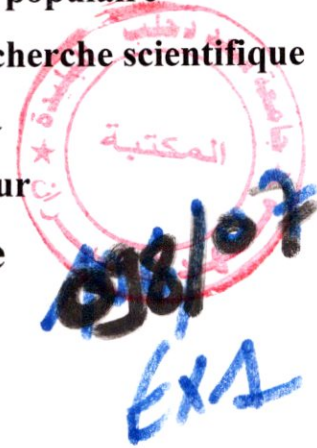


République algérienne démocratique et populaire
Ministère de l'enseignement supérieur et de la recherche scientifique
Université Saad Dahleb de Blida
Faculté des sciences de l'ingénieur
Département d'aéronautique



D A B



Mémoire de fin d'études en vue de l'obtention
du diplôme d'ingénieur d'état en Aéronautique

Option : Installation

THEME

**Poursuite des satellites GPS par un réseau
d'antennes**

Réalisé par :

Mr: Mahi Mouloud

Mr: Louni Mohamed Riad

Promoteur:

Mme: Sari El-Kahina

Co-promoteur:

Mr: Benachenhou Kamel

ANNEE UNIVERSITAIRE 2006 /2007

Résumé

Ces dernières années ont été le témoin d'une évolution sans précédente du marché de télécommunication mobile notamment l'utilisation des satellites pour le positionnement et la navigation. Leur principal inconvénient est leur vulnérabilité aux interférences. Pour faire face à ces derniers, les futurs systèmes devront mettre en oeuvre des techniques de plus en plus évoluées. Plusieurs approches sont possibles, l'une d'entre elles consiste à combiner les signaux reçus par les éléments d'une antenne réseau. Cette méthode de traitement de l'information fait références aux antennes adaptatives.

L'intérêt de ces systèmes est leur capacité à réagir automatiquement à un environnement complexe dont l'interférence est connue à priori. Ils permettent de réduire les niveaux des lobes secondaires existants dans la direction de l'interférence, tout en maintenant le lobe principal en direction utile.

Summary

These last years were the witness of an evolution without the preceding one of the mobile market of telecommunication in particular the use of the satellites for positioning and navigation. Their principal disadvantage is their vulnerability with the interferences. To face these latter, the future systems will have to implement increasingly advanced techniques.

Several approaches are possible; one of them consists in combining the signals received by the elements of an antenna network. This method of data processing refers to the adaptive antennas. The interest of these systems is their capacity to be reacted automatically to an environment complexes whose interference is known a priori. They make it possible to reduce the levels of the existing secondary lobes in the direction of the interference, while maintaining the principal lobe in useful direction.

Sommaire

Introduction générale

Chapitre I : Généralités sur le système GPS

Introduction.....	01
I-1- Historique	02
I-2- Les segments du système GPS.....	03
a- Le segment spatial.....	03
b- Le segment contrôle.....	04
c- Le segment utilisateurs.....	06
I-3- Le principe de base du système GPS.....	07
I-4- Le signal GPS.....	10
I-5- Le récepteur GPS	12
I-6- Applications du système GPS	13
I-7- Précision des mesures GPS.....	13
I-8- Les sources d'erreur du système GPS.....	14
a- Disponibilité sélective (SA)	14
b- Anti-brouillage (AS)	14
c- Erreur des satellites	15
d- Erreur de propagation atmosphérique	15
e- Multi-trajet	15
f- Erreurs liées aux récepteurs	16
I-9- Le format NMEA.....	16

Chapitre II : Les antennes adaptatives

Introduction	19
II-1- Généralités sur les antennes.....	20

II-1-1- Définition d'une antenne	20
II-1-2- Caractéristiques d'une antenne	21
a- Réciprocité	21
b- Isotropie	21
c- Directivité	21
d- Gain en puissance et rendement	21
e- Diagramme de rayonnement.....	22
f- Lobe principal, lobes secondaires et angle d'ouverture.....	23
g- Différents types d'antennes	23
II-2- Les phénomènes de propagation.....	24
II-2-1- Influence des obstacles sur les signaux	24
II-2-2- Les trajets multiples	25
a- Dispersion des retards (delay spread)	26
b- Evanouissements (ou fading) de Rayleigh.....	27
c- Décalage en fréquence (Doppler shift)	27
II-3- Les antennes réseaux.....	28
II-3-1- Radiation d'une paire d'antennes	28
II-3-2- Principe des antennes réseaux	30
II-3-3- Types d'émissions des antennes réseaux	32
a- Émission transversale	32
b- Émission longitudinale	34
II-3-4- Étude théorique des antennes réseaux à gradient de phase	36
a- Cas d'un réseau linéaire.....	36
b- Cas d'un réseau bidimensionnel (plan)	37
II-4- Les antennes intelligentes	38
II-4-1- Définition d'une antenne intelligente.....	38
II-4-2- Structure d'une antenne intelligente	39
II-5- Les algorithmes adaptatifs	41
II-5-1- Modèle de propagation	41

a- Forme d'onde	41
b- Hypothèse bande étroite	41
c- Modèle paramétrique pour les données.....	42
II-5-2- Formation de voies et annulation d'interférents (CAPON).....	45

Chapitre III : Simulations et résultats

III-1- Algorithme	50
III-2- Simulation et résultats	52
III-2-1- Réseau linéaire	52
a- Localisation	52
b- Minimisation	55
c- Poursuite	58
III-2-2- Réseau plan	60
a- Décodage du fichier NMEA	60
b- Poursuite du satellite	62
III-3- Interface.....	63
III-3-1- Interface choix de la simulation.....	64
III-3-2- Interface localisation.....	65
III-3-3- Interface minimisation.....	66
III-3-4- Interface poursuite du signal.....	67
III-3-5- Interface décodage NMEA.....	68
III-3-6- Interface poursuite du satellite	69

Conclusion générale

Liste des figures

Figure I-1 : Les générations des satellites GPS.....	03
Figure I-2 : Le segment spatial.....	04
Figure I-3 : Le segment de contrôle.....	05
Figure I-4 : Liaisons entre les segments du système GPS.....	06
Figure I-5 : Le principe de base du système GPS.....	07
Figure I-6 - Exemple d'une mesure GPS avec trois satellises.....	09
Figure I-7 : Modulation des signaux GPS.....	11
Figure I-8 : Extrait d'un fichier NMEA.....	18
Figure II-1 : Diagramme de rayonnement du dipôle élémentaire en 3D.....	22
Figure II-2 : Lobe principal, lobes secondaires et angle d'ouverture.....	23
Figure II-3 : Illustration des mécanismes de propagation.....	25
Figure II-4 : Propagation par trajets multiples.....	26
Figure II-5 : Radiation d'une paire d'antennes.....	29
Figure II-6 : Diagrammes de rayonnement d'une paire d'antennes.....	30
Figure II-7 : Différentes configurations géométriques des réseaux.....	31
Figure II-8 : Réseau à émission transversale.....	33
Figure II-9 : Diagrammes d'un réseau à émission transversale.....	34
Figure II-10 : Diagrammes d'un réseau à émission longitudinale.....	35
Figure II-11 : Schéma représentatif d'un réseau linéaire.....	36
Figure II-12 : Schéma représentatif d'un réseau plan.....	37
Figure II-13 : Schéma représentatif	39
Figure II-14 : Calculs du vecteur directionnel pour le cas du modèle ALU.....	43
Figure II-15 : Formation de voies et annulation d'interférents.....	47
Figure III-1 : Algorithme récapitulatif de la simulation.....	22
FigureIII-2 : Localisation de deux sources à 18° et 45° avec un bruit faible.....	00
FigureIII-3 : Localisation de deux sources à 27° et 63° avec un bruit faible.....	00
Figure III-4 : Localisation de sources à 27° et 63° avec un bruit fort.....	00

Figure III-5 : Minimisation sous la contrainte de garder le signal à 36°.....	00
Figure III-6 : Minimisation sous la contrainte de garder le signal à 52°.....	00
Figure III-7 : Minimisation sous la contrainte de garder le signal à 26°.....	00
Figure III-8 : Poursuite d'un signal utile variant avec élimination d'interférant.....	00
Figure III-9 : Evolution de l'élévation et de l'azimut du satellite N° 03.....	00
Figure III-10 : Evolution de l'élévation et de l'azimut du satellite N° 20.....	00
Figure III-11 : Poursuite du satellite N° 22 avec minimisation des interférences.....	00
Figure III-12 : Poursuite du satellite N° 14 avec minimisation des interférences.....	00
Figure III-13 : Interface choix de la simulation.....	00
Figure III-14 : Interface localisation.....	00
Figure III-15 : Interface minimisation.....	00
Figure III-16 : Interface poursuite du signal.....	00
Figure III-17 : Interface décodage NMEA.....	00
Figure III-18 : Interface poursuite du satellite.....	00

Introduction générale :

Connaître la position d'un mobile est, dans beaucoup de situations, très important. Aujourd'hui beaucoup de systèmes de navigation sont basés sur le système américain de positionnement par satellites (GPS) qui est capable de fournir en temps réel et en continu la position d'un nombre illimité d'utilisateurs n'importe où dans le monde et sous n'importe quelles conditions météorologiques.

À cause du niveau très faible de la puissance du signal GPS reçu, ce système est vulnérable aux signaux interférents. Les antennes adaptatives ou intelligentes sont le plus fréquemment utilisées pour faire face à ce problème.

Les antennes adaptatives (intelligentes) sont des systèmes qui reposent sur des antennes réseaux, des dispositifs pour calculer les angles d'arrivées et des outils numériques de synthèse qui attribuent des poids aux éléments de l'antenne réseau afin de réagir automatiquement à un environnement complexe dont l'interférence est connue à priori. Ils permettent de réduire les niveaux des lobes secondaires existants dans la direction de l'interférence, tout en maintenant le lobe principal en direction du signal GPS utile, ce qui va être l'objet de notre étude dans cette thèse.

Dans le premier chapitre on va donner des généralités sur le système GPS telles que sa constellation, ses segments, son mode de fonctionnement et sa précision...

Le deuxième chapitre est réservé à l'étude des antennes adaptatives et leurs algorithmes appropriés.

Enfin, on a consacré le troisième chapitre à la simulation des signaux et à commenter les résultats qui ont appuyé notre étude théorique.

Chapitre I

Généralités sur le système GPS

Introduction :

Les premiers navigateurs utilisaient les objets célestes tels que le soleil, la lune et les étoiles pour se localiser et pour naviguer en vue d'explorer notre planète. La position connue des astres et un astrolabe permettaient de faire le point. Le résultat de cette méthode était assez précis pour éviter de se perdre.

Au 18^{ème} siècle, le sextant, la boussole et l'almanach des astres associés avec une horloge améliorèrent significativement la précision de la localisation.

Avec l'apparition des systèmes radio, la navigation astronomique a été abandonnée et a cédée sa place à la radionavigation qui consiste à se guider à l'aide de mesure sur les signaux radioélectriques, ce qui a permis d'augmenter considérablement les performances de navigation.

L'arrivée des systèmes de navigation par satellites et, en particulier, le système NAVSTAR-GPS (Navigation System with Time And Ranging-Global Positioning System) améliore une fois de plus la qualité de la navigation.

Le système GPS offre des potentialités très importantes car il allie, pour la première fois, des qualités exceptionnelles comme la navigation tridimensionnelle, la couverture mondiale et permanente ainsi que des précisions de localisation centimétriques, il faut encore ajouter le nombre d'utilisateurs illimité et le coût du service très faible.

I-1- Historique :

L'idée d'utiliser des satellites comme aide à la navigation a conduit l'US NAVY à lancer un premier satellite de navigation (TRANSIT) au début des années 60. Le réseau fut opérationnel dès 1964 avec cinq satellites. Encore aujourd'hui, il donne la position en horizontal à des véhicules à faibles dynamiques tels que les navires de surfaces et les sous-marins.

À la même époque, l'US Navy et l'US Air Force s'engagèrent séparément dans deux programmes plus ambitieux. En 1973, le département de défense groupa ces deux programmes pour constituer le programme NAVSTAR-GPS.

La phase I, qui se déroulera de 1973 à 1979, permit de valider le concept avec quatre satellites temporairement visibles aux USA.

La phase II (1979 à 1985) permit de développer et de tester le système. Plus de dix satellites furent lancés, leur durée de vie estimée à cinq ans fut supérieure à huit ans, ces satellites faisaient partie du Bloc I.

La phase III débuta en 1985. ROCKWELL INTERNATIONAL emporta le marché des 28 satellites de seconde génération (Bloc II) de durée de vie de sept ans et demi. Vingt-quatre satellites sont aujourd'hui en orbite. La constellation GPS a été déclarée opérationnelle après que 24 satellites du Bloc II ont été mis en service en Décembre 1993.

LOCKHEED MARTIN / GE aerospace a emporté le marché de 21 satellites complémentaires (Bloc 2R) qui ont été lancés entre 1996 et 2001 au moyen de fusées Delta 2.

Ils permettent la liaison inter satellites sans contact avec le sol.

De nouveau ROCKWELL INTERNATIONAL a emporté en 1996 l'appel d'offre pour la génération suivante de satellites GPS, ceux du (Bloc 2F). Il concerne 51 satellites qui seront lancés entre 2001 et 2010, le lanceur sera EELV de l'USAF.

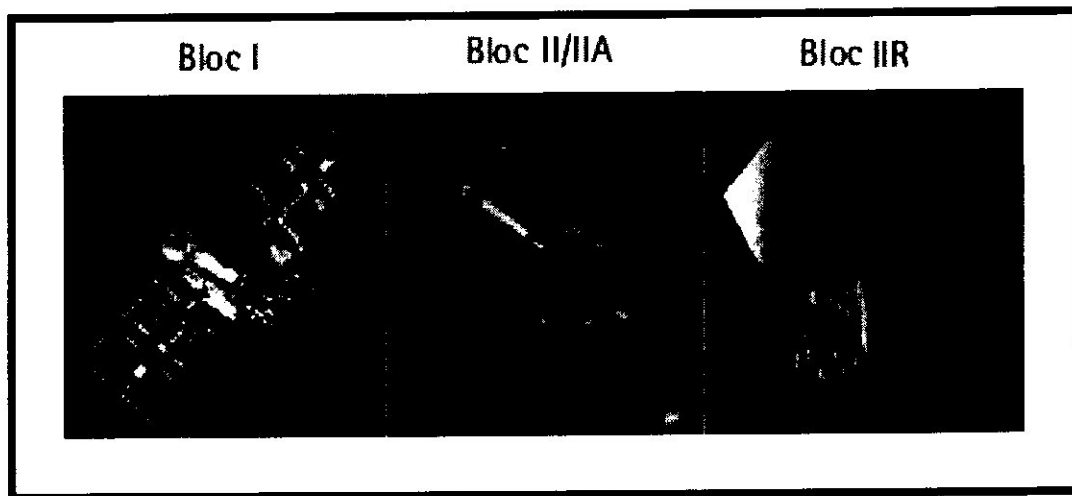


Figure I-1 : Les générations des satellites GPS

I-2- Les segments du système GPS :

Le système GPS se compose de trois segments :

- Le segment spatial.
- Le segment de contrôle.
- Le segment utilisateurs.

a- Le segment spatial :

Il est constitué de 24 satellites. Le système GPS reste disponible avec 21 satellites opérationnels. L'intérêt des satellites complémentaires est de renforcer la fiabilité, la disponibilité, et de l'intégrité de la radionavigation par satellite.

Les satellites GPS sont répartis sur six orbites ayant chacune quatre satellites équirépartis. Les orbites sont inclinées de 55° par rapport au plan équatorial. Ils ont une forme presque circulaire de 26600 km de rayon. La distance entre le satellite et l'utilisateur varie entre 20200 et 25600 km, le temps de propagation des signaux radioélectriques sont au minimum de 67 ms et au maximum de 86 ms.

Un satellite décrit une orbite en une demi journée sidérale. Un observateur terrestre qui observe un satellite en particulier, le voit tous les 23 heures et 56 minutes au même endroit du fait de la différence entre la période de rotation des satellites et de la terre.

Les satellites sont positionnés de manière à ce qu'un minimum de 6 soient visibles, en limitant l'angle de visibilité à 15° au dessus de l'horizon (angle d'élévation).

L'utilisateur dispose d'un minimum de 4 satellites à toute heure et quelle que soit sa position dans l'environnement proche de la terre.

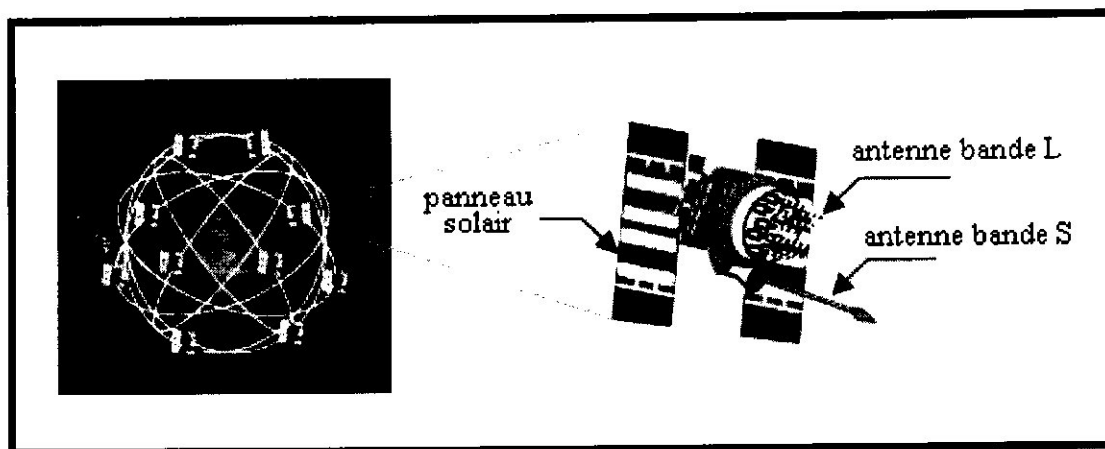


Figure I-2 : Le segment spatial

b- Le segment contrôle :

Les principales fonctions de ce segment sont de suivre les satellites pour estimer leurs orbites, d'ajuster leurs éphémérides de modéliser la dérive des horloges et de remettre à jour les paramètres du message de navigation que les satellites diffusent.

Le segment de contrôle est constitué d'une station principale (Master station), de cinq stations de contrôle (Monitor stations) et de trois stations de téléchargement (Ground antennas).

La station principale située, à Colorado-Springs, traite toutes les informations diffusées par les satellites y compris les informations de télémétrie. Les orbites des satellites sont paramétrées et la dérive d'horloge modélisée permettant ainsi de synchroniser le temps satellite et le temps GPS. Ces données sont régulièrement transmises vers les satellites sous la responsabilité de la station principale.

Les informations GPS sont collectées en permanence par cinq stations monitrices globalement dispersées et couvrant la quasi-totalité de l'espace dans lequel gravitent les satellites. Ces cinq stations sont situées à Hawaï, à Colorado-Springs, sur l'île de l'Ascension,

A Diego Garcia et à Kwajelein.

Seules trois stations (l'île de l'Ascension, Diego Garcia et Kwajalein) assurent les fonctions de téléchargement des données vers les satellites et contrôlent le bon transfert. Le chargement des données s'effectue une fois par jour par une liaison à 2.2 GHz. Le satellite dispose de 14 jours de capacité mémoire. Au delà de ce laps de temps et sans rafraîchissement des données, il devient risqué de naviguer avec ces satellites car la précision des mesures se dégrade régulièrement.

La station principale contrôle, asservit la position des satellites et gère la constellation spatiale. Elle doit rapidement détecter toute défaillance d'un satellite, et le cas échéant, le mettre dans un mode dégradé ou interdire son usage tout en informant les utilisateurs par l'intermédiaire du message de navigation. L'actualisation d'un almanach à chaque modification de la constellation spatiale, du lancement ou à la fin de vie d'un satellite, est également de son ressort.

La disponibilité permanente de la station est assurée par une redondance des parties sensibles. On note aussi que le segment de contrôle est transparent au vue de l'utilisateur.

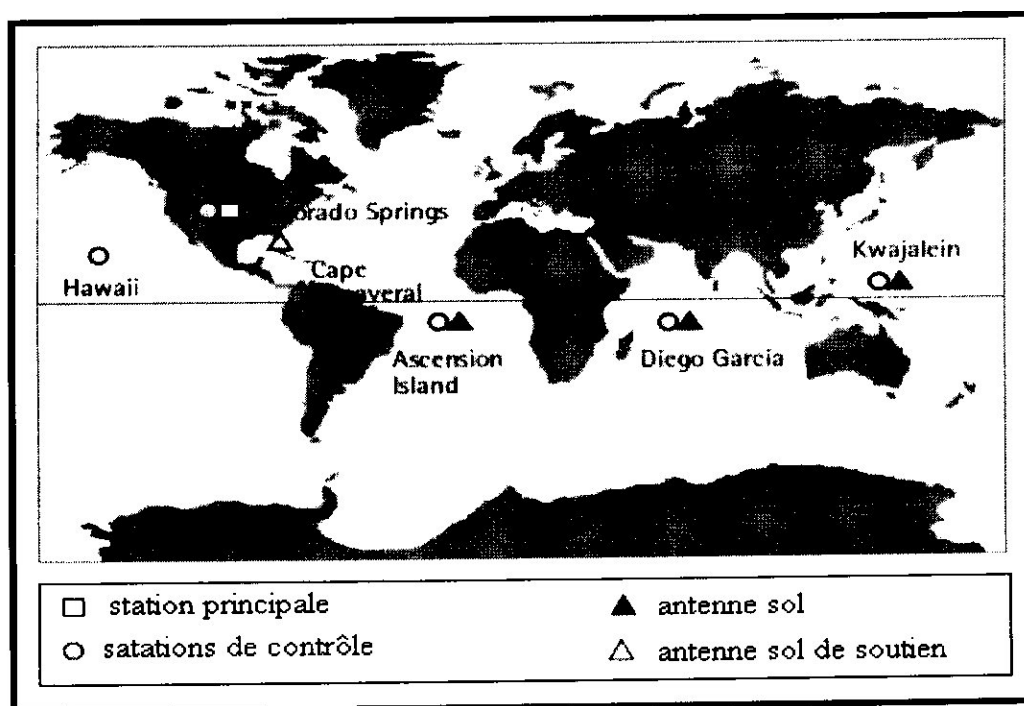


Figure I-3 : Le segment de contrôle

c- Le segment utilisateurs :

Ce segment consiste en une variété de récepteurs GPS militaires ou civils. Un récepteur est conçu pour recevoir, décoder et traiter les signaux émis par les satellites GPS. Les récepteurs intégrés (cartes ou circuits spécifiques au GPS) dans d'autres systèmes sont aussi inclus dans le segment utilisateurs.

Les utilisateurs disposent d'un moyen unique pour leurs applications de localisation, de navigation, de références de temps, de géodésie voire de détermination d'attitude. Ces applications diverses ont conduit à développer différents types de récepteurs chacun pouvant inclure différentes fonctions adaptées aux besoins.

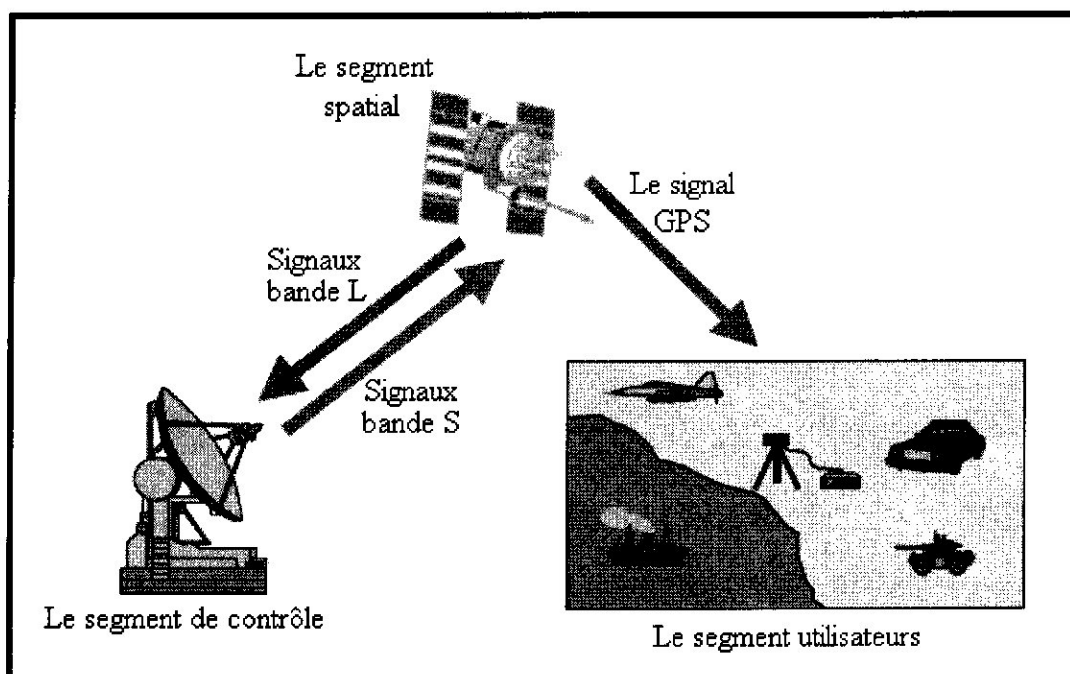


Figure I-4 : Liaisons entre les segments du système GPS

I-3- Le principe de base du système GPS :

Le principe du GPS est plutôt simple. Chaque satellite émet en permanence un signal daté, un récepteur synchronisé peut alors mesurer le temps de propagation de ce signal et en déduire la distance le séparant du satellite.

À partir de trois satellites, un tel récepteur est capable d'effectuer une triangulation pour déterminer sa position. Chaque mesure est le rayon R d'une sphère centrée sur un satellite particulier, le récepteur GPS est sur cette sphère.

Avec deux mesures, la position du récepteur est sur le cercle formé par l'intersection de deux sphères. Une troisième mesure simultanée réduit l'intersection à deux points, dont un est très éloigné dans l'espace et est aisément isolé. Malheureusement, l'horloge du récepteur est affectée d'un biais car elle n'est pas synchrone du système GPS. Ce biais est la différence de temps entre l'horloge utilisateur et l'horloge GPS. Il n'est pas concevable d'avoir une horloge utilisateur parfaitement synchrone du système GPS pour des raisons pratiques et économiques.

