale.

II.1.4 Polarisation

La polarisation de l'onde exprime la position du champ électrique dans l'espace. Suivant que celui-ci est vertical ou horizontal, la polarisation est dite verticale ou horizontale. On peut également faire tourner le champ électrique de l'onde rayonnée d'une façon continue, soit en lui conservant la même amplitude: la polarisation est dite circulaire; soit en faisant varier l'amplitude, généralement suivant une ellipse: la polarisation est dite elliptique

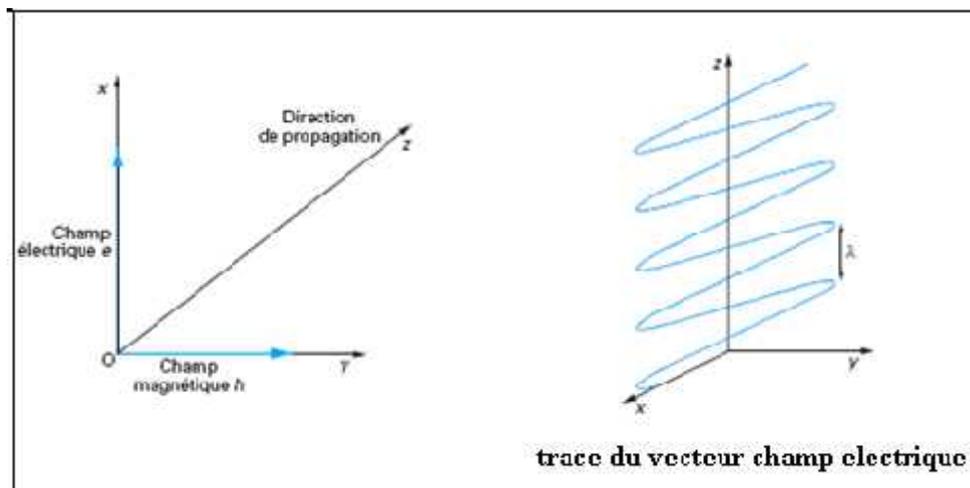


Figure II. 1 : schéma de la polarisation rectiligne

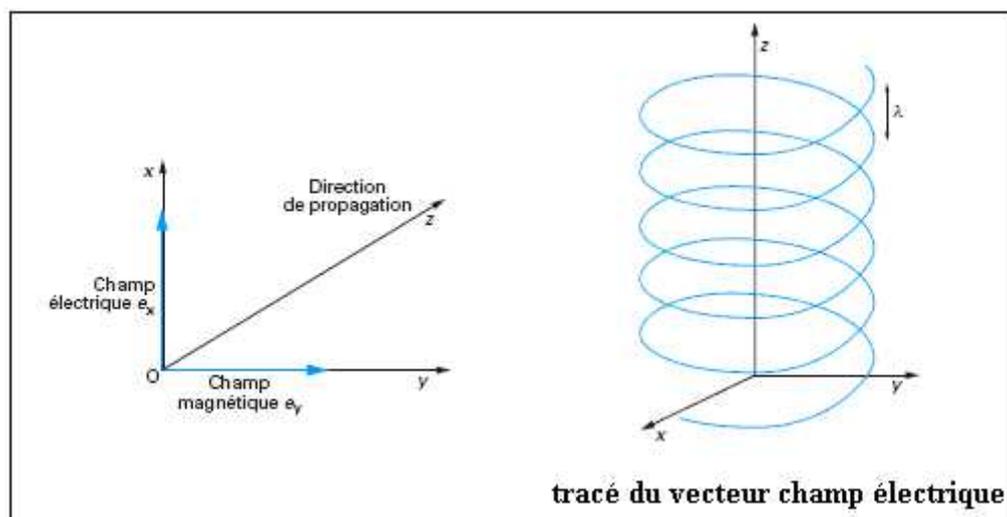


Figure II. 2 : schéma de la polarisation circulaire

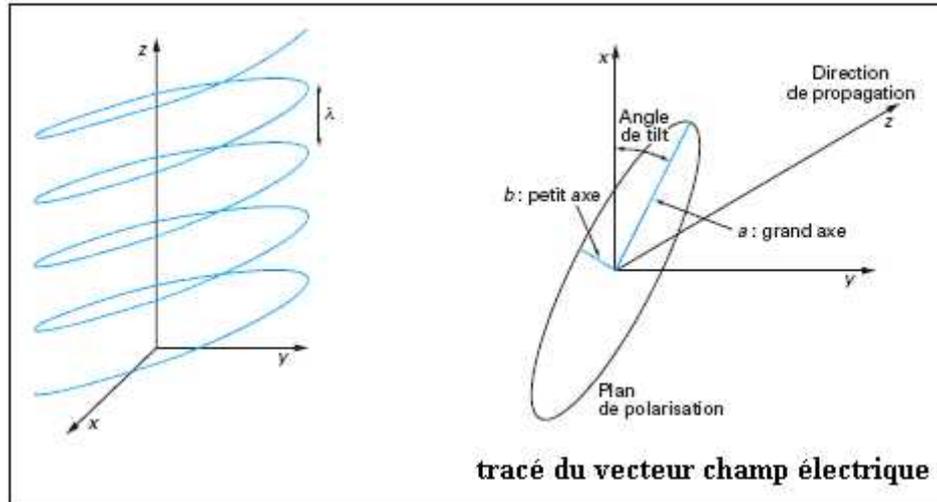


Figure II. 3 : schéma de la polarisation elliptique

II.1.5 Taux de lobes secondaires

On appelle taux de lobes secondaires le rapport entre le champ maximal des lobes secondaires E_s et le champ maximal du lobe principale E_m . Exprimé en décibels, ce taux est :

$$K = 20 \log (E_s/E_m).$$

Dans le cas théorique d'un diagramme de rayonnement d'une antenne éclairée d'une façon uniforme sur toute sa surface, le taux de lobes secondaires est de -13 dB. En faisant en sorte que l'éclairement est plus fort au centre de l'antenne qu'aux bords, ce qu'un cornet réalise assez naturellement, le taux des lobes secondaires est réduit à -20 ou -22 dB. Cet avantage de la réduction des lobes secondaires est important dans certaines applications radar, pour éviter l'ambiguïté de la détermination de la direction aux distances rapprochées; il se paye par un élargissement du lobe principal et une légère diminution du gain, donc de la portée maximum.

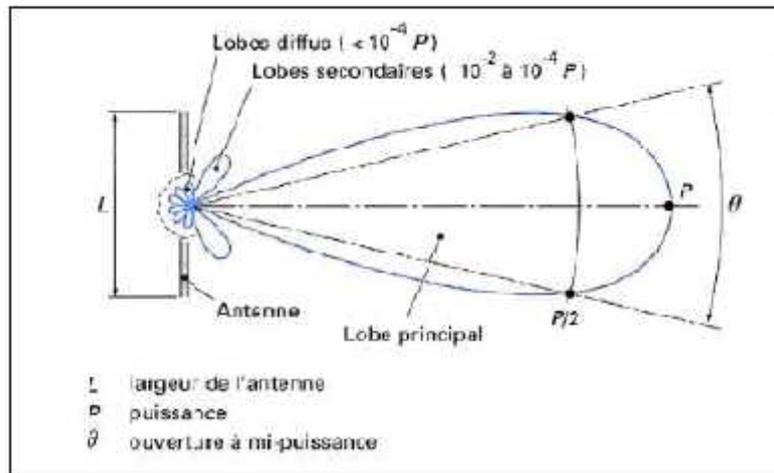


Figure II. 4 : directivité d'un aérien

II.2 Réseaux d'antennes

II.2.1 Introduction

Les systèmes radar évoluent souvent dans des environnements hostiles. Ils sont soumis à des brouillages intentionnels et des interférences. De ce fait, des dispositifs de lutte contre les brouillages sont nécessaires. De même, des systèmes de communication mobiles modernes utilisent la diversité spatio-temporelle pour augmenter leurs capacités. Les techniques utilisées dans ces domaines font appel aux réseaux d'antennes qui ont la possibilité d'adapter leurs diagrammes de rayonnement en fonction des conditions de propagation. C'est ainsi qu'on parle de « réseau adaptatif d'antennes ».

En effet, afin de permettre une sélectivité spatiale, il est nécessaire de recevoir les signaux à l'aide d'un réseau d'antenne composé de deux capteurs ou plus, séparés spatialement.

Selon l'application visée, ces capteurs peuvent être des dipôles recevant des ondes électromagnétiques, des hydrophones placés dans les océans pour recevoir des ondes sonores, des géophones enterrés dans le sol pour « écouter » les signaux sismiques,etc.

Tous ces avantages sont réalisés en dirigeant convenablement les signaux de transmission ou de réception du réseau d'antennes dans une direction spécifique. Cette procédure est appelée « formation de voies ».

En réception, la formation de voies est réalisée de façon électronique par la pondération appropriée des sorties des éléments de réseaux d'antennes. Ainsi, la combinaison de ces sorties donne une réponse d'antenne plus sensible dans certaines directions que d'autres.

La formation adaptative de voies peut aussi être utilisée dont le but de couvrir les cas où les signaux non stationnaires ou l'environnement varie dans le temps.

Les différentes méthodes de formation de voies utilisées sont basées sur des algorithmes de traitement d'antenne, les algorithmes d'estimation de la direction d'arrivée (D.O.A) et les algorithmes de séparation de sources. Parmi les algorithmes les plus populaires, nous pouvons citer ; l'algorithme LMS « least mean square », l'algorithme à module constant CMA « Constant Modulus Algorithm » et l'algorithme des moindres carrés appelé RLS « recursive least square ».

Les réseaux adaptatifs d'antennes en réception peuvent être utilisés pour réduire ou éliminer les interférences directionnelles tout en conservant l'information utile.

