

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

PROJET DE FIN D'ÉTUDE
EN VUE DE L'OBTENTION DE DIPLOME D'INGENIEUR D'ETAT EN
AÉRONAUTIQUE

Filière : Installation

THEME :

Étude d'un réseau d'antenne linéaire uniforme pour les Satellites de communication

Présentés par :

- Boudiba ouissem
- Boussealsal mahmoud

Encadrés par :

- Mr :Djeghaba mesaoud
- Mr :zabot amar

P.F.E: 2008

Résumé :

C est une nouvelle technologie au même temps ce sujet peut nous servir dans notre domaine ; en grosso modo l'aides de ce mémoire est une méthode a pour objectif couvrir une région sans touché d'autre point d autre part pour obtenir une très bonne détection c est une méthode économique en matière énergétique

Chapitre I :

Figure I.3 : Génération d'onde..... 1
Figure I.4 : Différentes zones de rayonnement.....2
Figure I.9 : type de polarisation..... 3
Figure I.10 : Polarisation linéaire.....3
Figure I.11 : Polarisation circulaire.....4
Figure I.12 : Polarisation elliptique.....4
Figure I.14 : Diagramme de rayonnement.....6
Figure I.15 : Antenne parabolique.....7
Figure I.16 : Rayonnement d'une antenne parabolique.....8

Chapitre II

Figure II.1 : Trajectoire d'un satellite.....12

Figure II.2 : Orbite elliptique.....13
Figure II.3 : Orbite circulaire.....13
Figure II.4 : Orbite géostationnaire.....14
Figure II.5 : Couverture à l'aide de trois satellites GEO.....15
Figure II.6 : Spectre électromagnétique.....18
Figure II.7 : Réutilisation de fréquence par séparation géographique.....20
Figure II.8 : Représentation des antennes embarquées sur un satellite.....22
Figure II.9 : Couverture à multiples spots fixes.....23

Chapitre III :

Figure III.1 : Différentes configurations géométriques des réseaux, linéaires (a),.....25
Planaires (b) et circulaire (c).
Fig.III.2 Modèle directionnel de gain pour une rangée uniforme de dix éléments.....27
Fig.III.3 Schéma de traitement de résa utilisant des facteurs de phases.....29
FigIII.4. Le beam former idéal.....32
FigIII.5 : Modèle de prédiction linéaire.....34
Figure III.6 : Géométrie linéaire d'une antenne réseau de M éléments équidistants.....39
Figure III.7 : Diagramme de rayonnement d'une antenne réseau, avec 24 éléments et un espacement $d= \lambda/2$42
Figure III.8.Diagramme de rayonnement d'une antenne réseau, avec nombre d'éléments de 8 et un espacement $d= \lambda/2$42
FigureIII.9 Diagramme de rayonnement d'une antenne réseau, avec nombre d'élément de 24 et un espacement $d= \lambda/2$42

Liste des figures

Figure III.10 Diagramme de rayonnement d'une antenne réseau, avec 24 éléments et un espacement $d = \lambda/4$	43
Figure III.11 : Géométrie d'un réseau d'antenne.....	44
Figure III.12 : Diagramme de rayonnement d'une antenne réseau avec 8 éléments, deux interférences ($\theta_1 = 20^\circ, \theta_2 = 150^\circ$) et le signal utile $\theta_0 = 90^\circ$	50
Figure III.13 : Diagramme de rayonnement d'une antenne réseau avec 24 éléments, deux interférences ($\theta_1 = 20^\circ, \theta_2 = 150^\circ$) et le signal utile $\theta_0 = 90^\circ$	50
Figure III.14 : Diagramme de rayonnement d'une antenne réseau avec 8 éléments, deux interférences ($\theta_1 = 10^\circ, \theta_2 = 140^\circ$) et le signal utile $\theta_0 = 90^\circ$	51
Figure III.15 : Diagramme de rayonnement d'antenne réseau avec 8 éléments, deux interférences ($\theta_1 = 45^\circ, \theta_2 = 120^\circ$) et le signal utile $\theta_0 = 90^\circ$	51
Figure III.16 : Diagramme de rayonnement d'une antenne réseau avec 8 éléments, deux interférences ($\theta_1 = 20^\circ, \theta_2 = 150^\circ$) et le signal utile $\theta_0 = 110^\circ$	52
Figure III.17 : Diagramme de rayonnement d'une antenne réseau avec 8 éléments, deux interférences ($\theta_1 = 20^\circ, \theta_2 = 150^\circ$) et le signal utile $\theta_0 = 45^\circ$	52

Chapitre IV :

Figure IV. 1 : Cornet comme source primaire.....	54
Figure IV. 2 : Réflecteur parabolique : système focalisant en réflexion.....	55
Figure IV. 3 : Principe du multifaisceaux avec un système focalisant.....	56
Figure IV. 4 : Mise en offset du réflecteur pour éviter la zone d'ombre.....	58
Figure IV. 5 : Représentation d'un réflecteur parabolique en offset.....	59
Figure IV. 6 : Diagramme de rayonnement du feeder l'élément focaliseur.....	60
Figure IV. 7 : Représentation de l'apodisation.....	63
Figure IV. 8 : Représentation des pertes par débordement.....	64
Figure IV. 9 : Distribution du champ sur l'ouverture rayonnante équivalente du réflecteur.....	66
Figure IV.10 : Facteurs de gain et rendement du réflecteur.....	67
Figure IV.11 : Disposition d'éléments rayonnant en ligne.....	68
Figure IV.12 : Faisceaux multiples engendrés par le réflecteur.....	69
Figure IV.13 : Facteur de déviation des faisceaux.....	70
Figure IV.14 : Antenne multifaisceaux alimentée par une batterie de sept cornets.....	71
Figure IV.15 : Empreintes au sol générées par les faisceaux issus du réflecteur.....	72
Figure IV.16 : Couverture multispots.....	72

Tableau I.1 : types d'antennes.....7
Tableau II. 1:Bandes de fréquences.....16
Tableau IV. 1: Géométrie d'une antenne multifaisceaux à $_{3dB} = 0.3^\circ$ 62



LISTE DES STMBOLES

$\sim_0 = 4f \cdot 10^{-7} :$	Perméabilité du [V.s/A.m]
$v_0 = 8.8542 \cdot 10^{-12} :$	Diélectrique du vide [V.s/A.m]
$c = 1/\sqrt{\sim_0 \cdot v_0} = 3 \cdot 10^8 :$	Vitesse de la lumière dans le vide [m/s]
$\vec{B} = \sim_0 \cdot \vec{H}$	Phaseur du champ d'induction magnétique dans le vide[Tesla] .
$\vec{E} :$	Phaseur du champ électrique [V/m].
$\vec{H} :$	Phaseur du champ magnétique [A/m].
$\vec{S} :$	Vecteur de poynting[W/m]
$Z_0 :$	Impédance caractéristique du vide[] .
$\vec{k} :$	Vecteur d'onde .
$W :$	Densité d'énergie de l'onde.
$\lambda :$	Longueur d'onde [m].
$f :$	Fréquence d'onde[Hz] .
$\Delta f :$	Bande de fréquence[Hz].
$L :$	Longueur d'antenne[m].
$J :$	Densité de courant[A/m ²].
$\theta :$	Angle d'ouverture[Degré].
$P(r, \theta, \phi) :$	Densité de puissance radiale[W/m ²].
$P_F :$	Puissance fournie à l'antenne[W].
$P_E :$	Puissance effectivement [W].
$P_R :$	Puissance reçue [W].
$R_r :$	Résistance de rayonnement[] .
$R_p :$	Résistance de perte [] .
$\eta :$	Rendement [%].
$D(\theta, \phi) :$	Directivité[-].
$G(\theta, \phi) :$	Gain directif [-].
$G_0 :$	Gain directif maximal [-].
PIRE :	Puissance isotope rayonnée [W ou dBW].
$A_{eq} :$	Surface équivalente d'une antenne [m ²].
$L_S :$	Perte en espace libre[dB].
$L_a :$	Perte de propagation atmosphérique.
$B :$	Puissance rayonnée par un corps noir[W]
$P_B :$	Puissance de bruit[W].
$N_0 :$	Bruit additif [W/Hz].
$N :$	Puissance de bruit[W].
$T_{CN} :$	Température thermique du corps noire[K].
$T_a :$	Température de bruit de l'antenne[K].
$E_b :$	Energie par bit.
$R_b :$	Débit binaire .
$e :$	Excentricité de l'ellipse[-]
$v :$	Vitesse[m /s]
$G :$	Vconstante gravitationnelle[N.m ⁻² .kg ⁻²]
$F(\theta) :$	Polynôme de réseau.
$S(\theta) :$	Facteur de réseau .
$\phi :$	Décalage de phase.

$s(t)$:	Signal désiré.
$a(i)$:	Vecteur de direction.
A :	Matrice de direction.
A^T :	Transposé de la matrice de direction.
$V(t)$:	Vecteur de bruit gaussien additif.
$X(t)$:	Signaux reçus.
$Y(T)$:	Signal de sortie.
W :	Vecteur de pondération.
W^* :	Transposé et conjugué d'un vecteur de pondération.
W_{opt} :	Vecteur de pondération optimal.
R_{xx} :	Matrice de covariance.
R^{-1} :	Inverse de la matrice de covariance.
$ P_i $:	Energie de l'interférent.
:	Energie de bruit.
$I(M,M)$:	Matrice d'identité .
ANGLE DE POINTAGE	
$r(\)$	Distance entre le foyer et un point du réflecteur Y
H	OFFSET
F	DISTANCE FOCALE
D	Diamètre de réflecteur
θ_o	Angle de pointage de la source
B_L	Angle interception de parabole
θ_L	Angle entre le point de pointage de la source et l'offset
θ_H	Angle entre l'offset et le bord de réflecteur
$g(\)$	Diagramme de rayonnement en fonction de cosinus
K1	Facteur de gain dépend de perte par débordement
K2	Facteur de gain dépend de perte par apodisation
$g_{db}(\)$	Directivité en débit de la source dans la direction
N	Apodisation
θ_h	Demi angle intercepté par le réflecteur
C	Apodisation linéaire
BDF	Facteur de déviation des faisceaux
θ_f	L'écart entre deux faisceaux
S_{db}	Niveau de recoupement des spots
N_T	Zone de couverture

Introduction :

Le domaine des télécommunications connaît actuellement une croissance sans précédent. Le rythme de cette expansion ne devrait pas fléchir pendant de nombreuses années. En effet, l'émergence de nouvelles technologies assure le renouvellement des produits et étoffe les services proposés aux clients toujours plus exigeants.

Cependant, l'abondance de l'offre et de la demande s'accompagne d'une saturation des réseaux de transmission à l'échelle planétaire. Une façon de résoudre ce problème consiste à déployer une quantité grandissante de supports de transmission (comme les lignes de cuivre, les fibres optiques et les câbles coaxiaux) dont le principal inconvénient est de demander des infrastructures onéreuses à installer et à entretenir. La diffusion des signaux par faisceaux hertziens représente une autre solution permettant un déploiement rapide, évolutif et économique d'un système de communication. Quelques stations de base suffisent pour émettre vers un grand nombre d'abonnés équipés de récepteur.

Les réseaux de télécommunications terrestres occupent une place prépondérante comme moyen de transmission à haut débit. Mais dans les années 60, un nouveau procédé de diffusion par voie hertzienne depuis un satellite a vu le jour. Longtemps dénigré pour des raisons de coût, de durée de vie et de performances (délai et capacité de transmission), le satellite commence à trouver sa place sur le marché de la connexion haut débit notamment dans les zones périurbaines et rurales. Une fiabilité accrue des lanceurs, le progrès des techniques hyperfréquences (antennes à faisceaux conformés, réutilisation des fréquences, amplificateurs de plus en plus puissants ...) et l'augmentation considérable des applications sont à l'origine de l'émergence des télécommunications spatiales. C'est en fait dans les années 80 avec le développement de l'utilisation de la bande Ku qui permet l'emploi de stations munies d'antenne à petit diamètre que le marché a décollé avec notamment l'avènement des réseaux de données VSAT, des liaisons de reportage TV ainsi que la radiodiffusion par satellite directe. Aujourd'hui le satellite est devenu un canal d'échange entre des milliers de petites stations car il peut collecter et diffuser mieux que tout autre type de réseau des messages et des données entre des points répartis dans des régions isolées ou difficiles d'accès. Avec trois satellites seulement, il peut être établi un service mondial homogène couvrant la quasi-totalité du globe à l'exception des régions polaires très peu peuplées. Pour une couverture équivalente avec des moyens terrestres, il faudrait un réseau d'émetteurs au sol très dense, très coûteux et qui plus est très long à mettre en place. Les avantages liés à l'utilisation du satellite sont mis à profit dans un nombre toujours croissant de domaines comme la communication avec les mobiles, la télédiffusion numérique, la radiodiffusion sonore numérique pour mobile, transmission d'appels de détresse ou l'accès Internet à haut débit.