Ce biais d'horloge ΔT se traduit par une erreur de mesure de temps de propagation des signaux GPS et par une erreur sur les distances satellites utilisateur. Cette erreur se retrouve sur toutes les distances mesurées par le récepteur.

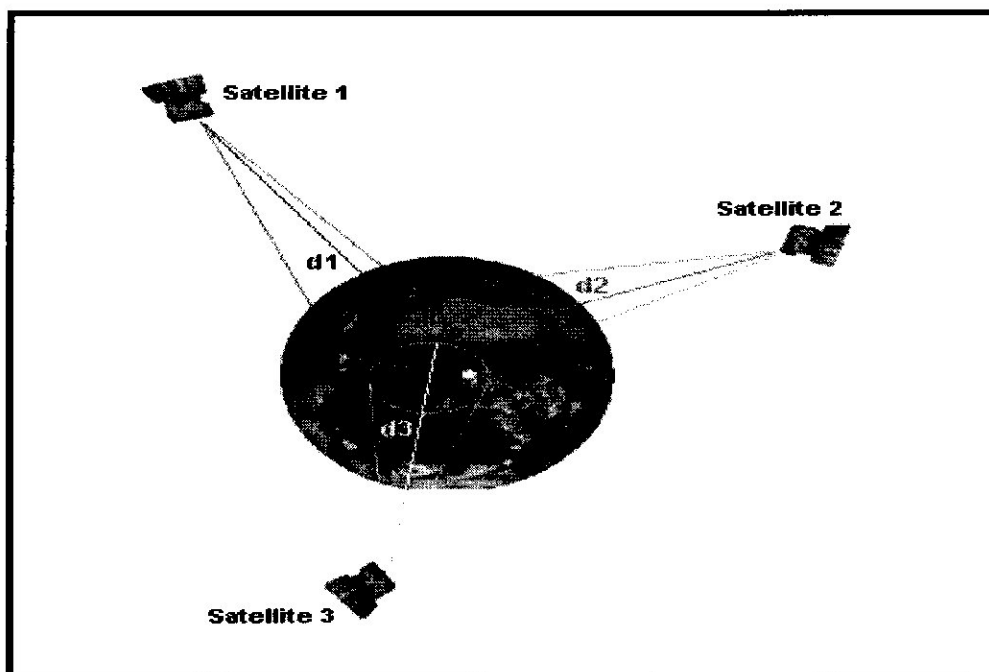


Figure I-5 : Le principe de base du système GPS

Comme les distances mesurées ne sont pas parfaites, car principalement entachées d'un biais de temps, elles sont appelées pseudo-distances. Ce biais de temps à priori inconnu doit être déterminé. Il existe donc une quatrième inconnue en trois dimensions. Les paramètres à déterminer sont suivant le repère : la longitude, la latitude et le biais d'horloge ΔT . Les calculs s'effectuent dans un repère cartésien dans lequel les inconnues sont X, Y, Z et ΔT . Le changement vers un repère exploitable par l'utilisateur (UTM. ...) s'effectue seulement avant de présenter les résultats.

Il est nécessaire de mesurer une distance supplémentaire, donc de disposer de quatre mesures effectuées sur quatre satellites, pour résoudre un système de quatre équations à quatre inconnues.

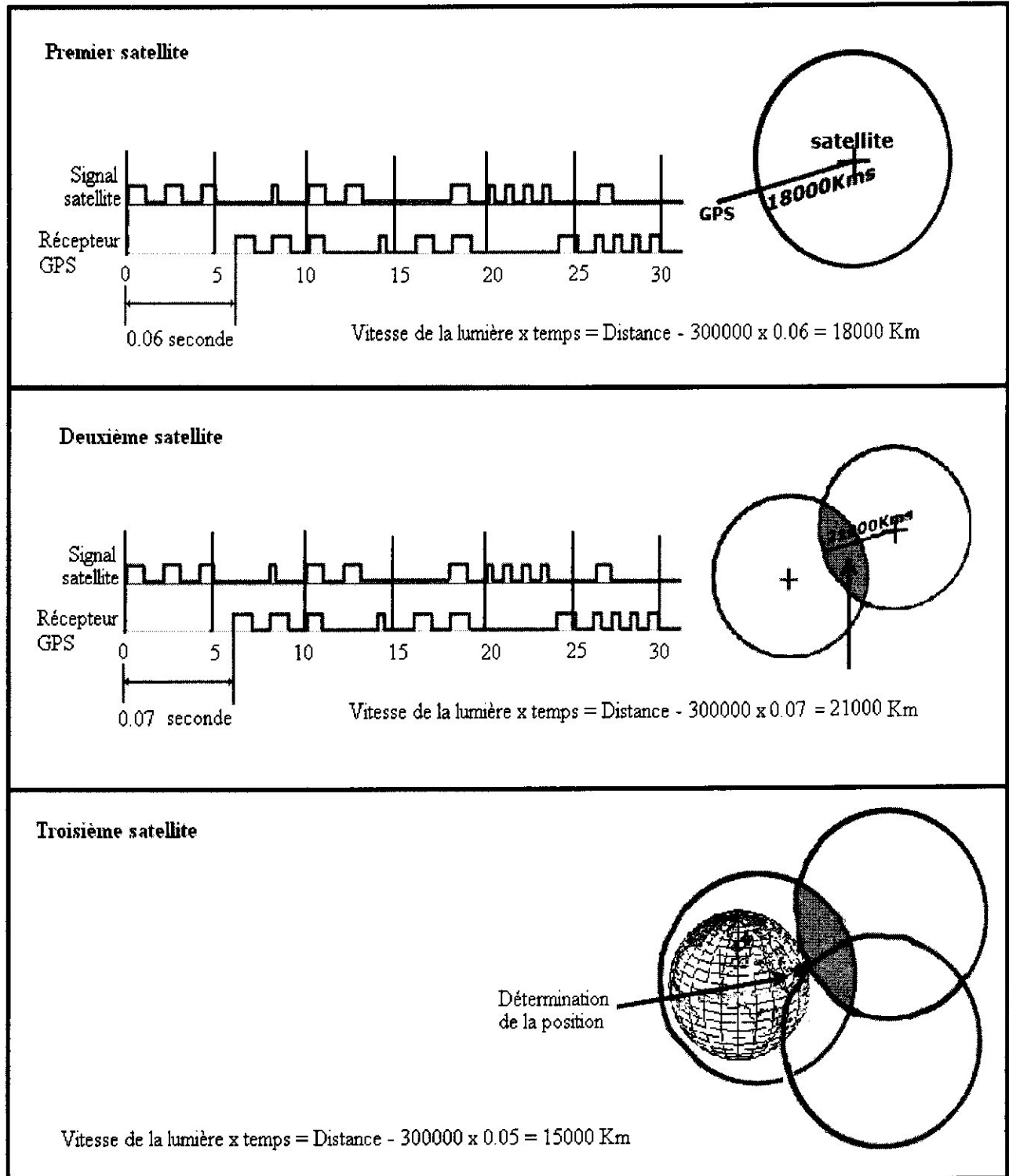


Figure I-6- Exemple d'une mesure GPS avec trois satellites

I-4- Le signal GPS :

Le signal satellite est transmis sur deux ondes porteuses appelées L1 et L2. Les fréquences de ces porteuses sont 1575.42 MHz et 1227.60MHz. Le choix de la bande L résulte d'un compromis entre de nombreux critères, on peut citer deux des plus importants : les pertes de propagation en espace libre et la complexité donc le coût du matériel.

L'utilisation de deux porteuses permet d'une part de mesurer le temps du groupe, retard de la modulation d'un signal par rapport à la phase de sa porteuse. Dans le cas du GPS, le temps du groupe et la vitesse de phase sont différents du fait de la nature de l'ionosphère ce qui dégrade la précision de la mesure. Les deux fréquences GPS sont cohérentes et sont multiples d'une horloge de référence (f_0) à 10.23 MHz.

La fréquence de référence à bord du satellite est légèrement décalée du fait des effets relativistes de manière à ce qu'un observateur statique situé sur terre reçoit des fréquences apparentes multiples ou sous-multiples de 10.23 MHz.

La fréquence L1 est modulée par saut de phase. Un signal numérique de fréquence 10.23 MHz inverse le signe de la composante en phase de la porteuse tandis qu'un signal numérique à cadence de 1.023 MHz inverse celui de la composante en quadrature à chaque changement de niveau logique.

Les signaux numériques rapides et lents sont respectivement constitués par un code P (Precise) et par un code C/A (Coarse/Acquisition) multipliés avec un message (m) utilisé par le récepteur pour résoudre les équations de navigation. (C/A et P peuvent prendre les valeurs de -1 ou +1).

La figure [II-7] illustre la modulation de phase utilisée par les satellites GPS pour le code C/A. On notera que l'échelle des temps n'est pas identique sur chaque axe. La fréquence L2 est normalement modulée par le signal à cadence rapide constitué par le produit du code P et du message de navigation. La polarisation des signaux L1 et L2 est circulaire droite.

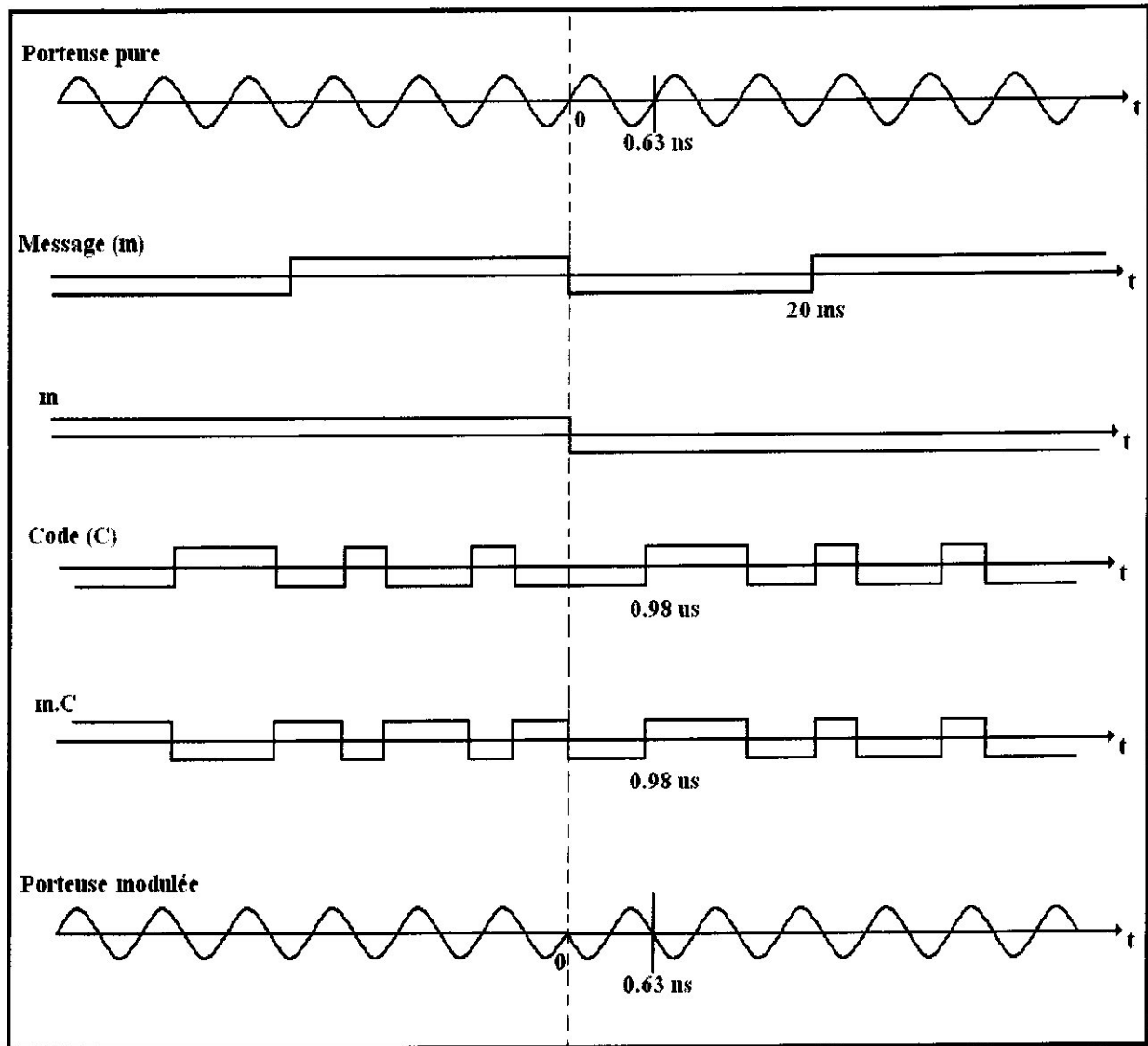


Figure I-7 : Modulation des signaux GPS

Le signal L1 est modulé en phase et en quadrature. Le signal transmis par les satellites a pour expression :

$$S1 = A_p.m(t).P(t).\cos(2.\Pi.L1.t + \Phi) + A_c.m(t).C(t).\sin(2.\Pi.L1.t + \Phi)$$

Où L1 est la fréquence définie précédemment. Φ représente les imperfections de l'oscillateur (dérive et bruit de phase). $m(t)$ est le message de navigation. Le code P est une séquence pseudo-aléatoire (+1 ou -1) générée à une cadence de 10,23 MHz, Sa période est d'une semaine. Chaque satellite émet un code unique. A_p et A_c sont les niveaux des deux composantes du signal d'émission. Le message de navigation est débité à 50 bps (bits par seconde).

I-5- Le récepteur GPS :

En 1980, seulement le récepteur GPS commercial était disponible sur le marché, à un prix de plusieurs centaines de milliers de dollars US. Aujourd'hui, il existe plus de 500 récepteurs GPS sont disponibles. Le prix du récepteur actuel varie entre 100\$ pour les unités portables simples et 15,000\$ pour les unités de qualité géodésique sophistiquée. Le prix continuera à baisser dans le futur tant que la technologie des récepteurs devient plus avancée.

Les récepteurs GPS peuvent, selon leurs caractéristiques, être sous divisés en trois catégories:

- Les récepteurs multi-canaux.
- Les récepteurs séquentiels.
- Les récepteurs multiplex.

Les récepteurs multi-canaux constituent le top-niveau des récepteurs GPS. Ils sont généralement utilisés pour des applications ultra précises ou dans des applications de positionnement dynamique. Ces récepteurs disposent d'un canal de réception par satellite, par lequel chaque satellite peut être suivi en continu.

Les récepteurs séquentiels existent en version un ou deux canaux. Le deuxième canal est généralement utilisé pour l'acquisition d'un satellite initial et pour recevoir le message de navigation. L'autre canal traite les satellites un après l'autre avec une fenêtre d'observation typique de 1 seconde par satellite. Cela implique, pour chaque satellite, une courte phase d'initialisation. Une des conséquences de cette méthode est que le récepteur peut seulement déterminer une position tridimensionnelle toutes les 4 à 5 secondes. En outre, cette position est moins précise puisque les mesures des différents satellites ne sont pas effectuées en même temps. Les récepteurs multiplex forment un compromis entre les récepteurs multi-canaux et séquentiels. Ils peuvent, malgré un principe de fonctionnement analogue à un récepteur séquentiel, et grâce à une conception améliorée, faire un enchaînement entre les différents satellites en moins de 20 millisecondes. Grâce à cette haute fréquence de traitement, on élimine le temps d'initialisation nécessaire pour les récepteurs séquentiels. Pour les récepteurs multiplex, comme pour les récepteurs séquentiels, le message de navigation est téléchargé, pour chaque satellite, d'une manière asynchrone. C'est pourquoi le premier calcul de position demande plus de temps.

Pour chaque catégorie de récepteurs, il existe des utilisations spécifiques tels qu'en aéronautique ou en marine. Si le traitement des signaux GPS est identique pour un appareil d'une gamme donnée, les interfaces utilisateurs sont adaptées à l'application. Un récepteur GPS dédié à la navigation visualisera le cap ou la distance parcourue, en plus de la position, tandis qu'un récepteur de géodésie affichera les retards ionosphériques ou le biais d'horloge.

I-6- Applications du système GPS :

Le système Navstar est financé par des organismes militaires. Pourtant, nombreuses sont les applications civiles. Le GPS présente des avantages non négligeables vis à vis des conditions atmosphériques mais également vis à vis de sa non dépendance en luminosité (signal accessible jour et nuit). Ainsi il donne lieu à de multiples utilisations: La navigation en temps réel est l'une des applications élémentaires et principale du GPS. Tout objet mobile muni d'un récepteur GPS peut connaître en temps réel sa position et sa vitesse dans un repère terrestre. La précision attendue pour un tel mode de navigation est de 10 à 15 mètres sur sa position et de quelques centimètres par seconde sur sa vitesse si l'utilisateur utilise le code précis et une centaine de mètres dans le cas contraire.

Que ce soit sur terre, sur mer, ou dans les airs, ces performances excellentes et le faible coût du récepteur GPS, font de ce système un instrument de navigation très prisé. Seule la navigation civile aérienne est encore réticente pour des raisons techniques (l'intégrité du système, c'est à dire la certitude dans un temps très court, que tel ou tel satellite fournit ou non des données correctes, n'est pas assurée, et il faut installer de lourds moyens de surveillance de la constellation GPS) et politiques (il faut beaucoup de garanties pour faire accepter par la communauté internationale un instrument essentiel de navigation qui est entièrement dans les mains des militaires d'un pays). Mais la navigation en temps réel est loin d'être l'unique application du GPS.

I-7- Précision des mesures GPS:

Globalement, la précision du système GPS dépend étroitement de la qualité de mesure du temps (un signal véhiculé par une onde progresse de 3 m en 10 milliardièmes de seconde). La précision de localisation dépend donc des performances des horloges, de la

synchronisation des horloges des satellites, de la connaissance du décalage de temps entre l'horloge du récepteur et celles des satellites, et aussi de la connaissance des paramètres susceptibles d'influer sur la vitesse de propagation des ondes.

I-8- Les sources d'erreur du système GPS:

Un récepteur GPS est capable de fournir une précision d'au mieux 22m (95%) due aux effets matériels, environnementaux et atmosphériques. Cependant, pour des raisons de sécurité militaire, de plus grandes erreurs intentionnelles sont parfois introduites dans le système GPS afin de limiter la précision obtenue par les utilisateurs civils. Cela peut réduire la précision du GPS à une centaine de mètres (95%). Les deux aspects de cette dégradation volontaire sont la disponibilité sélective (SA) et l'anti-brouillage (AS), en plus d'autres erreurs commises par le système.

a- Disponibilité sélective (SA) :

La dégradation SA consiste d'une part en une dégradation de la fréquence d'horloge du satellite qui reproduit des phases et des codes dont la longueur d'onde varie, et d'autre part en une erreur imposée sur la position du satellite envoyée par le message de navigation. Les erreurs typiques imposées par la SA sont de l'ordre de 100m. La SA a été activée entre le 1^{er} Juillet 1991 et le 2 mai 2000. Elle est actuellement désactivée.

b- Anti-brouillage (AS) :

L'anti-brouillage altère le signal GPS en changeant les caractéristiques du code P en le mélangeant avec un code W pour en faire un code Y. C'est ce dernier qui sera modulé sur les porteuses et donc empêchera le récepteur de faire des mesures sur le code P. Beaucoup de fabricants de récepteur ont développé des techniques pour retrouver le code P à partir du code Y avec un petit bruit supplémentaire (technique de cross-corrélation). L'AS est actif depuis le 31 Janvier 1994.

c- Erreur des satellites :

Il s'agit des erreurs de modélisation de la dérive de l'horloge des satellites lorsqu'on utilise un polynôme du second degré ainsi que des erreurs liées à la modélisation képlérienne des orbites de satellites.

d- Erreur de propagation atmosphérique :

Le signal en provenance des satellites traverse différentes couches atmosphériques avant d'atteindre le récepteur. Deux couches sont généralement considérées par le GPS: l'ionosphère qui représente la couche entre 70 et 100 km au dessus de la Terre et la troposphère qui s'étend du sol à 70 km d'altitude. Lorsque les signaux traversent l'ionosphère, les informations du code GPS sont retardées, d'où une mesure de pseudo range trop longue comparée à la distance géométrique entre la station et le satellite. L'erreur sur la mesure dépend du contenu électronique total (TEC) le long du chemin parcouru par le signal qui est une mesure de la densité d'électron. Des délais plus importants apparaissent quand le satellite est à basse altitude, pendant certaines périodes de la journée, ils sont également fonction de la radiation solaire de l'équateur géomagnétique et de la position près des pôles. Le délai ionosphérique dépend de la fréquence et peut dès lors être éliminé en utilisant deux fréquences GPS. Les utilisateurs qui n'ont accès qu'à une fréquence peuvent cependant modéliser partiellement l'effet de l'ionosphère en utilisant des modèles standards.

La troposphère produit également un délai dans les observations mais celui-ci ne dépend pas de la fréquence. Il ne peut donc pas être éliminé par des mesures sur les deux fréquences, mais il peut être modélisé. La troposphère est généralement séparée en deux composantes: une composante sèche qui représente 90% de la réfraction totale et une composante humide qui représente les 10% restants. La composante humide étant la plus difficile à modéliser.

e- Multi-trajet :

Le multi-trajet est le phénomène par lequel les signaux GPS sont réfléchis sur certains objets avant d'être détecté par l'antenne. Cela se produit lorsqu'il y a des surfaces de réflexion dans le voisinage de l'antenne GPS. Cet effet peut engendrer des erreurs de

l'ordre de 15 cm sur la mesure de phase et de l'ordre de 15-20 m sur la mesure de pseudo-distance.

f- Erreurs liées aux récepteurs :

Ce sont les erreurs qui proviennent des processus utilisés à l'intérieur du récepteur. Elles dépendent du type d'antenne, de la méthode utilisée pour convertir les données, des processus de corrélation.

I-9- Le format NMEA:

Depuis que les fabricants GPS individuels ont leurs propres formats de propriétaire pour entreposer les mesures GPS, il peut être difficile de combiner les données de différents récepteurs. Un semblable problème est rencontré lorsqu'on veut connecter plusieurs appareils, y compris le système GPS. Pour faire face à ces limitations, des groupes de recherche ont développé des formats standard pour plusieurs besoins de l'utilisateur. Les formats standard les plus largement utilisés sont RINEX, NGS-SP3, RTCM SC-104, et NMEA 0183. Ce dernier va être l'objet d'étude de cette partie.

NMEA est une abréviation de l'Association de l'Électronique Marine Nationale (National Marine Electronics Association) qui a été fondée en 1957 par un groupe de revendeurs de l'électronique marine. En 1983, l'association a adopté le NMEA 0183 comme un format pour connecter les marins avec les appareils électroniques. Il a été mis à jour plusieurs fois; la dernière Version (3.0) a paru en juillet 2000.

Le format NMEA0183 est un ensemble de données dans le code ASCII, avec une transmission à un taux de 4,800 bps, d'un parleur à un auditeur où le parleur est un appareil qui envoie les données à autre appareils (par exemple, un récepteur GPS) et l'auditeur est un appareil qui reçoit les données (par exemple, un ordinateur portable a connecté avec le récepteur GPS). Notre discussion sera restreinte seulement à une partie, le GGA: les données fixes du système GPS. Cette partie représente le temps, la position et autres informations.

```
$GPGGA,hhmmss.ss,lll.ll,a,yyyy.yy,a,x.xx,x.x,x.x,M,x.x,M,x.x,xxxx*hh<CR><LF>  
$GPGGA,115417.00,4338.123456,N,07938.123456,W,1,10,01.1,095.095,M,M,999,0000
```


\$: Début la phrase.

GP : Identification de parleur (le GPS dans ce cas).

GGA : Identificateur de données (les données GPS dans ce cas).

, : Limitation du champ des données.

hhmmss.ss : Temps de la position dans le système UTC (heuresminutessecondes.décimal).

lll.ll : Latitude (degrésminutes.décimal).

a : N/S (nord ou sud).

yyyyy.yy : Longitude (degrésminutes.décimal).

a : E/W (est ou ouest).

x : Indicateur de la qualité GPS :

(1 = positionnement du point avec le code C/A).

(2 = DGPS avec le code C/A).

(3 = positionnement du point avec le code P).

xx : Nombre de satellites utilisés.

x.x : HDOP.

x.x : Hauteur Orthométrique.

M : Mètres (unités de la hauteur Orthométrique).

x.x : Hauteur géoidale au-dessus de l'ellipsoïde WGS 84.

M : Mètres (unités de la hauteur Géoidale).

x.x : Age des données DGPS en secondes.

xxxx : Identification de la station de référence.

***** : Caractère de limitation.

hh : Dernier champ dans la phrase.

<CR> <LF> : Fin de la Phrase.

Voici un exemple de données NMEA d'une situation réelle :

```
$PASHR,SAT,09,19,144,72,51,U,11,290,54,56,U,03,147,41,51,U,14,088,33,49,U,22,047,23,44,U,01,132,26,51,U,28,312
,20,47,U,20,219,19,44,U,33,205,37,51,-*20
$PASHR,POS,1,08,071607,00,4333,89338,N,00128,90479,E,201,61,,358,9,000,0,+000,0,1,9,0,9,1,7,1,0,BP00*35
$PASHR,SAT,09,19,144,72,51,U,11,290,54,56,U,03,147,41,51,U,14,088,33,49,U,22,047,23,44,U,01,132,26,51,U,28,312
,20,47,U,20,219,19,45,U,33,205,37,51,-*21
$PASHR,POS,1,08,071608,00,4333,89338,N,00128,90480,E,201,61,,358,9,000,0,+000,0,1,9,0,9,1,7,1,0,BP00*3C
$PASHR,SAT,09,19,144,72,51,U,11,290,54,56,U,03,147,41,51,U,14,088,33,49,U,22,047,23,44,U,01,132,26,51,U,28,312
,20,47,U,20,219,19,45,U,33,205,37,51,-*21
$PASHR,POS,1,08,071609,00,4333,89337,N,00128,90480,E,201,61,,358,9,000,0,-000,0,1,9,0,9,1,7,1,0,BP00*34
$PASHR,SAT,09,19,144,72,51,U,11,290,54,56,U,03,147,41,51,U,14,088,33,49,U,22,047,23,44,U,01,132,26,51,U,28,312
,20,47,U,20,219,19,45,U,33,205,37,51,-*21
$PASHR,POS,1,08,071610,00,4333,89337,N,00128,90479,E,201,63,,358,9,000,0,+000,0,1,9,0,9,1,7,1,0,BP00*3E
$PASHR,SAT,09,19,144,72,51,U,11,290,54,55,U,03,147,41,51,U,14,088,33,50,U,22,047,23,44,U,01,132,26,51,U,28,312
,20,47,U,20,219,19,45,U,33,205,37,51,-*2A
$PASHR,POS,1,08,071611,00,4333,89337,N,00128,90479,E,201,63,,358,9,000,0,+000,0,1,9,0,9,1,7,1,0,BP00*3F
$PASHR,SAT,09,19,144,72,51,U,11,290,54,56,U,03,147,41,51,U,14,088,33,49,U,22,047,23,44,U,01,132,26,51,U,28,312
,20,48,U,20,219,19,45,U,33,205,37,51,-*2E
$PASHR,POS,1,08,071612,00,4333,89337,N,00128,90481,E,201,62,,358,9,000,0,-000,0,1,9,0,9,1,7,1,0,BP00*3C
```

Figure I-8 : Extrait d'un fichier NMEA

A vertical dashed line consisting of 20 short black horizontal bars spaced evenly along the left edge of the page.