Ils agissent sur le diagramme de rayonnement de telle sorte que le lobe principal du réseau d'antennes soit dirigé vers la direction d'arrivée désirée (D.O.A désirée), alors que des "creux" sont placés dans les directions des interférences. Plusieurs configurations sont possibles. Elles dépendent de la disposition des éléments du réseau d'antennes dans l'espace. La plus connue est la configuration donnant le réseau d'antennes linéaire, dans lequel les éléments sont placés sur une ligne. Ces réseaux d'antennes sont très utilisés à cause de leur simplicité. Cependant, cette configuration présente l'inconvénient de ne pas pouvoir scanner l'espace réel, car un signal est totalement localisé angulairement par un angle d'élévation et un angle de gisement, alors que le réseau linéaire ne couvre qu'une seule composante (gisement ou site). Alors qu'il existe aussi des réseaux plans rectangulaires dont le diagramme de rayonnement est commandée aussi bien en site qu'en gisement.

L'application directe des algorithmes adaptatifs conventionnels d'annulation de brouilleurs sur cette configuration de réseaux (2-dimensions), n'est pas toujours évidente.

Les chercheurs sont incités à employer des algorithmes de formation de voies en adaptation partielle pour répondre à des impératifs de traitement en temps réel en accélérant la convergence des algorithmes. Cette dernière consiste à effectuer le traitement sur une partie seulement des éléments du réseau (traitement partiel) pour

réduire le temps de calcul, tout en essayant de préserver les performances globales du système.

Les antennes réseaux peuvent avoir différentes géométries: réseaux linéaires, réseaux Planaires et réseaux circulaires, Le champ total rayonné par le réseau est déterminé par l'addition des vecteurs champs rayonnés par les différents éléments. Si on veut rendre un modèle très directif, il est essentiel que les champs interfèrent de manière constructive dans les directions exigées et interfèrent nuisiblement dans l'espace restant.

II.2.2 Réseaux d'antennes

Un réseau d'antennes est constitué comme son nom l'indique par plusieurs antennes élémentaires (appelées aussi capteurs) dont les signaux issus des ports, d'entrée ou de sortie, selon le cas émission ou réception, sont utilisés en coopération. Pour l'application concernée, la disposition relative des antennes élémentaires est figée et elles sont généralement fixées sur un même support. Parmi les réseaux les plus répandus, on retrouve les réseaux uniformes linéaires, sphériques, cylindriques, circulaires et rectangulaires. Pour ces réseaux, les antennes élémentaires sont généralement choisies les plus identiques possibles et ce d'autant plus dans le contexte de l'estimation des directions d'arrivée (DOA).

II.2.2.1 Réseaux linéaires

Les réseaux linéaires sont utilisés principalement en radar :

- Soit directement pour certaines applications telles que radars secondaires , radars de trafic maritime...
- Soit, plus généralement, comme composant d'une structure plus complexe.

On peut, par exemple, les empiler pour former un réseau plan.

On peut classer les réseaux linéaires en deux types :

- Les réseaux dispersifs, qui ont une direction de rayonnement maximal qui varie avec la longueur d'onde.
- les réseaux non dispersifs, c'est-à-dire ceux dont la direction de rayonnement maximal ne dépendent pas de la longueur d'onde.

II.2.2.2 Réseaux linéaires dispersifs

❖ Principe

Ces réseaux sont aussi appelés réseaux à alimentation série, parce que les différentes sources rayonnantes sont alimentées successivement à partir d'une seule ligne d'alimentation.

On demande généralement à ces réseaux d'avoir les trois propriétés suivantes :

- absence de lobe de réseau.
- TOS (taux d'ondes stationnaire) faible.
- direction du rayonnement maximal voisin de la normale au réseau.

La structure générale représentée par la figure II.5 permet de satisfaire ces trois exigences.

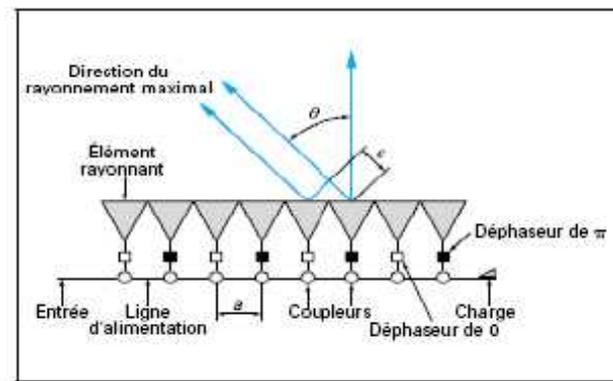


Figure II.5 : Réseau linéaire dispersif

II.2.2.3 Réseaux linéaires non dispersifs

Le gros inconvénient des réseaux dispersifs est la variation de leur direction de rayonnement maximal avec la fréquence. Si parfois cette propriété est un avantage (balayage électronique par la fréquence), généralement c'est un handicap qui oblige à réaliser des réseaux non dispersifs, ceux-ci ont la propriété d'avoir un faisceau fixe quelle que soit la fréquence et la plupart du temps dans la direction normale au réseau.

Dans un tel réseau, l'alimentation des éléments rayonnants est faite en parallèle, c'est-à-dire que tous les chemins électriques entre chacun et l'entrée de l'antenne sont égaux.

Les réseaux linéaires non dispersifs peuvent être caractérisés par :

- La nature du distributeur.
- Le type de ligne.
- L'antenne élémentaire.

- Le type de coupleur.

II.2.2.4 Réseaux circulaires

Les réseaux circulaires sont des réseaux dont les antennes élémentaires sont situées sur un cercle. On va considérer uniquement le cas d'un réseau régulier c'est-à-dire un réseau dont le pas est constant. La figure II.6 illustre ce type de réseau.

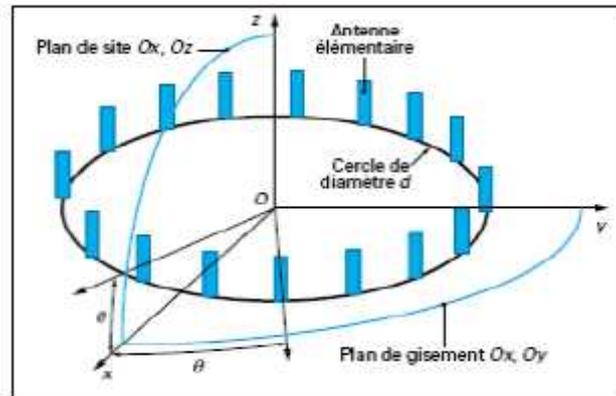


Figure II.6 Réseau circulaire

❖ Intérêt du réseau circulaire

C'est l'antenne fixe la plus simple qui permette de rayonner (ou de recevoir) sur un angle de 360° . Si chaque source est munie d'un déphaseur, on peut pointer, dans n'importe quelle direction du plan horizontal, un faisceau qui garde les mêmes caractéristiques (contrairement, par exemple, à un réseau linéaire dont le diagramme s'élargit d'autant plus que l'on pointe le faisceau loin de la normale).

II.2.2.5 Réseau cylindrique

Le réseau cylindrique est bien adapté pour balayer un faisceau sur 360° en gisement, sans déformation, en raison de son axe de symétrie circulaire.

Le réseau cylindrique est généralement constitué de sources régulièrement réparties sur un cylindre, comme sur la figure II.7.

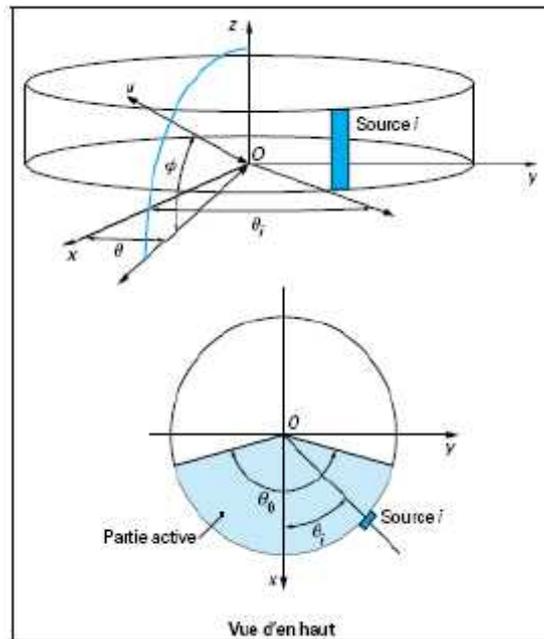


Figure II.7 : Réseau cylindrique

II.2.2.6 Réseau plan

Les réseaux plans sont très utilisés, notamment dans les antennes à balayage électronique qui ont tendance à devenir la norme dans les radars.

Les réseaux plans réguliers sont les plus utilisés, ils sont généralement constitués par un grand nombre d'antennes élémentaires. Toutes les antennes simples peuvent être utilisées.

a) La polarisation à rayonner

- Hélice, dipôles en croix pour la polarisation circulaire.
- Dipôle simple, patch, embouchure de guide, petit cornet, fente pour la polarisation rectiligne.

b) Le type de distributeur

- Un guide, par exemple, est mieux adapté comme antenne élémentaire, si la distribution se fait en guides d'ondes.
- Un dipôle est facile à réaliser, si la distribution est en tri plaque ou en microstrip.

Il y a plusieurs facteurs qui contribuent à la formation du diagramme global de rayonnement de l'antenne réseau :

- Configuration géométrique réseau (linéaire, circulaire, planaire, volumique).

- Espacement entre les sources.
- Amplitude d'excitation pour chaque élément.
- -Phase d'excitation pour chaque élément.
- Diagramme de rayonnement.
- Polarisation de chaque élément.

Le diagramme de rayonnement d'un réseau est déterminé par le diagramme de rayonnement de chaque élément, de leurs positions spatiales et de l'amplitude et la phase des courants d'alimentation des éléments du réseau d'antennes.

Pour un réseau dont les éléments sont des sources isotropiques, le diagramme de rayonnement va dépendre seulement de la géométrie et l'alimentation des éléments, ainsi le diagramme de rayonnement obtenu est appelé « facteur du réseau ».