Pour des communications utilisant la propagation en espace libre des ondes électromagnétiques, l'antenne est un élément incontournable pour assurer l'émission et la réception de l'information. Les antennes utilisées dans le domaine du spatial requièrent des gains importants afin de compenser au mieux l'affaiblissement du trajet satellite-Terre et ainsi limiter la puissance des amplificateurs. Cette notion est surtout primordiale pour les antennes embarquées

sur le satellite qui doivent générer un gain optimum pour réduire la consommation d'énergie et donc la masse du satellite pénalisante en terme de coût de lancement. L'antenne multifaisceaux qui détient des architectures innovantes permet de produire de nombreux faisceaux rayonnants, bien découplés à l'intérieur d'une zone de couverture avec de faibles fluctuations de gain.

Problématique :

Avec seulement trois satellites, il est possible de transmettre sur la quasi-totalité du globe. Pour obtenir une couverture équivalente avec des moyens terrestres, il faudrait un réseau d'émetteurs au sol très dense et très coûteux.

De plus, la transmission de données s'effectue par liaison directe assurant ainsi un service homogène et ceci quelle que soit la position de l'utilisateur. La polyvalence totale des systèmes satellitaires se traduit par une omniprésence dans le domaine des télécommunications. Télévision, radio, Internet et multimédia, communications d'entreprise, et services de communications mobiles, le satellite peut être utilisé pour un large éventail d'applications, dont la coexistence peut être particulièrement avantageuse. Les informations entre la Terre et le satellite sont transmises par ondes électromagnétiques. Au fur et à mesure ces ondes se propagent le long du trajet radioélectrique (Terre/ satellite) et subissent un affaiblissement (pour un trajet de 36 000 kilomètres correspondant à peu près à la distance entre un point de la Terre et un satellite géostationnaire, l'intensité d'une onde radio de 100 W à l'émission n'est plus que de $1/(2 \cdot 10^{14})$ Watt par mètre carré à la réception).

La principale fonction des antennes utilisées dans les systèmes de télécommunications par satellite est de compenser la perte de puissance du signal qui se produit lors de son émission du sol vers l'espace (et vice versa). Les antennes spatiales installées à bord des satellites géostationnaires peuvent émettre, recevoir ou les deux à la fois.

La conception d'une antenne dépend des exigences de la mission, lesquelles deviennent de plus en plus complexes. Elles sont caractérisées par le nombre de zones de services, la bande passante, la réutilisation des fréquences, la connectivité des canaux entre les zones de service, la flexibilité et la tenue en puissance. Pour répondre à de nombreuses applications, le satellite embarque une multitude d'aériens.

Cependant, l'environnement spatial, le lanceur et le satellite imposent des contraintes sévères à la conception de l'antenne qui doit présenter le meilleur compromis entre les performances radioélectriques, mécaniques et thermiques.

Motivation :

Notre travail est stimulé par le besoin de concevoir une antenne multifaisceaux à haut gain pour satellite multimédia fonctionnant en bande Ka, il s'agit là d'une antenne à réflecteur alimenté par un réseau focal. On étudiera l'architecture qui permet à une seule antenne de produire de nombreux faisceaux rayonnants, bien découplés à l'intérieur d'une zone de couverture ajustable sur la terre, avec de faibles fluctuations de gain.

L'utilisation de plusieurs spots de faible ouverture (de $0,6^\circ$ à $1,2^\circ$) permet de séparer la zone de couverture en plusieurs zones plus petites et indépendantes et de multiplier ainsi par 10 le trafic

total pouvant transiter par le satellite en utilisant plusieurs fois la même bande passante. La taille des faisceaux étant réduite, le signal est plus concentré et son gain plus élevé. Il est donc possible d'utiliser des antennes plus petites abaissant ainsi le prix du terminal ou bien d'obtenir un débit plus conséquent à taille d'antenne équivalent

Organisation du travail :

Les travaux de ce mémoire ont consisté à l'étude d'une antenne multifaisceau à réflecteur parabolique alimentée par un réseau focal, celle-ci permet de générer des faisceaux étroits multiples qui représentent la nouvelle solution pour une couverture satellitaires plus efficace.

_ *Le premier chapitre* portera sur des généralités concernant l'antenne qui représente la pièce maîtresse de tout système de télécommunication à rayonnement électromagnétique. Nous aborderons aussi l'influence du gain sur les dimensions de l'antenne et ses retombés sur le bilan de liaison du sous système.

_ Au cours du *deuxième chapitre* on présentera une approche sur les systèmes de télécommunication par satellite, les différentes constellations d'orbites, le choix de la bande de fréquence ,quelques notions sur la couverture par faisceaux étroits ,la réutilisation de fréquence et les caractéristiques électromagnétiques des antennes spatiales .

_ *Le troisième chapitre* sera axé sur les antennes réseau et leur principe qui consiste à associer des rangés d'éléments rayonnants alimentés à travers des déphaseurs. Le diagramme de rayonnement global résulte de la combinaison des ondes rayonnées avec leurs amplitudes et déphasages respectifs. Il est facile de contrôler le diagramme de rayonnement et de l'adapter à la mission recherchée.

_ Une étude détaillée sur l'antenne multifaisceaux fera l'objet du *quatrième chapitre*, ces antenne qui comportent un réflecteur parabolöide symétrique éclairé par un ou plusieurs éléments rayonnants situés au point focal. Le décalage de la source par rapport à l'axe du réflecteur évite le blocage de l'ouverture du parabolöide par le dispositif rayonnant (alimentation décalée « offset fed reflector »), On étudiera par la suite la faisabilité, voir la conception de l'antenne multifaisceaux en bande Ka, on se penchera vers la configuration du système en bande large à l'émission et à la réception, tout en mettant en évidence les paramètres géométrique de l'antenne multifaisceaux.

Ce mémoire se termine par une conclusion sur les travaux présentés et par les perspectives de développement possibles.

Chapitre

1

Généralités sur les antennes



Chapitre

2

Systeme de télécommunication par satellite



I.1. Introduction :

Dans un système de communication, l'antenne est un composant à part entière qui nécessite une étude particulière. Tout en cherchant à optimiser les performances radioélectriques d'une antenne, on doit l'adapter aux applications les plus récentes (communications avec les mobiles, communications sans fil, antennes pour automobiles ou encore communications spatiales,) et répondre aux exigences d'intégration dans l'architecture des terminaux. L'antenne doit améliorer les performances radio globales d'un terminal.

I.2. Les Antennes :

I.2.1. Définition :

Une antenne est un élément servant de transition entre onde guidée (dans une ligne coaxiale ou guide d'onde) et l'espace libre, de par sa structure elle permet de détachement des champs électromagnétique de leur support métallique et leur rayonnement dans l'espace et inversement de plus une antenne peut servir à diriger dans la direction désirée.

I.2.2. Génération d'onde :

Une onde EM se propageant dans l'espace peut être produite:

- par des **courants**, représentés vectoriellement par une densité de courant J en A/m^2 . C'est le cas des antennes filaires.
- par une **ouverture** dans un volume où règne un champ EM, par exemple l'extrémité ouverte d'un guide d'onde. C'est le principe des antennes paraboliques.

La Figure suivante illustre le cas d'un dipôle (antenne filaire) et d'une antenne parabolique.

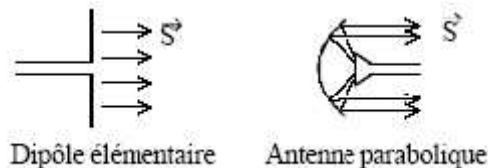


Figure I.3 : Génération d'onde.

I.2.3. Zones de rayonnement d'une antenne :

On distingue pour chaque type d'antenne trois zones de rayonnement :

- Zone de Rayleigh (ou zone de champ proche),
- Zones de Fresnel,
- Zones de Fraunhofer (ou zones de champ lointain),

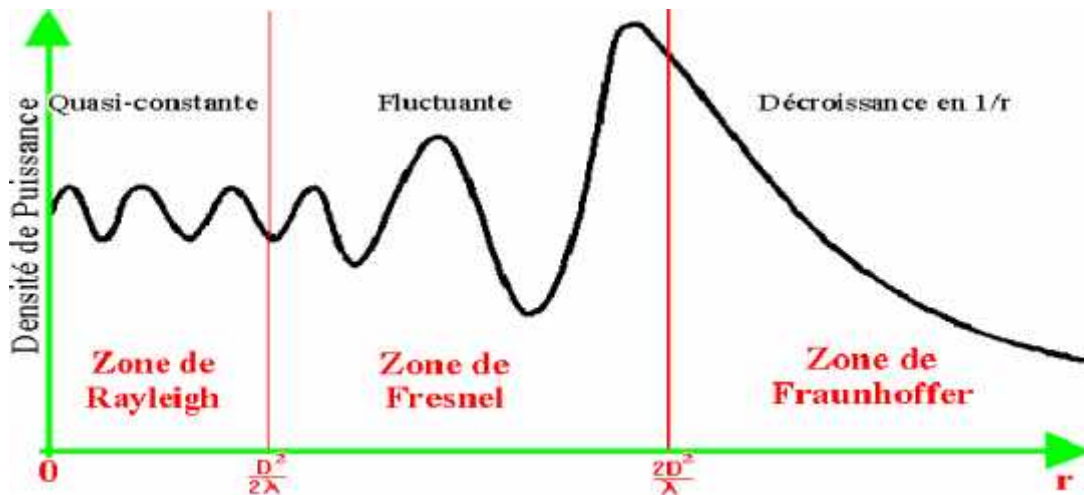


Figure I.4 : Différentes zones de rayonnement

I.2.4. Propriétés du rayonnement d'une antenne :

Tout rayonnement, dans la zone de champ lointain, possède les caractéristiques suivantes (coordonnées sphériques) :

- Le champ magnétique H décroît en $1/r$
- Le champ électrique E décroît en $1/r$.
- La densité de puissance S décroît en $1/r^2$

I.2.5. Puissance rayonnée du dipôle élémentaire :

Si on intègre la densité de puissance $S(r, \theta, \phi)$ sur une sphère de rayon r, on obtient la puissance rayonnée suivante :

$$P_e = \frac{2f}{3} \cdot Z_0 \cdot \left[\frac{L}{\lambda} \right]^2 I_{eff}^2 \quad (I.26)$$

On en déduit la résistance de rayonnement :

$$R_r = \frac{2f}{3} \cdot Z_0 \cdot \left[\frac{L}{\lambda} \right]^2 = 789.02 \left[\frac{L}{\lambda} \right]^2 \quad (I.27)$$

Nous verrons l'importance de la résistance de rayonnement R_r pour les calculs de rendement.

I.2.6. La polarisation :

La polarisation de l'antenne décrit la forme et l'orientation du chemin que fait l'extrémité du vecteur champ électrique ou magnétique lorsqu'il évolue avec le temps et ce en un point donné de l'espace. Ce chemin peut être une ligne, un cercle ou une ellipse, selon la manière dont est alimentée l'antenne. On obtient alors respectivement une polarisation rectiligne, circulaire ou elliptique.

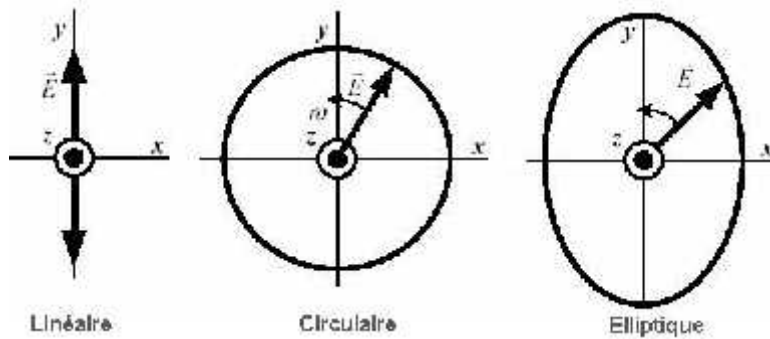


Figure I.9 : Types de polarisation

I.2.6.1. Polarisations linéaire :

Le champ E n'a qu'une composante variant sinusoïdalement sa trajectoire est donc un segment de droite. Un dipôle génère classiquement une onde EM polarisée linéairement.