Chapitre II

Les antennes adaptatives

Introduction :

Les niveaux de puissance des signaux provenant des satellites sont extrêmement bas, ce qui rend le système GPS vulnérable aux interférences or la puissance garantie est seulement de -160 dBW, donc un signal opportun ne doit pas être fort pour noyer le signal GPS, d'où la nécessité d'utiliser des antennes adaptatives.

Ces antennes sont basées sur des réseaux d'antennes (linéaire, planaire, circulaire.....) qui peuvent combiner de manière dynamique les différents signaux et optimiser les bilans de liaison. Celui-ci peut être orienté dans des directions privilégiées pour suivre un satellite en permanence et limiter l'interférence créé par les signaux parasites émis par des brouilleurs. L'opération est effectuée grâce aux antennes réseaux, et à des techniques de traitement du signal dédiées (calcul d'angle d'arrivée, de pondérations,...) qui permettent à l'antenne de se focaliser sur un utilisateur donné tout en minimisant l'impact des trajets multiples, du bruit et des interférences qui sont responsables de la dégradation de la qualité du signal GPS.

L'objectif de ce chapitre est de présenter brièvement, les différents phénomènes agissant sur les systèmes des communications mobiles et les concepts liés aux systèmes des antennes intelligentes. Un survol sur les différentes techniques utilisées dans le domaine de formation de voies sera présenté dans le but de faire une projection sur l'objectif des simulations dans le troisième chapitre.

II-1- Généralités sur les antennes :

II-1-1- Définition d'une antenne :

Le terme d'antenne évoque d'abord un élément sensible plongé dans le milieu extérieur dans lequel se propagent des ondes. Une antenne est donc d'abord un capteur destiné à « capturer » une partie du champ extérieur (si possible sans le perturber), et à fournir un signal (généralement électrique) à un dispositif qui va le transformer de manière à satisfaire un utilisateur (démodulation, analyse spectrale, ...).

Pour augmenter la sensibilité du capteur, il est assez naturel de proposer d'accoupler un grand nombre d'éléments sensibles, c'est-à-dire d'augmenter la taille de l'antenne.

Un phénomène typique aux antennes apparaît dès que leur taille atteint ou dépasse la longueur des ondes utilisées : elles deviennent sélectives à la fois « spatialement » et « Spectralement ». Cela veut dire que le niveau du signal obtenu dépend de l'orientation de l'antenne par rapport à la direction des ondes et de la fréquence de ces ondes ; ce phénomène est assez compréhensible puisque l'antenne va combiner, suivant son orientation, des signaux en phase ou en opposition de phase.

La nécessité des réseaux de capteurs est apparue lorsque la solution du pointage mécanique de l'antenne s'est révélée impraticable, soit en raison de la taille de l'antenne (inertie), soit en raison du type d'application.

- Dans le domaine SONAR, le problème se pose à cause de la vitesse très faible de propagation des ondes; les réseaux de capteurs (pointés électroniquement) se sont imposés pratiquement dès l'origine de l'acoustique sous-marine.

- Dans le domaine RADAR, le problème se pose lorsque l'antenne devient si grande que son pointage mécanique soulève des difficultés insurmontables ; c'est par exemple le cas en basse fréquence ou pour les radars de veille stratégique : dans ces domaines, des « réseaux phases » (autre dénomination du balayage électronique) ont été développés.

II-1-2- Caractéristiques d'une antenne :

a- Réciprocité :

Le principe de réciprocité stipule qu'une antenne peut être utilisée indifféremment en émission ou en réception.

b- Isotropie :

On appelle antenne isotrope une antenne théorique rayonnant uniformément dans toutes les directions de l'espace. Une telle antenne n'a donc pas de direction de propagation privilégiée; on dit qu'elle n'est pas directive.

À une distance r la densité de puissance vaut :

$$P_{iso} = \frac{P_E}{4\pi r^2} \quad (\text{II-1})$$

Si l'antenne isotrope est intéressante pour le calcul théorique, il est important de noter qu'elle est impossible à réaliser dans la pratique.

c- Directivité :

La directivité (parfois appelée gain directionnel) d'une antenne est définie ainsi :

$$D = \frac{P_E}{P_{iso}} \quad (\text{II-2})$$

On admet que P_{iso} est la densité de puissance émise par une antenne isotrope qui aurait la même puissance émise P_E . La directivité indique dans quelles directions la densité de puissance est meilleure ou moins bonne que celle de l'antenne isotrope. La directivité ne dépend pas de r .

d- Gain en puissance et rendement :

Le rendement d'une antenne est défini ainsi :

$$\eta = \frac{P_E}{P_F} \quad (\text{II-3})$$

Les différents gains en puissance d'une antenne sont les suivants :

$$G = \eta \cdot D \tag{II-4}$$
$$G_0 = \max(G)$$

Le gain en puissance dépend de la fréquence du signal émis. Il est très faible aux basses fréquences mais atteint des valeurs de 75% à 95% pour des fréquences supérieures à 1 MHz. Le gain d'une antenne correspond au meilleur gain directif dans une (ou plusieurs) direction(s). Les plus grands gains sont obtenus avec des antennes paraboliques (20 à 60 dB).

On note qu'une antenne est un élément strictement passif qui n'amplifie pas le signal. Son gain, par définition, représente la concentration de puissance dans une direction privilégiée par rapport à une antenne isotrope sans pertes. De ce fait, le gain en puissance d'une antenne est un paramètre plus intéressant que sa directivité.

e- Diagramme de rayonnement:

C'est la représentation de $G(\theta, \phi)/G_0$ (ou parfois simplement $G(\theta, \phi)$) en fonction de θ ou de Φ sur un diagramme polaire ou rectangulaire.

Normalement, il faut considérer un diagramme de rayonnement en 3D. La figure II-1 illustre le diagramme de rayonnement du dipôle élémentaire en 3D.

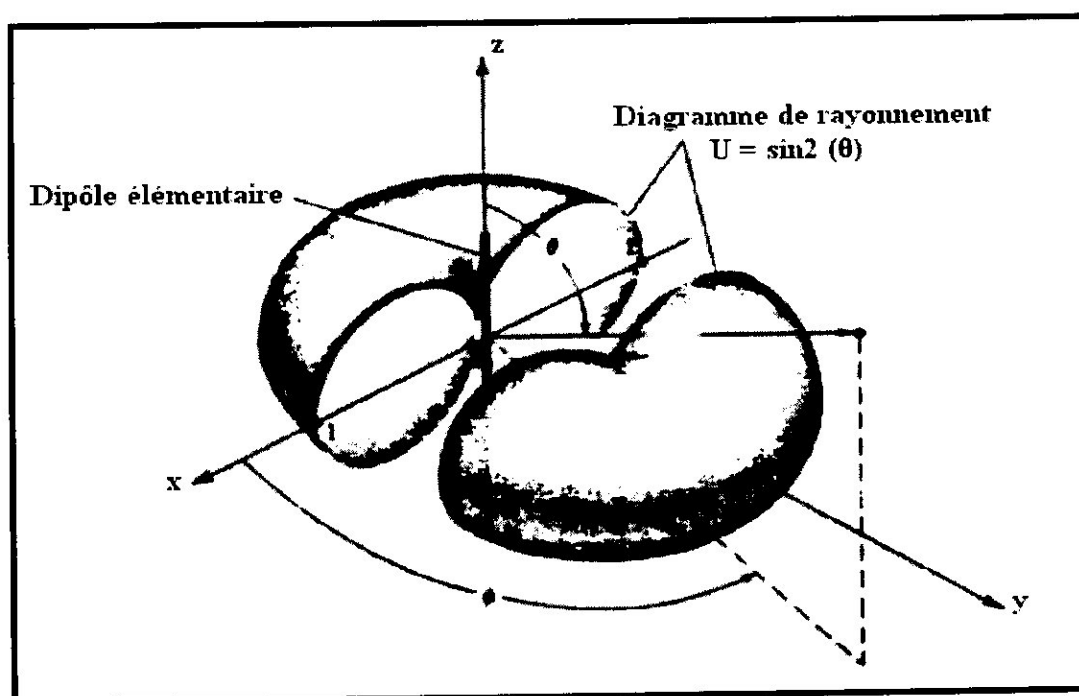


Figure II-1: Diagramme de rayonnement du dipôle élémentaire en 3D

f- Lobe principal, lobes secondaires et angle d'ouverture:

Le diagramme de rayonnement d'une antenne directive à l'aspect décrit par la figure II-2, noter que le gain est souvent donné en dB.

En principe, les lobes secondaires sont indésirables pour une antenne directive, on se rend compte que plus on les réduit, plus on renforce le lobe principal. On appelle aussi angle d'ouverture l'angle ψ du cône à $G_0/2$ (-3 dB) sur le diagramme de rayonnement.

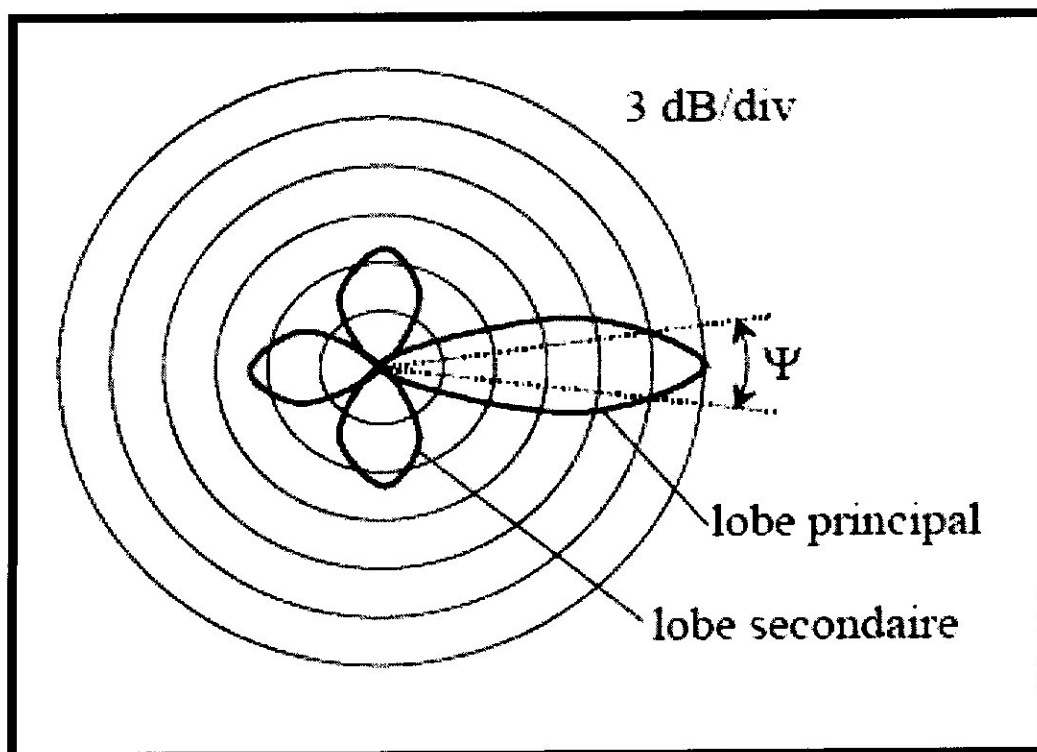


Figure II-2 : Lobe principal, lobes secondaires et angle d'ouverture

g- Différents types d'antennes :

On distingue les types d'antennes suivantes :

	Caractéristiques	Usage	Type d'antenne
Antennes directives	- gain G_0 élevé - angle d'ouverture ψ faible	- faisceaux hertziens - satellites	- antennes paraboliques - antennes Yagi
Antennes omnidirectionnelles	- gain plus ou moins constant dans le plan horizontal ou dans un secteur donné	- radio / TV - communications mobiles	- brin vertical

II-2- Les phénomènes de propagation:

Le canal de transmission radio- mobile est un des moyens de communication les plus variables et les plus incontrôlables. En parcourant un trajet entre l'émetteur et le récepteur les ondes radioélectriques sont sujettes aux nombreuses irrégularités de morphologie, de caractéristiques électromagnétiques, de température, d'humidité du milieu traversé qui ont un effet de dégradation sur la qualité du signal. Pour cela, les transmissions hertziennes ont pour propriété de fluctuer en temps et en espace, souvent avec des variations très importantes dues à plusieurs phénomènes de propagation.

II-2-1- 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 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.

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 λ . Chaque irrégularité va diffracter l'onde en sous- ondes. Les quatre mécanismes sont illustrés par la figure II-3.

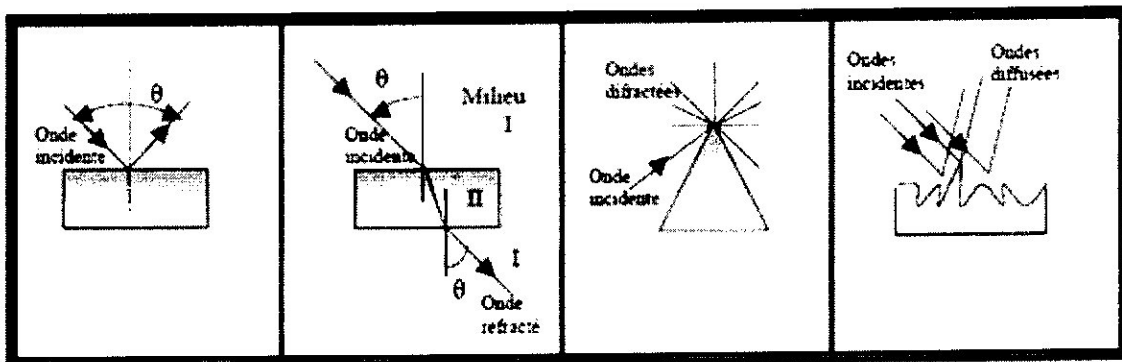


Figure II-3 : Illustration des mécanismes de propagation.

II-2-2- Les trajets multiples :

Le canal de propagation radioélectrique est caractérisé par l'existence de trajets multiples entre une station fixe et une station mobile (satellite). Contrairement à d'autres types de transmission (faisceaux hertziens par exemple) où l'on essaye de se placer dans les meilleures conditions, la communication avec les mobiles s'avère plus délicate à cause de la mobilité d'une des extrémités.

De plus, le mobile est dans la plupart des cas en non- visibilité directe de la station de base. L'onde radio se propage dans tout l'espace où, suivant le type d'environnement, elle va être réfléchié ou absorbée par les obstacles rencontrés. En zone urbaine, les ondes réfléchies seront naturellement en nombre beaucoup plus important qu'en zone rurale puisque le nombre de réflecteurs y est plus important. L'onde radio peut se réfléchir sur tout type d'obstacle : montagne, bâtiment, camion, avion, discontinuité de l'atmosphère....

La réflexion sur un bâtiment va dépendre de la hauteur, de la taille, de l'orientation du bâtiment et des directions des trajets dans des zones masquées par des bâtiments ou des reliefs si ces obstacles constituent une sorte de guide d'onde. Dans certains cas, le signal réfléchi est très fortement atténué alors que dans d'autres cas, presque toute l'énergie radio est réfléchié et très peu est absorbée (cas d'un réflecteur quasi parfait). Les réflexions multiples provoquent donc plusieurs trajets entre l'émetteur et le récepteur (multipath propagation). Elles ont pour conséquences deux effets, l'un positif et l'autre négatif.

Le principal avantage des trajets est de permettre aux communications d'avoir lieu dans les cas où l'émetteur et le récepteur ne sont pas en visibilité directe, (figure II-4). Dans ce cas les trajets multiples permettent aux ondes radio de "franchir " les obstacles

(montagnes, bâtiments, tunnels,) et donc d'assurer une certaine continuité de la couverture radio.

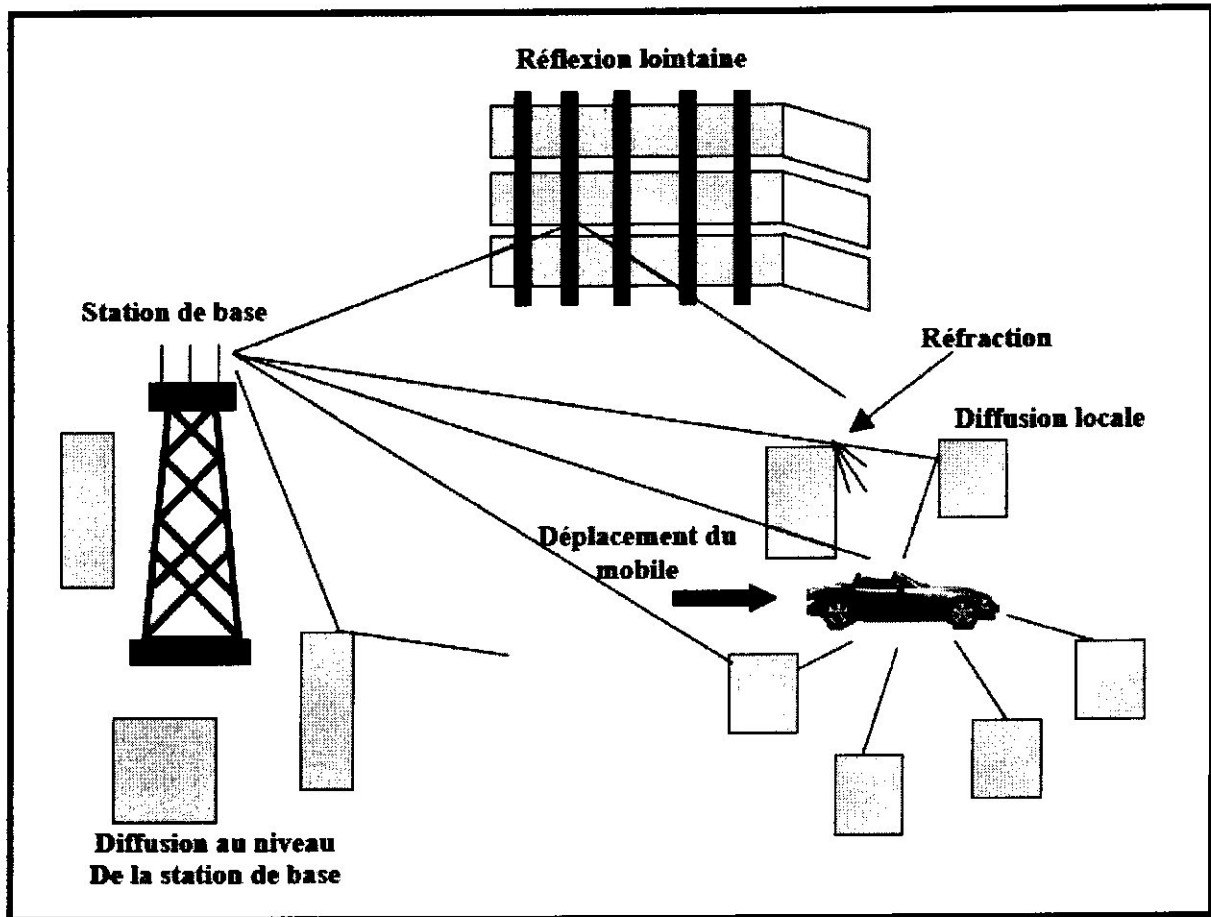


Figure II-4 : Propagation par trajets multiples

Les trajets multiples sont également à l'origine de plusieurs problèmes dont les trois principaux sont :

a- Dispersion des retards (delay spread) :

Les trajets réfléchis sont généralement plus longs que le trajet direct c'est-à-dire qu'ils atteignent l'émetteur plus tard que le trajet direct. Les signaux provenant de la même émission arrivent donc au niveau de l'émetteur avec des retards différents.

b- Evanouissements (ou fading) de Rayleigh:

Après réflexion sur un obstacle, l'onde radio peut être altérée en phase et en amplitude. Le phénomène d'évanouissements ou de fading résulte des variations temporelles des phases. Celles-ci peuvent résulter de signaux multiples s'ajoutant de façon destructive au niveau du récepteur. Dans ce cas, le signal reçu résultant sera très faible ou pratiquement nul. Les signaux multiples reçus peuvent également s'additionner de façon constructive et le signal reçu résultant est alors plus puissant que le signal du seul trajet direct.

c- Décalage en fréquence (Doppler shift):

L'effet Doppler est un phénomène dû au déplacement de la station mobile (satellite) par rapport à la station de base. Il entraîne une variation dans la fréquence du signal reçu appelée décalage Doppler.

Ce décalage en fréquence dépend essentiellement de deux facteurs : la direction de déplacement et la vitesse du récepteur par rapport à l'émetteur. En notant λ la longueur d'onde et f la fréquence de la porteuse utilisée, la fréquence reçue par un récepteur de vitesse relative v par rapport à l'émetteur est $f' = f - (v/\lambda)$.

II-3- Les antennes réseaux:

II-3-1- Radiation d'une paire d'antennes :

Soient deux antennes identiques séparées d'une distance d et alimentées en phase (c'est-à-dire, déphasage des courants nul). Calculons le champ électrique produit par cette paire d'antennes à une distance très grande des antennes. C'est-à-dire que r est très grand comparée à la longueur d'onde λ et que ($r \gg d$). Comme la distance r est grande, l'angle θ est le même pour les deux antennes et le champ produit par chacune sera aussi le même: $E_{\theta 1}$ et $E_{\theta 2}$. Mais si l'amplitude est la même, la phase ne le sera pas, parce que l'antenne 2 est plus proche du point de mesure que 1. Le champ produit par l'antenne 2 arrivera $\frac{\ell}{c}$ secondes plus tôt que le champ produit par l'antenne 1. Autrement dit, le champ produit par 2 sera en avance de phase de:

$$\phi = 2\pi \frac{\ell}{\lambda} = k\ell = kd \sin \theta \quad (\text{II-5})$$

Ici, $k = \frac{2\pi}{\lambda}$ est le nombre d'onde. Et comme les deux champs sont parallèles, la somme vectorielle se réduit à additionner les amplitudes, mais en tenant compte du déphasage:

$$E_{\theta} = E_{\theta 1} + E_{\theta 2} = E_{\theta 1} + E_{\theta 1} e^{j\phi} = E_{\theta 1} (1 + e^{j\phi}) = E_{\theta 1} e^{\frac{j\phi}{2}} (e^{\frac{j\phi}{2}} + e^{-\frac{j\phi}{2}}) = 2E_{\theta 1} e^{\frac{j\phi}{2}} \cos\left(\frac{\phi}{2}\right) \quad (\text{II-6})$$

$$E_{\theta} = 2E_{\theta 1} e^{\frac{j\phi}{2}} \cos\left(\frac{kd}{2} \sin \theta\right)$$

Comme la phase du champ électrique reçu ne présente aucun intérêt et que seule l'amplitude est importante, seul le module de ce nombre nous intéresse:

$$E_{\theta} = 2|E_{\theta 1}| \left| \cos\left(\frac{kd}{2} \sin \theta\right) \right| \quad (\text{II-7})$$

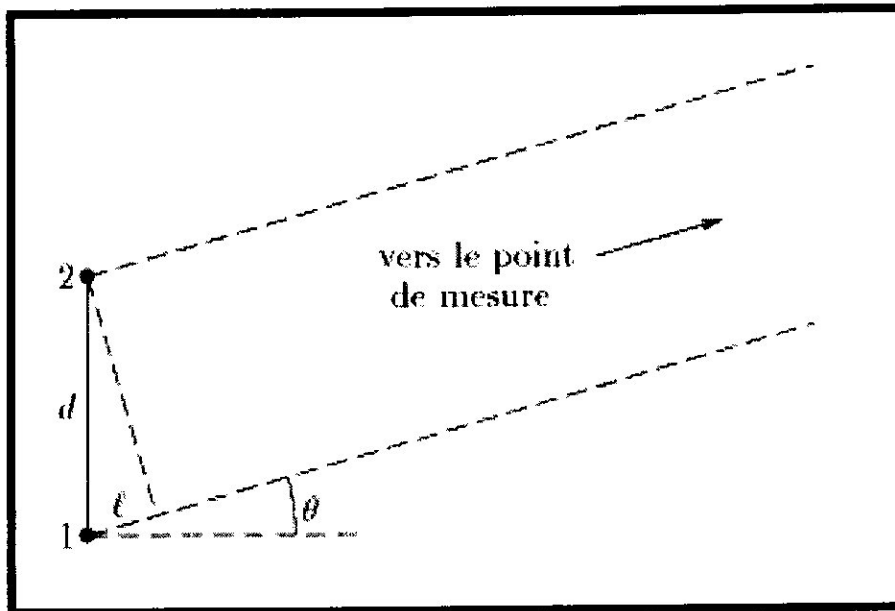


Figure II-5 : Radiation d'une paire d'antennes

Il est facile de constater que pour $\theta = 0$, le champ électrique est maximal et égal au double du champ produit par chacune de deux antennes. Ceci est logique car pour $\theta = 0$, les deux émissions ont parcouru la même distance et arrivent en phase.