II.2.3 Avantage d'utiliser un réseau d'antennes

Cette nouvelle technique, qu'elle soit en réception ou en émission, présente les avantages suivants :

1. Augmentation de la portée, car, l'utilisation de plusieurs antennes peut diriger l'énergie du signal dans une direction donnée, ceci minimise la transmission inutile de l'énergie dans d'autres directions.
2. . Pour la poursuite des cibles mobiles, la combinaison des éléments du réseau d'antennes de différentes manières permet la séparation angulaire des signaux provenant de plusieurs mobiles
3. . Diminution de la puissance utilisée, en dirigeant l'énergie dans une certaine direction, on peut atteindre la même distance qu'en émission non directionnelle, mais avec moins de puissance.
4. Génération de l'accès multiple : la combinaison appropriée des sorties des éléments du réseaux d'antennes, donne la possibilité de donner la permission d'accès aux signaux .
5. La possibilité de modifier la sortie du réseau pour augmenter le signal de réception désiré et simultanément de supprimer les signaux indésirés, peut être illustré en considérant une situation de source unique, en présence de M capteurs identiques.

II.2.4 Réseau linéaire uniforme

II.2.4.1 Principe

Un réseau d'antenne linéaire est un groupement de plusieurs éléments (capteurs ou sources) rayonnants dont l'espacement entre ces éléments est uniforme. Ces capteurs sont alignés de façon rectiligne et ils peuvent être alimentés avec des amplitudes et des phases différentes. Les centres des éléments du réseau sont alignés suivant une ligne droite. Le diagramme de rayonnement obtenu dépendra de la position des sources dans l'espace, ainsi que des amplitudes et des phases des signaux alimentant chaque capteur. Si les espacements entre les éléments du réseau sont identiques, il s'agit d'un réseau linéaire uniforme. La figure ci-dessous représente un réseau linéaire uniforme :

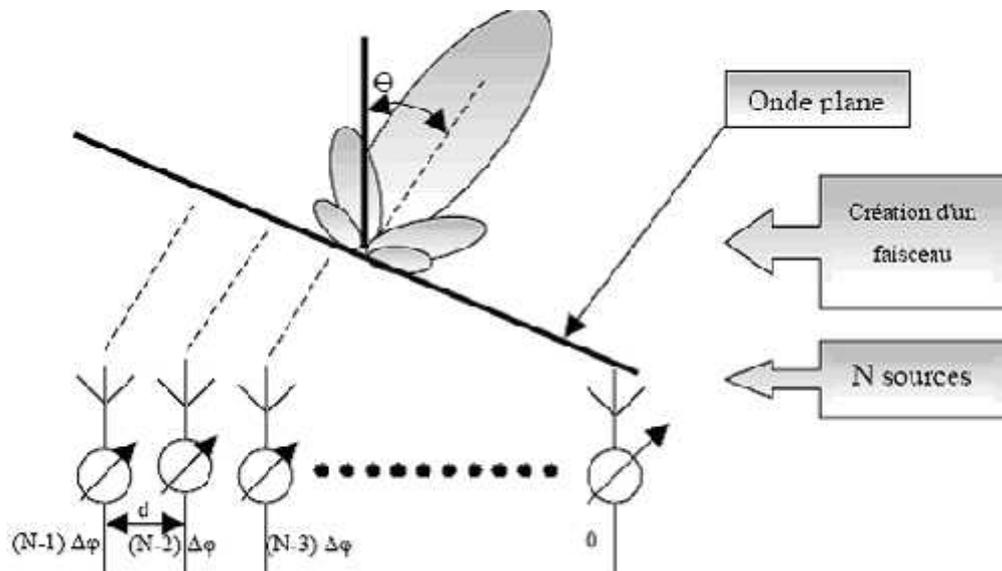


Figure II. 8 : schéma représentatif d'un réseau linéaire

Considérons un réseau linéaire à M éléments linéaires et uniformément distribués tel qu'ils sont montrés dans la figure II. 9.

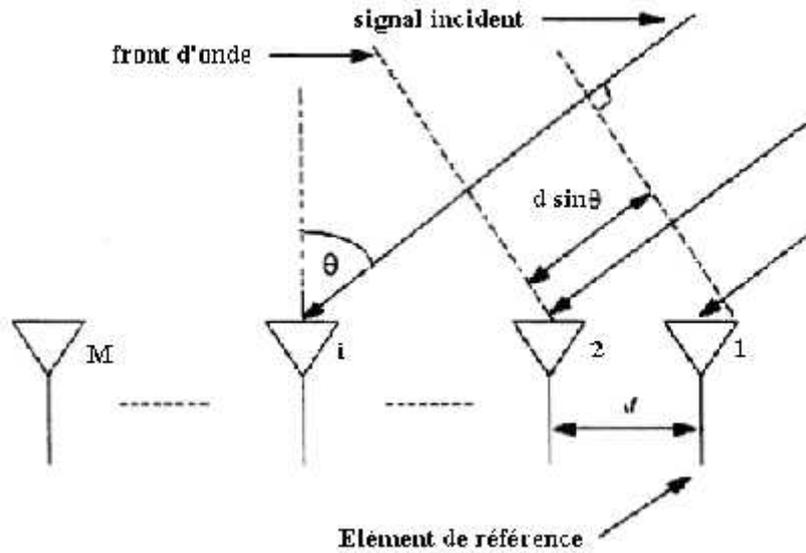


Figure II. 9 : illustration d'un signal incident (angle θ) sur un réseau linéaire uniforme

Dans cette figure, les éléments du réseau sont également espacés d'une distance d . Si une onde plane arrive sur le réseau avec un angle θ , cet angle est appelé direction d'arrivée (DOA en anglais) du signal reçu.

Le signal reçu au premier élément peut être exprimé par:

$$\hat{x}_1(t) = u(t) \cos(2\pi f_p t + \gamma(t) + \varphi) \tag{II-1}$$

Où:

f_p est la fréquence porteuse du signal modulé

$\gamma(t)$ est l'information portée ; φ est la phase aléatoire.

Il est plus convenable d'utiliser la représentation complexe de $\hat{x}_1(t)$ qui est donnée

Par :

$$x_1(t) = u(t) \exp\{j(\gamma(t) + \varphi)\} \tag{II-2}$$

Le signal reçu par le premier élément $\hat{x}_1(t)$ et son enveloppe complexe $x_1(t)$ peuvent être reliés par :

$$\hat{x}_1(t) = \text{Re} \left[x_1(t) \exp\{j2\pi f_p t\} \right] \tag{II-3}$$

Où $\text{Re}[\cdot]$ représente la partie réelle de $[\cdot]$.

En prenant le premier élément du réseau comme point de référence, si les signaux sont originellement suffisamment loin du réseau d'antennes et ces ondes se propagent dans un milieu non dispersif qui n'introduit que des retards de propagation, alors la sortie de n'importe quel autre élément du réseau peut être représentée par une version retardée dans le temps du signal du premier élément (choisit comme élément de référence). Sur la figure (II.8); on voit que le front d'onde au niveau du premier élément doit parcourir une distance égale à $d \cdot \sin(\theta)$ pour arriver au second élément. Le retard dû à cette distance de propagation est

$$\tau = \frac{d \sin(\theta)}{c} \quad \text{II-4}$$

Où c est la vitesse de la lumière.

Donc, le signal reçu au second élément est:

$$\hat{x}_2(t) = \hat{x}_1(t - \tau) = u(t - \tau) \cos(2\pi f_p(t - \tau) + \gamma(t - \tau) + \varphi) \quad \text{II-5}$$

Si la fréquence porteuse f_p est grande comparée à celle du signal utile (ce qui est souvent le cas), alors le signal modulé peut être considéré comme quasi-statique durant τ , et (2-5) s'écrit sous la forme :

$$\hat{x}_2(t) = u(t) \cos(2\pi f_p t - 2\pi f_p \tau + \gamma(t) + \varphi) \quad \text{II-6}$$

L'enveloppe complexe sera :

$$x_2(t) = u(t) \exp\{j(-2\pi f_p \tau + \gamma(t) + \varphi)\}$$

On peut donc écrire:

$$x_2(t) = x_1(t) \exp\{-j(2\pi f_p \tau)\} \quad \text{II-7}$$

En remplaçant \ddagger par sa valeur dans L'équation (2-7) nous aurons :

$$\begin{aligned} x_2(t) &= x_1(t) \exp\left\{-j\left(2\pi f_p \frac{d \sin(\theta)}{c}\right)\right\} \\ &= x_1(t) \exp\left\{-j\left(\frac{2\pi}{\lambda} d \sin(\theta)\right)\right\} \end{aligned} \quad \text{II-8}$$

Où λ représente la longueur d'onde de la porteuse.

Il en est de même pour chaque élément i du réseau et l'on peut écrire

$$x_i(t) = x_1(t) \exp\left\{-j\left(\frac{2\pi}{\lambda}(i-1)d \sin(\theta)\right)\right\} \quad i=1\dots N \quad \text{II-9}$$

Le retard (τ_i) de l'onde arrivant sur le $i^{\text{ème}}$ élément par rapport au premier élément est donné par :

$$\tau_i = (i-1) \frac{d}{c} \sin(\theta) \quad \text{II-10}$$

Pour un décalage de retard ($\delta\tau_i$) correspondant à un décalage angulaire ($\delta\theta$) on peut écrire :

$$\omega(\tau_i - \delta\tau_i) = (i-1) \frac{2\pi}{\lambda} \cdot d \cdot (\sin(\theta) - \sin(\delta\theta))$$

II.2.4.2 Rapport signal sur bruit

Soit d_1, d_2, \dots, d_M représentant les distances normalisées de ces capteurs respectivement au point de référence et $X(t)$ enveloppe complexe du signal à ce point. D'autre part, soit $N_1(t), N_2(t), \dots, N_M(t)$ représentant respectivement les composantes de bruit qui sont supposées indépendantes et identiques.

Avec $U_i(t)$ représente l'enveloppe complexe du signal total reçu au $i^{\text{ème}}$ capteur, et on voit que:

$$U_i(t) = x(t)e^{-j\pi d_i \cos\theta} + N_i(t) \quad \text{II-11}$$

Et le rapport signal à bruit (SNR) de l'entrée est :

$$\text{SNR}_i = \frac{E[|X(t)|^2]}{E[|N_i(t)|^2]} = \frac{P}{\sigma^2} \quad \text{II-12}$$

Dont :

$P = E[|X(t)|^2]$ par définition, représente la puissance du signal.