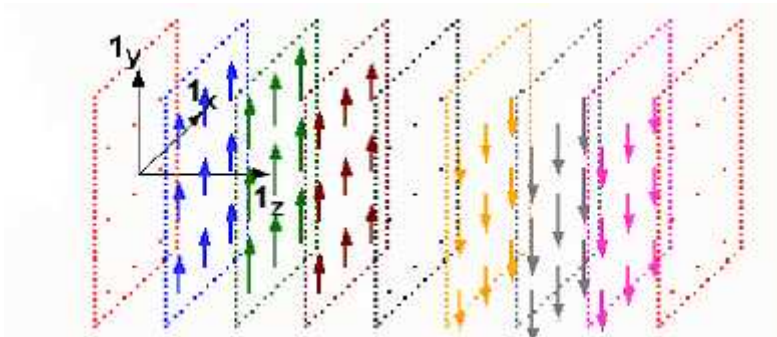


Figure I.10 : Polarisation linéaire.

I.2.6.2. Polarisations circulaire :

Le champ E a deux composantes E_x et E_y de même amplitude et déphasées de 90 degrés, son extrémité décrit un cercle.

Pour les communications terrestres, fixes ou mobiles, une polarisation linéaire verticale ou horizontale suffit. Pour des communications avec des engins spatiaux en rotation sur eux mêmes, une polarisation circulaire permet au récepteur de recevoir un signal indépendamment de la position angulaire de l'antenne d'émission.

On peut générer et recevoir une polarisation circulaire au moyen de dipôles croisés alimentés avec un déphasage de 90 degrés produit par une ligne de $\lambda/4$ (Figure I.11).

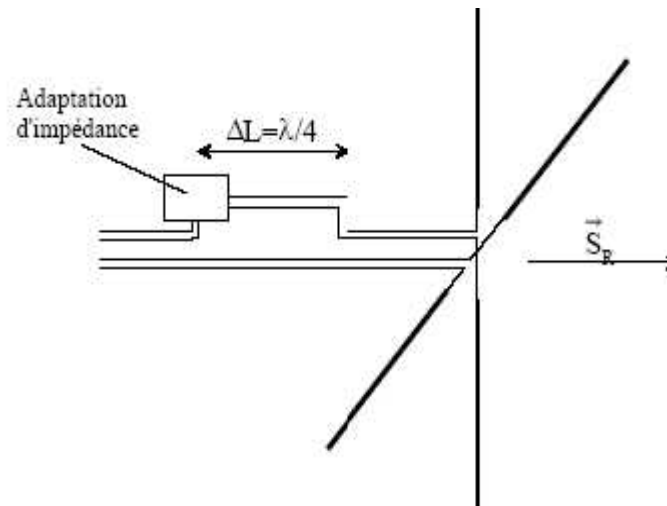


Figure I.11 : Polarisation circulaire

I.2.6.3. Polarisations elliptique :

La polarisation elliptique correspond au cas général d'un champ E comprenant deux composantes E_x et E_y d'amplitudes et de phases quelconques.

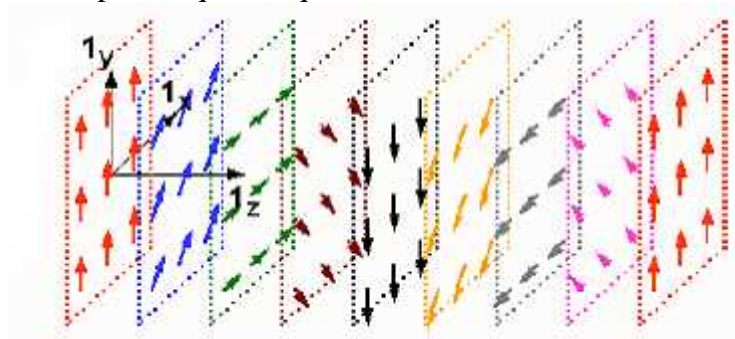


Figure I.12 : Polarisation elliptique.

I.3. Caractéristiques d'une antenne :

I.3.1. Principe de réciprocité :

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

I.3.2. Directivité :

La *directivité* (parfois appelée gain directionnel, ce qui porte à confusion...) d'une antenne est définie ainsi

$$D(\theta, \phi) = \frac{P(r, \theta, \phi)}{P_{iso}}$$

Avec

(I.32)

$P(r, \theta, \phi)$: Densité de puissance radiale [W/m²]

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 , car les deux densités décroissent en $1/r^2$.

I.3.3. Gain en puissance et rendement :

Le rendement d'une antenne est défini ainsi :

$$\gamma = \frac{P_e}{P_f} \quad \% \quad (I.33)$$

avec P_e est la puissance émise,
 P_f est la puissance fournie.

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.

Gain directif :

$$G(\theta, \phi) = \gamma \cdot D(\theta, \phi) \quad (I.34)$$

Gain :

$$G(\theta, \phi) = \max(G(\theta, \phi)) \quad (I.35)$$

Le gain d'une antenne correspond au meilleur gain directif dans une plusieurs direction(s). Les plus grands gains sont obtenus avec des antennes paraboliques (20 à 60 dB).

Remarque : 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.

On déduit la densité de puissance d'une antenne par rapport à la puissance fournie P_f :

$$p(r, \theta, \phi) = G(\theta, \phi) \cdot \frac{P_f}{4\pi \cdot r^2} \quad (I.36)$$

De fait, le gain en puissance d'une antenne est un paramètre plus intéressant que sa directivité; en effet, comme le rendement γ est inclus, on peut calculer la densité de puissance en introduisant directement la valeur de la puissance fournie P_f .

I.3.4. 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.

I.3.4.1. Lobe principal, lobes secondaires et angle d'ouverture et largeur de faisceau:

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 angle d'ouverture l'angle du cône à $G_0/2$ (-3 dB) sur le diagramme de rayonnement.

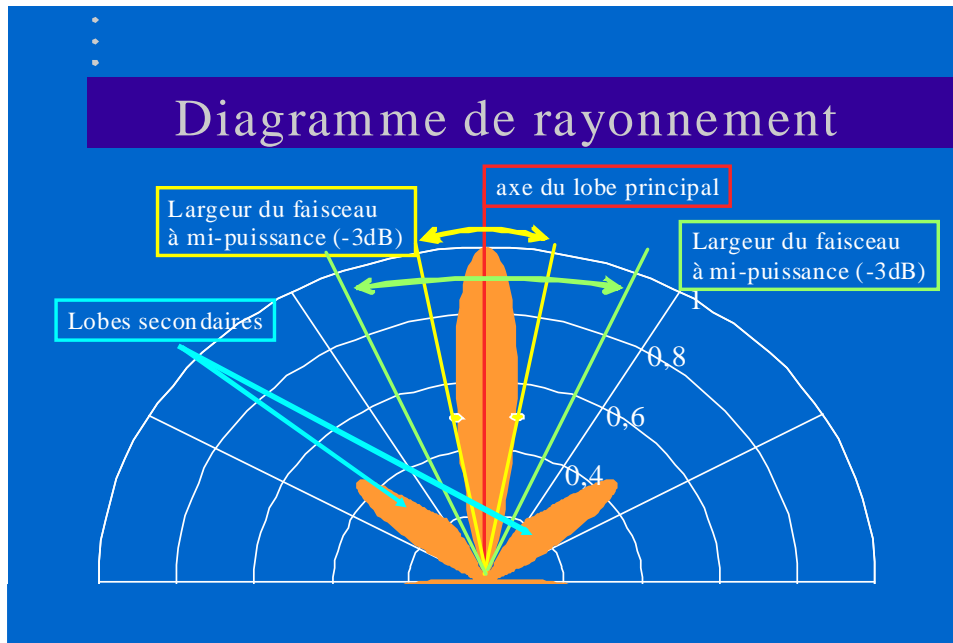


Figure I.14 : Diagramme de rayonnement

I.4. Types d'antenne :

Il existe des dizaines de types d'antennes, différents par leur fonctionnement, leur géométrie, leur technologie...

On distingue les types d'antennes suivantes :

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

Tableau I.1 : Types d'antennes

I.4.1. Antennes paraboliques :

C'est l'antenne parabolique utilisée en télécommunications :

- Faisceaux hertziens (4 à 12 GHz)
- Stations terrestres pour les télécommunications spatiales
- Antennes de satellites

Les antennes paraboliques se caractérisent par une directivité très forte. On les utilise en général pour des fréquences plus hautes que 1 GHz. En dessous de 400 MHz, leur taille devient problématique.

L'antenne parabolique est constituée d'un *cornet* (antenne de type ouverture) et d'un réflecteur parabolique

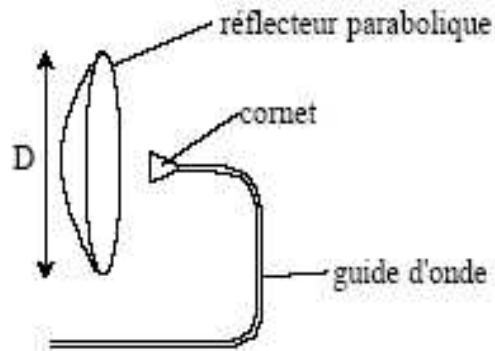


Figure I.15 : Antenne parabolique.

Le réflecteur parabolique transforme une onde sphérique en onde plane. On ne peut cependant pas obtenir une transformation totale: il faudrait pour cela un réflecteur de diamètre D infini. On montre que le gain maximal G_0 d'une telle antenne est le suivant :

$$G_0 = k \left[\frac{f \cdot D}{\lambda} \right]^2 \quad (\text{I.39})$$

Où k est un paramètre variant de 0.5 à 0.8.
On déduit la surface équivalente :

$$A_{eq} = k f \cdot \frac{D^2}{4} = k S \quad (\text{I.40})$$

Où S est la surface du disque du réflecteur parabolique.
L'angle d'ouverture à -3dB est approximé par

$$\theta = 70 \cdot \frac{\lambda}{D} \quad (\text{I.41})$$

I.4.1.1. Principe des antennes réflecteur :

Le réflecteur parabolique d'une antenne est excité par un cornet situé au foyer le cornet est alimenté par un Guide d'onde, qui agit comme un filtre passe haut pour ne laisse passer qu'un les modes de propagation

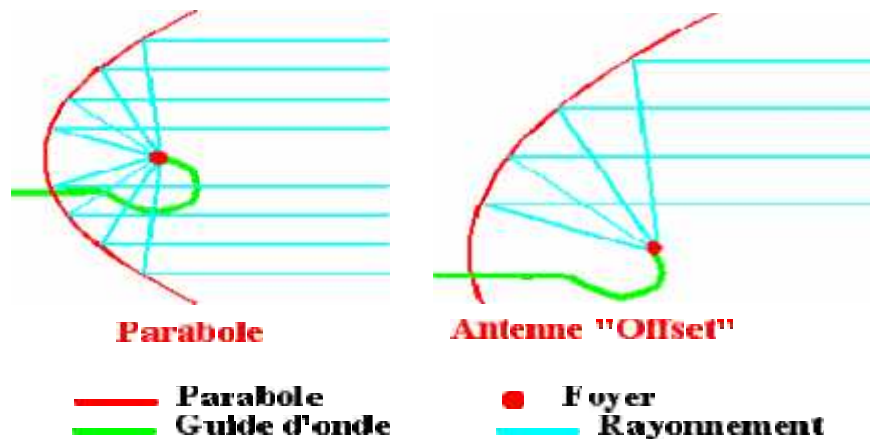


Figure I.16 : Rayonnement d'une antenne parabolique.

I.5. Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons pu voir que les antennes constituent des éléments indispensables pour assurer le couplage entre les équipements et le milieu de propagation. En effet de nombreux systèmes de communication utilisent la propagation des ondes électromagnétiques à travers l'espace environnant. Il est donc nécessaire de concevoir des antennes bien adaptées, avec un bon gain, une bonne pureté de polarisation, linéaire ou circulaire sur des bandes de fréquences souvent très larges pour les antennes planaires, omnidirectionnelles ou au contraire très directives, pilotables en fréquence ou en polarisation etc. Mais on doit chercher aussi des antennes faible coût et les plus petites possibles, car la taille de l'antenne étant proportionnelle au gain cela influe directement sur le bilan de liaison , en d'autres termes le bilan de liaison dépend essentiellement de la **P.I.R.E.** Pour une puissance de transmission G_T disponible, la **P.I.R.E.** est d'autant plus grande que le gain de l'antenne de l'émission G_T est élevé.