Par contre, le champ émis sera zéro quand le cosinus vaudra zéro. Ceci arrive la première fois quand $d \sin \theta = \frac{\lambda}{2}$. C'est-à-dire, quand la différence de distance parcourue est égale à la moitié d'une longueur d'onde et que les deux émissions arrivent avec un déphasage de 180° . Quand θ augmente, la différence de distance parcourue augmente et la phase va vers 360° et pour cette valeur nous aurons un nouveau maximum. Chaque fois que $d \sin \theta$ est égal à un multiple impair de $\frac{\lambda}{2}$ l'émission passe par zéro et chaque fois que $d \sin \theta$ est égal à un multiple pair de $\frac{\lambda}{2}$ l'émission est maximale. Mais il ne faut pas oublier que θ ne peut pas augmenter indéfiniment car sa valeur est comprise entre -90° et $+90^\circ$. Il ne faut pas oublier, non plus, que l'émission est symétrique autour de l'axe qui passe par les antennes. Les antennes ont un diagramme d'émission propre. Le champ que nous avons calculé ne tient compte que de l'aspect interférence entre les deux ondes émises par chacune des antennes. Dans le calcul et la visualisation du résultat final il faut tenir aussi compte du

diagramme de radiation des antennes. Par exemple, le calcul que nous venons de faire peut donner un maximum pour $\pm 90^\circ$, mais si les antennes sont des dipôles alignés avec l'axe des antennes, le résultat final ne sera pas un maximum pour $\pm 90^\circ$, mais un zéro, car les dipôles n'émettent pas dans cette direction. Voici un exemple formé par deux antennes dipôle verticales $\frac{\lambda}{2}$ séparées par une distance $d = \lambda$.

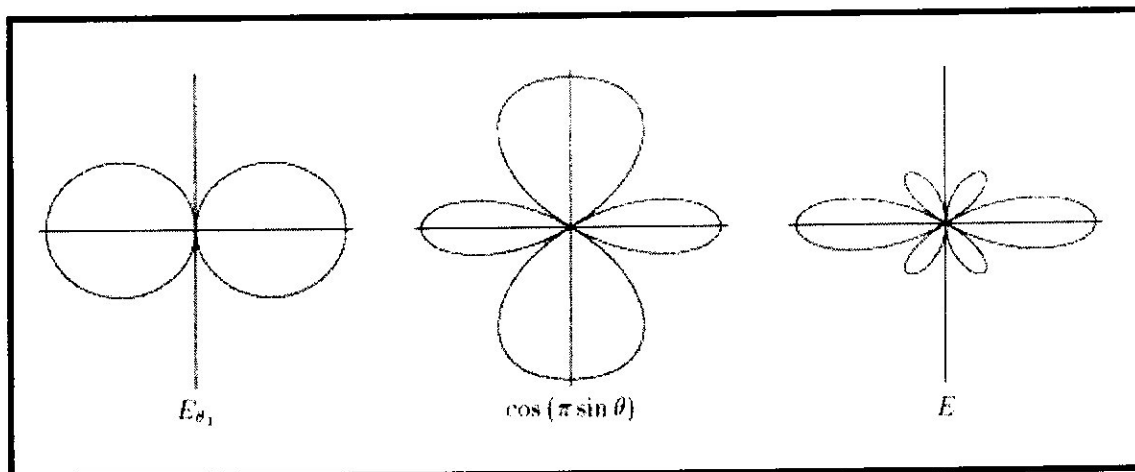


Figure II-6 : Diagrammes de rayonnement d'une paire d'antennes

À gauche nous avons dessiné le diagramme de radiation d'un dipôle $\frac{\lambda}{2}$. Au centre, le diagramme de radiation dû aux interférences entre les deux antennes. Le diagramme de radiation résultant est à droite et est le résultat de multiplier les deux diagrammes précédents. Les trois dessins sont symétriques autour de l'axe vertical.

II-3-2- Principe des antennes réseaux :

Une antenne réseau est un système constitué d'antennes élémentaires, réparties dans l'espace, dont les sorties sont pondérées en amplitude et (ou) phase avant d'être sommées entre elles. Un dispositif d'alimentation permet de commander les amplitudes et (ou) les phases relatives de ces sources. Grâce à cette commande des sources en amplitude et (ou) phase, les antennes réseaux peuvent produire des diagrammes de rayonnement ayant une forme voulue dans les directions désirées. Il sera notamment possible de les conformer localement, par exemple par la création de plusieurs lobes simultanément ou par la création d'un lobe dans la direction du signal incident et un zéro dans la direction d'une interférence

(antennes adaptatives) ou globalement en modelant leur enveloppe (antennes à faisceaux conformés, Switched Beam). La détermination de ces coefficients (amplitude et (ou) phase) nécessite l'utilisation d'un outil numérique de contrôle et de traitement.

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 $S_i(t)$, $i = 1 \dots\dots k$, qui peuvent être directifs et posséder une signature spatiale ou être diffus. 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.

Les antennes réseaux peuvent avoir différentes géométries: réseaux linéaires, réseaux planaires et réseaux circulaires, (Figure II-7).

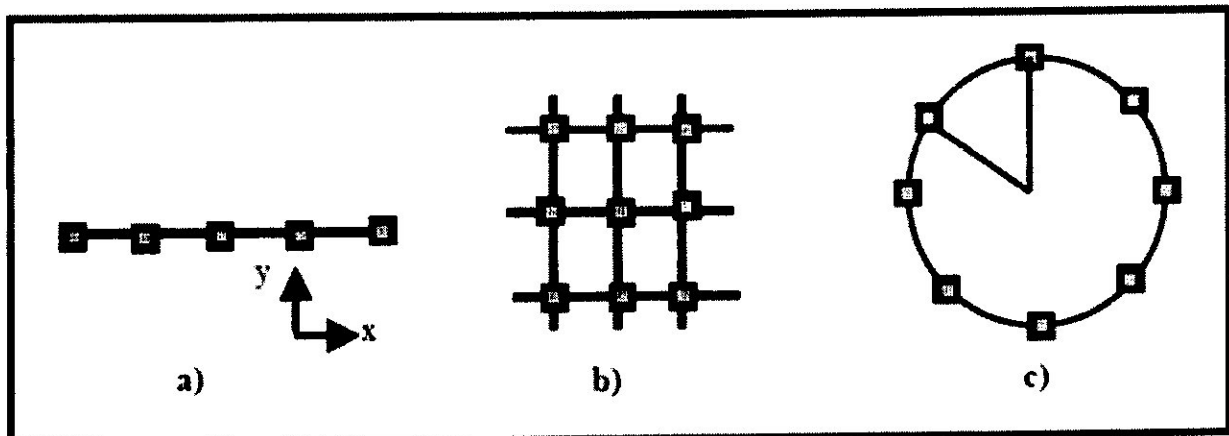


Figure II-7 : Différentes configurations géométriques des réseaux, linéaires (a), planaires (b) et circulaire (c)

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.

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.

II-3-3- Types d'émissions des antennes réseaux :

a- Émission transversale :

Soient n sources alignées alimentées en phase à séparées par une distance d entre chacune. Examinons le champ lointain E_θ rayonné dans la direction θ . En prenant comme référence de phase celle du champ lointain du radiateur 1, $E_{\theta 1}$, le champ lointain du radiateur 2 aura une avance de phase de $\phi = \frac{2\pi d}{\lambda} \sin \theta$. Le radiateur numéro 3 aura une avance de phase de 2ϕ et de même pour les suivants. Pour calculer le champ total il suffit d'ajouter tous les champs en tenant compte du déphasage. Comme toutes les amplitudes sont égales:

$$E_\theta = E_{\theta 1} (1 + e^{j\phi} + e^{j2\phi} + \dots + e^{j(n-1)\phi}) \quad (\text{II-8})$$

Mais nous connaissons la somme d'une série géométrique:

$$E_\theta = E_{\theta 1} \frac{1 - e^{jn\phi}}{1 - e^{j\phi}} \quad (\text{II-9})$$

$$E_\theta = E_{\theta 1} \frac{e^{j\frac{1}{2}n\phi} e^{-j\frac{1}{2}n\phi} - e^{j\frac{1}{2}\phi} e^{-j\frac{1}{2}\phi}}{e^{j\frac{1}{2}\phi} e^{-j\frac{1}{2}\phi} - e^{j\frac{1}{2}\phi} e^{-j\frac{1}{2}\phi}}$$

Comme seule l'amplitude nous intéresse, la première fraction disparaît. Utilisant la Formule d'Euler nous pouvons écrire:

$$|E_{\theta}| = |E_{\theta_1}| \left| \frac{\sin\left(n \frac{\phi}{2}\right)}{\sin \frac{\phi}{2}} \right| \quad (\text{II-10})$$

E_{θ} présente des maximums et des zéros en fonction de ϕ , et donc, en fonction de θ . Mais ces maximums n'ont pas tous la même valeur. Le premier vaut nE_{θ_1} . Les suivants sont plus petits et leurs valeurs dépendent de $\sin \frac{\phi}{2}$. Le premier zéro arrive pour $\sin \frac{n\phi}{2} = 0$. C'est-à-dire, quand $\sin \theta_0 = \frac{\lambda}{2nd}$. Comme $(n-1)\lambda = d$ Nous retrouvons une relation similaire à celle que nous avons calculé pour deux antennes: le premier zéro apparaît quand les déphasages de chacune des antennes est uniformément distribué entre 0° et 360° (0 et 2π radians en unités scientifiques). Le prochain zéro apparaîtra quand les déphasages seront distribués uniformément entre 0° et 720° (0 et 4π radians), etc.

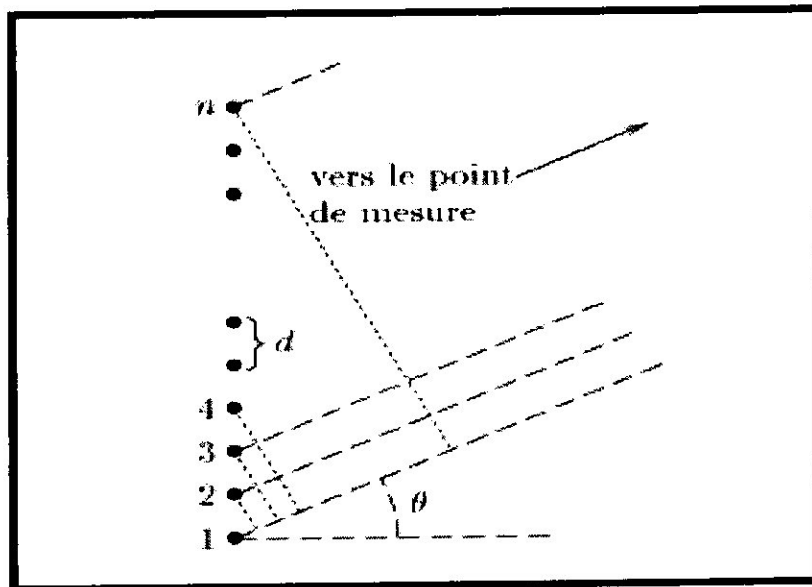


Figure II-8 : Réseau à émission transversale

Dans la figure suivante nous avons tracé les diagrammes de radiation de quelques cas particuliers. Seul l'aspect interférence a été dessiné. Pour obtenir le diagramme de radiation définitif, il faudrait multiplier ces diagrammes par le diagramme de radiation des émetteurs individuels. Dans le dessin les réseaux d'antennes sont verticaux.

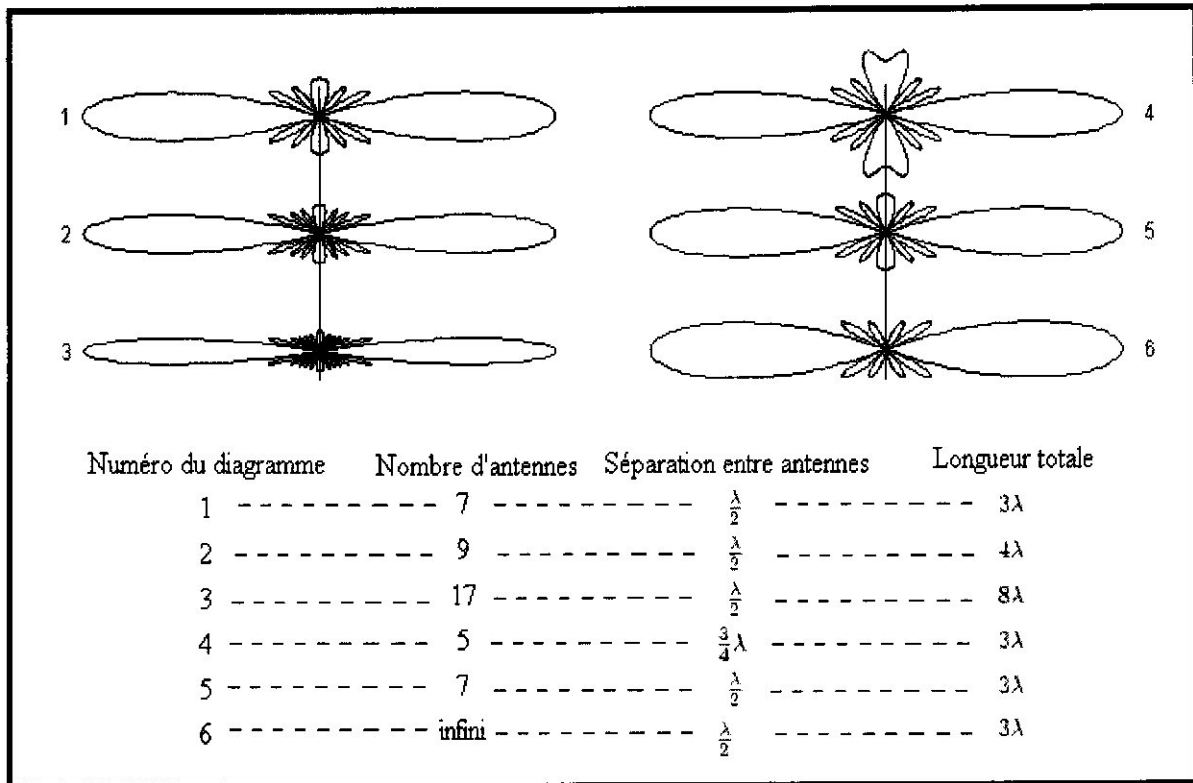


Figure II-9 : Diagrammes d'un réseau à émission transversale

Les diagrammes de gauche montrent l'influence de la longueur totale du réseau. Quand la longueur du réseau augmente, la largeur du lobe principal diminue et les lobes secondaires se font plus nombreux et plus petits. Les diagrammes de droite montrent l'influence d'augmenter le nombre d'antennes en conservant la même largeur du réseau. Quand le nombre d'éléments augmente, l'amplitude des lobes secondaires diminue, mais ne tend pas vers zéro.

b- Émission longitudinale :

Dans le réseau d'antennes à émission transversale le lobe maximal d'émission se situe dans un plan "équatorial" parce que, dans ce plan et loin du réseau, chaque point est situé à la même distance de chacune des antennes. Imaginons que cette fois nous alimentons chaque antenne avec un retard de phase par rapport à sa voisine d'en bas. Dans ce cas, pour recevoir toutes les émissions en même temps (en phase), au lieu de rester sur le plan équatorial, il faudra se placer un peu plus haut, pour diminuer la distance vers les antennes du haut. Le plan du lobe principal s'est transformé en une surface conique dont le

sommet est situé sur le réseau. Si nous augmentons le retard de phase, le cône du lobe principal se refermera et il arrivera un moment où le cône sera complètement fermé et transformé en une droite alignée avec les antennes. Pour arriver à cette situation il faut que le retard de phase de chaque antenne corresponde au temps que l'émission de l'antenne d'en bas met pour arriver. Si la distance entre les antennes est d , le retard de phase sera $\beta = 2\pi \frac{d}{\lambda} = kd$. La formule de E_θ est la même que celle du cas précédent. La seule différence est que cette fois il faut diminuer l'angle ϕ de β . On peut constater que pour $\theta = \frac{\pi}{2}$ (90°) le déphasage est nul. Voici quelques exemples de diagramme de radiation d'un réseau d'antennes à émission longitudinal. Les antennes sont alignées horizontalement. Comme dans la figure précédente, le dessin ne tient compte que du seul aspect des interférences. Pour obtenir le diagramme final il faudrait multiplier chaque diagramme par le diagramme d'émission de chaque antenne individuelle.

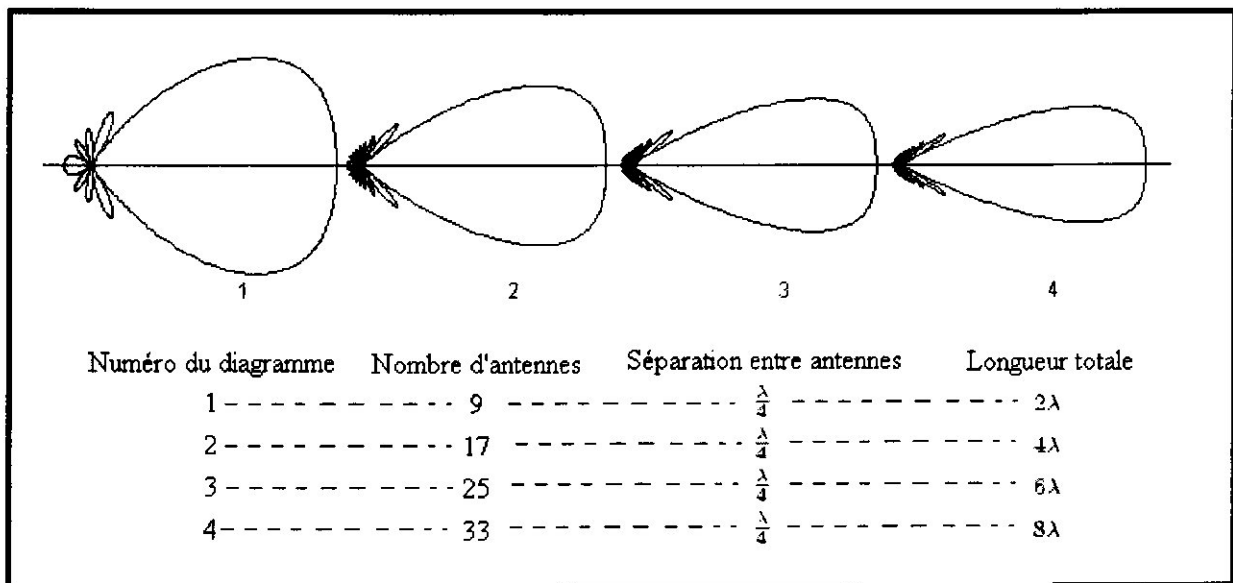


Figure II-10 : Diagrammes d'un réseau à émission longitudinale

II-3-4- Étude théorique des antennes réseaux à gradient de phase :

a- Cas d'un réseau linéaire:

Un réseau linéaire uniforme est la géométrie le plus fréquemment utilisée dans la conception des antennes réseaux. La figure II-11 représente un réseau formé de N antennes alignées et séparées par une distance d (distance entre deux éléments). Les éléments sont excités uniformément avec un gradient de phase progressif $\Delta\varphi$.

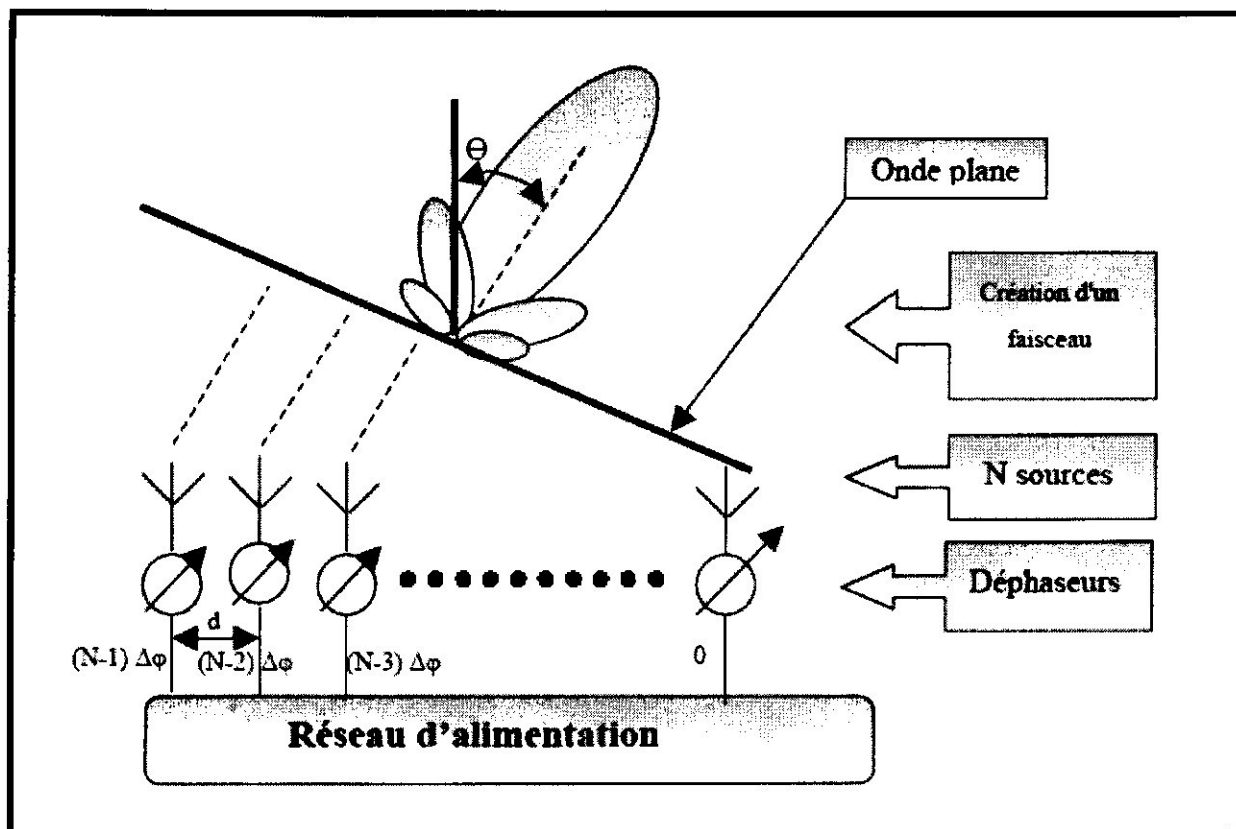


Figure II-11 : Schéma représentatif d'un réseau linéaire

Le champ total en module s'écrit alors :

$$|E_t| = \frac{E_0 \cdot I_0}{r} \frac{\sin\left(\frac{N\psi}{2}\right)}{\sin\left(\frac{\psi}{2}\right)} \quad \text{avec } \psi = kd \cos\theta + \Delta\varphi \quad (\text{II-11})$$

Et le facteur réseau :

$$F = \frac{1}{N} \frac{\sin\left(\frac{N\psi}{2}\right)}{\sin\left(\frac{\psi}{2}\right)} \quad (\text{II-12})$$

Donc, $E(\text{total})=[E(\text{un élément})] \times [\text{Facteur réseau}]$. Le maximum de rayonnement peut être orienté suivant la valeur $\Delta\phi$.

La direction de rayonnement maximale est donnée par :

$$\cos \theta_0 = -\frac{\lambda \cdot \Delta\phi}{2\pi d} \quad (\text{II-13})$$

Le faisceau s'incline toujours du côté où les phases retardent. La variation de $\Delta\phi$ entraîne celle de θ_0 : C'est le principe des antennes à balayage électronique.

b- Cas d'un réseau bidimensionnel (plan):

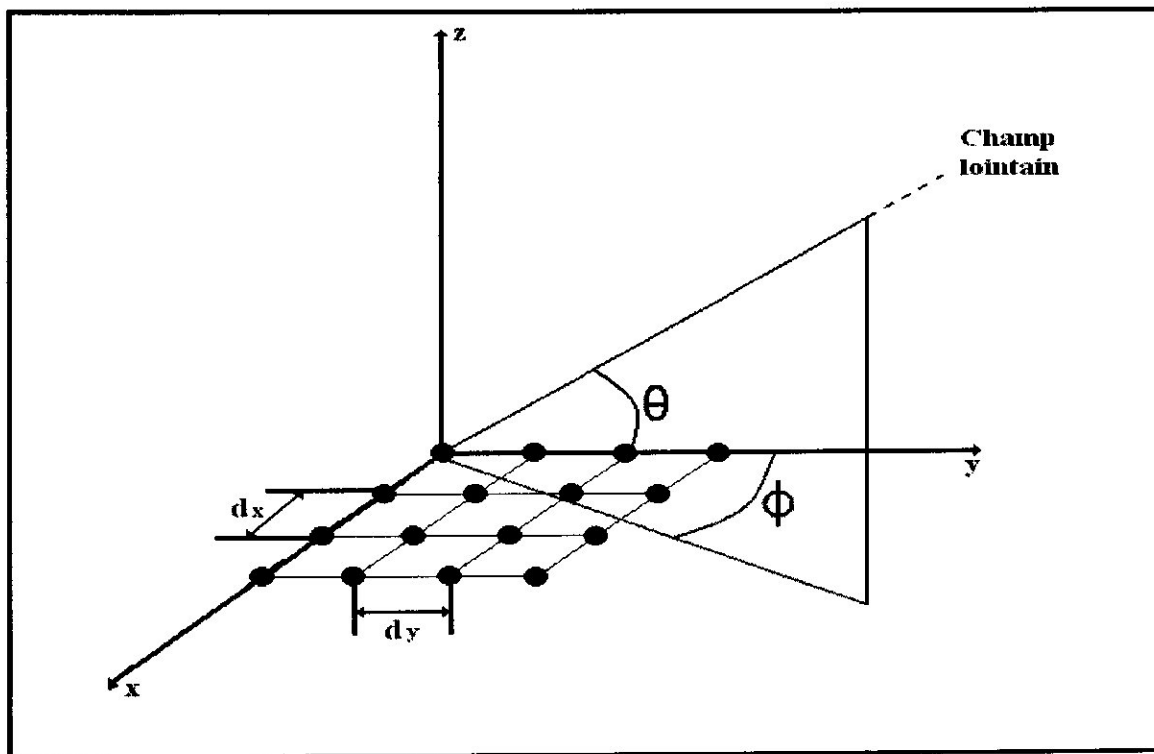


Figure II-12 : Schéma représentatif d'un réseau plan

Le champ total en module s'écrit alors :

$$|E_t| = \sum_{m=1}^N \sum_{n=1}^N e^{(-j((n-1)\psi_x + (m-1)\psi_y))} \quad (\text{II-14})$$

Tel que :

$$\psi_x = \beta \cdot d_x \cdot (\sin \theta \cdot \cos \phi + \Delta\phi_x) \quad (\text{II-15})$$

Et $\psi_y = \beta \cdot d_y \cdot (\sin \theta \cdot \sin \phi + \Delta\phi_y)$

Si on veut pointer la direction (θ_0, ϕ_0) on doit avoir :

$$\Delta\varphi_x = -(\sin\theta_0 \cos\phi_0)$$

$$\Delta\varphi_y = -(\sin\theta_0 \sin\phi_0)$$

(II-16)

II-4- Les antennes intelligentes :

II-4-1- Définition d'une antenne intelligente :

Les systèmes à antennes adaptatives ou intelligentes (smart antennas) entrent dans un domaine technologique multidisciplinaire dont la croissance a été très importante dans le courant de ces dernières décennies. Ils bénéficient des interactions croissantes entre l'électromagnétisme et le traitement de signal. L'intérêt de ces systèmes est leur capacité à réagir automatiquement, en temps réel, à des modifications du canal de propagation. Ils permettent de réduire les niveaux des lobes secondaires existants dans la direction de l'interférence, tout en maintenant le lobe principal en direction utile. Habituellement, ces systèmes reposent sur des antennes réseaux et sur un processeur récepteur adaptatif temps réel qui attribue des poids aux éléments de l'antenne réseau afin d'optimiser le signal de sortie selon des algorithmes de contrôle prédéfinis. Une antenne réseau adaptative peut donc être définie comme un réseau capable de modifier son diagramme de rayonnement, sa réponse fréquentielle et d'autres paramètres grâce à une boucle à retour de décision interne pendant le fonctionnement de l'antenne.