σ^2 : Représente la puissance commune de bruit à tous les capteurs.

À partir de (II-11) les composantes du signal peuvent être combinées de façon cohérente si les sortie du réseau sont déplacés en phase par $e^{j\pi d_i \cos\theta}$; $i = 1, 2, \dots, M$ et les Signaux résultants sont sommés. Ceci donne le signal de sortie $y(t)$ qui est de la forme:

$$y(t) = \sum_{i=1}^M U_i(t)e^{j\pi d_i \cos\theta} = MX(t) + \sum_{i=1}^M N_i e^{j\pi d_i \cos\theta} = M X(t) + N(t)$$

Le SNR en sortie dans ce cas est donné par :

$$\begin{aligned} \text{SNR}_0 &= \frac{E[|MX(t)|^2]}{E[|N(t)|^2]} = \frac{M^2 P}{\sum_i \sum_j E[|N_i(t)N_j^*(t)|^2]} \\ &= \frac{M^2 P}{M \sigma^2} = M \text{SNR}_i \end{aligned} \quad \text{II-13}$$

II.2.4.3 Facteur réseau

Le facteur réseau est un outil qui nous sert à caractériser le retard successive pour chaque antenne par rapport à la l'origine. Chaque réseaux peut être caractérisé par se qu'on appelle « facteur réseau », qui est fonction de la géométrie du réseau, nombre d'élément et leurs phases relative et espacement. En supposant que toutes les antennes sont des sources ponctuelles isotropiques, le facteur réseau, dans notre cas linéaire, est la

somme de tout les sorties des éléments qui constituent le réseau.

$$F(\theta) = \sum_{i=1}^N \exp^{-j\omega(\tau_i - \delta\tau_i)} = \sum_{i=1}^N \exp^{-j(i-1)\frac{2\pi}{\lambda}.d.(\sin(\theta) - \sin(\delta\theta))} \quad \text{II-14}$$

Le développement de l'expression (2-11) donne :

$$F(\theta) = \frac{\sin\left(\frac{N.\omega(\tau_i - \delta\tau_i)}{2}\right)}{\sin\left(\frac{\omega(\tau_i - \delta\tau_i)}{2}\right)} = \frac{\sin\left(\frac{N.\pi.d}{\lambda} .(\sin(\theta) - \sin(\delta\theta))\right)}{\sin\left(\frac{\pi.d}{\lambda} .(\sin(\theta) - \sin(\delta\theta))\right)} \quad \text{II-15}$$

Le diagramme de rayonnement $G(\theta)$ d'un réseau linéaire uniforme est donnée par le produit du facteur du réseau $F(\theta)$ par le diagramme de rayonnement de l'antenne $g(\theta)$.

$$G(\theta) = g(\theta).F(\theta)$$

Le diagramme de rayonnement est constitué :

*D'un lobe principal dans lequel est concentrée 80% de l'énergie.

*De plusieurs lobes secondaires.

Donc nous pouvons modifier la forme de diagramme de rayonnement en jouant sur les

paramètres de la fonction de réseau à savoir $N \cdot \frac{d}{\lambda}$ et u_n

Pour améliorer la directivité, réduire le nombre et le niveau des lobes secondaires. La méthode la plus réponde est celle qui consiste à utiliser des pondérations. Ces pondérations vont intervenir dans la fonction de distribution des amplitudes d'alimentation de chaque élément du réseau.

La fonction du réseau s'écrira alors sous la forme suivante :

$$F = W.F(\theta) \quad \text{II-16}$$

Où :

F: représente la fonction du réseau avec pondération.

W: le vecteur de pondération (le poids) des éléments constituant le réseau.

F(): la fonction de réseau sans pondération (appelé aussi « Facteur de Réseau »).

L'intérêt d'utiliser un réseau d'antennes est l'amélioration de la directivité. Mais, lorsque les antennes sont excitées de façon uniforme, il apparaît des lobes secondaires de

niveaux très élevés. (-13,3dB au maximum), d'où l'intérêt d'utiliser des algorithmes de calcul de pondérations adéquates pour obtenir le diagramme de rayonnement désiré selon l'application.

II.3 La formation des voies

La formation de voies est un type de traitement utilisé simultanément pour la formation de lobes en direction des signaux de réception provenant de positions spécifiques. Et en même temps ceux provenant d'autre direction.

Les systèmes conçus pour recevoir les signaux se propageant dans l'espace rencontrent souvent des signaux interférents.

Le capteur du réseau d'antennes collecte les échantillons des ondes qui se propagent, qui seront traités par le « beamformer ».

Il y a deux types de formation de voies, le système de formation de voies à bande étroite et celui à large bande.

Le schéma 1 montre un beamformer à bande étroite de base avec des éléments de sonde de K disposés dans une rangée linéaire uniforme ; ceci montre également à une source de signal (t) l'empiètement carré sur le choix sous un angle de l'incidence Q . Les poids de beamformer de K (w_1, w_2, \dots, w_K) sont employés pour combiner linéairement les échantillons d'observation de données de rangée ($x_1(n), x_2(n), \dots, x_K(n)$). Ceux-ci sont placés au « boeuf » la réponse de la rangée pour la réception optimum. Le rendement du beamformer est le y scalaire (n).

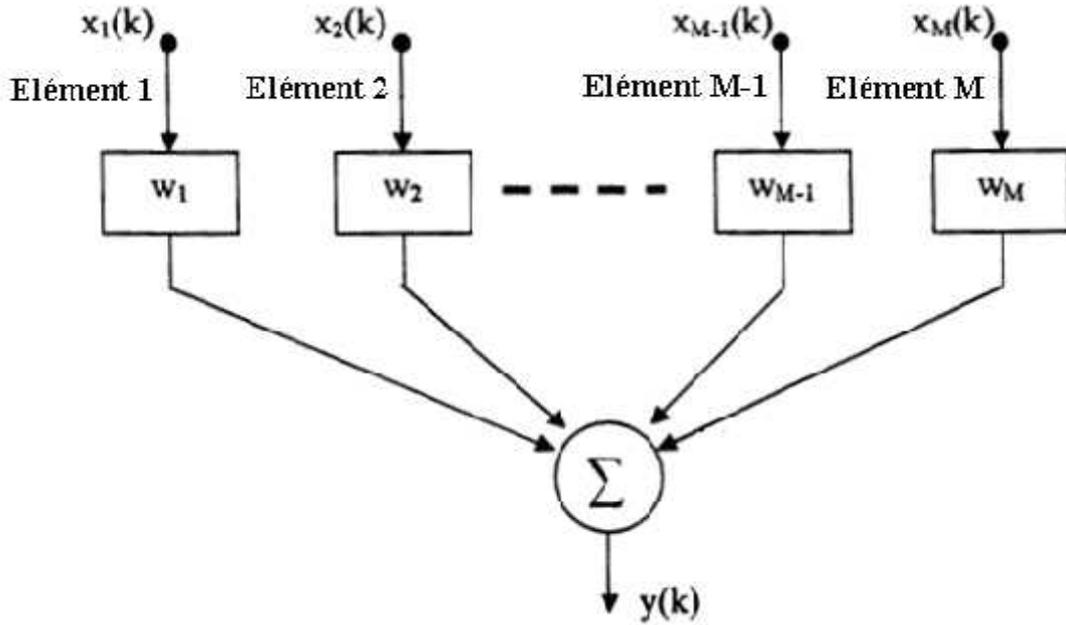


Figure II. 10 : Principe de la formation de voie en bande étroite

La sortie $y(k)$, à l'instant k , est donnée par la combinaison linéaire des données issues des M capteurs à l'instant k :

$$y(k) = \sum_{i=1}^M w_i^* x_i(k) \tag{II-17}$$

Où $*$ exprime le conjugué d'un nombre complexe. Notons que $x(k)$ et w sont complexes. Les poids w_i sont appelés les poids complexes.

Les poids complexes de la sortie de la rangée sont choisis comme étant des facteurs de phase requis pour diriger la rangée le long d'une direction spécifique θ .

$$w_i = \frac{1}{\sqrt{M}} e^{-j\pi d_i \sin(\theta)} \tag{II-18}$$

Et $(.)^H$ exprime le conjugué transposé d'un vecteur (ou d'une matrice) complexe. Le vecteur w est appelé vecteur de pondération complexe.

La puissance en sortie sera :

$$p(\check{S}) = E \left[|y(k)|^2 \right] \tag{II-19}$$

II.4 Les réseaux adaptatifs

Un réseau adaptatif d'antennes est constitué d'un ensemble d'éléments d'antennes spatialement distribués à des positions connues et un point de référence commun. En agissant sur l'amplitude et la phase des courants d'excitation de chaque élément, il est possible de changer la direction du lobe principal et / ou de placer des «zéros» dans n'importe quelle direction. Les éléments du réseau d'antennes peuvent être arrangés géométriquement de façon linéaire, circulaire, en plan ou autrement. Dans le cas d'un réseau linéaire, les centres des éléments du réseau sont alignés sur une ligne droite. Si l'espacement entre ces éléments est uniforme, le réseau est dit «réseau linéaire uniforme». Le réseau circulaire est tel que les centres de ces éléments sont situés sur un cercle. Ces deux configurations sont un cas particulier du réseau plan. Il est à noter que les éléments dont les positions ne sont pas sur un plan sont appelés « réseaux conformes ». Les signaux incidents sur le réseau sont de natures diverses.

Nous distinguerons trois types de sources :

- La source utile $S_0(t)$ que l'on souhaite isoler,
- Les interférents $S_i(t)$, $i = 1 \dots\dots k$.

Les interférents dans notre étude seront les autres utilisateurs du réseau et/ou les trajets multiples de la source d'intérêt.

- Le bruit additif (thermique et environnant) $N(t)$, qui ne présente pas de directions d'incidence particulière.