Chapitre

3

Antenne réseau



II. 1. Introduction :

Les premiers concepts de communication par satellite ont été élaborés dans les années 45. Arthur C. Clarke écrivain, mais aussi scientifique, fut la première personne à avoir lancé un projet de satellite de communications. Le premier satellite capable d'envoyer des ondes radios en direction de la terre, fut SPUTNIK-I (1957). Depuis la technologie de communication, réservée dans un premier temps au monde scientifique et militaire, c'est peu à peu démocratiser, pour s'étendre au grand public. Depuis 50 ans les communications, ainsi que les supports de communication ont sensiblement augmenté et évolué, laissant au fil des années, des possibilités grandissantes.

II. 2. Les Services de télécommunications par satellites :

Les satellites de télécommunications peuvent être classés en fonction des services qu'ils sont appelés à rendre. On distinguera ainsi les services de téléphonie, les services de télédiffusion et enfin les services de transmission de données. Une telle classification pourrait être rendue obsolète dans quelques années par le développement attendu des systèmes satellitaires multimédia qui pourraient, en théorie, véhiculer n'importe quel service.

II. 2.1. La téléphonie :

On peut distinguer les systèmes de téléphonie fixe par satellite et les systèmes de téléphonie mobile par satellite. La téléphonie fixe par satellite concerne essentiellement les appels internationaux qui mettent en jeu un satellite. Les satellites utilisés sont de type géostationnaire. Ces systèmes sont de plus en plus remplacés, lorsque c'est rentable, par des câbles sous marins.

A côté de la téléphonie fixe par satellite on trouve la téléphonie mobile par satellite et dans ce domaine, deux familles de systèmes existent. Les systèmes de téléphonie mobile par satellites géostationnaires et les systèmes de téléphonie mobile par satellites MEO et LEO. Parmi les systèmes utilisant des satellites GEO on peut citer *Inmarsat* qui a été le premier système de communications mobiles par satellites d'abord pour la desserte en mer puis en avion et en terrestre. Des systèmes sont actuellement en développement. On peut ainsi citer le cas récent de *Thuraya* qui offre un service de téléphonie mobile sur l'Asie centrale, le Moyen Orient, l'Afrique centrale et l'Europe. Ce système a la particularité d'offrir de la téléphonie mobile au moyen d'un satellite géostationnaire. Le terminal de taille raisonnable (à peine plus volumineux qu'un terminal GSM) à une antenne omnidirectionnelle mais réussit cependant à "passer" le bilan de liaison d'un système GEO.

Parmi les systèmes de téléphonie mobile par satellites LEO on citera *Iridium* qui n'a pas connu le succès commercial escompté et dont le service a été arrêté peu de temps après la mise en service. On peut aussi mentionner *Globalstar* qui connaît aussi quelques difficultés commerciales. Ces deux systèmes sont à couverture mondiale ou quasi mondiale.

II. 2.2. La télédiffusion :

La transmission vidéo par satellite est la première application des satellites de télécommunications. Elle est estimée à 60% de la capacité du secteur spatial. La transmission peut être faite en utilisant les normes vidéo analogiques (PAL, SECAM, NTSC) mais dans la plupart des systèmes actuels ce sont les normes vidéo numériques qui sont utilisées. On utilise essentiellement la norme DVB-S (Digital Video Broadcasting Satellite) qui utilise un codage MPEG-2 du flux vidéo et permet le transfert du signal entre les systèmes à satellites, les systèmes hertziens et les systèmes par câbles. Tous les bouquets satellites européens utilisent (obligation réglementaire) la norme DVB-S. La norme numérique audio correspondante pour la diffusion de radio numérique s'appelle le DAB (Digital Audio Broadcasting).

Le premier système de télédiffusion directe numérique par satellite DIRECT TV aux Etats Unis est entré en service en 1994. En France deux bouquets ont été lancés en 1996 (TPS et Canal Satellite). Ces systèmes utilisent des satellites géostationnaires ce qui permet d'utiliser des antennes fixes chez les usagers. DIRECT TV possède ses propres satellites alors que Canal Satellite utilise un satellite Astra à 19° Est et TPS un satellite Eutelsat Hot Bird à 13° Est. La télédiffusion directe par satellite est une activité en forte croissance. Fin 97, 70 millions de téléviseurs dans le monde utilisaient la réception directe par satellite et on est arrivé à plus de 200 millions d'utilisateurs en 2005.

II.2.3. La transmission de données :

La transmission de données constitue la troisième grande application des satellites de télécommunication.

➤ Les réseaux d'entreprise VSAT

Les réseaux d'entreprise par satellite sont apparus vers 1980 grâce à la diminution de la taille et donc du coût des stations terriennes. Cette diminution a permis au satellite de concurrencer efficacement les infrastructures terrestres pour des réseaux d'au moins quelques dizaines de sites. On parle de VSAT (Very Small Aperture Terminal) pour des stations terriennes dont le diamètre d'antenne est inférieur à 2,4 mètres.

➤ La radio messagerie

La radio messagerie par satellites est un service offert sur plusieurs satellites GEO comme Inmarsat-C et D, OmniTracs ou encore EutelTracs. Elle existe aussi sur des constellations en orbite basse telle OrbComm.

➤ L'Internet par satellite

L'Internet par satellite est un sujet très important actuellement et le satellite fait partie des solutions d'accès local au même titre que le LMDS, l'ADSL, les solutions câblés ou d'autres technologies. Le programme SkyBridge d'Alcatel actuellement arrêté pour des problèmes de financement fait partie de ce type de systèmes.

II. 3. Caractéristiques principales des systèmes satellitaire :

II.3.1. Orbites :

Un satellite de télécommunications est un relais hertzien en orbite. Le fait d'être en orbite par rapport à un relais terrestre conduit aux conséquences suivantes :

- un système satellitaire demande peu d'infrastructures terrestres;
- un système satellitaire peut fonctionner indépendamment des autres systèmes terrestres;
- un système satellitaire possède une large couverture.

En conséquence un système satellitaire peut être déployé rapidement tout en couvrant une population importante.

Le satellite en orbite est soumis à des lois de dynamiques célestes. La force principale appliquée au satellite est l'attraction terrestre et les lois de Kepler les plus importantes pour cet exposé sont les suivantes :

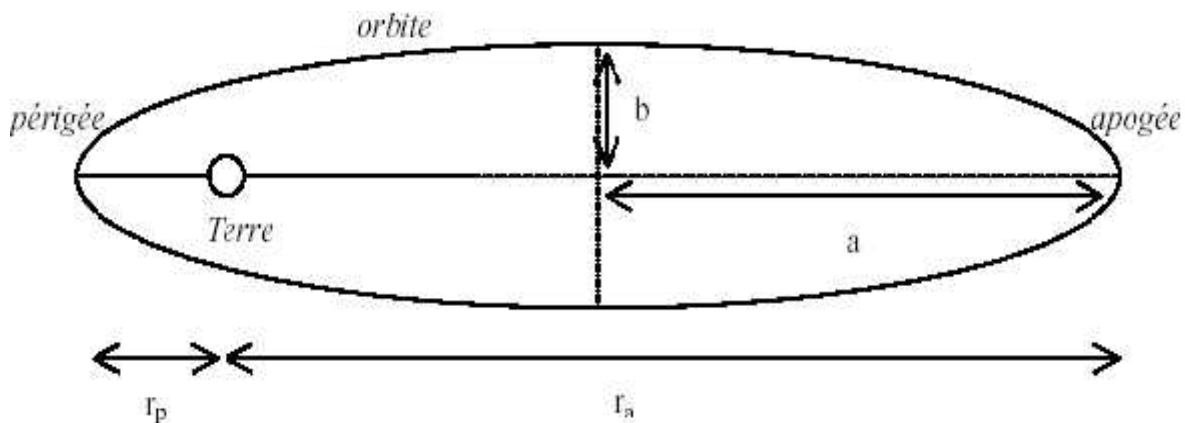


Figure II.1: Trajectoire d'un satellite

Le satellite se meut dans un plan (plan orbital) et sa trajectoire est une ellipse dont la Terre occupe un foyer. L'ellipse possède un demi grand axe noté a et un demi petit axe noté b . On définit l'excentricité e de l'ellipse :

$$e^2 = 1 - \frac{b^2}{a^2} \quad (\text{II.1})$$

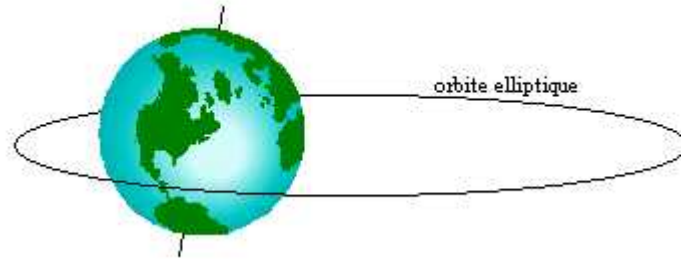


Figure II.2 : Orbite elliptique

Le cas de l'orbite circulaire est celui où $e=0$, a et b sont alors égaux.

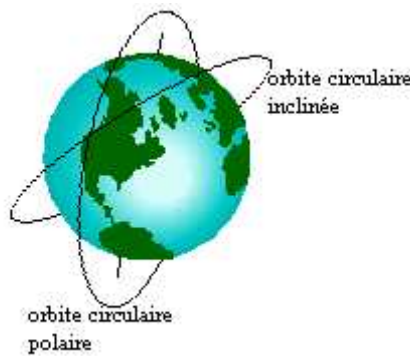


Figure II.3 : Orbite circulaire

Le vecteur du centre de la Terre au satellite balaye des aires égales en des temps égaux. Le point de l'orbite où le satellite est le plus éloigné de la Terre (apogée) est donc le point où la vitesse du satellite est la plus faible. Inversement la vitesse sera maximale au périhélie (point où le satellite est le plus près de la Terre) car la vitesse " v " est inversement proportionnelle à son altitude " h " selon la relation :

$$\epsilon^2 = Gm\left(\frac{2}{h} - \frac{1}{a}\right) \quad (\text{II.2})$$

Où G est la constante gravitationnelle, m la masse du satellite et a le demi grand axe de l'orbite.

Pour une orbite circulaire la vitesse est constante.

Le rapport du carré de la période de révolution T au cube du demi grand axe a de l'ellipse est le même pour tous les satellites : $\frac{T^2}{a^3} = cste$

Connaissant la masse " M " de la Terre : $M=5.98 \cdot 10^{24}$ kg, et la période de rotation de la Terre sur elle-même : $T=86164$ sec, nous pouvons déduire le rayon " a " du cercle représentant l'orbite :

D'après la troisième loi de Kepler :

$$\frac{T^2}{a^3} = \frac{4\pi^2}{GM} \Leftrightarrow a^3 = \frac{T^2 GM}{4\pi^2} \Leftrightarrow a = \sqrt[3]{\left(\frac{T^2 GM}{4\pi^2}\right)} \quad (\text{II.3})$$

et donc, avec les valeurs de T, M et $G=6.67 \cdot 10^{-11} \text{N.m}^2.\text{kg}^{-2}$, on en déduit : $a = 42179 \text{ Km}$, mais comme "a" est la distance depuis le centre de la Terre, l'altitude "h" est donnée par :

$$h = a - R \quad (\text{II.4})$$

Avec R le rayon de la Terre ($R=6378 \text{ Km}$).

Donc l'altitude d'un satellite en orbite géostationnaire est $h=35801 \text{ km}$.