Dans les systèmes d'antennes traditionnels, chaque émetteur envoie ou reçoit son signal de façon très large principalement à cause du fait que la position du récepteur est inconnue. Ce type de transmission pollue l'environnement électromagnétique en augmentant le niveau d'interférence global par une émission de puissance dans des directions inutiles. A contrario, les systèmes à antennes intelligentes déterminent la localisation du mobile (satellite) pour se focaliser et émettre l'énergie uniquement dans les directions souhaitées.

II-4-2- Structure d'une antenne intelligente :

La structure d'une antenne intelligente est illustrée par la figure II-13 Elle est constituée d'un réseau de M antennes élémentaires dont les sorties sont pondérées par un terme complexe w avant d'être sommées entre elles. L'unité de contrôle des pondérations permet de mettre en forme un diagramme de rayonnement par l'ajustement "intelligent" de l'amplitude et (ou) de la phase avec laquelle se combinent les signaux reçus (ou émis) sur les différents éléments.

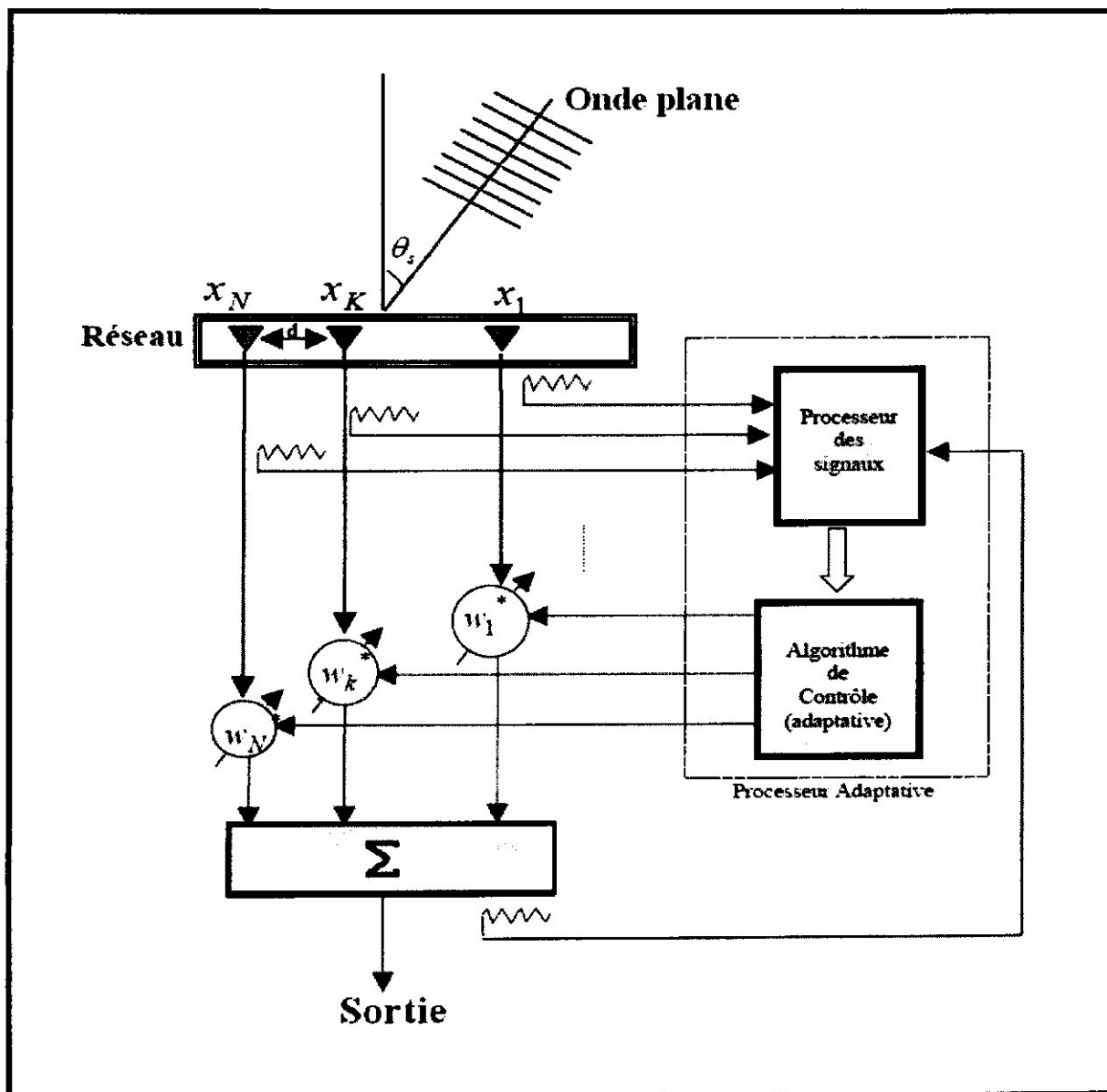


Figure II-13 : Schéma représentatif d'une antenne adaptative

La sortie du réseau s'écrit :

$$y(t) = [w_1, w_2, \dots, w_N] \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ x_N(t) \end{bmatrix} = w^H(t)x(t) \quad (\text{II-17})$$

Où w^H dénote le conjugué de la transposée complexe de pondération du vecteur de poids, et $x_i(t)$ désigne le signal reçu par la $i^{\text{ème}}$ antenne. Si nous supposons que le premier élément du réseau est la référence de phase, le déphasage relatif du signal reçu au $n^{\text{ième}}$ élément est :

$$\phi_n = [2\pi d(n-1)/\lambda] \sin \theta_s \quad (\text{II-18})$$

Nous désignons par θ_s la direction du signal incident et e le diagramme élémentaire. Alors le signal sur le $n^{\text{ième}}$ élément est :

$$x_n(t) = e \cdot \exp j(\omega t + \phi_n) \quad (\text{II-19})$$

Nous obtenons à la sortie :

$$y(t) = \sum_{n=1}^N e \cdot w_n \exp j[(\omega t + (2\pi d(n-1)/\lambda) \sin \theta_s)] \quad (\text{II-20})$$

La structure de l'unité de contrôle dépend de l'information que l'on connaît a priori ou que l'on peut estimer au niveau de la station de base. Cette information inclut le type de modulation, le nombre de trajets séparables et leurs angles d'arrivée, la présence ou non d'une séquence d'apprentissage et la complexité de l'environnement de propagation.

II-5- Les algorithmes adaptatifs :

Pour obtenir les pondérations optimales, diverses méthodes sont possibles. Le choix de l'algorithme qui permet d'atteindre la solution optimale est une étape cruciale car de lui dépendent la vitesse de convergence et la complexité d'intégration matérielle. Avant de faire l'étude des algorithmes adaptatifs, il est nécessaire de connaître quelques notions sur la propagation des ondes.

II-5-1- Modèle de propagation :

a- Forme d'onde :

Le signal émis est porté par une onde de la source (satellite) vers le récepteur. Les signaux reçus au niveau de l'antenne sont donc fonction du temps et de l'espace. Ces ondes électromagnétiques sont régies par les équations de Maxwell et vérifient l'équation d'ondes :

$$\Delta s = \frac{1}{c^2} \frac{\partial^2 s}{\partial t^2} \quad (\text{II-21})$$

Dans le cadre d'une propagation en espace libre, une des solutions de cette équation est l'onde plane progressive harmonique :

$$s(r, t) = A * \exp\{j(\omega t - Kr)\} \quad (\text{II-22})$$

Où r est le vecteur position du point considéré et k , le vecteur d'onde.

b- Hypothèse bande étroite :

Le signal émis rencontré classiquement est constitué d'une information basse fréquence modulant une porteuse haute fréquence. On le modélise par une sinusoïde de pulsation ω_0 dont l'amplitude et la phase varient selon le modulant.

$$s(t) = \alpha(t) \cos(\omega_0 t + \phi(t)) \quad (\text{II-23})$$

L'hypothèse bande étroite consiste à dire que si le retard τ du signal d'un capteur à un autre est suffisamment petit, on peut écrire :

$$\begin{aligned} \alpha(t - \tau) &= \alpha(t) \\ \phi(t - \tau) &= \phi(t) \end{aligned} \quad (\text{II-24})$$

Dans ces conditions :

$$\begin{aligned} s(t - \tau) &= \alpha(t - \tau) \cos(\omega_0(t - \tau) + \phi(t - \tau)) \\ &= \alpha(t) \cos(\omega_0 t - \omega_0 \tau + \phi(t)) \end{aligned} \quad (\text{II-25})$$

c- Modèle paramétrique pour les données:

On dispose d'une antenne linéaire uniforme avec m capteurs espacés d'une distance Δ . Les différents signaux incidents $s_i(t)$ sont repérés par leur angle d'arrivée θ_i sur l'antenne ($i=1\dots d$). Le signal $x_k(t)$ mesuré en sortie du $k^{\text{ième}}$ capteur ($k=1\dots m$) sera supposé comme étant la réponse d'un système linéaire invariant dans le temps, c'est-à-dire que :

$$x_K(t) = \sum_{i=1}^d h_{Ki}(t) * s_i(t - \tau_{Ki}) + n_K(t) \quad (\text{II-26})$$

Où $h_{ki}(t)$ est la réponse impulsionnelle du $k^{\text{ième}}$ capteur à la $i^{\text{ième}}$ source, $h_{ki}(t)$ dépend de la structure physique de l'antenne, des récepteurs électroniques

τ_{ki} est le retard du signal $s_i(t)$ sur le $k^{\text{ième}}$ capteur.

$n_k(t)$ est un bruit additif reçu par le capteur k.

Donc d'après l'hypothèse bande étroite du paragraphe précédent, on peut écrire :

$$x_K(t) = \sum_{i=1}^d h_{Ki}(t) * \alpha(t) \cos(\omega_0 t - \omega_0 \tau_{Ki} + \phi(t)) + n_K(t) \quad (\text{II-27})$$

Ce qui peut s'écrire :

$$x(t) \approx \sum_{i=1}^d |H_{Ki}(\omega_0)| \alpha(t) \cos(\omega_0 t - \omega_0 \tau_{Ki} + \phi(t) + \text{Arg}(H_{Ki}(\omega_0))) + n_K(t) \quad (\text{II-28})$$

où $H_{ki}(\omega_0)$ est la transformée de Fourier de la réponse impulsionnelle $h_{ki}(t)$. Donc en passant à la forme complexe, on aura :

$$x_K(t) = \sum_{i=1}^d H_{Ki}(\omega_0) \exp(-j\omega_0 \tau_{Ki}) s_i(t) + n_K(t) \quad (\text{II-29})$$

Donc pour tout les capteurs et en posant :

$$a_K(\theta_i) = h_{Ki}(\omega_0) \exp(-j\omega_0 \tau_{Ki}) \quad (\text{II-30})$$

On obtient :

$$x(t) = \begin{pmatrix} x_1(t) \\ \vdots \\ x_m(t) \end{pmatrix} = \sum_{i=1}^d \begin{pmatrix} a_1(\theta_i) \\ \vdots \\ a_m(\theta_i) \end{pmatrix} s_i(t) + \begin{pmatrix} n_1(t) \\ \vdots \\ n_m(t) \end{pmatrix} \quad (\text{II-31})$$

On adoptera la notation suivante :

$$a(\theta_i) = (a_1(\theta_i) \dots a_m(\theta_i))^T$$

$$s(t) = (s_1(t) \dots s_d(t))^T \quad (\text{II-32})$$

$$n(t) = (n_1(t) \dots n_m(t))^T$$

Donc sous forme vectorielle, on écrit :

$$x(t) = A(\theta).s(t) + n(t) \quad (\text{II-33})$$

Avec

$$A(\theta) = (a(\theta_1) \dots a(\theta_d))$$

$a(\theta)$ étant appelé vecteur directionnel, et $A(\theta)$ matrice directionnelle.

Avec le modèle d'antenne ALU (réseau linéaire) que nous avons choisi pour cette étude, on peut développer le vecteur directionnel $a(\theta_i)$. En effet, en supposant les ondes planes (sources suffisamment éloignées de l'antenne) on a le schéma de la figure II-14 :

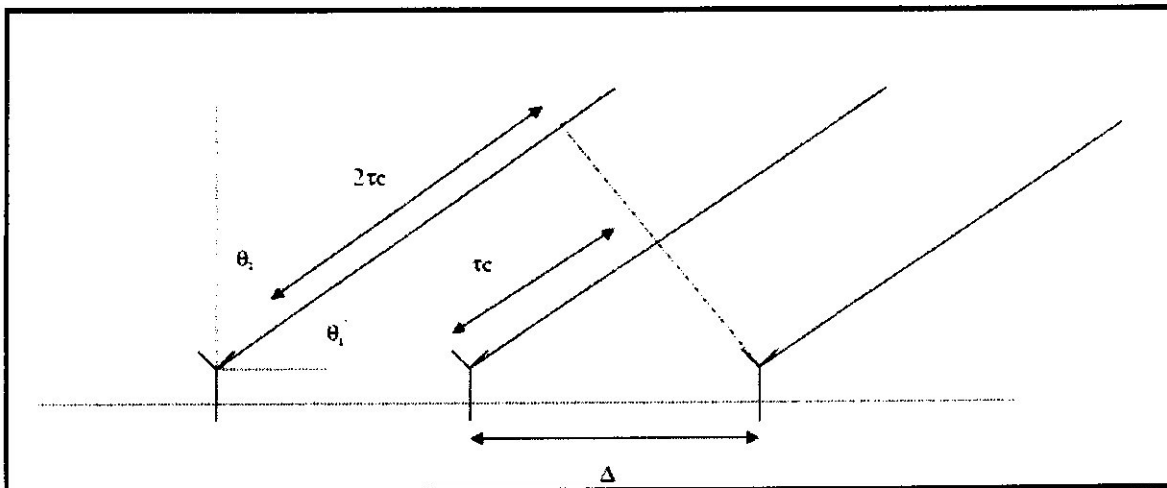


Figure II-14 : Calculs du vecteur directionnel pour le cas du modèle ALU

Où c est la célérité de l'onde et τ le retard élémentaire par rapport à un capteur.

A l'aide de cette figure, on en déduit :

$$\cos(\theta'_i) = \frac{\tau_k c}{\Delta} \quad (\text{II-34})$$

Or $\theta'_i = \frac{\pi}{2} - \theta_i$

Donc $\tau_k = \frac{\Delta \sin(\theta_i)}{c}$ avec $\tau_1 = 0, \tau_2 = \tau, \tau_3 = 2\tau \dots$

$$\begin{aligned} \text{D'où } a_k(\theta_i) &= a(\theta) \exp(-j\omega_0 \tau_k) \\ &= a(\theta) \exp(-j\omega_0 (k-1)\tau) \\ &= a(\theta) \exp\left(-\frac{j\omega_0 (k-1)\Delta \sin(\theta_i)}{c}\right) \end{aligned} \quad (\text{II-35})$$

Pour $k=1\dots m$ et avec $a(\theta)$ la transformée de Fourier de la réponse impulsionnelle d'un capteur. De plus, en prenant l'hypothèse classique $\Delta=\lambda/2$, afin de respecter la condition de Shannon, avec $\lambda=c/f_0$ la longueur d'onde du signal, on obtient pour le vecteur directionnel la forme normalisée suivante :

$$a(\theta_i) = a(\theta) \begin{pmatrix} 1 \\ e^{-j\pi \sin \theta_i} \\ e^{-j\pi 2 \sin \theta_i} \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ e^{-j\pi (m-1) \sin \theta_i} \end{pmatrix} \quad (\text{II-36})$$

En général, le signal $x(t)$ est observé plusieurs fois $\{t_1, t_2, \dots, t_N\}$, ce qui permet de réécrire :

$$X_N = A(\theta)S_N + N_N \quad (\text{II-37})$$

Avec :

$$\begin{aligned} X_N &= (x(t_1) \dots x(t_N)) \\ N_N &= (n(t_1) \dots n(t_N)) \\ S_N &= (s(t_1) \dots s(t_N)) \end{aligned}$$

II-5-2- Formation de voies et annulation d'interférents (CAPON):

En traitement d'antenne, le filtrage n'est plus fréquentiel comme en traitement du signal monodimensionnel, mais spatio-temporel pour séparer des signaux qui se propagent dans l'espace. Si on utilise un seul capteur, celui-ci doit être très directif afin de pouvoir sélectionner l'onde provenant de la direction concernée par le capteur. La plupart des systèmes, entre autres les récepteurs GPS, utilisent ce principe en faisant bouger mécaniquement ce capteur. Une alternative plus souple consiste à utiliser un réseau de capteur et à effectuer non plus un balayage mécanique mais électronique (ou algorithmique) afin d'atténuer les signaux provenant de certaines directions et au contraire de renforcer les signaux provenant de directions désirées. La détermination de ces algorithmes, ainsi que l'étude de leurs performances est un des objectifs majeurs du traitement d'antenne.

La méthode de la formation de voies consiste à former une combinaison linéaire des sorties des capteurs et à en calculer la puissance. Pour cela, on crée le signal y à l'aide d'un vecteur de coefficients de pondérations w , qui va servir à remettre en phase les différents signaux, tel que :

$$y = \mathbf{w}^H \mathbf{x} = \sum_{k=1}^m x_k w_k^* \quad (\text{II-38})$$

La puissance du signal y s'écrit :

$$P(\mathbf{w}) = E[|y|^2] \quad (\text{II-39})$$

On peut écrire donc :

$$P(\mathbf{w}) = E[(\mathbf{w}^H \mathbf{x})(\mathbf{w}^H \mathbf{x})^H] = \mathbf{w}^H \mathbf{R}_x \mathbf{w} \quad (\text{II-40})$$

La méthode de Capon minimise l'énergie du signal y résultant de la somme pondérée des sorties des capteurs, sous la contrainte $\mathbf{w}^H \mathbf{a}(\theta) = 1$. En fait, cela correspond au filtre adapté spatial, qui minimise la contribution des sources qui ne sont pas situées dans la direction scrutée (c'est à dire qui maximise le rapport signal sur bruit + interférence). Le vecteur w optimal est donc solution du problème de minimisation sous contrainte suivant :

$$\begin{aligned} \min_{\mathbf{w}} P(\mathbf{w}) \\ \mathbf{w}^H \mathbf{a}(\theta) = 1 \end{aligned} \quad (\text{II-41})$$

Pour résoudre ce problème d'optimisation sous contrainte, on utilise les multiplicateurs de Lagrange où l'on va minimiser la fonction $L(\mathbf{w})$:

$$L(\mathbf{w}) = \mathbf{w}^H \mathbf{R}_x \mathbf{w} + \alpha (\mathbf{w}^H \mathbf{a}(\theta) - 1) \quad (\text{II-42})$$

Après calcul des gradients, on trouve la valeur optimale de \mathbf{w} :

$$\mathbf{w}_{opt} = \frac{\mathbf{R}_x^{-1} \mathbf{a}(\theta)}{\mathbf{a}^H(\theta) \mathbf{R}_x^{-1} \mathbf{a}(\theta)} \quad (\text{II-43})$$

En remplaçant \mathbf{w}_{opt} dans l'expression $P(\mathbf{w})$, on obtient l'estimateur de Capon ou de la variance minimale :

$$P_{Capon}(\theta) = \frac{1}{\mathbf{a}^H(\theta) \mathbf{R}_x^{-1} \mathbf{a}(\theta)} \quad (\text{II-44})$$

Dans la pratique, la matrice de covariance \mathbf{R}_x est remplacée par son estimée :

$$\hat{P}_{Capon}(\theta) = \frac{1}{\mathbf{a}^H(\theta) \hat{\mathbf{R}}_x^{-1} \mathbf{a}(\theta)} \quad (\text{II-45})$$

Les directions d'arrivées s'obtiennent comme les arguments des pics du spectre spatial. Cet estimateur améliore la résolution de la formation de voie. Ainsi, deux sources situées dans le lobe principal de la formation de voie peuvent être séparées par la méthode de Capon pourvu que le rapport signal sur bruit soit suffisant.

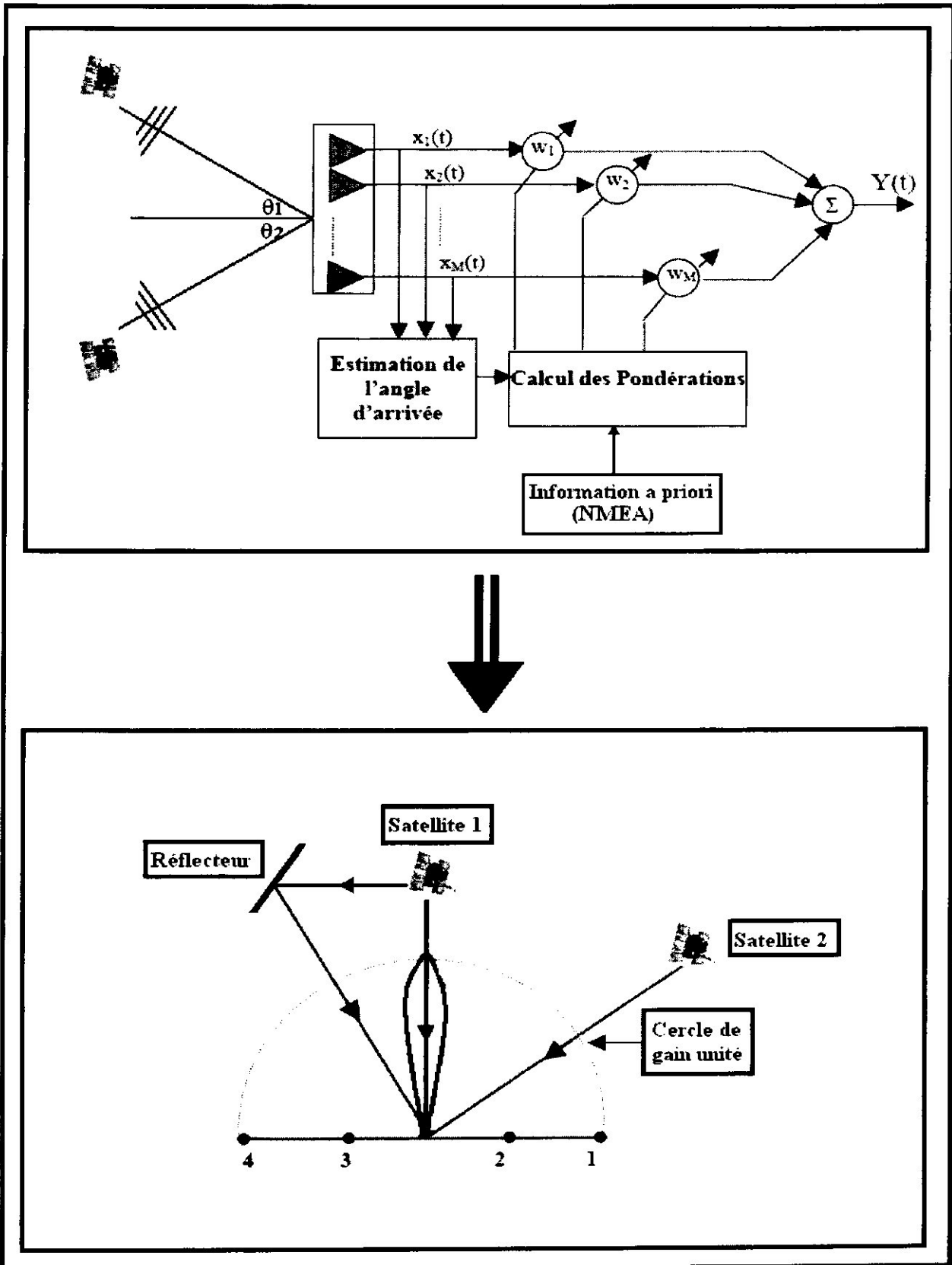


Figure II-15 : Formation de voies et annulation d'interférents

Pour un réseau bidimensionnel ou rectangulaire on aura :

$$\mathbf{a}(\theta_i) = \mathbf{a}(\theta) \begin{pmatrix} 1 & e^{-j.B.d.\sin\theta.\sin\varphi} & \dots & \dots \\ e^{-j.B.d.\sin\theta.\cos\varphi} & \dots & \dots & \dots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & e^{-j.B.d.((n-1).\sin\theta.\sin\varphi + (m-1).\sin\theta.\cos\varphi)} & \vdots \end{pmatrix} \quad (\text{II-46})$$

Tel que θ est l'élévation du satellite et φ son azimut, d est la distance intercapteurs, m et n représentent les coordonnées des capteurs dans le réseau.

La distance intercapteurs est de **0.09m** ($\leq \lambda/2$), car la fréquence du signal GPS est **L₁=1575.42 Mhz**.