Comme généralement, les DOA des signaux reçus varient dans le temps, et à cause de l'existence des interférences ses bruits (qui peuvent être intentionnels), les paramètres du signal d'arrivée sont variables dans le temps. Donc, un système de formation de voies où les poids sont constants ne peut pas suivre le changement de ces facteurs, d'où la nécessité d'introduire les réseaux adaptatifs capables de modifier les diagrammes de rayonnement de façon automatique par l'utilisation d'une contre-réaction de contrôle (Figure II.11). Les réseaux adaptatifs sont aussi appelés les antennes intelligentes.

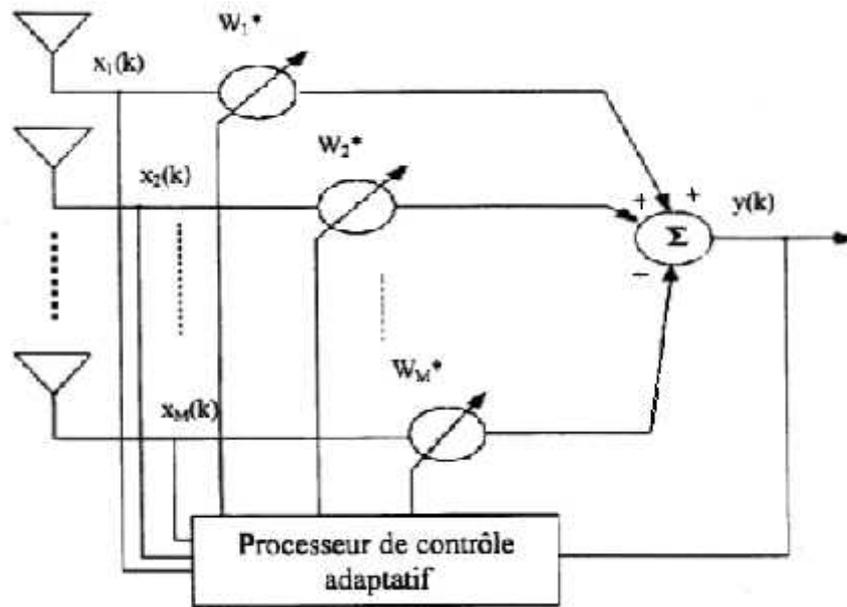


Figure II. 11 : principe d'un réseau adaptatif d'antenne

Les poids complexes W_1, \dots, W_M de la (figure II. 11), sont ajustés par le processeur de contrôle adaptatif. Les méthodes utilisées par ces processeurs de contrôle pour modifier Les poids sont appelées les algorithmes d'adaptation. La plupart de ces algorithmes sont basés sur la création d'un critère de performance puis génération d'un ensemble d'équations qui ajuste ces poids de façon à ce que le critère de performance choisit soit vérifié. Parmi les critères de performances fréquemment utilisés on peut citer le critère de l'erreur quadratique moyenne minimale (minimum mean square error « MMSE » en anglais), le critère de la variance minimale du bruit (MV), le critère de la puissance de sortie minimale, le critère basé sur la maximisation du rapport signal sur interférence plus bruit (SINR), etc. . Ces critères sont souvent exprimés comme des fonctions coûts qui sont typiquement inversement proportionnelles à la qualité du signal à la sortie du réseau. Donc, l'ajustement des poids à chaque itération fait que cette fonction devient de plus en plus petite. Quand la fonction coût est minimisée, le critère de performance est atteint et on dit que l'algorithme a converge vers la solution optimale. Pour un réseau adaptatif, il peut exister divers algorithmes d'adaptation qui peuvent être utilisés pour ajuster le vecteur de pondération.

II.4.1 Algorithmes d'adaptation

En formation de voies la majorité des méthodes essayent de minimiser l'erreur quadratique moyenne entre le signal à la sortie du réseau d'antennes et le signal désiré. Pour cela, il y a deux approches. La première est dite approche statistique. Elle suppose la connaissance des paramètres statistiques (moyenne, variance ...) du signal à l'entrée et conduit à la conception d'un filtre linéaire qui minimise le bruit à l'entrée en appliquant certains critères statistiques comme la minimisation au sens de l'erreur quadratique moyenne (EQM).

Pour une entrée stationnaire, la solution est connue sous le nom de «filtre de Wiener ». Cette solution est dite optimale.

La deuxième approche concerne les situations où les signaux sont non stationnaires. Les coefficients du filtre optimal doivent, dans ce cas, être variables dans le temps. La solution à ce problème est fournie par le filtrage de Kalman.

La solution de Wiener nécessite la connaissance à priori des statistiques des données d'entrée à traiter, ce qui n'est pas souvent le cas. On est donc amené à les estimer pour les utiliser dans le calcul des paramètres de pondération optimale. Du fait que ces paramètres de pondération représentant la solution optimale doivent suivre les situations non stationnaires, tous les calculs doivent être effectués au rythme de l'évolution de l'environnement. Ceci a pour effet de rendre la procédure très compliquée. D'où l'intérêt de faire appel au filtrage adaptatif, qui ne fait que corriger les pondérations au lieu de refaire tous les calculs. Le fait que le traitement adaptatif met à jour les paramètres de façon adaptative, le changement se fait d'une itération à la suivante, donc les données sont dépendantes d'où la non-linéarité du filtre adaptatif.

Dans ce type de traitement, plusieurs algorithmes sont utilisés. Parmi eux est l'algorithme RLS (recursif least square).

II.4.2 Le choix des algorithmes :

Le choix d'un algorithme par rapport à un autre se détermine par plusieurs facteurs :

1- Le taux de convergence: il est défini par le nombre d'itérations requises par l'algorithme, en réponse à une entrée stationnaire, pour converger à La solution optimale.

Un taux de convergence rapide permet à l'algorithme de converger rapidement à l'environnement stationnaire.

2- La poursuite: Quand l'algorithme adaptatif opère dans un environnement non stationnaire, il doit être capable de suivre les variations statistiques de l'environnement.

3- La robustesse: Dans un contexte donné, la robustesse est le pouvoir de l'algorithme à opérer correctement dans de mauvaises conditions de données d'entrée. Ce même terme est aussi utilisé dans un contexte de fonctionnement numérique.

4- La complexité de calcul: Cette complexité comprend:

(a) le nombre d'opérations (c'est à dire multiplications, divisions et additions/soustractions) requises pour faire une itération complète de l'algorithme.

(b) la dimension d'allocation mémoire requise pour sauvegarder les données et le programme.

(c) l'investissement requis pour programmer l'algorithme sur un ordinateur ou sur un processeur DSP.

Conclusion:

Dans cette partie nous avons présent les concepts des antennes et leurs performances ainsi l'avantage d'utilisé un réseaux d'antenne puis les différentes réseaux d'antenne existants et on a illustrée le réseaux utilisé dans notre étude qui est le réseaux linaires uniforme et on a adopté la technique de formation de voix , Comme généralement, les DOA des signaux reçus varient dans le temps, et à cause de l'existence des interférences des bruits d'où la nécessité d'introduire les réseaux adaptatifs capables de modifier les diagrammes de rayonnement de façon automatique. Enfin on a parle sur les algorithmes d'adaptation comme RLS qui est utilisé dans noter étude et qui est détaillé dans la partie suivante.

III.SYSTEME DE GENERALIER DE SUPPRISSION« GSC»

III.1Introduction:

Dans cette partie, nous étudions principalement le comportement de système de suppression des lobes secondaires (SLC) qui est destiné à la suppression des signaux de brouillage reçus par les lobes secondaires d'un réseaux d'antennes et ensuite on passant au système généralisé de suppression ces lobes secondaires (GSC) basé sur l'algorithme d'adaptation RLS (moindre carre récursif) opéré dans une bandes étroite .

III .2 Système de suppression des lobes secondaires « SLC »

III.2.1 Principe de fonctionnement du système SLC

A cause des lobes secondaires du diagramme de rayonnement de l'antenne, les radars subissent les effets négatifs des brouilleurs indépendamment de l'angle efficace d'azimut de l'antenne. Pour réduire l'effet du brouillage lorsque les signaux perturbateurs arrivent au radar par les lobes secondaires, un système adaptatif peut être utilisé et par lequel le diagramme de rayonnement de l'antenne est modifié pour présenter des nulles dans les directions des brouilleurs. Ce but peut être atteint en installant dans la proche proximité de l'antenne radar, désignée par la suite par "principale", un réseau adaptatif d'antennes auxiliaires. Le principe de ce système de suppression de lobes secondaires est représenté dans la figure (III.1).

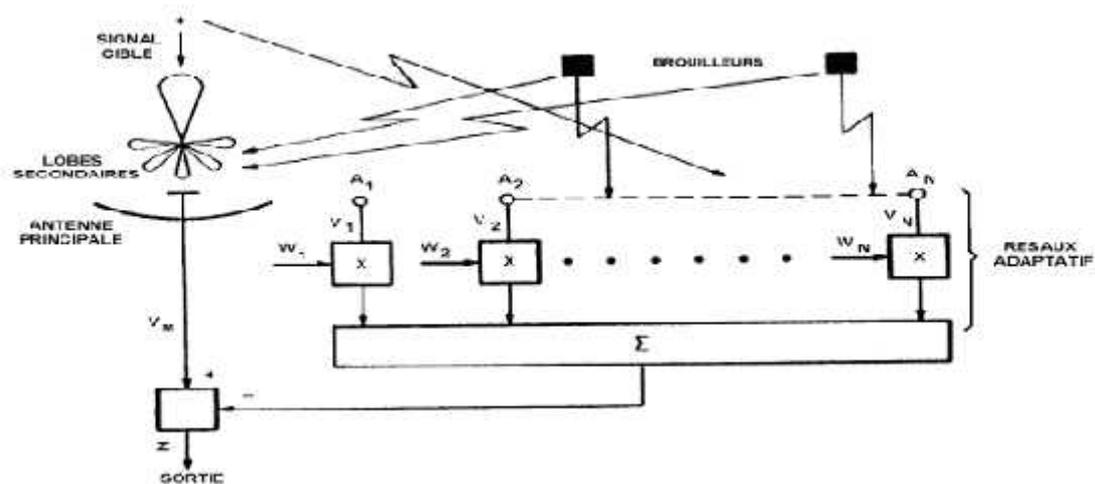


Figure III.1 : le principe de la technique SLC

Le gain des antennes auxiliaires est conçu pour approcher au maximum le niveau moyen du gain des lobes secondaires du diagramme de rayonnement de l'antenne

principale. La forme du diagramme du réseau synthétisé est déterminée par les pondérations W_i $\{i = 1, 2, \dots, N\}$. La portion du signal cible utile reçue par les antennes auxiliaires est supposée être négligeable comparée au signal utile dans le canal principal.