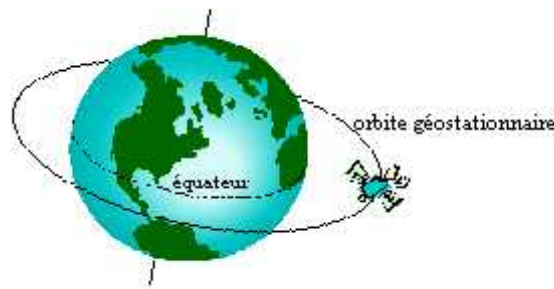


Figure II. 4: Orbite géostationnaire

II.3.2 Classification des satellites de télécommunication :

Les systèmes de télécommunications par satellites sont classés en fonction de l'altitude des satellites. On distingue ainsi :

- Les systèmes **GEO** (Geostationary Earth Orbit) qui correspondent à des satellites évoluant sur l'orbite géostationnaire.
- Les systèmes **MEO** (Medium Earth Orbit) qui correspondent à des satellites évoluant sur l'orbite médiane de 5.000 à 15.000 km et au dessus de 20.000 km.
- Les systèmes **LEO** (Low Earth Orbit) qui correspondent à des satellites évoluant en orbite basse de 700 à 1.500 km.

En dessous de 700 Km l'atmosphère est encore trop dense pour maintenir un satellite à poste sans épuiser très rapidement ses réserves. Entre 1500 et 5.000 Km et 15.000 et 20.000 Km se trouvent deux régions appelées "ceintures de Van Allen" basses et hautes qui sont des zones à haute densité de particules (vent solaire) piégées par le champ magnétique terrestre dans lesquelles il est déconseillé de placer un satellite.

II.3.2.1 Les systèmes GEO :

Les systèmes *GEO* ont été les premiers utilisés et restent aujourd'hui majoritaires. L'orbite est extrêmement encombrée et l'on trouve presque un satellite tous les deux degrés. L'avantage de cette orbite est évidemment le fait que le satellite reste fixe par rapport à la Terre et qu'il n'est pas nécessaire de le poursuivre au moyen d'antennes mobiles au sol. L'avantage vient aussi du fait que l'altitude du satellite étant très élevée (environ 36.000 Km), ce dernier "voit" environ 42% de la surface de la Terre. Grâce à l'orbite géostationnaire, l'entier de la planète (excepté une petite partie aux deux pôles) peut être couvert à l'aide de trois satellites comme le montre la figure II.5

En rouge : zones couvertes par deux satellites simultanément.

En bleu : zones couvertes par un seul satellite.

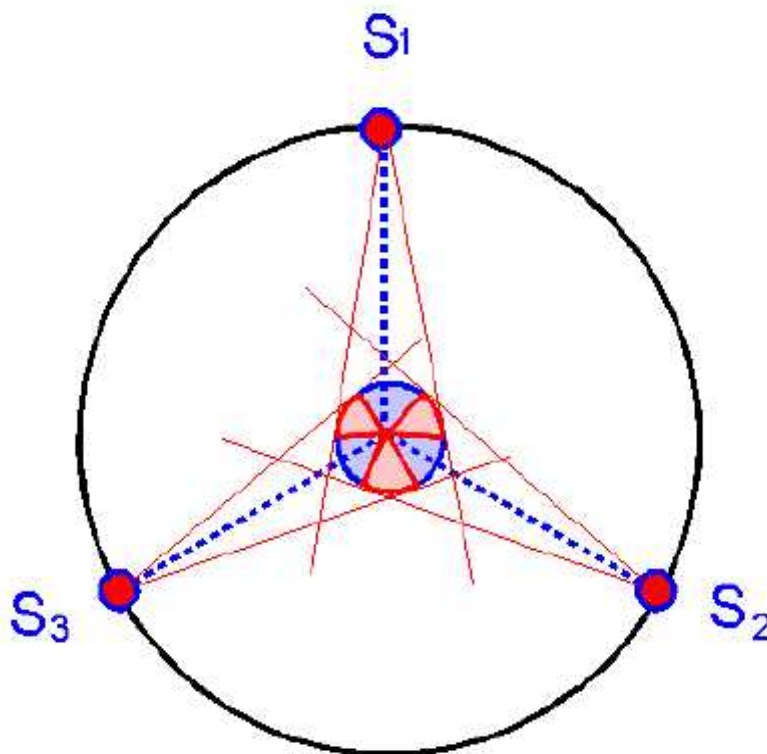


Figure II. 5 : Couverture à l'aide de trois satellites GEO

Les inconvénients sont le temps de propagation, il faut compter environ 250 ms pour un aller et retour vers le satellite et une perte en espace libre d'environ 200 dB à prendre en compte dans l'établissement du bilan de liaison.

II.3.2.2. Les systèmes LEO :

Les systèmes *LEO* ont été très en vogue au début des années 2000 et plusieurs grands systèmes (Iridium, Globalstar, SkyBridge, Teledesic) se basent sur de telles constellations. L'avantage de ces systèmes est le temps de propagation très court, typiquement 10 ms de temps de propagation pour un satellite à 1.500 Km d'altitude ainsi qu'un bilan de liaison nettement plus favorable que pour un système GEO. Ces avantages font de ces systèmes

d'excellents candidats pour des applications interactives mettant en jeu des terminaux mobiles avec des antennes omnidirectionnelles et des amplificateurs de faibles puissances.

II.4 Les bandes de fréquences :

Les bandes de fréquences mises en œuvre pour les communications par satellite sont le plus souvent comprises entre 1 et 30 GHz. En dessous de 1 GHz les ondes sont principalement réfléchies et diffusées par l'atmosphère. Au dessus de 30 GHz les liaisons satellitaires sont possibles mais l'absorption atmosphérique est importante et la technologie d'amplification plus complexe.

La bande de fréquence 1-30 GHz est divisée en sous bandes désignées par des lettres :

<i>Bande</i>	Fréquence en GHz		<i>Usage</i>
	Liaison montante	Liaison descendante	
L	1.6265/1.6605	1.530/1.559	Mobile
S	2.655/2.620	2.500/2.655	Télécommunication et Télédiffusion
C	5.925/6.425	3.700/4.200	Télécommunication
X	7.900/8.400	7.250/7.750	Gouvernementale
Ku	14.000/14.500	10.950/11.200 11.450/11.700 11.700/12.200	Internationale Internationale Télécommunication
	17.300/17.800	12.200/12.700	Télédiffusion
Ka	27.000/30.000	17.700/20.200	Télécommunication
	30.000/31.800	20.200/21.200	Gouvernementale

Tableau II. 1:Bandes de fréquences

Globalement on peut "résumer" les phénomènes de propagation en considérant que plus la fréquence est basse meilleure est la propagation car l'atténuation due aux précipitations croît avec la fréquence. Cette atténuation, causée par l'absorption d'énergie par les gouttes d'eau est ainsi pratiquement inexistante en bande L et devient sensible à partir de 4 GHz.

Bande L :

-MSS (terminaux mobiles etc.), TV UHF, Téléphones cellulaires (c.f. Iridium), Liens de télévision pour les studios.

-Utilisée depuis début 1970.

-Initialement, seuls 30MHz de «liaison montante» et «liaison descendante» ont été alloués pour les applications mobiles.

-Les premiers MSS avaient des paraboles (antenne en forme d'assiette) qui devaient pointer directement sur le satellite, et demandaient des équipements larges, ou bien des antennes d'une longueur de 1m.

-Aujourd'hui : équipement de la taille d'un câble, et téléphones portables. L'antenne n'a pas besoin de pointer dans la direction du satellite.

Pas d'atténuation due à la pluie, mais dégradation de la liaison à cause de l'ionosphère.

Bande S :

Utilisée pour des activités de recherches gouvernementales autour du globe, surtout NASA. En particulier, des activités de recherche dans l'espace profond.

-Récemment adoptée par l'ITU pour des applications futures de MSS et de mobiles.

Plus de pertes atmosphériques que la bande L.

La bande C :

. La première bande à être utilisée pour des applications commerciales.

Applications : Fixed Satellite Service (FSS) ex : DHT, services micro-ondes terrestres.

-La bande passante totale :

Multiplions par 2 en utilisant les 2 polarisations,

Multiplions par 128 en supposons 2° d'écart entre des satellites adjacents.

Facteur de 2-5 de réutilisation spatiale

On obtient 568 GHz à 1.44 THz, comparable aux bandes passantes dans les réseaux terrestres.

La bande X :

Surtout des applications FSS militaires, ainsi que météorologiques. Les équipements sont plus chers que ceux de la bande C.

La bande Ku :

-Applications : FSS (surtout DHT) et BSS (Broadcast Satellite Services), services micro-ondes terrestres, applications interactives de communications de voix et de données.

-Antenne de 45cm de diamètre. VSAT (Very Small Aperture Terminal).

-En tenant compte la polarisation, des satellites espacés par 2° et la réutilisation spatiale (Facteur de 10), on obtient une bande passante de 4 THz.

-Plus vulnérable à la pluie.

La Bande Ka :

-Beaucoup de bande passante disponible.

-On peut utiliser des antennes plus petites, ce qui permettrait une densité plus grande (que 1 sur 2°) de satellites.

-Meilleure utilisation spatiale, car il est plus facile de créer des faisceaux concentrés.

-Très vulnérable à la pluie.

-Des antennes très petites : USAT (Ultra Small Aperture Terminals) permettent la transmission bidirectionnelle de débit de 384 Kbps-2 Mbps

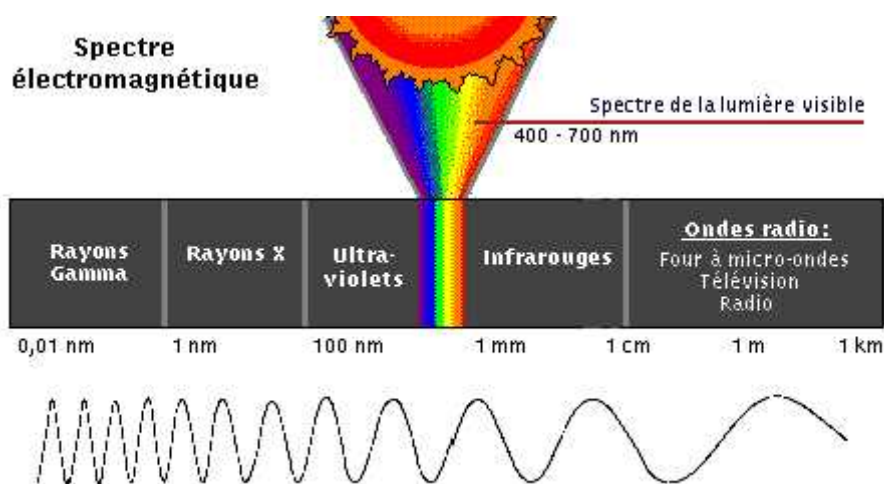


Figure II. 6 : Spectre électromagnétique

II.4.1 Saturation de la bande Ku, utilisation de la bande Ka :

Les satellites sont espacés sur l'orbite géostationnaire de 2, 3, ou 6° selon les Services et les Régions.

A partir d'une même position orbitale, les fréquences sont utilisées plusieurs fois par isolation des polarisations (linéaire horizontale et verticale, circulaire gauche et droite) et par la séparation des zones de couverture (diminution des dimensions des zones de couverture, multiplication des "spots").

Malgré cette optimisation des ressources spectrales et orbitales, le spectre des fréquences en bande Ku est de plus en plus saturé. A certaines positions orbitales, le spectre réservé en bande Ku pour les services SFS et SRS étant totalement occupé, certains opérateurs de satellites mettent en place des charges utiles en bande Ka.

Les fréquences en bande Ka subissent des affaiblissements de propagation importants. Des techniques permettant de limiter les conséquences des affaiblissements hydro-météorologiques ont en conséquence été mises au point. Des équipements peu onéreux sont disponibles pour accéder à ces nouvelles capacités.

La voie est maintenant ouverte pour une exploitation commerciale intense de la bande Ka.

II.4.2. Pour quoi la bande Ka ?

La bande de fréquence Ka qui utilise des fréquences plus élevées (27 à 40 GHz) posait des problèmes de transmission dus à sa sensibilité aux contraintes hydrométéorologiques. Cela est particulièrement sensible du côté des centres terrestres (*hubs*) en cas de tempête. Des évolutions techniques ont permis de limiter les conséquences de la météo sur le signal en utilisant un *hotswitch* entre deux hubs reliés ensemble à quelques dizaines de kilomètres de distance.

La bande Ka peut donc être utilisée pour les nouveaux services, en particulier pour les voies remontantes des connexions multimédias par satellite, et devrait permettre de mieux répondre à la demande. Un deuxième avantage de la bande Ka est dû à sa fréquence plus élevée que la bande Ku : les antennes peuvent être plus petites pour un même débit ou bien, à taille équivalente, la même antenne permet un débit plus élevé. La bande Ka est donc doublement un facteur de baisse des coûts pour les satellites multimédias.