Chapitre III

Simulations et résultats

Introduction :

Afin de mieux comprendre les phénomènes agissant sur les antennes intelligentes, on a élaboré un programme sous le logiciel MATLAB qui simule les différentes opérations contribuant à la formation de voies dans les directions des signaux satellites susceptibles d'être dégradés en s'additionnant à des interférents.

Ces derniers doivent être supprimés ou au moins minimisés afin de garantir un rapport signal/bruit suffisant pour une bonne réception des signaux GPS garantissant un bon fonctionnement de ce système.

Dans ce chapitre, nous allons simuler en premier temps une technique de localisation des satellites GPS, cette technique est basée sur la méthode de CAPON présentée dans le chapitre II. Après la localisation on a adopté une minimisation de puissance, aussi selon le critère de CAPON afin d'éliminer des interférences éventuelles. On note qu'on a exploité le format NMEA avec des données réelles afin de récupérer les angles d'arrivées associés aux signaux GPS reçus.

Par la suite, nous allons aussi simuler la localisation des satellites GPS et la minimisation des signaux interférents par le biais d'un réseau plan.

III-1- Algorithme :

Afin de réaliser nos simulations nous avons adopté un organigramme clarifiant les démarches à suivre, il est donné par la figure (III-1) dont on constate qu'il est divisé en deux parties principales :

- Une partie réservée à la simulation d'un réseau linéaire dans lequel on manipule l'élévation des signaux par rapport au plan où se trouve notre réseau, cette partie comprend :
 - **La localisation des signaux** : à ce niveau on suppose qu'on a un signal utile et un signal interférant dont on choisit l'élévation, et après avoir choisi la puissance du bruit additif on trace la puissance totale reçue.
 - **La minimisation sous contrainte** : soit deux signaux S_1 et S_2 dont on choisit l'élévation et selon la contrainte posée (minimiser tout sauf S_1 ou S_2) on trace la puissance reçue avant et après minimisation ainsi que les pondérations w qui ont contribué à celle-ci.
 - **La poursuite** : L'élévation du signal à suivre varie dans un intervalle désiré, reste à choisir l'élévation du signal interférant. Notre réseau doit suivre le signal utile tout en minimisant le signal interférant supposé fixe.
- Une partie qui simule le réseau plan où l'on peut suivre le signal GPS en élévation et en azimut, cette partie compte deux simulations :
 - **Le décodage NMEA** : on choisit le satellite à suivre et après avoir lancé le programme de décodage du fichier NMEA on obtient l'élévation et l'azimut réels sur un laps de temps choisi préalablement.
 - **La poursuite du satellite** : d'après les informations issues du décodage NMEA et suite à la localisation et minimisation, le réseau d'antennes forme un diagramme de rayonnement dont le lobe principal suit le satellite choisi tout en éliminant les interférences et cela grâce aux pondérations w qui s'adaptent en appliquant l'algorithme de CAPON.

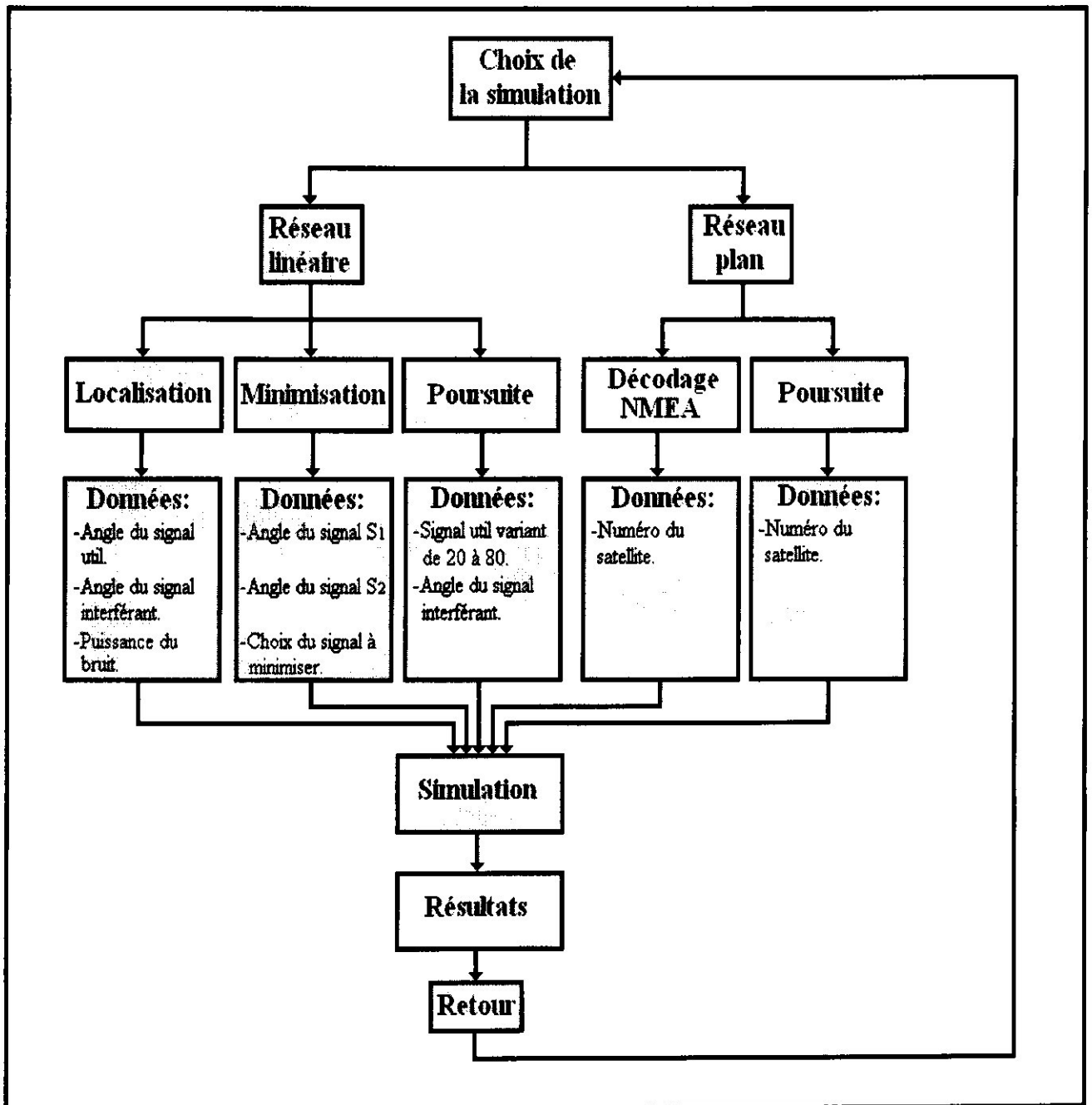


Figure III-1 : Algorithme récapitulatif de la simulation.

III-2- Simulation et résultats :

Les réseaux (linéaire ou plan) sur lesquels s'est déroulée notre simulation se composent de 8 antennes par ligne équi-répartis, omnidirectionnels et de gain unité ; le milieu de propagation est un milieu non dispersif. Les sources ont été supposées suffisamment loin du réseau pour considérer les signaux émis comme des ondes planes. La distance inter capteur est égale à une demi longueur d'onde ($\lambda/2$). Dans notre cas $\lambda = c/f$ avec $c=3.10^8$ m/s et f la fréquence de la porteuse du signal GPS soit 1575.42 MHz d'où la distance inter capteur est de 0.09 m.

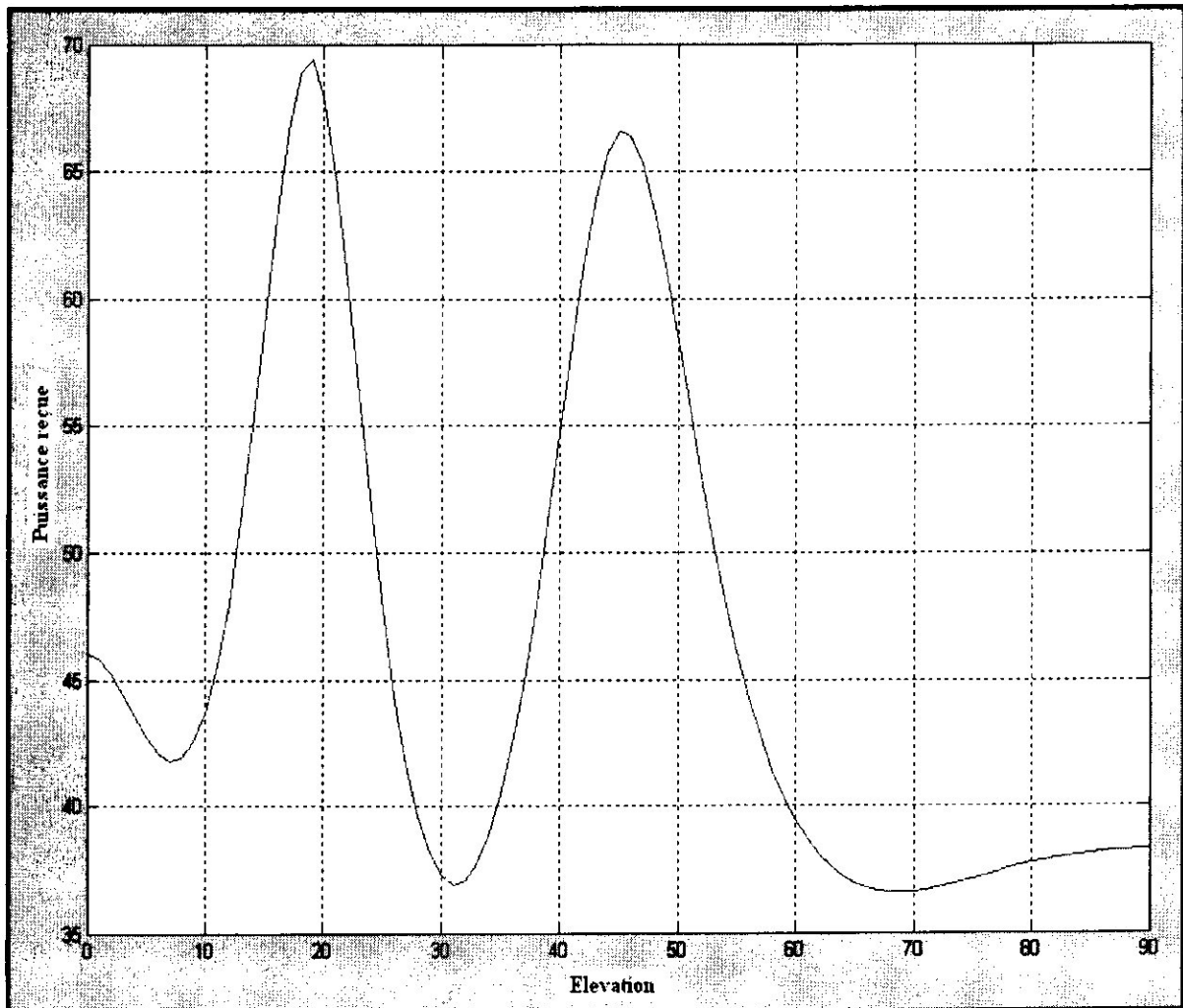
III-2-1- Réseau linéaire :

a- Localisation :

Les figures (III-2) et (III-3) montrent l'efficacité de la méthode de CAPON concernant la localisation des sources émettant entre 0° et 90° . Les directions d'arrivée s'obtiennent à travers la position des pics du spectre spatial correspondant à la puissance reçue par le réseau, ainsi deux sources peuvent être localisées par la méthode de CAPON pourvu que le rapport signal/bruit soit acceptable. Dans la première simulation l'élévation du signal utile est de 18° et celle du signal interférant est de 45° avec un faible bruit, c'est aussi le cas dans la deuxième simulation mais en supposant que l'élévation du signal utile est égale à 27° et celle de l'interfèrent est de 60°

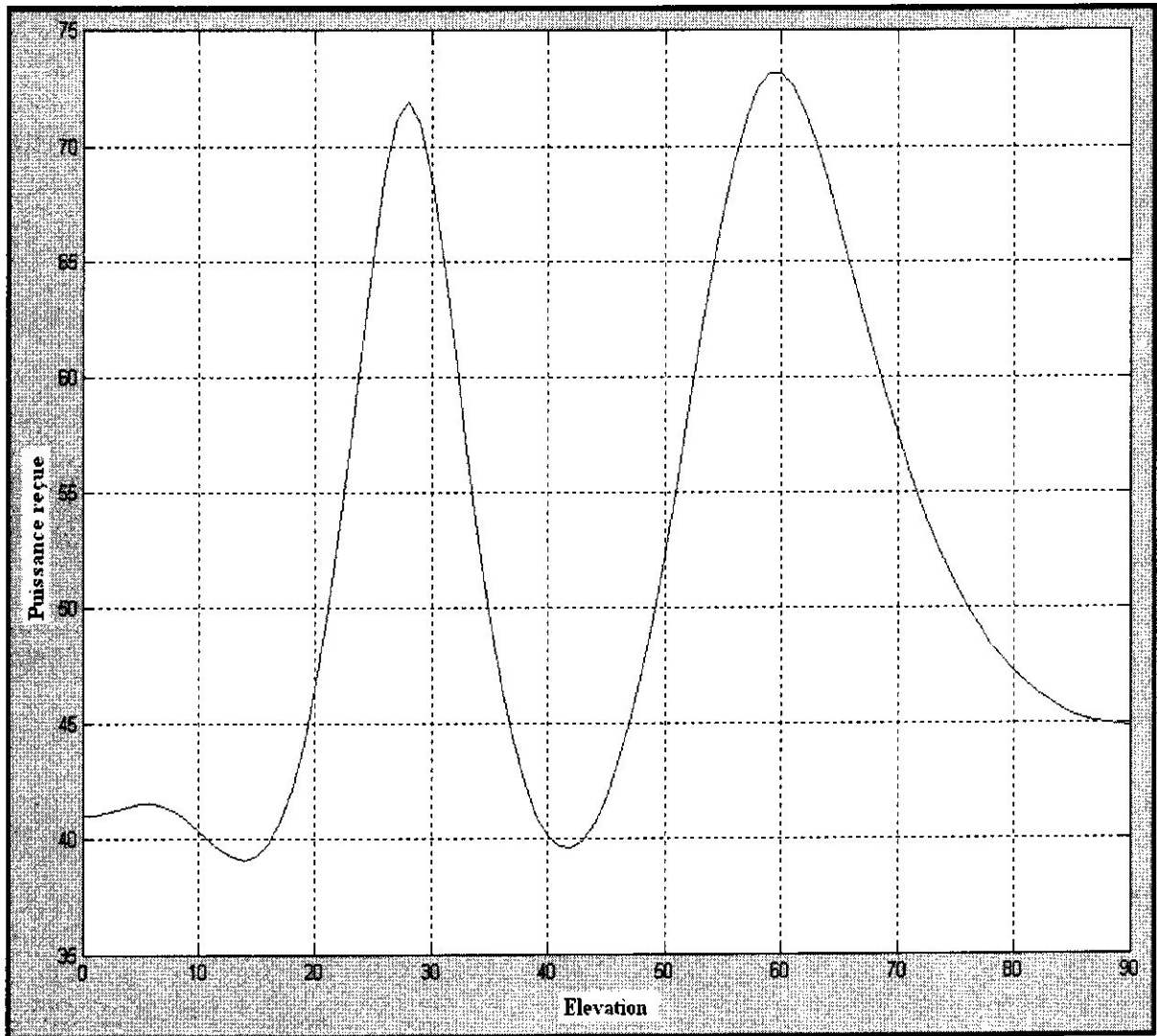
Dans la troisième simulation les élévations des signaux sont les mêmes que lors de la précédente mais avec un bruit élevé. La figure (III-4) présente l'influence du bruit sur notre méthode de localisation, on voit bien que la localisation des sources est mauvaise avec présence d'un pic parasite et cela est dû au niveau élevé de la puissance du bruit d'où un faible rapport signal/bruit. Après plusieurs simulations, On a constaté aussi que la localisation devient mauvaise plus l'angle de la source s'approche de 80° mais cela n'influe pas sur le fonctionnement de notre système car les angles réels des signaux GPS ne dépassent pas 75° .

- Angle du signal utile : 18°
- Angle du signal interférant : 45°



FigureIII-2 : Localisation de deux sources à 18° et 45° avec bruit faible

- Angle du signal utile : 27°
- Angle du signal interférant : 60°



FigureIII-3 : Localisation de deux sources à 27° et 60° un bruit faible

- Angle du signal utile : 27°
- Angle du signal interférant : 60°

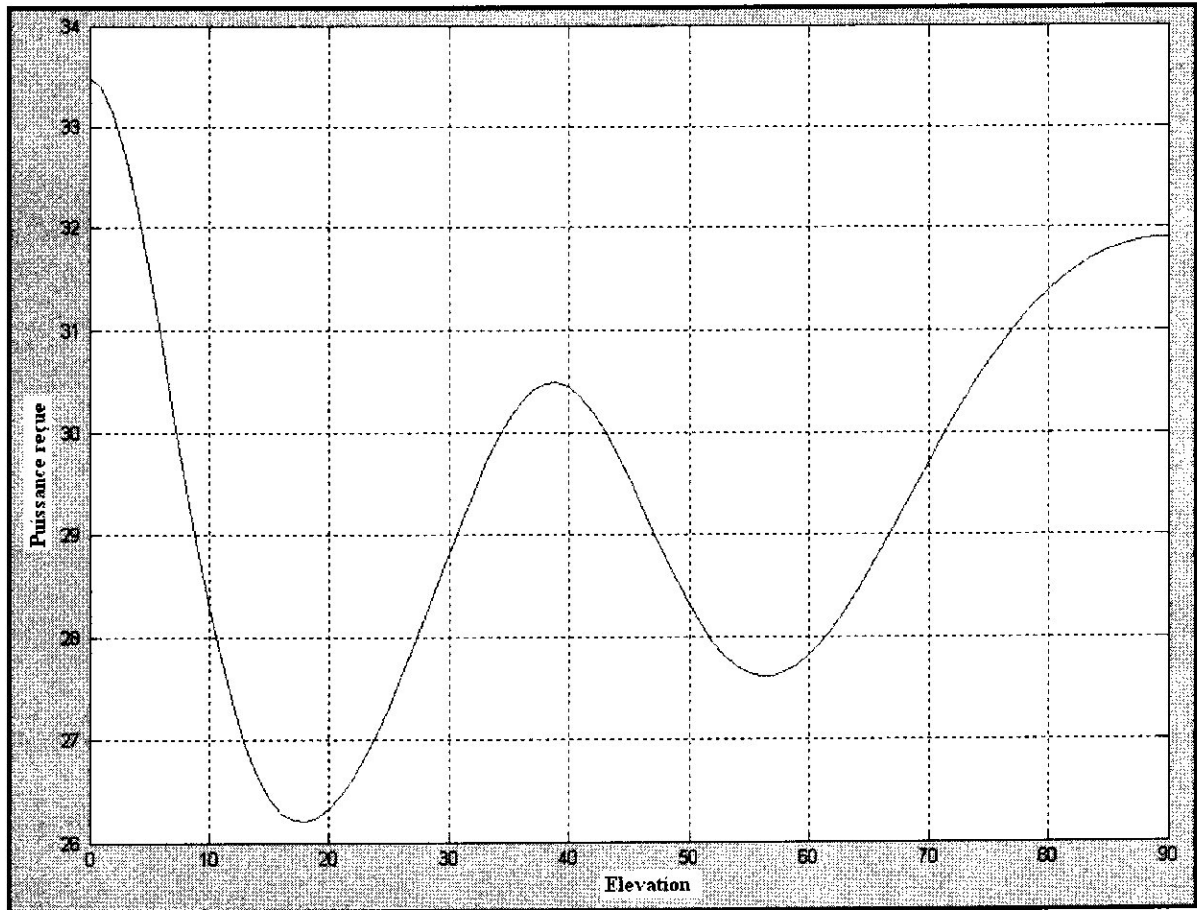


Figure III-4 : Localisation de deux sources à 27° et 60° avec une puissance de bruit élevée

b- Minimisation :

Dans la première simulation on a un deux signaux : l'un à 36° et l'autre à 64° , on veut minimiser la puissance reçue tout en gardant le premier. Dans la deuxième et troisième simulation les élévations des signaux sont 26° et 52° sauf que la contrainte change.

D'après les figures (III-5), (III-6), et (III-7) on remarque que le réseau adaptatif localise les deux sources efficacement et d'après la contrainte pausée il minimise l'énergie reçue tout en gardant le signal utile. Cela permet d'éliminer les interférents en ayant un gain maximal dans la direction du signal utile.

- Angle du signal S_1 : 36°
- Angle du signal S_2 : 64°
- Choix de la contrainte : minimiser tout sauf S_1 .

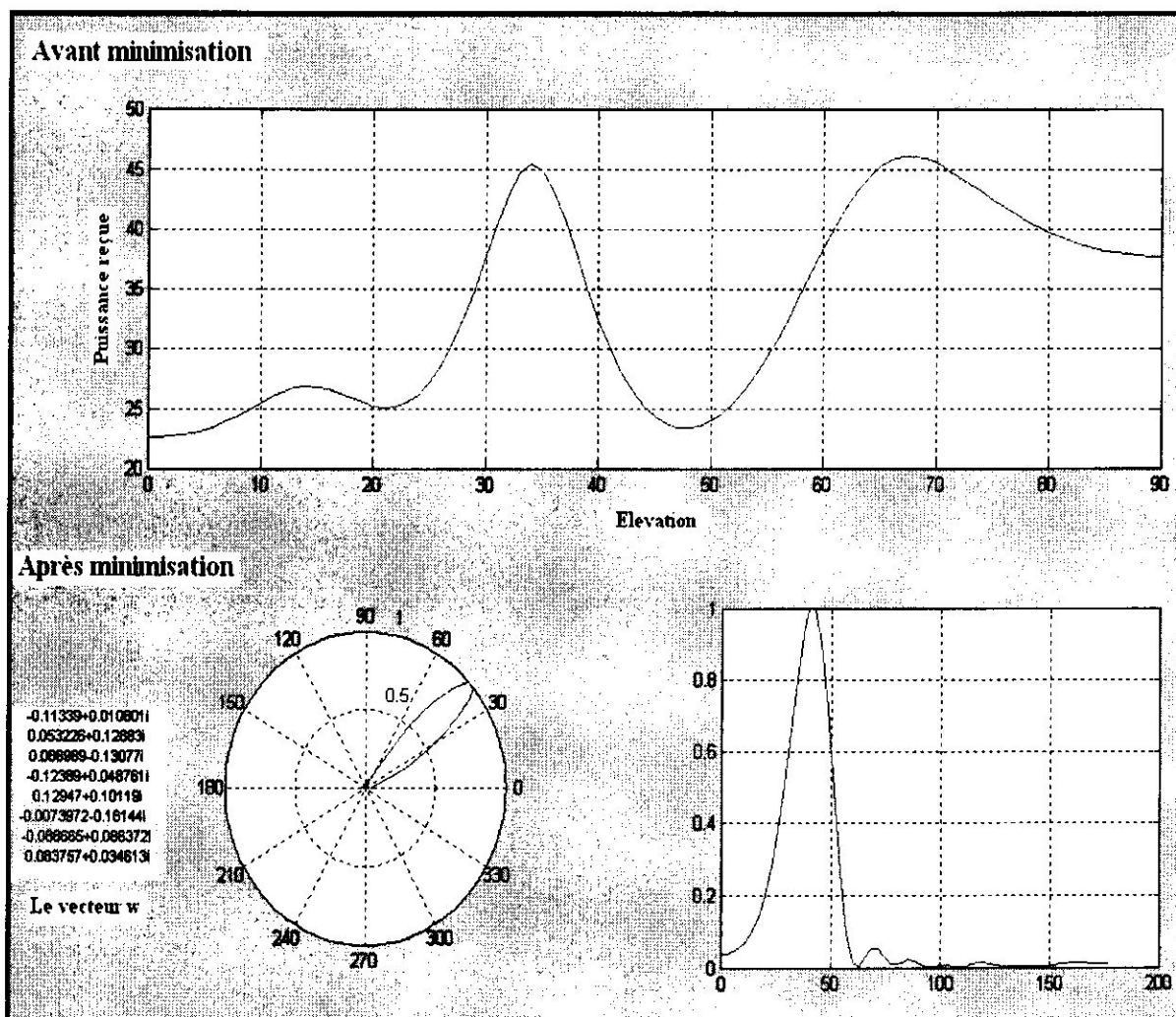


Figure III-5 : Minimisation sous la contrainte de garder le signal à 36°

- Angle du signal S_1 : 26°
- Angle du signal S_2 : 52°
- Choix de la contrainte : minimiser tout sauf S_2 .