La durée en temps du signal utile est aussi supposée être beaucoup plus petite que le temps d'adaptation du SoC. Alors les signaux utiles passeront sans changement à travers le système SLC, tandis que le brouilleur, qui est continu dans le temps, sera réduit par le processus d'adaptation.

Le but des antennes auxiliaires est de fournir des répliques des signaux de brouillage dans les lobes secondaires du diagramme principal pour la suppression. Les antennes auxiliaires sont placées suffisamment proches du centre de phase de l'antenne radar pour s'assurer que les échantillons de l'interférence qu'ils obtiennent peuvent être corrélés avec les interférences reçues par les lobes secondaires de l'antenne radar.

On note aussi que le nombre des antennes auxiliaires doit être au moins égale au nombre de signaux de brouillage à supprimer. En effet, N diagrammes de rayonnement auxiliaires contrôlés par des pondérations adaptative $\{i=1, 2, 3, \dots, N\}$ sont nécessaires pour forcer à zéro le diagramme de rayonnement de l'antenne de sortie dans N directions données. Les antennes auxiliaires peuvent être des antennes séparées ou des groupes d'éléments récepteurs d'un réseau adaptatif d'antennes.

Le SLC peut être implanté avec une antenne à réflecteur, où les antennes auxiliaires sont des dipôles sur la périphérie du réflecteur (figure III.1.2), ou avec un réseau d'antennes. Les antennes auxiliaires peuvent être intégrées dans le réseau principal, dans ce cas on parle de SLC Généralisé. Le couplage électromagnétique entre ces antennes doit être minimisé pour maintenir un faible niveau des lobes secondaires.

III .3 Système généraliser de suppression des lobes secondaires « GSC » :

III.3.1 Principe de fonctionnement du système GSC

Le GSC est un mécanisme qui change un problème de minimisation avec des restrictions à une forme sans restrictions. Nous supposons que le vecteur de poids W se décompose en deux composants orthogonaux w_0 et v ($W = w_0 - v$), Qui étant dans l'espace imaginaire de C et le noyau de C respectivement. Donc cette décomposition peut être utilisés pour représenter n'importe W . Comme $C^H V = 0$, alors nous devons avoir:

$$W_0 = C(C^H C)^{-1} g \tag{III-1}$$

Le vecteur v est un combinaison linéaire des colonnes d'une matrice N par le $N - L$, $C_n (V = C_n W_n)$ a condition de cela les colonnes C_n forme une base de l'espace noyau de C . C_n pouvant l'obtenir à partir de C on utilisant n'importe des procédures d'orthogonalisation comme la solution de Schmidt, ou décomposition en valeurs propre.

Le vecteur des poids le $W = W_0 - C_n W_n$ est montré sous la forme de diagramme de blocs sur la figure III.2. Election de w_0 et de C_n implique que W satisfait des restrictions indépendamment de w_n et ramène au problème w_n et réduire problème le sans restrictions.

$$\min_{w_n} [w_0 - C_n w_n]^H R_x [w_0 - C_n w_n] \tag{III-2}$$

Que Solution est:

$$W_n = (C_n^H R_x C_n)^{-1} C_n^H R_x W_0 \tag{III-3}$$

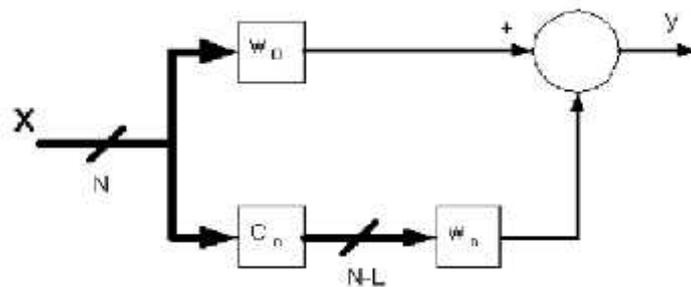


Figure III .2: suppression des lobes latéraux

Le premier avantage de cette implantation alternative équivalente est que les poids w_n n'ont pas des restrictions et un beamformer indépendant des données w_0 , se implémenta comme une partie intégrale de beamformer adaptatif. La nature sans restrictions des poids adaptatifs laisse employer algorithmes adaptatifs beaucoup plus simple et le beamformer indépendant des données est utile dans les situations où il se produit la suppression adaptive du signal. Dans la section de l'implémentation on utilisant l'algorithme adaptatif connu comme (RLS) pour trouver le w_n . Aussi, un signal de la fréquence et de direction d'arrivée θ qui arrive à la rangée sera bloqué ou a mis à zéro par la matrice de blocage C_n .

En Général si les restrictions se désignant pour présenter une réponse d'espace efficace aux signales d'un ensemble de directions et de fréquences, alors les colonnes de C_n bloquant ces directions et fréquences.

A Cause de cet caractéristique que C_n s'appelle « matrice de blocage ». Ces signales sont seulement traités par w_0 et comme w_0 satisfait les restrictions, étant présent est avec la réponse souhaité indépendant de w_n . Signales des directions et des fréquences dans les quelles la réponse ne restreindre pas passant aux travail de la branche élevée de la figure(III.3) avec que une réponse déterminé par w_0 . Les branche plus bas choisit des w_n pour considérer les signales à la sortie de w_0 comme une combinaison linéaire des données à la sortie de la matrice du blocage.

III.3.2 L'algorithme RLS

Ils recherchent le W qui minimise l'équation

$$\zeta(n) = \sum_{i=1}^n \beta(n,i) |e(i)|^2 \quad \text{III-4}$$

Où $e(i)$ définit :

$$e(i) = d(i) - y(i) = d(i) - w^H(n)u(i)$$

Étant :

$$u(i) = [u(i)u(i-1)\dots u(i-M+1)]$$

$$W(n) = [\omega_0(n)\omega_1(n)\dots\omega_{M-1}(n)]$$

Les poids W sont fixe pour $1 \leq i \leq n$.

Le « facteur d'oubli » à l'expression $\beta(n,i)$ est défini par $0 \leq \beta(n,i) \leq 1$:

Il est habituel pour définir comme $\beta(n,i) = \lambda^{n-i}$ pour $i = 1, 2, \dots, N$. remplaçant dans (III-4) on trouve:

Le facteur d'oubli, $\beta(n,i)$, permet de donner plus d'importance aux échantillons les plus récents tandis que les échantillons plus lointains dans le temps sont oubliés. L'intérêt d'introduire le paramètre λ est de permettre au processeur de suivre les variations statistiques des signaux reçus.

En développant les expressions précédentes, nous obtenons les relations de récurrence

$$\zeta(n) = \sum_{i=1}^n \lambda^{n-i} |e(i)|^2$$

Valeur optimum des où la fonction $\Phi(n)$ est minimisée se définit par les équations normales, $\Phi(n).w=z(n)$

Où, le

$$\Phi(n) = \sum_{i=1}^n \lambda^{n-i} u(n) u^H(i)$$

$$z(n) = \sum_{i=1}^n \lambda^{n-i} u(i) d^*(i)$$

Étant le $\Phi(n)$ la matrice de l'auto corrélation et $z(n)$ le vecteur du corrélation ont croisé. Séparant la valeur pour $i=n$, il est :

$$\Phi(n) = \lambda \left[\sum_{i=1}^n \lambda^{n-i} u(i) u^H(i) \right] + u(n) u^H(n)$$

$$\Phi(n) = \lambda \Phi(n-1) + u(n) u^H(n)$$

Se procède égale pour $z(n)$ et nous obtenons :

$$z(n) = \lambda z(n-1) + u(n) d^*(n)$$

Il est clair que pour trouver le $\Phi^{-1}(n)$ précis du $\Phi^{-1}(n)$. Cette complication est corrigée appliquant la devise de l'inversion de matrices.

La devise de l'inversion des matrices indique que pour,

$$A = B^{-1} + CD^{-1}C^H$$

Puis :

$$A^{-1} = B - BC(D + C^HBC)^{-1}C^HB$$

S'appliquant ceci dans notre problème alors nous avons supposez :

$$A = \Phi(n)$$

$$B^{-1} = \lambda \Phi(n-1)$$

$$C = U(n)$$

$$D = 1$$

Puis :

$$\Phi^{-1}(n) = \lambda^{-1} \Phi^{-1}(n-1) - \frac{\lambda^{-2} \Phi^{-1}(n-1) u(n) u^H(n) \Phi^{-1}(n-1)}{1 + \lambda^{-1} u^H(n) \Phi^{-1}(n-1) u(n)}$$

Par la convenance nous avons défini $p(n) = \Phi^{-1}(n)$ alors $K(n)$ définis par:

$$k(n) = \frac{\lambda^{-1} p(n-1) u(n)}{1 + \lambda^{-1} u^H(n) p(n-1) u(n)}$$

III-5

III-6

Remplaçant dans l'expression de l'auto corrélation, on trouve:

$$p(n) = \lambda^{-1}p(n-1) - \lambda^{-1}u^H(n)p(n-1) \quad \text{III-7}$$

Définition $k(n)$ que nous pouvons écrire :

$$\begin{aligned} k(n) &= \lambda^{-1}p(n-1)u(n) - \lambda^{-1}k(n)u^H(n)p(n-1)u(n) \\ k(n) &= \left[\lambda^{-1}p(n-1) - \lambda^{-1}k(n)u^H(n)p(n-1) \right] u(n) \end{aligned} \quad \text{III-8}$$

D'après (III-7) nous voyons que l'expression entre parenthèses (III-8) est égal à $P(n)$:

Alors:

$$k(n) = p(n)u(n) \quad \text{III-9}$$

Avec ces nouveaux résultats, nous définissons notre problème comme,

$$\hat{W}(n) = \phi^{-1}(n)z(n) = P(n)z(n) = \lambda P(n)z(n-1) + P(n)u(n)d^*(n)$$

Remplaçant (III-7) par $P(n)$ simple dans le premier terme de l'exécution précédent, on trouve:

$$\hat{W} = P(n-1)z(n-1) - k(n)u^H(n)P(n-1)z(n-1) + P(n)u(n)d^*(n)$$

$$\hat{W} = \phi^{-1}(n-1)z(n-1) - k(n)u^H(n)\phi^{-1}(n-1)z(n-1) + P(n)u(n)d^*(n)$$

$$\hat{W} = \hat{W}(n-1) - k(n)u^H(n)\hat{W}(n-1)P(n)u(n)d^*(n)$$

En utilisant ce qui déjà montrés nous trouvons:

$$\zeta(n) = d(n) - \hat{W}^H(n-1)u(n) \quad \text{III-10}$$

Alors nous sommes arrivés à l'équation récursive :

$$\hat{W}(n) = \hat{W}(n-1) + k(n)\zeta^*(n) \quad \text{III-11}$$

Cet algorithme est traduit par la figure suivante:

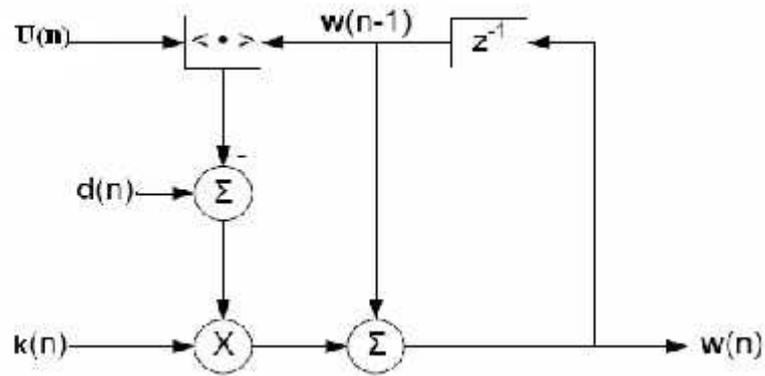


Figure III. 3 : RLS algorithme

Les équations (III-7), (III-10), (III-11) et l'expression pour $k(n)$ « définissent » l'algorithme RLS et sont les quelles qu'on l'employer dans l'implémentation pour programmer la recursion dans Matlab

III.3.3Etude Mathématique:

On a U la sortie de M capteurs et W les poids voir la figure III.4. U est un Vecteur $M \times 1$ et W est un vecteur $M \times 1$.

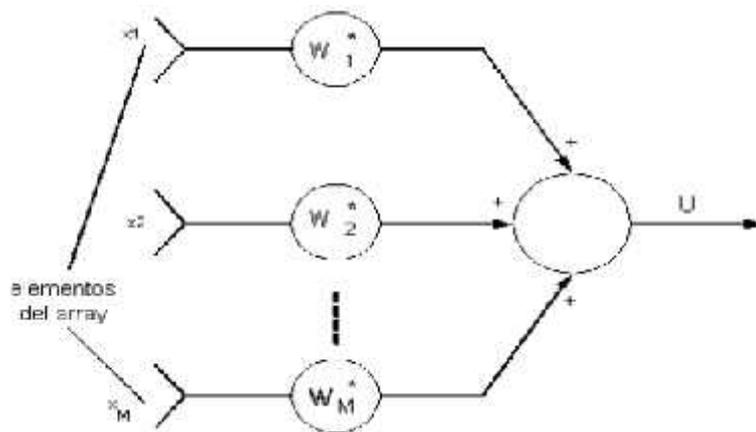


Figura III.4: Beamformer bonde étroite.

Supposons que les données d'entrée proviennent de la transmission d'une onde plane d'angle d'incidence θ , sur une rangée linéaire des capteurs, séparés entre eux par une distance d , d'où τ la distance en temps entre 2 capteurs c.à. d :

$$\tau = \frac{d \sin(\theta)}{C}$$

Étant C la vitesse d'onde d'incidence.

Dans le capteur 1, nous avons $x_1(t) = x(t)$

Dans le capteur 2, nous avons $x_2(t) = x(t - \dots)$

...

Dans le capteur M , nous avons $x_M(t) = x(t - (M - 1) \dots)$

Supposons que l'onde à l'entrée est sinusoïdale

$$X(t) = f(t)e^{-j(\omega_c t)} = f(t)e^{-j(2\pi f_c \cdot t)}$$

Appelons φ le retard de phase, c-à-d :

$$\varphi = \frac{2\pi \sin \theta}{\lambda}$$

Nous pouvons définir la sortie de rangée beamformer au moyen par

L'expression:

$$U(n) = S(\theta)X(n) + N(n)$$

Le vecteur $S(\theta)$ on l'appelle le vecteur de direction et vient d'être donné par :

$$S(\theta) = [1 + e^{-j\varphi} \dots e^{-(M-1)j\varphi}]^T$$

On voit que le vecteur de direction $S(\theta)$ est en fonction d'angle d'arrivée θ de la réponse individuelle des éléments, l'espace inter éléments d du réseau et de la fréquence du signal .

Généralement cette expression de U pour employer L signaux différents, venant de L directions distinctes $\theta_1 \dots \theta_L$

Où C la matrice $M \times L$ définie par:

$$C = (s(\theta_1) s(\theta_2) \dots s(\theta_L))$$

Alors pour le cas de plus d'ondes incidentes nous avons:

$$U(n) = Cx(n) + N(n)$$

Les restrictions de réponse pour cette beamformer vont être donner par une expression comme la suivant,

$$C^H w = g$$

On appelle C la "matrice de restrictions" et g le "vecteur de gain".

On cherche à appliquer à ce problème la solution de le GSC, comme nous avons vu

que le GSC sépare le problème en 2 branches et il se lève une solution qui est la somme d'une solution déterminatrice et autre solution qui est dynamique ou adaptive.

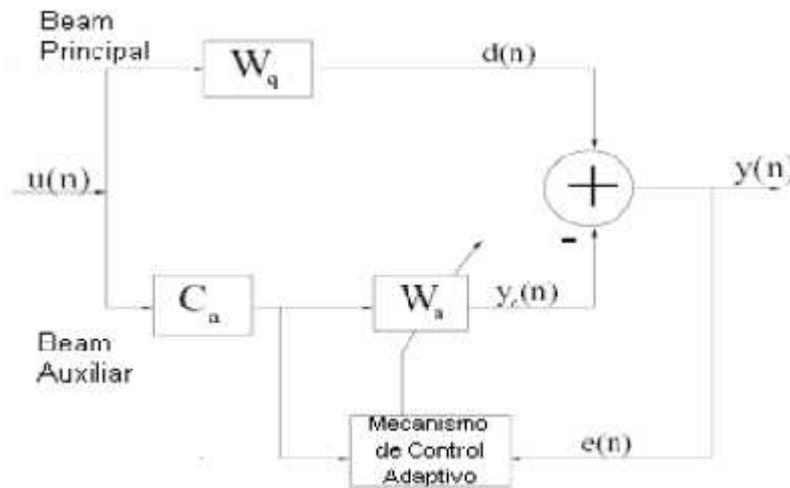


Figura III.5: Le principe de la technique GSC

La sortie de branche GSC est définit par :

$$y = W^H U(n) = (W_q + C_a W_a) U(n)$$

Comme on la vue, la partie déterminatrice vienne de donnée par l'expression,

$$W_q = C(C^H C)^{-1} g$$

W_q est conçus en utilisant les contraintes décrites précédemment c à d que le gain est égale à 1 dans la direction d'intérêt et peut être tels que les nuls qui sont dans les angles de l'interférence.

La partie dynamique ou adaptive qui est améliorée par le "Mecanisme de control adaptive" voir Fig. 5, où il est voulu qu'elle se serve de l'algorithme RLS déjà vue dans la section antérieure. Dans ce cas $W_q U(n)$ fait le temps d'un signal Souhaité et $C_a^H U(n)$ est le vecteur d'entrée qui est employé pour adopter le vecteur W_n .

Les Colonnes de **Ca** définissent des poids pour plusieurs beamformer qui a une nulle dans la direction du signal désiré.

La **wa** est une beamformer dimensionnel basse qui est adaptée pour réduire le bruit dans le faisceau principal.

Le faisceau supérieur ou principale de GSC contient souvent SOI tandis que la branche inférieure idéalement contient le bruit seulement.

La branche inférieure est adaptée pour réduire le bruit /interférence dans la principale.

.Les équations d'initialisation qui se suivent sont les communes pour l'algorithme RLS :

$$W_a(0) = 0$$

$$P(0) = 1/\delta$$

$$k(n) = \frac{\lambda^{-1} p(n-1) C_a^H u(n)}{1 + \lambda^{-1} u^H(n) C_a p(n-1) C_a^H u(n)}$$

$$p(n) = \lambda^{-1} p(n-1) - \lambda^{-1} u^H(n) C_a p(n-1)$$

$$e(n) = W_q^H u(n) - W_a^H(n-1) C_a u(n)$$

$$W_a(n) = W_a(n-1) + k(n) e^*(n)$$

Indice λ est très petit il est entre 0 et 1 et il est très près de 1.

Conclusion:

Dans cette partie on a présenté le contexte général de notre étude après une introduction sur concept du système de suppression des lobes secondaire SLC le système généralisé de suppression des lobes secondaire (GSC) est une structure spéciale de beamformer qui permet l'utilisation des méthodes sans contrainte d'optimisation dans la conception des poids optima de beamformer. La structure du GSC est montrée Pour trouver les poids d'optimum en utilisant l'algorithme RLS, avec la décomposition de la matrice de données d'entrée. Cette technique trouve la solution sans inversion explicite d'une matrice et l'évite de construire la matrice de corrélation.