En plus la bande Ka peut donner un facteur de réutilisation de fréquence très élevé grâce à une technique dite de réutilisation de fréquence qui permet aux satellites de communiquer avec plusieurs stations terrestres en utilisant la même fréquence, en transmettant dans des faisceaux étroits orientés sur chacune des stations. Les largeurs des faisceaux peuvent être ajustées pour couvrir des zones aussi grandes que les États-Unis ou aussi petites que la Belgique. Deux stations suffisamment éloignées l'une de l'autre peuvent recevoir des messages différents transmis sur la même fréquence. Les antennes des satellites ont été conçues pour émettre dans différentes directions, en utilisant le même réflecteur. Le concept des communications à faisceaux étroits multiples fut démontré avec succès en 1991 avec le lancement d'*Intelsat*, développé par le Conseil de recherche italien. Avec six faisceaux étroits fonctionnant à 30 GHz sur la liaison montante et 20 GHz sur la liaison descendante.

II.5. Stratégies de réutilisation de fréquence :

Un système de télécommunication qui couvre une large zone ne peut pas prendre en charge tous les utilisateurs dans cette zone. Si la largeur de bande disponible est utilisée une seule fois dans la zone de couverture, deux canaux distincts où plus peuvent exister dans la même bande de fréquence, si un certain mécanisme est utilisé pour réduire au minimum les interférences entre ces derniers. La séparation, en général spatiale, dans la distance, dans l'angle, ou dans la polarisation est exploitée pour la réutilisation de fréquence. Dans un tel système une capacité par unité surfacique doit être suffisante pour la densité des utilisateurs. La capacité par unité de zone de couverture peut être mesurée en bits/second/Km .

II.5.1. Réutilisation de fréquence :

La réutilisation de fréquence est la base des systèmes multifaisceaux. Dans ces derniers, les fréquences du système sont réutilisées en zones séparées ou bien Spot (empreinte du satellite sur la terre). Ce concept est illustré dans la figure (II.7), où les mêmes fréquences sont utilisées pour les deux spots. Chaque ensemble de spot utilise les mêmes fréquences. Les spots qui utilisent la même fréquence sont assez lointains pour éviter les interférences co-canal.

Cette approche de réutilisation de fréquence présente l'interférence co-canal, et la capacité est limitée par l'interférence aussi bien que par le bruit.

Pour le rapport S/N, la mesure de qualité de canal est de $SINR = S / (I+N)$ (le rapport signal sur interférence plus bruit où I est l'interférence et N le bruit thermiques, ...). La réutilisation de fréquence permet aux systèmes modernes d'offrir une capacité beaucoup plus élevée que des systèmes plus anciens de radiotéléphonie.

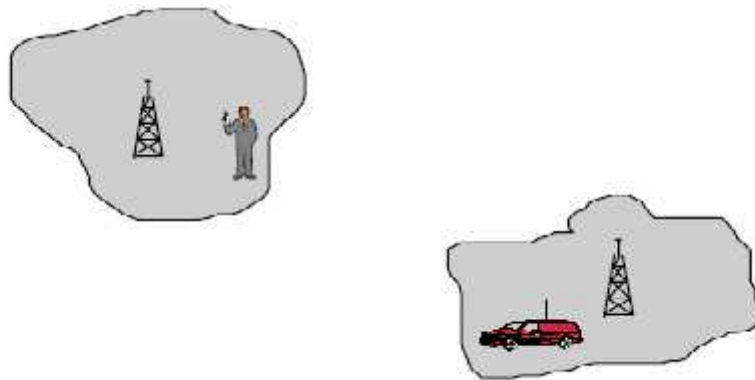


Figure II. 7: réutilisation de fréquence par séparation géographique

Pour la planification, les spots sont considérées comme hexagonaux ou circulaires, mais dans la pratique leur forme est déterminée par la couverture radio et sont irrégulière comme montrée dans figure (II.7). La forme hexagonale est, néanmoins, une approximation utile. Pour la réutilisation de fréquence de K spots, la distance entre les spots de même fréquence est donné par:

$$D = \sqrt{3.k}R \quad (\text{II.5})$$

Où R est le rayon du spot,
K est le nombre de spot

Dans la plupart des systèmes, l'interférence est beaucoup plus forte que le bruit N, et le SINR est approximativement égal au rapport signal sur interférence ou au C/I, ce qui est utilisé dans les équations suivantes. L'interférence la plus significative vient des six spots de co-canal les plus étroits, ainsi

$$\frac{C}{I} = \frac{1}{6} \left[\frac{D}{R} \right]^x \quad (\text{II.6})$$

Où x est un exposant d'affaiblissement de trajet empiriquement déterminé :

- Pour l'espace libre, $x = 2$.
- Pour les zones suburbaines et urbaines x peuvent être aussi plus que 5 ou 6, mais sont typiquement entre 3 et 4.

Par exemple, considérons un système suburbain typique avec un facteur de réutilisation de $K=7$ et un exposant de $x = 3,3$. Le rapport D/R est de 4,583. $C/I = 25,32$ (rapport de puissance), or 14.0 dB.

Dans la plupart des systèmes, les spots sont encore divisés en trois secteurs chacun. Des antennes directives sont utilisées de sorte que chaque spot voit l'interférence co-canal principalement de deux spots. Dans ce cas C/I est donné par :

$$\frac{C}{I} = \frac{1}{2} \left[\frac{D}{R} \right]^x \quad (\text{II.7})$$

C'est une amélioration de 4,8 dB du C/I.

Si R diminue, cela va augmenter également la capacité par unité de surface, mais cette approche est très chère parce qu'il exige plus de stations de base

Comme le rayon R du spot est diminué, l'exposant γ approche à 2, parce que la propagation dégagée est plus probable dans le plus petit spot. Ainsi, si le rayon du spot est diminué trop, K doit être augmenté pour maintenir SINR acceptable, et ceci réduit la capacité par unité de surface.

On a proposé des approches dont lesquelles on va utiliser les antennes réseau adaptatives en réduisant l'interférence et permettant un plus petit K et augmentant la capacité.

Cependant, l'utilisation d'un système multifaisceaux nécessite une antenne au diagramme de rayonnement à faibles lobes secondaires et une polarisation croisée minimale afin de limiter les interférences entre les spots.

II.6. Les antennes spatiales :

Les télécommunications par satellite permettent de repousser les limites de la transmission de données par voie terrestre. Ainsi, une audience de millions de foyers et d'entreprises peut être desservie par un même satellite même lorsque les utilisateurs sont situés dans des régions hostiles aux moyens classiques de transmission et de diffusion. La position en haute altitude des émetteurs autorise, bien évidemment, des zones de couverture très étendues.

Les informations entre la Terre et le satellite sont transmises par ondes électromagnétiques. Au fur et à mesure ces ondes se propagent le long du trajet radioélectrique (Terre/ satellite) et subissent un affaiblissement (pour un trajet de 36 000 kilomètres correspondant à peu près à la distance entre un point de la Terre et un satellite géostationnaire, l'intensité d'une onde radio de 100 W à l'émission n'est plus que de $1/2 \cdot 10^{14}$ Watt par mètre carré à la réception). La principale fonction des antennes utilisées dans les systèmes de télécommunications par satellite est de compenser la perte de puissance du signal qui se produit lors de son émission du sol vers l'espace (et vice versa). Les antennes spatiales installées à bord des satellites géostationnaires peuvent émettre, recevoir ou les deux à la fois. La conception d'une antenne dépend des exigences de la mission, lesquelles deviennent de plus en plus complexes. Elles sont caractérisées par le nombre de zones de services, la bande passante, la réutilisation des fréquences, la connectivité des canaux entre les zones de service, la flexibilité et la tenue en puissance. Pour répondre à de nombreuses applications, le satellite embarque une multitude d'aériens comme le montre la Figure II.8.

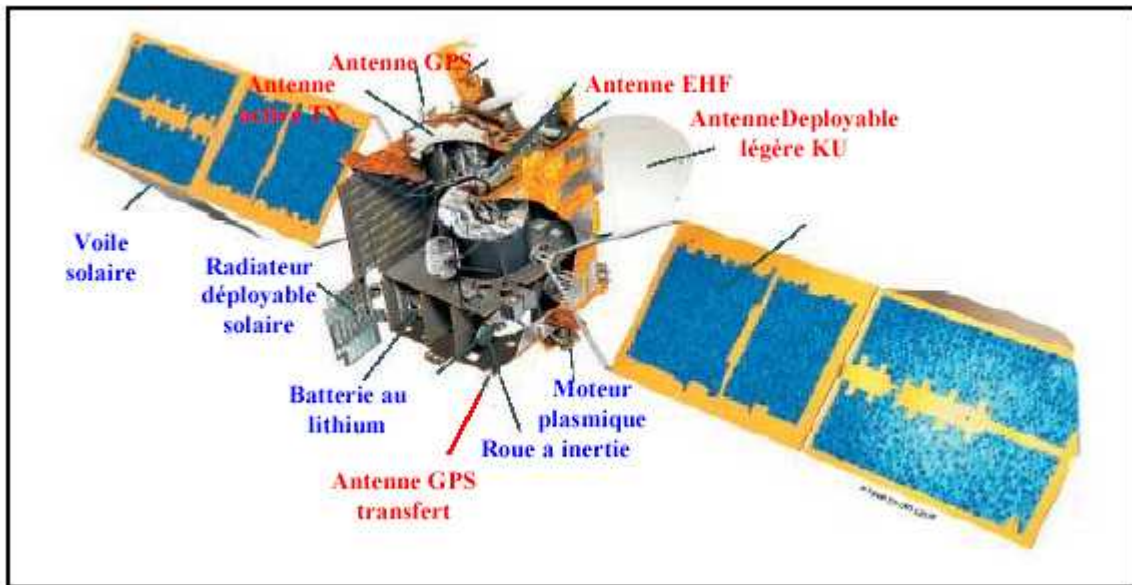


Figure II.8 : Représentation des antennes embarquées sur un satellite

Cependant, l'environnement spatial, le lanceur et le satellite imposent des contraintes sévères à la conception de l'antenne qui doit présenter le meilleur compromis entre les performances radioélectriques, mécaniques et thermiques. Son développement exige une pluridisciplinarité nécessitant des compétences électromagnétiques mais aussi thermomécaniques et technologiques.

II.7. Caractéristiques électromagnétiques des antennes spatiales :

II.7.1. Gain :

L'antenne satellitaire, relais hertzien situé à 36000 Km doit avoir un grand gain pour compenser l'affaiblissement des signaux hyperfréquences sur les trajets montants et descendants. Le signal reçu sur la terre devra être de puissance suffisante afin de limiter le coût des nombreux terminaux de réceptions dont le prix est classiquement défini par la puissance des amplificateurs.

L'objectif majeur pour une antenne de télécommunications est donc de maximiser le gain dans une zone géographique de forme complexe.

A l'interface entre l'espace libre et le répéteur, les antennes ont un rôle important pour obtenir la puissance isotrope rayonnée équivalente (PIRE) à l'émission et un rapport gain sur température de bruit (G/T) satisfaisant à la réception.

A l'émission, pour une PIRE donnée il est essentiel de maximiser le gain de l'antenne afin d'optimiser les bilans de consommations d'énergie et de dissipation du satellite. Une augmentation du gain permet la réduction de la puissance de sortie du répéteur et donc l'utilisation d'un satellite de taille réduite moins lourd et donc moins cher.

Dans le cas d'une mission de télécommunications type, avec 46 répéteurs équipés d'amplificateurs RF de 105 W, un gain d'antenne supplémentaire de 1 dB réduit la consommation d'énergie de 1.8 kW et la masse du satellite de 120 kg, ce qui diminue le coup du lanceur de 7 M euros (8 à 10%).

En réception, lorsque les températures de bruit du répéteur et de l'antenne sont fixes, l'augmentation du gain améliore le facteur de mérite G/T optimisant le bilan de liaison de la voie montante.

II.7.2. Bande passante :

Afin de satisfaire simultanément de nombreux usagers, des transmissions à haut débit sont requises. Pour transmettre un débit d'un Gigabit par seconde, la bande passante de l'antenne doit être approximativement de 1 GHz. Les antennes satellitaires doivent conserver un comportement homogène sur des larges bandes de fréquence (3 GHz en bande Ka).