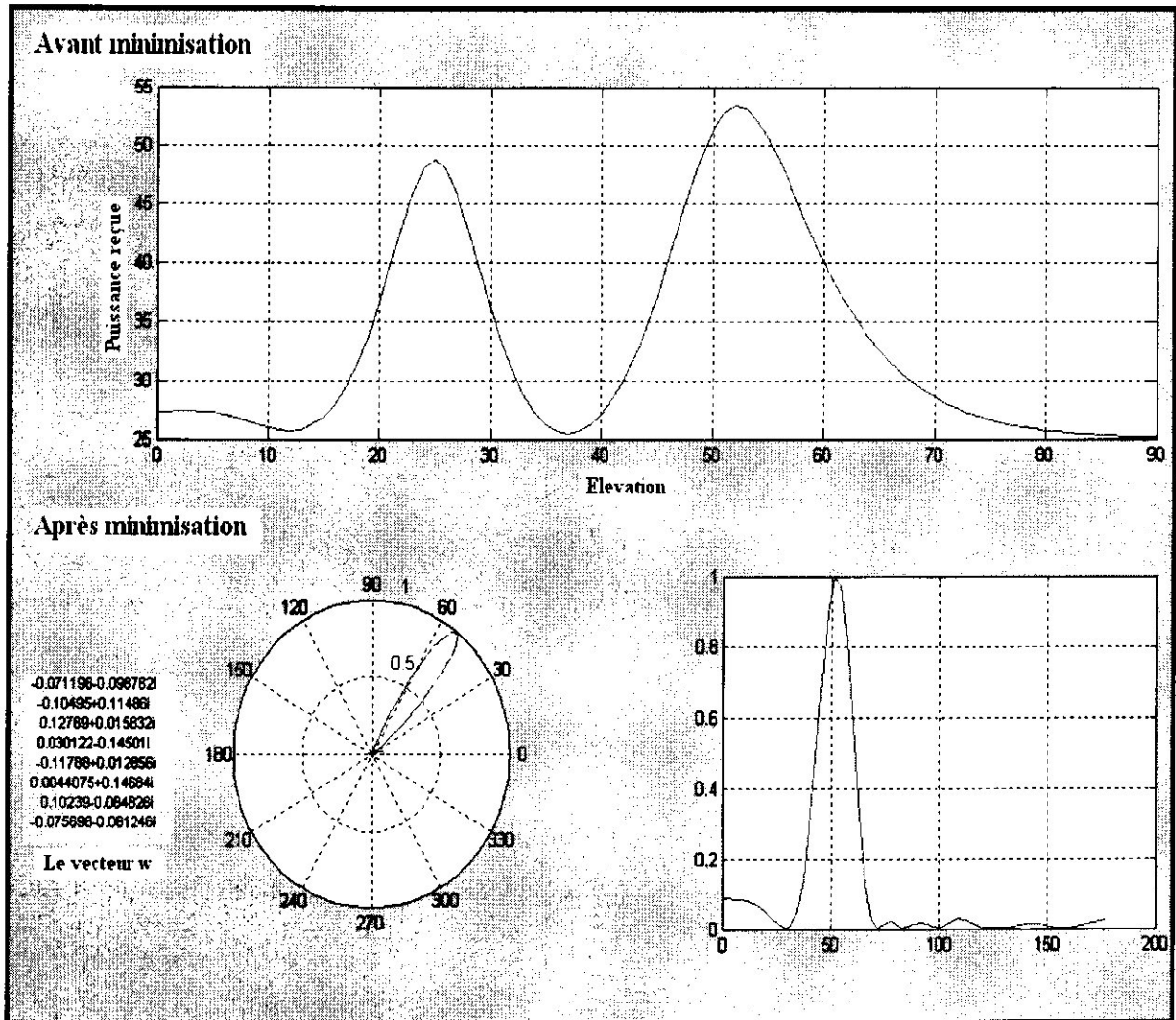


Figure III-6 : Minimisation sous la contrainte de garder le signal à 52°

- Angle du signal S_1 : 26°
- Angle du signal S_2 : 52°
- Choix de la contrainte : minimiser tout sauf S_1 .

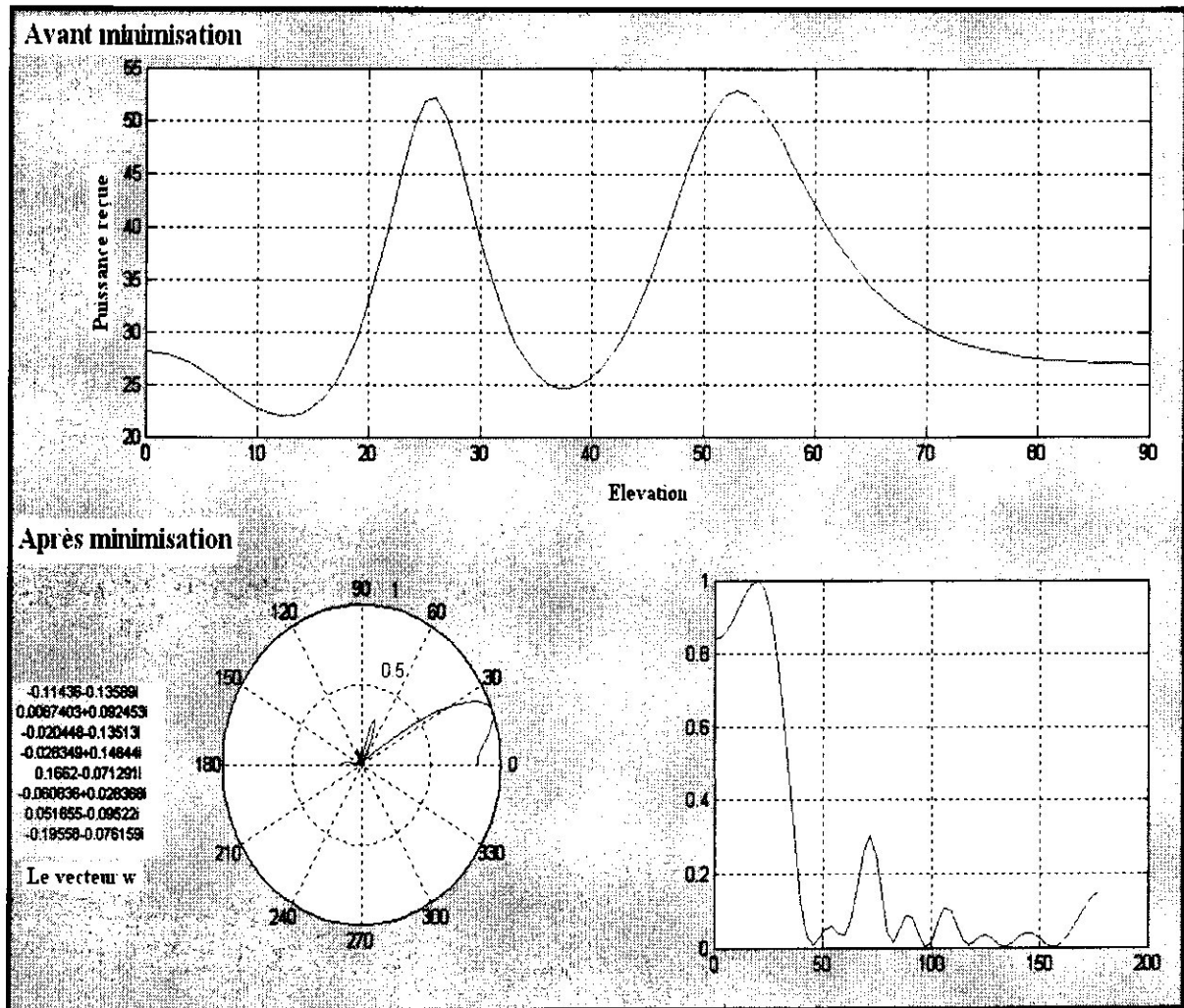


Figure III-7 : Minimisation sous la contrainte de garder le signal à 26°

c- Poursuite :

Dans cette simulation l'élévation du signal utile varie dans un intervalle prédéfini. La figure (III-8) illustre la poursuite du signal GPS en élévation. On remarque bien que le réseau suit le signal utile tout en minimisant les interférences et cela grâce à l'algorithme de minimisation qui met à jour les pondérations w et les modifie en temps réel.

La simulation nous montre que le vecteur des pondérations contient huit lignes et que les w sont bien des valeurs complexes.

- Angle du signal utile variant de 20° à 80°
- Angle du signal interférant : 20°

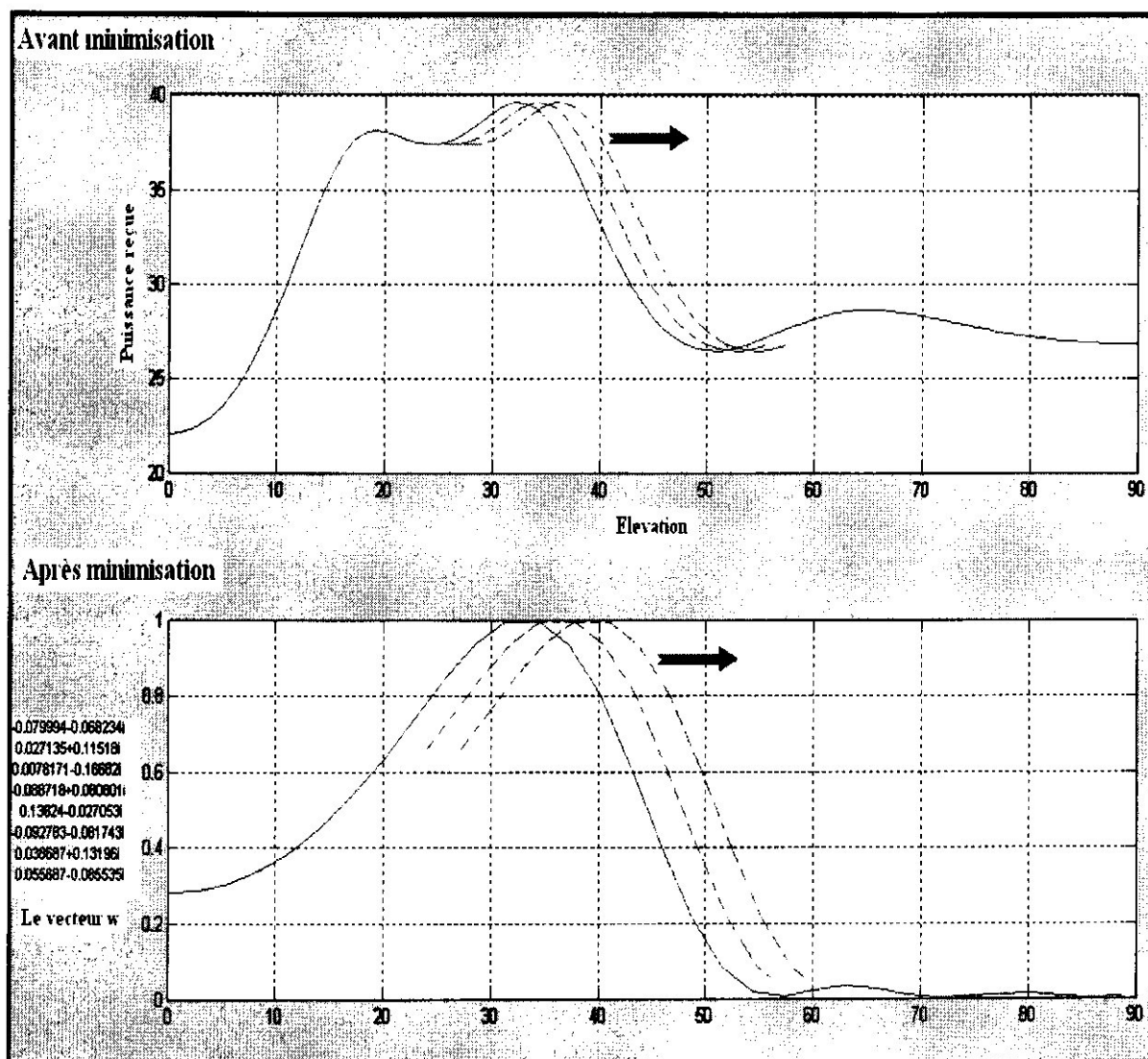


Figure III-8 : Poursuite d'un signal utile variant de 20° à 80° avec élimination d'un interférant à 20°

b- Poursuite du satellite :

Le satellite à suivre est le numéro 22 dans la première simulation et le numéro 14 dans la deuxième.

D'après les figures (III-11) et (III-12) on vient bien que le réseau plan permet de suivre le satellite choisit en temps réel à condition d'avoir des informations a priori fournies par le programme de décodage NMEA.

Le réseau présente un diagramme de rayonnement ayant un seul lobe principal dans la direction du satellite et un niveau très faible de lobes secondaires permettant ainsi d'éliminer d'éventuelles interférences. Dans ce cas le vecteur w aura la forme d'une matrice s adaptant automatiquement aux changements des directions des signaux reçus.

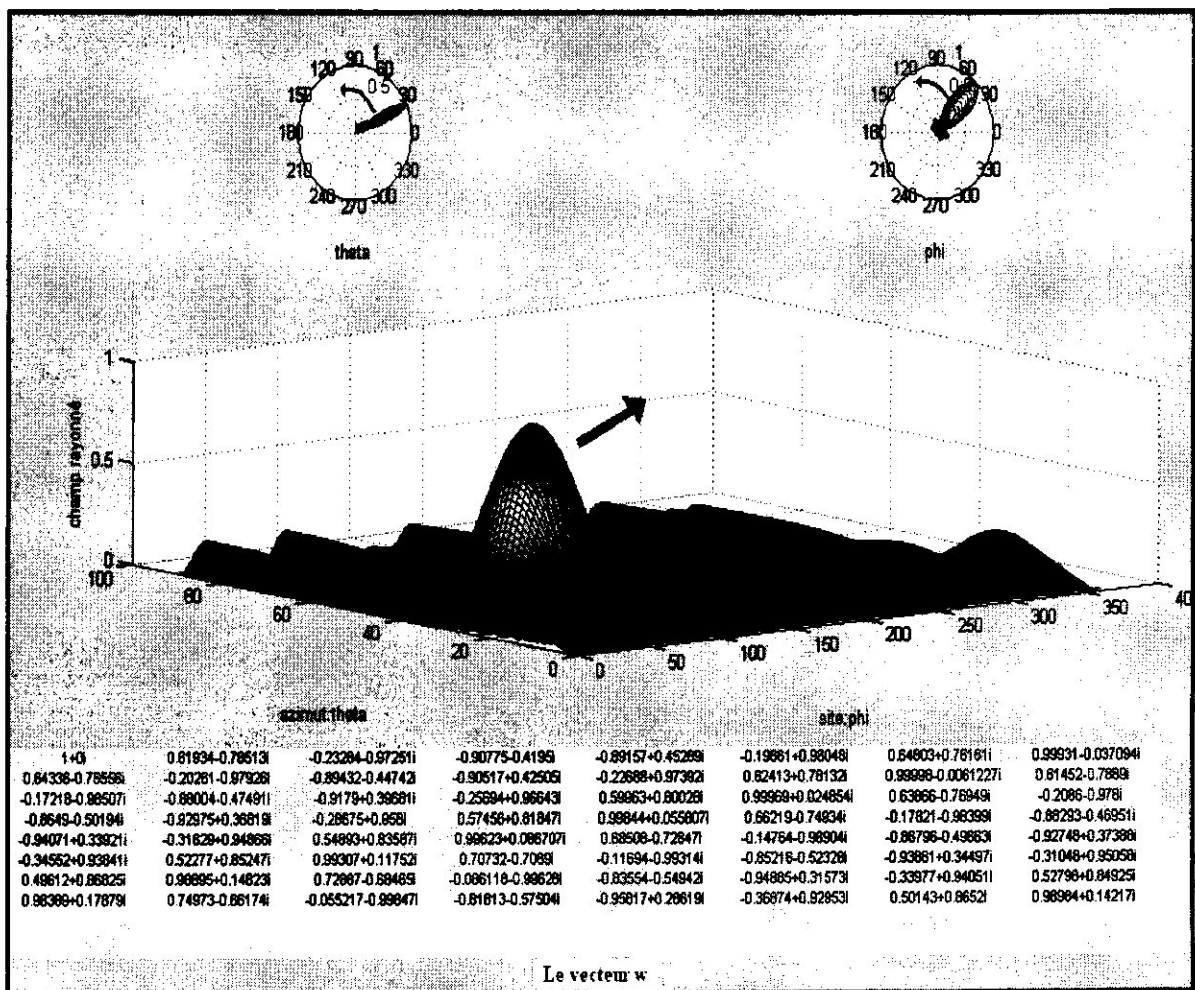


Figure III-11 : Poursuite du satellite N° 22 avec minimisation des interférences

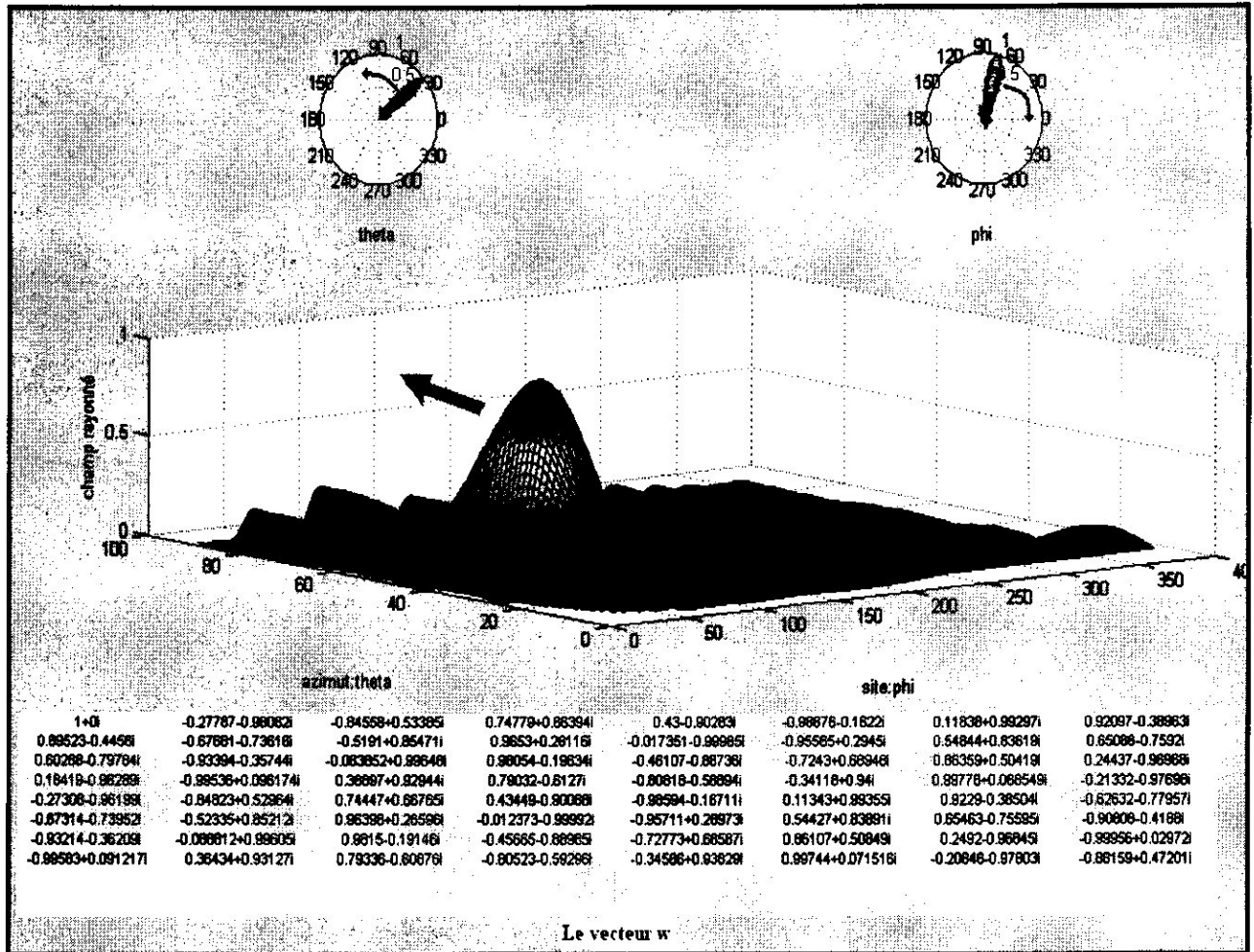


Figure III-12 : Poursuite du satellite N° 14 avec minimisation des interférences

III-3- Interface :

Grâce au fichier GUI (graphic user interface) disponible sous MATLAB, on a pu mettre en place une interface graphique permettant de mieux manipuler les variables et de naviguer facilement entre les différentes simulations.

On dispose entre autre de :

- La commande (push) permettant de faire un clic appelant une fonction ou un sous-programme.
- La commande (radio) qui permet de faire un choix parmi plusieurs variables. En cliquant sur la variable à choisir, le champ juxtaposé à celle-ci prendra la couleur verte.
- La commande (slide) permet de choisir la valeur que doit prendre la variable associée à cette commande en glissant le curseur entre un minimum et un maximum choisis préalablement.

III-3-1- Interface choix de la simulation:

Au niveau de cette interface on a présenté le menu principal, il nous permet d'accéder aux différentes phases de la simulation. Pour choisir une simulation il suffit de cliquer sur l'une des cinq boutons (push): localisation, minimisation, poursuite de l'élévation, décodage NMEA ou bien poursuite du satellite.

En cliquant sur l'une d'entre elles, on voit apparaître, dans le champ (choix de la simulation), les commandes permettant d'initialiser les données utilisées dans la simulation choisie.

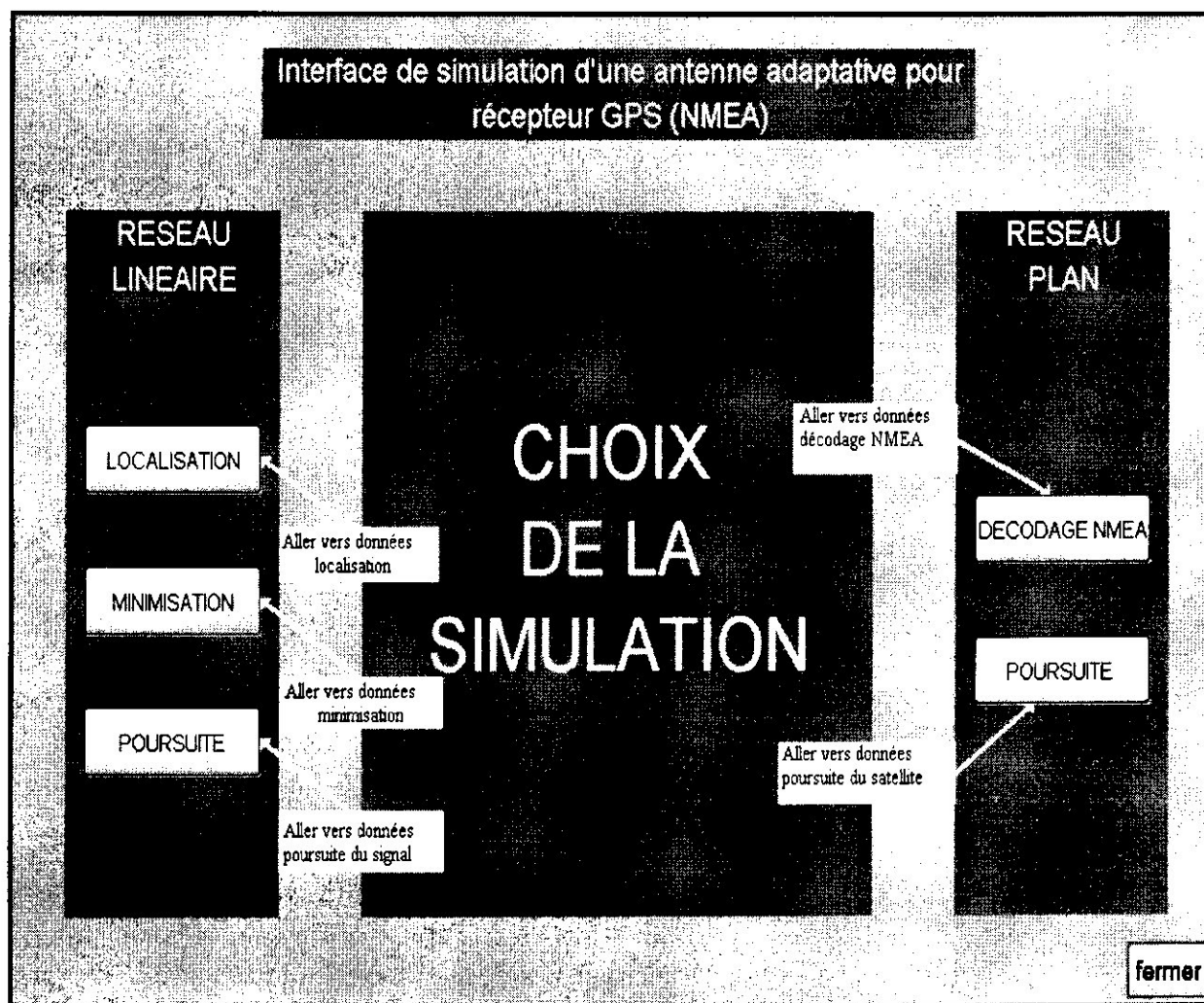


Figure III-13 : Interface choix de la simulation

III-3-2- Interface localisation:

Pour initialiser les données, on doit faire glisser le curseur entre le minimum et le maximum de chaque variable : l'angle du signal utile et de l'interférent variant entre 0° et 90° et la puissance du bruit qui varie entre 0 et 10.

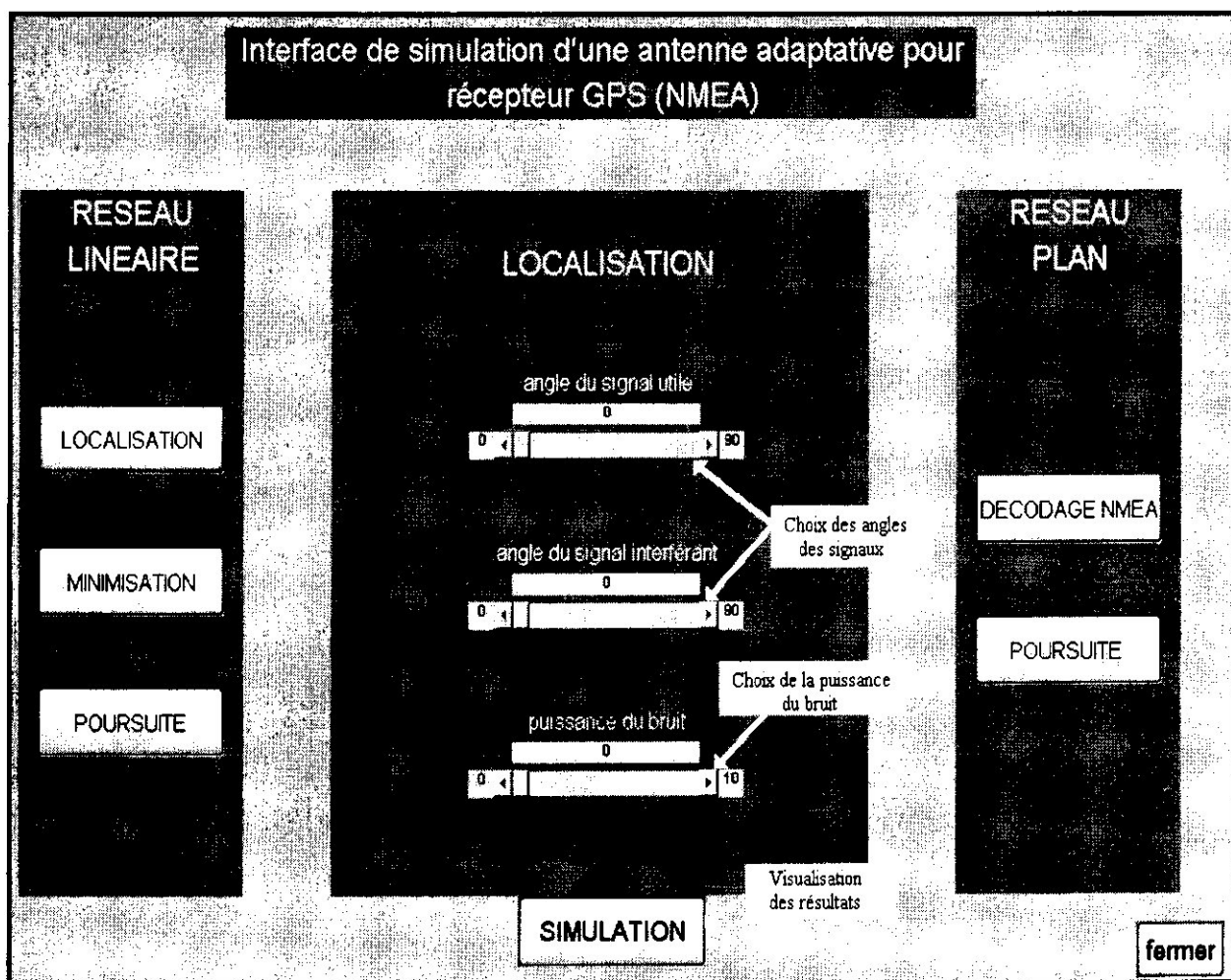


Figure III-14 : Interface localisation

III-3-3- Interface minimisation:

On dispose de deux boutons (slide) pour choisir l'angle du signal S_1 et l'angle du signal S_2 qui varient entre 0° et 90° , et de deux boutons (radio) pour poser la contrainte : minimiser la puissance reçue tout en gardant soit le signal S_1 soit S_2 .