Bibliographie

- [1] **Abide Mouhamed & Benadjemia Djamel**, «Etude des technique de suppression des effets de lobes secondaires avec un réseau d'antenne linière», thèse ingénieur département aéronautique ,septembre 2006
- [2] **Mansouri Mustafa** «estimation d'un DOA par la méthode ESPRIT et TLS ESPRIT».thèse ingénieur département aéronautique Blida, septembre 2005
- [3] **Najib FADLALLAH**, « Contribution à l'optimisation de la synthèse du lobe de rayonnement pour une antenne intelligente. Application à la conception de réseaux à déphasage», Thèse doctorat université de Limoges école doctorale Science – Technologie – Santé faculté des sciences techniques, Mai 2005.
- [4] **S.Unnikrishna Pillai**, «Array signal processing », springer-verlag New York, 1988
- [5] **Simon Haykin**, « Adaptive filter theory. Prentice Hall », 1995.
- [6] **Monson H. Hayes**, « Estadística Digital Signal Processing and Modeling». John Wiley & Sons, 1996.
- [7] **Barry D. Van Veen and Kevin M. Buckley**, «Beam forming a versatile approach to spatial filtering »,IEEE ASSP Magazine, 1988.
- [8] **Tim D. Reichard M.S**, « Spatial Array Digital Beam forming and filtering», Communications Integrated Systems Garland, Texas. 2003.
- [9] **Jeff Foutz**,« A Subspace Interpretation of Adaptive Beamforming with Linear Constraints and Robust Beam forming», Arizona State University (ASU) ,April 2001.

Logiciel MATLAB 5.3

Glossaire

c : la vitesse de propagation de la lumière

λ : la longueur d'onde

f : la fréquence

$\Delta\varphi$: la différence de phase

$S(t)$: le signal utile

$S_i(t)$: le signal interférent

$N(t)$: bruit blanc

$s_{bb}(f)$: la densité spectrale

$R_{bb}(f)$: la fonction d'auto corrélation

SNR : le rapport signal sur bruit

SIR : le rapport signal sur interférence

P : la puissance

θ : La direction d'arrivée

$G(\theta)$: gain de l'antenne

K : taux de lobes secondaires

E_s : le champ maximal des lobes secondaires

E_m : le champ maximal du lobe principal

d : distance entre les éléments de réseau

τ : le retard de propagation

$\text{Re}\{.\}$: la partie réelle de

M : nombre d'éléments du réseau

$X(t)$: le signal (vecteur) d'entrée

$S(\theta)$: le vecteur directionnel

$F(\theta)$: facteur du réseau

F : la fonction du réseau

Δf : la bande passante
 $Y(k)$: signal de sortie à l'instant k
 W_i : les poids complexes
 $()^*$: le conjugué de
 $()^H$: l'hermitien de (conjugué transposé)
 $E \{ \cdot \}$: l'espérance de
 R : matrice de covariance
: facteur d'oublier
 B : la largeur de bande
 r : Matrice d'intèrrelation
 Z : la sortie du SLC
 μ : une valeur constante arbitraire
 ω : la pulsation
 $\hat{\cdot}$: L'estimateur
 ζ : L'erreur d'estimation
 $\Phi(n)$: La matrice de l'auto corrélation
 $z(n)$: Le vecteur du corrélation

1. Rappels et définitions sur les systèmes stochastiques

Caractérisation d'une variable aléatoire scalaire

Soit X une variable aléatoire scalaire. La fonction de répartition $F(x)$ associée à tout réel x la probabilité de l'évènement $X < x$.

On note: $F(x) = P[X < x]$

Propriétés

$x_1 < x_2$; $P[x_1 < X < x_2] = F(x_2) - F(x_1)$

$\lim_{x \rightarrow \infty} (F(x)) = 1$; $\lim_{x \rightarrow -\infty} (F(x)) = 0$

$F(x)$ est monotone, non décroissante, et peut être continue ou discontinue selon que X prenne des valeurs continues ou discrètes.

Si $F(x)$ est dérivable, alors sa dérivée est appelée densité de probabilité et notée $p(x)$:

$$p(x) = dF(x) / dx$$

Soit : $p(x)dx = P[x \leq X < x + dx]$

Pour caractériser et manipuler mathématiquement une variable aléatoire X , on utilise également les moments de cette variable. Le moment d'ordre 1 est plus connu sous le nom de moyenne ou espérance mathématique. Le moment centré d'ordre 2 est appelé variance que l'on note $\text{var } x = \sigma_x^2$.

σ_x désigne l'écart type.

Soit :

- L'espérance mathématique ou moyenne :

$$E[X] = \int_{-\infty}^{+\infty} x p(x) dx = \int_{-\infty}^{+\infty} x dF(x)$$

- Le moment d'ordre k :

$$E[X^k] = \int_{-\infty}^{+\infty} x^k p(x) dx$$

- Le moment centré d'ordre k

$$E[(X-E(X))^k] = \int_{-\infty}^{+\infty} (X-E(X))^k p(x) dx$$

Les moments d'ordre supérieur ou égal à 3 sont très peu utilisés car ils se prêtent mal au calcul théorique. L'intérêt (mathématique) des variables aléatoires gaussiennes est qu'elles sont entièrement caractérisées par leurs moments d'ordre 1 et 2.

Soit X une variable aléatoire gaussienne de moyenne m et d'écart type,

alors:

$$p(x) = 1/\sqrt{2\pi\sigma^2} e^{-(x-m)^2/2\sigma^2}, \quad E(x) = m, \quad E[(x-m)^2] = \sigma^2$$

Caractérisation d'une variable aléatoire à plusieurs dimensions

Soit $X = [X_1, \dots, X_q]^T$ une variable aléatoire à q dimensions prenant ses valeurs dans \mathbb{R}^q .

- Fonction de répartition

$$F(x_1; \dots; x_q) = P(X_1 < x_1 \text{ et } X_2 < x_2 \text{ et } \dots X_q < x_q)$$

- Densité de probabilité

$$p(x_1, \dots, x_q) = \frac{\partial^q F(x_1, \dots, x_q)}{\partial x_1 \dots \partial x_q}$$

- Moments

On note : $x = [x_1, \dots, x_q]^T$ et on ne s'intéressera qu'au vecteur des moments d'ordre 1 (c'est-à-dire le vecteur moyen) et à la matrice des moments d'ordre 2 centrés (c'est-à-dire la matrice de covariance).

$$\text{Moyenne : } E[X] = [E[X_1]; \dots; E[X_q]]^T$$

$$\text{Covariance : } \text{cov} X = E[(X - E[X])(X - E[X])^T]$$

L'élément $\text{cov} X(i;j)$ de la ligne i et la colonne j de cette matrice de covariance vérifie :

$$\text{cov} X(i, j) = \int_{\mathbb{R}^2} (x_i - E[x_i])(x_j - E[x_j]) dF(x_i, x_j)$$

La matrice de covariance est définie, positive et symétrique.

Signal aléatoire (processus stochastique)

Etant donné une variable aléatoire X , le signal aléatoire ou processus stochastique $x(t)$ est un signal fonction du temps t tel que pour tout t fixé, $x(t)$ corresponde à une valeur de la variable aléatoire X .

Moment d'un signal aléatoire

Le moment d'ordre 2 d'un signal aléatoire est appelé la fonction d'autocorrélation.

Soit $w(t)$ un signal aléatoire, alors :

- moment d'ordre 1 : $m(t)=E[w(t)]$
- moment d'ordre 2 : $\phi_{ww}(t,\tau) =E[w(t)w(t +\tau)^T]$

Remarque

Si $w(t)$ est un signal vectoriel à q composantes alors $\phi_{ww}(t;\tau)$ est une matrice de taille $q \times q$ définie positive pour chaque valeur de t et de τ . Les termes de la diagonale sont les fonctions scalaires d'autocorrélation de chaque composante et les termes hors diagonaux sont les fonctions scalaires d'intercorrélation entre composantes.

Un signal aléatoire gaussien centré, c'est à dire à moyenne nulle, est donc entièrement défini par sa fonction d'autocorrélation.

Stationnarité

Un signal aléatoire est dit stationnaire à l'ordre 2 si sa moyenne est constante ($m(t)=m$) et si sa fonction d'autocorrélation ne dépend que de τ ($\phi_{ww}(t ;\tau)=\phi_{ww}(\tau)$).

La moyenne quadratique ou variance d'un signal aléatoire centré stationnaire est la valeur de la fonction d'autocorrélation à l'origine :

$$\sigma_w^2 =\phi_{ww}(\tau)/\tau=0$$

Bruit blanc

Enfin, un bruit blanc est un signal aléatoire stationnaire de variance infinie dont la fonction d'autocorrélation est proportionnelle à un Dirac (c'est-à-dire un spectre complexe constant sur toute la plage des fréquences). Cela traduit que les valeurs du signal pris à deux instants, même très proches, ne sont pas du tout corrélées.

Les bruits blancs gaussiens centrés $w(t)$ et $v(t)$ que nous allons utilisés dans le cadre du filtre de Kalman sont donc entièrement définis par leur densités spectrales respectives $W(t)$ et $V(t)$:

$$E[w(t)w(t+\tau)^T] = W(t)\delta(\tau); E[v(t)v(t+\tau)^T] = V(t)\delta(\tau)$$

Les matrices $W(t)$ et $V(t)$ deviennent constantes dans le cas de bruits blancs stationnaires. Le bruit blanc gaussien normalisé est tel que $W(t) = I_{q \times q}$ (q : nombre de composants dans le bruit).

2. Example of Blocking Matrix for Side lobe Canceller.

For blocking of signal from desired look direction blocking matrix must be Orthogonal to "desired look" steering vector.

$$\mathbf{B}^H \mathbf{d} = \mathbf{0} \Rightarrow \begin{bmatrix} \mathbf{b}_1^H \mathbf{d} \\ \vdots \\ \mathbf{b}_N^H \mathbf{d} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix} \quad \text{Example: } \mathbf{d} = \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} \quad \mathbf{B}^H = \begin{bmatrix} 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 \end{bmatrix}$$