II.7.3 Couverture et faisceaux :

Le diagramme de rayonnement d'une antenne spatiale est typiquement caractérisé par un lobe principal qui concentre la plupart de la puissance rayonnée dans une direction définie et des lobes secondaires bas afin de limiter les interférences. Le lobe principal est classiquement appelé faisceau et son intersection avec la terre constitue un spot.

Etant donné que le gain d'une antenne est inversement proportionnel à l'ouverture du faisceau, il est nécessaire d'utiliser des antennes multifaisceaux pour couvrir une zone étendue avec un gain homogène et élevé. L'utilisation de $N*N$ spots pour couvrir une zone donnée divise par N la taille de ces derniers. Par conséquent, les faisceaux associés à chacun de ces spots auront une ouverture N fois plus petite. Ainsi, le gain sur chacun des spots et donc sur la zone à couvrir sera augmenté de $20 \log N$. Cependant, pour augmenter l'isolation entre les spots, la bande de fréquence est divisée en canaux.

Ainsi, deux spots adjacents fonctionnent dans un canal différent. Un autre avantage présenté par ces antennes multifaisceaux concerne le débit. En effet, avec un système formant $N*N$ spots et utilisant M sous bande, le débit est multiplié par N/M par rapport à son homologue à une seule source. Un exemple de couverture composé de 48 spots fixes fonctionnant dans quatre sous bande de fréquence (A, B, C, D) est donné par la figure II.10.

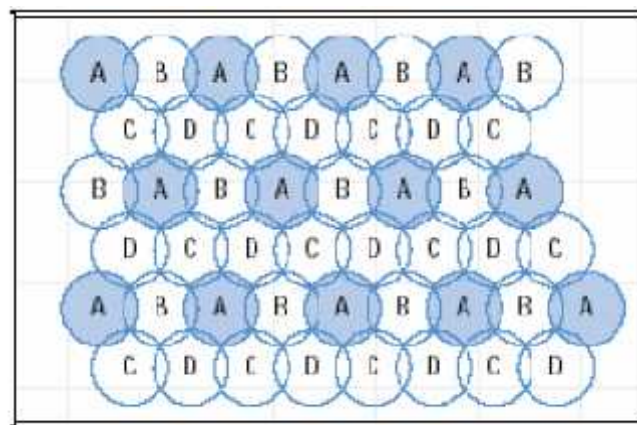


Figure II.9 : Couverture à multiples spots fixes

Cependant, l'utilisation d'un système multifaisceaux nécessite une antenne au diagramme de rayonnement à faibles lobes secondaires et une polarisation croisée minimale afin de limiter les interférences entre les spots.

II.8. Conclusion :

Les télécommunications par satellites, où les transmissions de données s'effectuent sur de grandes distances, nécessitent des performances d'antennes particulières : grand gain, faisceaux étroits, faibles lobes secondaires pour limiter les interférences dans les applications multifaisceaux, bon découplage de polarisation et large bande passante. Les antennes réseaux et les antennes à système focalisants (lentilles et surtout réflecteurs paraboliques en offset) sont les systèmes les plus utilisés pour ce genre d'application.

Chapitre

4

antenne système focalisant avec réflecteur parabolique



III.1. Introduction

Une antenne dont les dimensions sont comparable à la longueur d'onde } possède un gain faible et par conséquent un diagramme de rayonnement pratiquement omnidirectionnel.

Si on désire avoir un gain élevé, et donc un diagramme de rayonnement plus directif, on doit augmenter la grandeur de l'antenne, par exemple en formant un réseau d'antenne.

III.2. Principe d'une antenne réseau :

Les antennes réseaux sont constituées par un ensemble de sources élémentaires alimentées par des voies séparées. Ces sources sont souvent des cornets ou des fentes rayonnantes ou des éléments imprimés ou même des dipôles. Un dispositif d'alimentation, appelé en français « réseau d'alimentation des sources » et en anglais « Beamforming network » permet de commander les amplitudes et les phases relatives de ces sources. Grâce à cette commande des sources en amplitude et en phase, les antennes réseaux peuvent produire des diagrammes de rayonnement ayant une forme voulue.

Les antennes réseaux peuvent avoir différentes géométries: réseaux linéaires, réseaux planaires et réseaux circulaire, (voir la figure III.1).

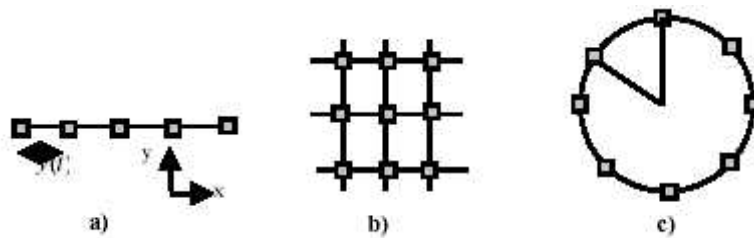


Figure III.1 : Différentes configurations géométriques des réseaux, linéaires (a), Planaires (b) et circulaire (c).

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...)
- Espacement entre les sources (d),
- Amplitude d'excitation pour chaque élément,
- Phase d'excitation pour chaque élément,
- Nombre d'élément,
- Diagramme de rayonnement de chaque élément.

III.3. Avantage d'utilisée un réseau d'antennes:

La possibilité de modifier la sortie du réseau, pour augmenter le signal de réception désiré et simultanément de supprimer ceux in désirés, peut être illustrée en considérant une situation de source unique comme dans la figure (2.1), en présence de M senseurs identiques. Soit d_1, d_2, \dots, d_M représentant les distances normalisées de ces senseurs respectivement au point de

référence, et $u(t)$ l'enveloppe complexe du signal à ce point. D'autre part, soit $n_1(t)$, $n_2(t), \dots, n_M(t)$ représentant respectivement les composantes de bruit qui sont supposées indépendantes et identiques comme dans (2.10). Avec $x_i(t)$ représentant l'enveloppe complexe du signal total reçu au $i^{\text{ème}}$ senseur, et utilisant (2.15) il est très facile de voir que

$$x_i(t) = u(t)e^{-jfd_i \cos \theta} + n_i(t) \quad (\text{III.1})$$

et le rapport signal par bruit (SNR) de l'entrée est

$$(SNR)_i = \frac{E[|u(t)|^2]}{E[|n_i(t)|^2]} = \frac{P}{\sigma^2} \quad (\text{III.2})$$

où $P = E[|u(t)|^2]$ par définition, représente la puissance du signal. A partir de (2.18) les composantes du signal peuvent être combinées de façon cohérente si les sorties de la rangée sont déplacés en phase par $e^{j\pi d_i \cos \theta}$; $i=1,2,\dots,M$ et les signaux résultants sont sommés. Ceci donne le signal de sortie $y(t)$ qui est

$$y(t) = \sum_{i=1}^M x_i(t)e^{jfd_i \cos \theta} = Mu(t) + \sum_{i=1}^M n_i(t)e^{jfd_i \cos \theta} = Mu(t) + n(t) \quad (\text{III.3})$$

le SNR en sortie dans ce cas est donné par

$$(SNR)_0 = \frac{E[|Mu(t)|^2]}{E[|n(t)|^2]} = \frac{M^2 P}{\left[\sum_i \sum_j E[n_i(t)n_j^*(t)] \right]} \quad (\text{III.4})$$

$$= \frac{M^2 P}{M \sigma^2} = M (SNR)_i \quad (\text{III.5})$$

Ainsi un simple déplacement de phase et une opération d'addition parmi les sorties du senseur résultants en une amélioration dans le rapport signal sur bruit par un facteur égale au nombre de senseurs. Physiquement, à travers des retards de phase appropriés, le signal désiré a été combiné de façon cohérente (en puissance). Ceci résulte en un facteur de gain pour la combinaison signal de sortie comparé au bruit.

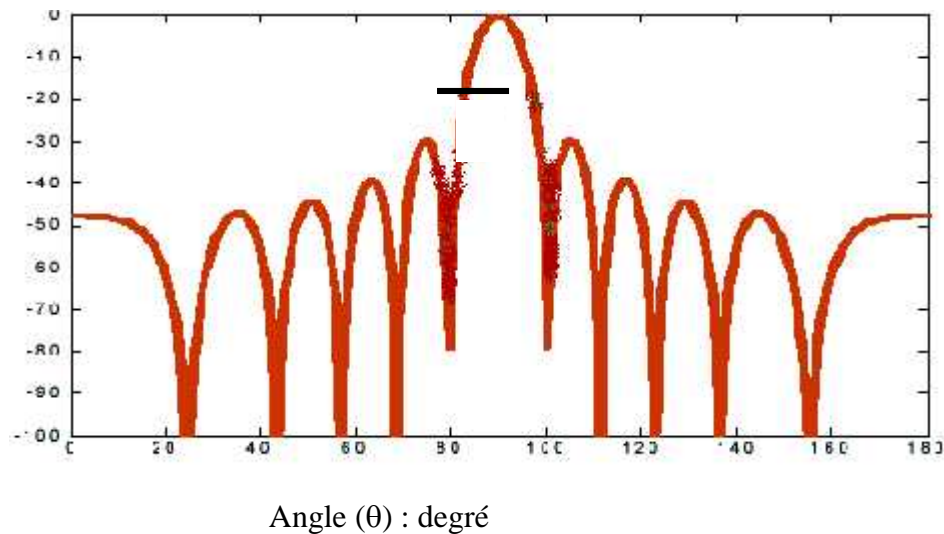


Fig.III.2 Modèle directionnel de gain pour une rangée uniforme de dix éléments

Alternativement, la rangée a été « dirigée » pour voir selon le long de la direction θ . Ce processus est aussi connu sous le nom de beamforming. Le modèle directionnel dans le plan contenant le réseau, peut pour cela être trouvé à partir du facteur du réseau.

$$F(\theta) = \sum_{i=1}^M e^{j\pi d_i \cos \theta} \quad (\text{III.6})$$

et le modèle du gain directionnel normalisé

$$G(\theta) = \left| \frac{1}{M} F(\theta) \right|^2 \quad (\text{III.7})$$

Pour un emplacement d'élément de réseau uniforme ($d_i = (i-1)$; $i=1,2,\dots, M$), le modèle directionnel ci-dessus a une forme explicite

$$G(\theta) = \left(\frac{\sin(fM \cos \theta / 2)}{M \sin(f \cos \theta / 2)} \right)^2 \quad (\text{III.8})$$

et ceci est dessiné dans la figure (fig. 2.2) pour une rangée de 10 éléments dirigés le long de θ . La largeur du lobe principal est $2\cos^{-1}(2/M)$ et décroît avec l'augmentation du nombre des éléments de sonde. Les lobes secondaires représentent le modèle du gain pour les signaux présents le long de directions autres que la direction de regard tant que la rangée est dirigé le long de θ , et une question importante dans la conception de réseaux ou de rangée est où placer les éléments de rangée pour avoir des lobes secondaires uniformément bas.

De plus, dans cette installation, il existe toujours $M-1$ points nuls ($G(\theta)=0$) dans le champ de vision (voir fig. 2.2), et dans une situation statique, les poids de la rangée de sortie ou la distance des inter-éléments peuvent être sélectionnés pour créer des nuls le long des directions d'arrivée des sources indésirées.

Si pour cette rangée linéaire un facteur de phase constant de $(i-1)\Delta_0$ est insérée dans le $i^{\text{ème}}$ élément de la rangée pour $i=1,2,\dots,M$. L'insertion de cette séquence de déplacement de phase a pour effet de déplacer le lobe centrale par

$$\theta_0 = \cos^{-1}(\Delta_0 / \pi), \quad (\text{III.9})$$

et le modèle directionnel total a été dirigé vers cette nouvelle direction. Cet effet peut facilement incorporé dans (2.25) en remplaçant $\cos\theta$ par $(\cos\theta - \cos\theta_0)$.

Pas loin nous avons considéré seulement le cas d'une seule source et la situation est considérablement plus compliquée dans une scène de multiples sources. Dans ce cas les paramètres d'intérêts incluent le nombre total de signaux, respectivement leur directions d'arrivée, les niveaux de puissance associée, et de variables techniques qui ont été développées pour évaluer ces paramètres sont discutées dans de nombreuses littératures.

- **Capteur passif réseau de traitement:** Réseaux des capteurs est en mode réception only. par exemple, en sonar passif, simplement recueillir des signaux provenant d'autres sources. (Pas de transmission; écoute seulement).