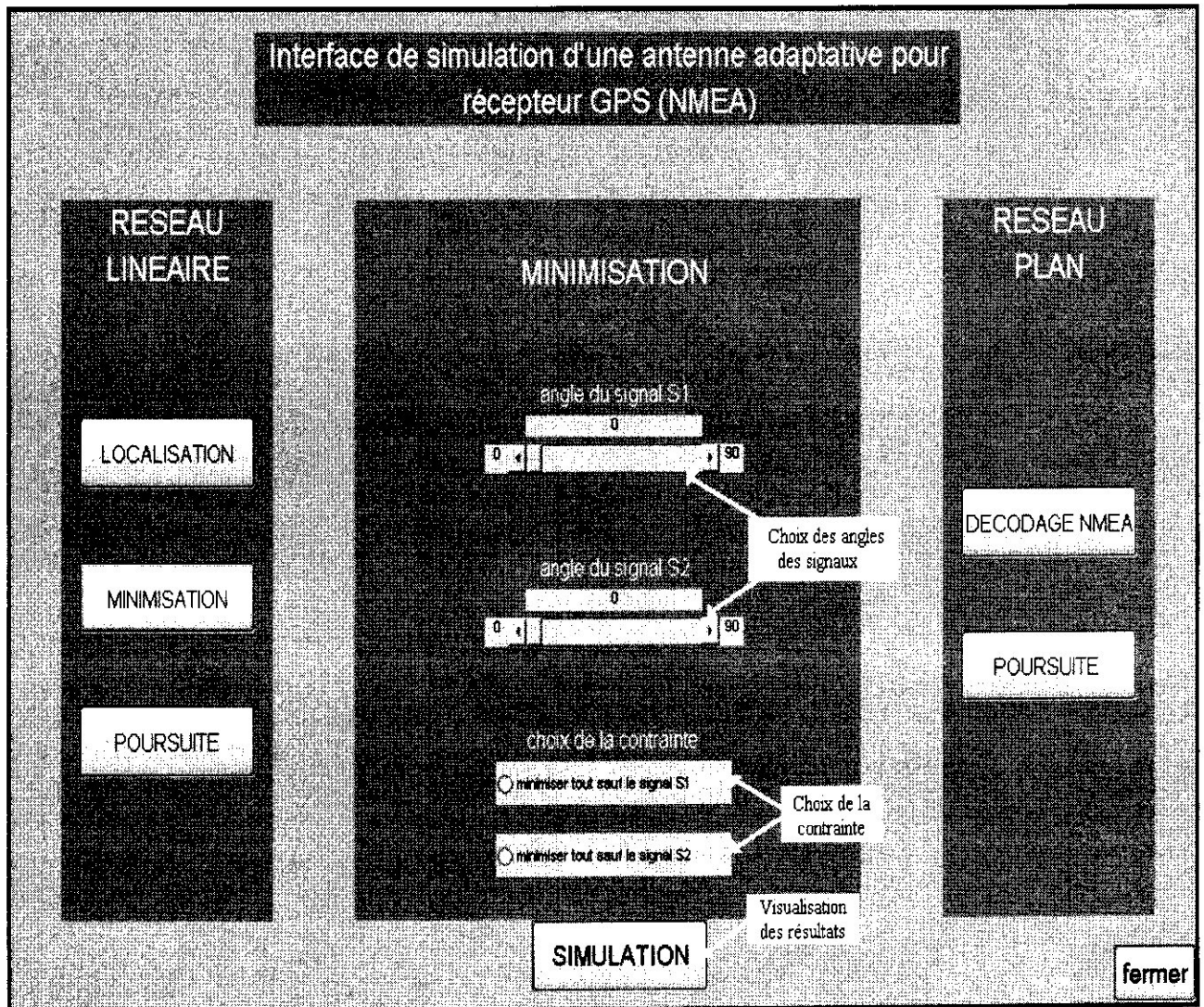


Figure III-15 : Interface minimisation

III-3-4- Interface poursuite du signal:

Grâce au bouton (slide) disponible, on fait le choix de l'angle du signal interférant sachant que l'élévation du signal utile est supposée variable entre 20° et 80° .

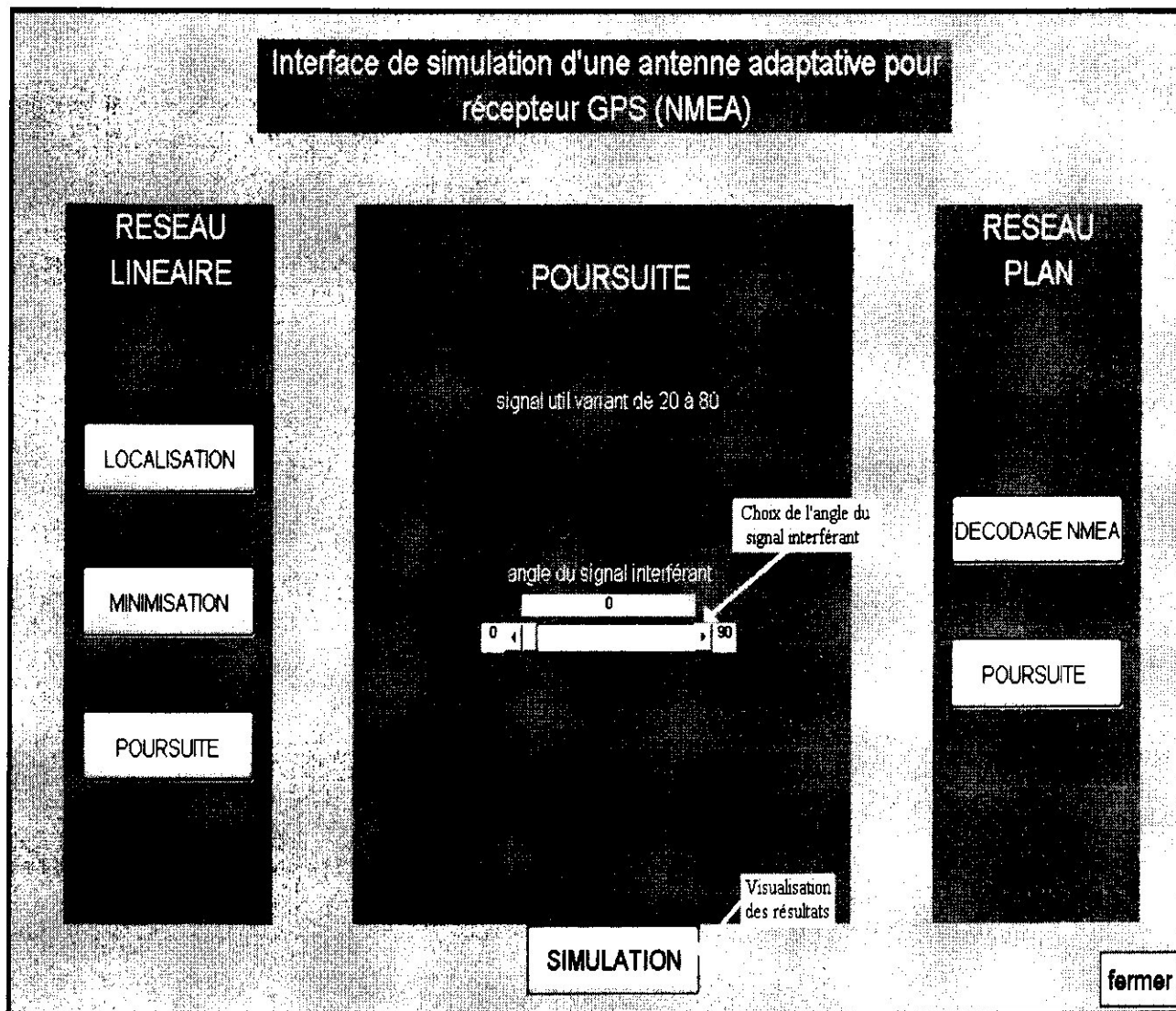


Figure III-16 : Interface poursuite du signal

III-3-5- Interface décodage NMEA:

Les boutons (radio) permettent de choisir le numéro du satellite à suivre pendant une période correspondant à un nombre de lignes du fichier NMEA décodé. Ce nombre peut être varié à l'aide du bouton (slide) ayant pour minimum la valeur 0 et pour maximum la valeur 1000. Dans la séquence NMEA utilisée les satellites considérés sont : 01, 03, 11, 14, 19, 20, 22, 28. On peut modifier le nombre de lignes décodées, ainsi on peut simuler la poursuite du satellite choisit dans un intervalle de temps limité, sachant que les 16000 lignes de notre fichier NMEA exploité correspondent à l'évolution des satellites pendant 8 heures.

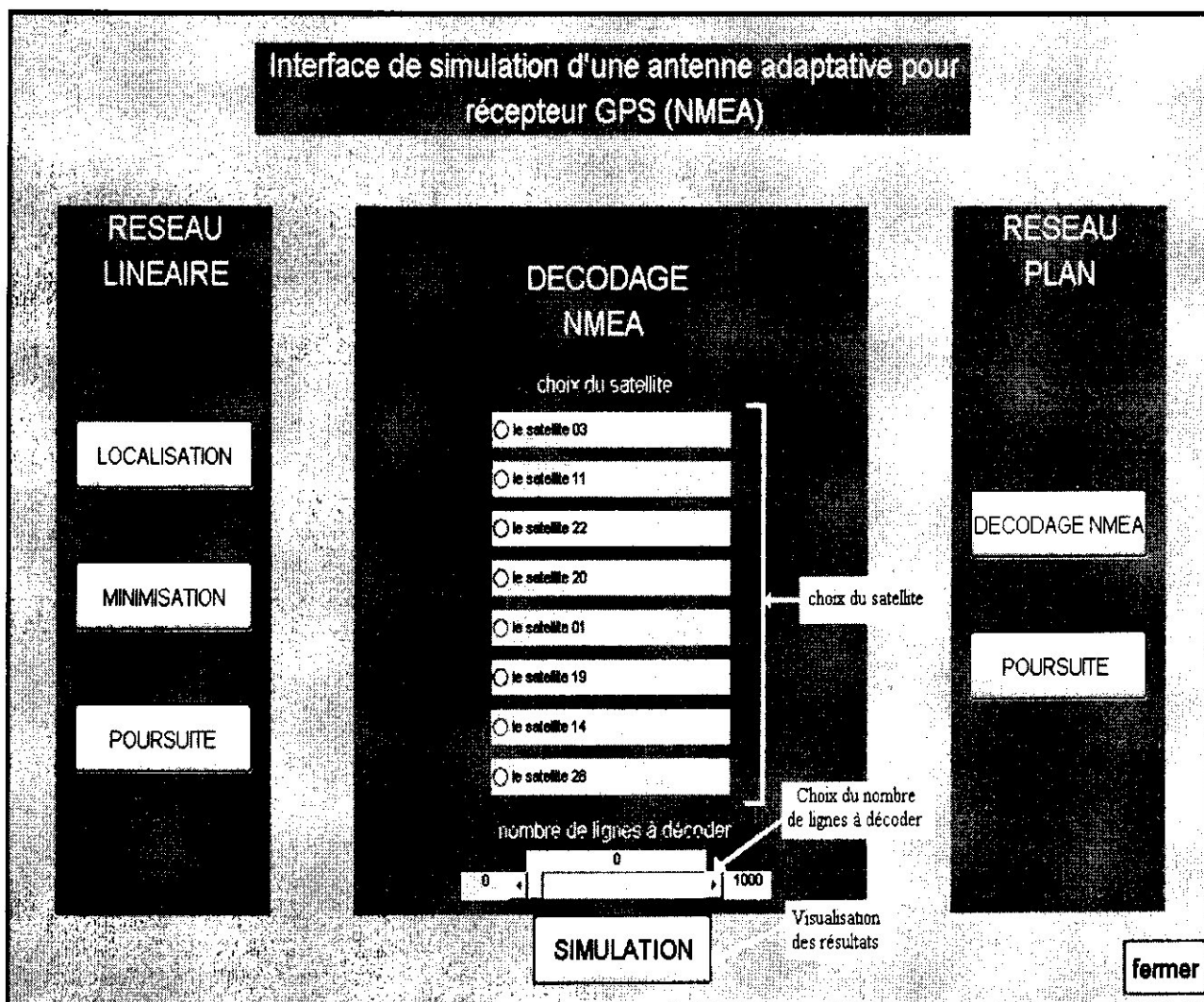


Figure III-17 : Interface décodage NMEA

III-3-6- Interface poursuite du satellite :

Le choix du satellite pour cette simulation se fait de la même manière que lors de la simulation précédente.

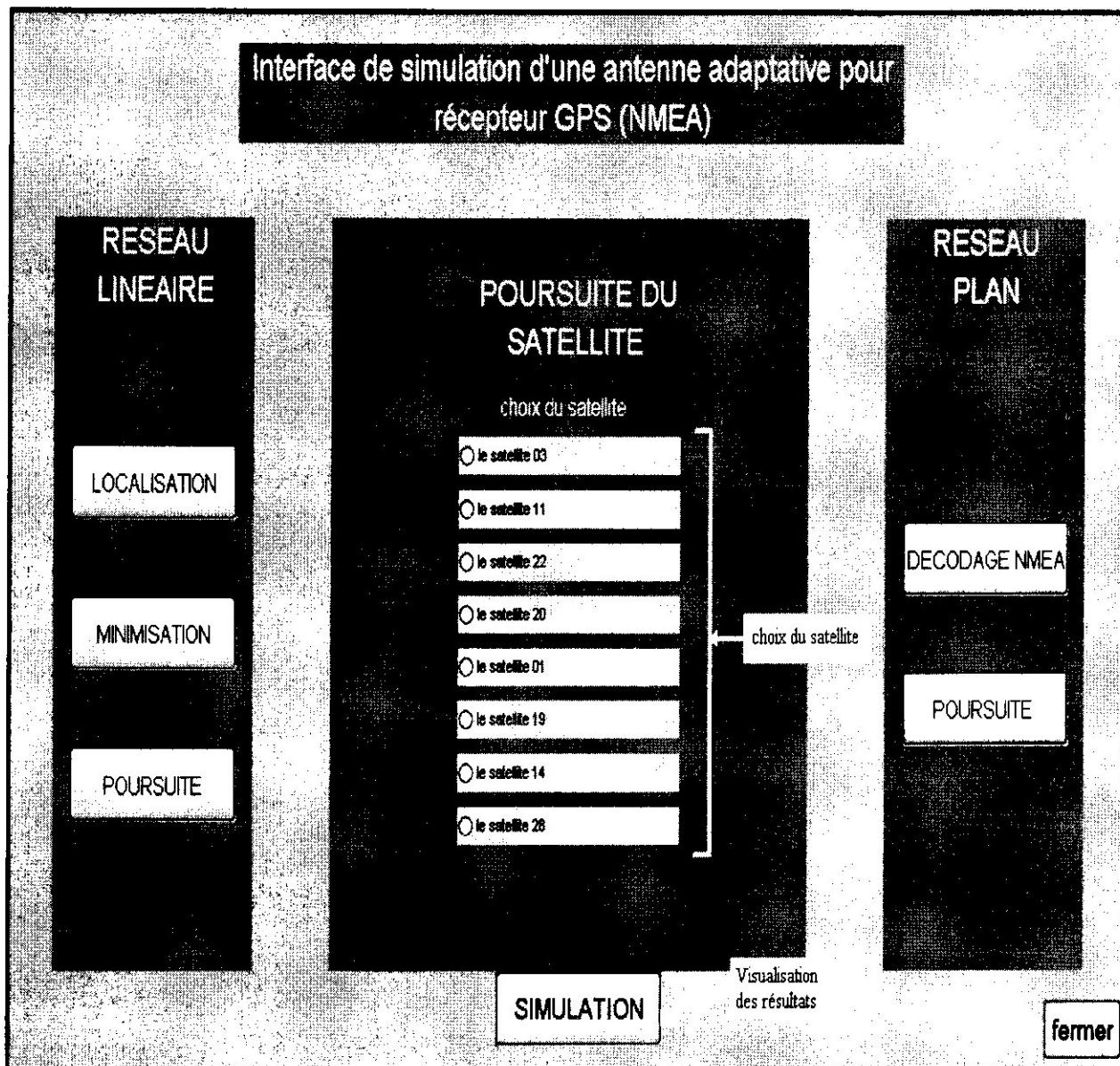


Figure III-18 : Interface poursuite du satellite

Un clic sur la commande « simulation » permet de lancer le programme approprié à chaque simulation et de visualiser les résultats obtenus.

La commande « retour » est disponible sur chaque figure pour permettre le retour au choix de la simulation.

Conclusion générale :

Cette thèse est axée sur les problèmes rencontrés par le récepteur lors de la réception des signaux GPS qui interfèrent avec d'autres signaux indésirables qu'on doit éliminer pour garantir un rapport signal/bruit suffisant à un bon traitement.

Plusieurs approches d'estimation de la direction et poursuite du satellite GPS avec minimisation du bruit sont possibles et les antennes adaptatives figurent parmi les plus utilisées. Ces systèmes sont basés sur des algorithmes capables de fournir des combinaisons complexes des pondérations pour que le réseau d'antennes ait un diagramme de rayonnement pointant la direction du signal utile et des lobes secondaires faibles dans les directions des interférences afin de les éliminer.

On a fait la simulation sous le logiciel MATLAB de l'un de ces algorithmes qui est l'algorithme de CAPON. Cette simulation nous a permis de tester cet algorithme et de détecter les erreurs qu'il peut commettre afin de trouver des améliorations.

L'une des perspectives en vue dans ce domaine est l'utilisation des réseaux de neurones artificiels. Cette technique est caractérisée par son efficacité et sa performance au niveau de la vitesse de convergence.

Annexe 1

L'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 équi-phase 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 (zone locale géographique d'évaluation de l'onde) sont approximativement égales. Les différences entre ces distances doivent être largement inférieures à une longueur d'onde afin que les différences de phase soient largement inférieures à π radians. La condition champ lointain de Fraunhofer permet de définir une distance minimale entre la source et la zone d'évaluation :

$$d > d_{\text{frau}} = \frac{2D^2}{\lambda} \text{ et } d \gg \lambda$$

Où D est la dimension maximale des antennes (ou de la zone spatiale d'évaluation de l'onde), d est la distance émetteur-récepteur et λ est la longueur d'onde.

$$\lambda = 2\pi c / \omega \quad (\text{dans le vide})$$

Pour une zone de 3λ de côté (par exemple un réseau linéaire de 4 dipôles espacés de λ),

$$d_{\text{frau}} = 2.7 \text{ m à}$$

$$2 \text{ GHz et } d_{\text{frau}} = 9 \text{ m à } 60 \text{ GHz.}$$

Ces valeurs montrent à quel point l'approximation par une onde plane est une bonne approximation dans la majorité des cas.

Lorsque l'onde est plane, il est plus simple d'utiliser les coordonnées cartésiennes pour $\vec{\psi}$, ce qui permet de séparer les 3 composantes cartésiennes de $\vec{\psi}$ et donc de résoudre les 3 équations correspondantes séparément en utilisant pour chaque composante :

$$\left(\frac{\partial^2}{\partial^2 x} + \frac{\partial^2}{\partial^2 y} + \frac{\partial^2}{\partial^2 z} \right) \psi + k^2 \psi = 0$$

(1)

Où $\frac{\partial}{\partial x}$ est l'opérateur de dérivation partielle par rapport à la variable x et ψ représente une des 3 composantes cartésiennes.

Précisons que cette séparation n'est possible que pour les coordonnées cartésiennes mais pas pour les coordonnées sphériques ou cylindriques.

Une des solutions possibles et très utilisée est l'onde monochromatique :

$$\vec{\psi}(\vec{r}, t) = \vec{A} \exp\{\omega t - \vec{k} \cdot \vec{r}\}$$

(2)

Où \vec{A} est un vecteur 3D représentant la polarisation et l'amplitude du champ concerné (\vec{E}_0 ou \vec{H}_0).

Le vecteur d'onde \vec{k} et le nombre d'onde k sont reliés par :

$$\vec{k} \cdot \vec{k} = k^2$$

Afin d'obtenir plus d'information sur la polarisation des champs électrique \vec{E}_0 et magnétique \vec{H}_0 , on introduit les équations de Maxwell en rotationnel pour une onde plane :

$$\begin{aligned} \vec{k} \times \vec{E}_0 &= \omega \mu \vec{H}_0 \\ \vec{k} \times \vec{H}_0 &= -\omega \epsilon \vec{E}_0 \end{aligned}$$

(3)

Ceci montre que le vecteur d'onde associé au champ électrique est nécessairement le même que celui associé au champ magnétique.

A partir de (3), il est possible de déduire les relations suivantes :

$$\begin{aligned} \vec{k} \times \vec{E}_0 &= 0 \\ \vec{k} \times \vec{H}_0 &= 0 \end{aligned}$$

(4)

Il faut préciser que, puisque \vec{k} , \vec{E}_0 et \vec{H}_0 sont en général des vecteurs complexes, les relations (4) n'impliquent pas obligatoirement d'orthogonalité dans l'espace.

Les relations (2), (3), (4) montrent que le type d'onde dépend des propriétés du vecteur d'onde \vec{k} .

On peut exprimer le vecteur d'onde par :

$$\vec{k} = \hat{\beta}\beta - j\hat{\alpha}\alpha$$

Où $\hat{\beta}$ est le vecteur unitaire (ou vecteur directeur) désignant la direction de propagation (direction perpendiculaire aux plans équi-phases) et $\hat{\alpha}$ est le vecteur unitaire désignant la direction de l'atténuation spatiale (direction perpendiculaire aux plans équi-amplitudes).

Annexe 2

Justification du choix de la séparation entre deux antennes adjacentes :

La fréquence spatiale est donnée par :

$$\mu_k = \frac{2\pi}{\lambda} \cos \theta_k$$

1-considerant la séparation entre deux antennes adjacentes :

$$d > \frac{\lambda}{2}$$

Alors pour la solution de l'angle d'arrivée estimée $\theta_k^{(a)}$:

$$\exp\left(j \frac{2\pi}{\lambda} d \cos \theta_k\right) = \exp\left(j \frac{2\pi}{\lambda} d \cos \theta_k^{(a)}\right)$$

Ça revient à résoudre l'équation :

$$\frac{2\pi}{\lambda} d \cos \theta_k^{(a)} = \frac{2\pi}{\lambda} d \cos \theta_k + l * 2\pi$$

Où l est un entier positif.

Donc notre équation à résoudre devient :

$$\cos \theta_k^{(a)} = \cos \theta_k + l * \frac{\lambda}{d}$$

Alors :

$$\theta_k^{(a)} = \cos^{-1} \left\{ \cos \theta_k + l * \frac{\lambda}{d} \right\}$$

Donc pour avoir une solution pour cette équation il faut que :

$$-1 < \cos \theta_k + l * \frac{\lambda}{d} < 1$$

On a par définition : $-1 < \cos \theta_k < 1$

La valeur de $l \cdot \frac{\lambda}{d}$ dépend du rapport $\frac{\lambda}{d}$.

Pour $\frac{1}{2} < \frac{\lambda}{d} < 1$, on a une ambiguïté dans la solution car on peut avoir plusieurs résultats (valeur de l),

2-considerant la séparation entre deux antennes adjacentes :

$$d < \frac{\lambda}{2}$$

On a : $l \geq 1$ et $\frac{\lambda}{d} > 2$ et $\cos \theta_k > -1$

d'où :

$$\cos \theta_k + l \cdot \frac{\lambda}{d} > 1$$

Donc la condition n'est pas vérifiée pour avoir des résultats :

$$-1 < \cos \theta_k + l \cdot \frac{\lambda}{d} < 1$$

3-Considérant la séparation entre deux antennes adjacente est :

$$d = \frac{\lambda}{2}$$

Alors on aura la fréquence spatiale :

$$\mu_k = \pi \cos \theta_k$$

Donc on développent le calcul on aura :

$$0^\circ < \theta_k < 180^\circ \xrightarrow[\text{par } l]{\leftarrow} -\pi < \mu_k < \pi$$

On a des solution pour une seule valeur de l et sans ambiguïté car il y a superposition de θ_k et μ_k .

Bibliographie :

[1] Structure et applications des émetteurs et des récepteurs

(Robert Du Bois)

[2] Antenna Theory, Analysis and Design

(A. Balanis)

[3] Antennes à large bande, théorie et applications

(G. Dubost et S. Zisler)

[4] Antenne intelligente, application à la conception de réseaux à déphasage

(Najib FADLALLAH)

[5] Introduction to GPS

(A.arrabany)

[6] Robust Navigation with GPS/INS and Adaptive Beamforming

(Johan Malmstrom)