- **Capteur actif à la transformation:** Une impulsion (bip) est transmise et l'ensemble des signaux réfléchis (échos) sont utilisés pour localiser et d'identifier tous les autres objets dans le champ de vision.

- **Facture de shading :** Un jeu de coefficients qui sont utilisés pour peser la gamme des produits en plus au réseau de pilotage phase facteurs Applying ombrage avec beamforming gives modifié tableau obtenir des rythmes de

III.4. Techniques conventionnelles:

Traditionnellement la puissance de sortie du réseau, est évaluée comme une fonction d'angle d'arrivée sous de variables considérations optimales, et les pics dans la distribution de la puissance de sortie, sont pris à correspondre aux vraies directions d'arrivée de signaux présents dans la scène. Avec $x_i(t)$ représentant la sortie du $i^{\text{ème}}$ senseur et w_i le facteur de pesée correspondant désiré, en utilisant la variable normalisée $\omega = \pi \cos\theta$, la sortie du réseau peut être écrite comme (voir figure 2.3)

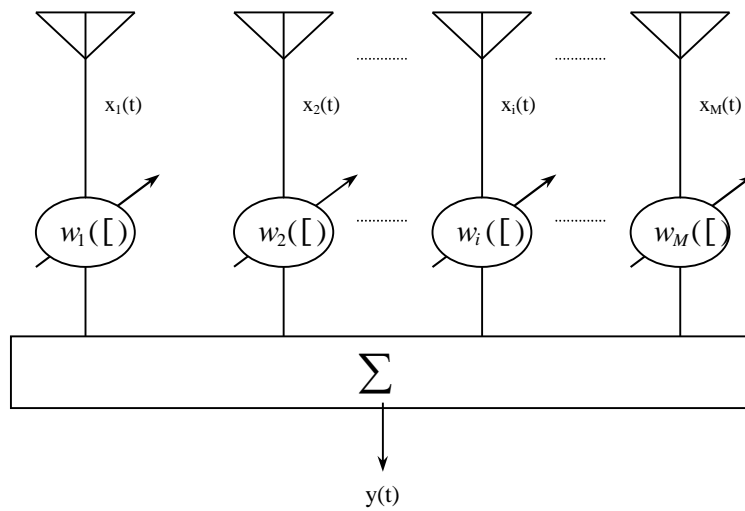


Fig.III.3 Schéma de traitement de réseau utilisant des facteurs de phases.

avec

$$y(t) = \sum_{i=1}^M w_i^*(\check{S}) x_i(t) = w^T \cdot x(t) \quad (\text{III.10})$$

où $w = [w_1(\check{S}), w_2(\check{S}), \dots, w_M(\check{S})]^T$ (III.11)

Signifie pour le vecteur de pesée et

$$x(t) = [x_1(t), x_2(t), \dots, x_M(t)]^T \quad (\text{III.12})$$

le vecteur observé de donnée. La puissance de sortie moyenne $P(w)$ est alors donnée par

$$P(\check{S}) = E[|y(t)|^2] = w^T E[x(t)x^T(t)] w = w^T R w \quad (\text{III.13})$$

où $R = E[x(t)x^T(t)]$ (III.14)

Représente la matrice de covariance (mxm) de sortie du réseau. Noter que R est hermitienne et toujours positive définie.

III.4.1. Beamformer:

Comme son nom l'indique, les poids de la sortie du réseau, sont choisis comme étant des facteurs de phase requis pour diriger la rangée le long d'une direction spécifique θ ,

$$w_i = \frac{1}{\sqrt{M}} e^{-jfd_i \cos \theta} \quad (\text{III.14})$$

pour des notations conventionnelle, on définit

$$\check{S} = f \cos \theta \quad (\text{III.15})$$

tel que

$$W_B = \frac{1}{\sqrt{M}} \left[e^{-jd_1 \check{S}}, e^{-jd_2 \check{S}}, \dots, e^{-jd_M \check{S}} \right]^T = a(\check{S}) \quad (\text{III.16})$$

Ainsi, la sortie de la rangée est donnée par :

$$y(t) = W_B^T x(t) = a^T(\check{S}) x(t) \quad (\text{III.17})$$

et utilisant (2.20), la puissance en sortie est :

$$P_B(\check{S}) = E \left[|y(t)|^2 \right] = a^T(\check{S}) R a(\check{S}) \quad (\text{III.18})$$

Dans une scène d'une cible unique, cet estimateur mesure la puissance actuelle en scannant le long de la vraie direction d'arrivée, résultant en un seul pic dans cette direction. Cependant, ceci n'est pas vrai, dans une scène de multi - cibles incorréllées et les contributions d'une source peuvent biaiser la sortie de l'estimateur le long d'autres directions d'arrivée. Ceci cause un déplacement du pic des vraies directions d'arrivée vers d'autres. Il est très facile de vérifier que dans une scène de sources localisées sous le lobe principal, leurs deux pics donnent un seul, ceci résulte en la dégradation de la résolution.

Ceci a conduit à l'estimateur de Capon, pour optimiser le vecteur de pesée tel que, tant que la rangée est dirigée le long d'une direction spécifique, les contributions du signal d'autres directions, sont minimisées.

III.4.2. Estimateur à minimum variance de Capon:

La puissance de sortie de la rangée, contient les contributions du signal désiré le long de la direction de scanning, aussi bien que celles in désirés d'autres directions d'arrivée. Pour minimiser les contributions de ces dernières, la puissance en sortie de la rangée est minimisée ici tant qu'on maintient le gain le long de la direction de scanning constante. En utilisant (2.36) ceci est équivalent au problème suivant:

$$\min_w w^T R w \text{ sujet à } |w^T a(\check{S})|=1 \quad (\text{III.19})$$

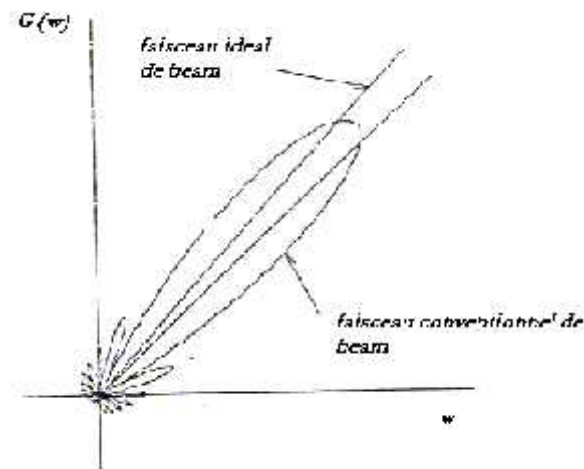
pour des matrices de covariances définies positives, la solution au vecteur de pesée (2.37) est donnée par

$$w_c = \frac{R^{-1} a(\check{S})}{a^T(\check{S}) R^{-1} a(\check{S})} \quad (\text{III.20})$$

et avec ce vecteur de pesée dans (2.36), la puissance de sortie de la rangée prend la forme

$$P_c(\check{S}) = \frac{1}{a^T(\check{S}) R^{-1} a(\check{S})} \quad (\text{III.21})$$

L'objectif de n'importe quel estimateur de puissance est de maintenir à sa sortie seulement la puissance arrivant de cette direction spécifique le long de laquelle la rangée est orientée. Ceci exige pour la rangée de rejeter tous les signaux de sources autres que celle présente le long de la direction de regard, tout impliquant que la forme de poids un filtre spatial avec une réponse exacte d'impulsion le long de la direction de regard (voir la fig.2.4). Ainsi tout en se dirigeant le long d'une direction spécifique, toutes les arrivées à la rangée le long de toute autre direction devient indésirable, et dans ce sens, elles représentent des directions dépendantes 'comme un signal' bruit.



FigIII.4. Le beam former idéal

Par conséquent, un signal qui est désiré actuellement quand la direction de scanning coïncide avec sa direction d'arrivée, devient un signal indésirable tant que la rangée commence à se diriger le long d'une autre direction. Le degré de suppression dépend de l'angle de séparation entre la direction du signal à supprimer et la direction actuelle de regard, aussi bien que les seuils de puissance des signaux, la géométrie de la rangée, etc.

Toutes ces informations sont incorporées dans (2.37), laquelle est résolue pour le vecteur de pesée utilisée dans (2.36) pour estimer la puissance actuelle.

L'estimateur dans (2.39) possède une résolvabilité de puissance supérieure comparé à la sortie du beamformer standard dans (2.36). Ceci est à la suite de l'équation commençant par $R^{1/2}R^{-1/2}=I$, qui donne

$$\left[a^T(\check{S})R^{1/2} \right] \left[R^{-1/2}a(\check{S}) \right] = 1 \quad (\text{III.22})$$

et l'application inégalité de *Cauchy-Schwarz* résulte aisément dans

$$\left[a^T(\check{S})Ra(\check{S}) \right] \left[a^T(\check{S})R^{-1}a(\check{S}) \right] \geq 1 \quad (\text{III.23})$$

ou

$$P_B(\check{S}) \geq P_C(\check{S}) \quad (\text{III.24})$$

En raison de sa puissance de résolution plus élevée, l'estimateur spectral de haute résolution est également utilisé dans la référence à ceci comme autant que d'autres estimateurs tels que la méthode de prédiction linéaire.

III.4.3.Méthode de prédiction linéaire:

La prédiction linéaire basée sur l'estimation, est une procédure très commune utilisée dans l'analyse des séries temporelles pour la modélisation de tout pôle de données. Elle a déjà été utilisée avec succès dans le traitement de rangée. Dans ce cas, les sorties de l'un des senseurs est prédit comme une combinaison linéaire des sorties des (M-1) senseurs restants à tout instant, et les coefficients de prédiction sont sélectionnés de sorte à minimiser l'erreur moyenne quadratique.

Soient $x_n, x_{n-1}, \dots, x_{n-M+1}$, sont les M sorties du senseur et \hat{x}_n le prédicateur pour x_n , nous avons

$$\hat{x}_n = -\sum_{i=1}^{M-1} a_i x_{n-i}, \quad (\text{III.25})$$

Ceci donne l'erreur comme étant

$$v_n = x_n - \hat{x}_n = \sum_{i=0}^{M-1} a_i x_{n-i}; \quad a_0 = 1 \quad (\text{III.26})$$

la minimisation de l'erreur quadratique moyenne $E[|v_n|^2]$ respectivement aux résultats inconnus dans les équations linéaires standard suivantes

$$E[v_n x_{n-k}^*] = \sum_{i=0}^{M-1} a_i E[x_{n-i} x_{n-k}^*] = 0, k=1, 2, \dots, M-1 \quad (\text{III.27})$$

et l'erreur quadratique moyenne est donnée par

$$E[|v_n|^2] = E[v_n x_n^*] = \sum_{i=0}^{M-1} a_i E[x_{n-i} x_n^*] = u_{M-1} \quad (\text{III.28})$$

si les sorties du senseur sont spatialement stationnaires au sens large, alors leurs intercorrélation dépend seulement sur les distances des inter-éléments, et dans ce cas quelques intéressantes conclusions apparaissent. En pratique, ceci se produit quand une rangée uniforme, reçoit des signaux d'un ensemble de sources incorréllées. Dans ce cas

$$E[x_{n-i} x_{n-k}^*] = r(k-i) = r^*(i-k) \quad (\text{III.29})$$

et avec cette expression dans (2.45), (2.46) nous avons

$$\sum_{i=0}^{M-1} a_i r(k-i) = 0, \quad k = 1, 2, \dots, M-1 \quad (\text{III.30})$$

Ensemble avec

$$\sum_{i=0}^{M-1} a_i r(-i) = u_{M-1} \quad (\text{III.31})$$

en les mettant sous forme matricielle, ceci se réduit à

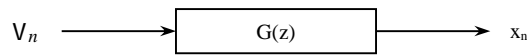


Fig2.5 : Modèle de prédiction linéaire

$$\begin{bmatrix} r(0) & r(1) & \dots & \dots & r(M-1) \\ r^*(1) & r(0) & \dots & \dots & r(M-2) \\ \cdot & \cdot & \dots & \dots & \cdot \\ \cdot & \cdot & \dots & \dots & \cdot \\ r^*(M-1) & r^*(M-2) & \dots & \dots & r(0) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_{M-1} \\ a_{M-2} \\ \cdot \\ a_1 \\ 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \cdot \\ 0 \\ u_{M-1} \end{bmatrix} \quad (\text{III.32})$$

De plus (2.44) peut être interprétée sous forme de système montré dans la figure (2.6) où

$$G(z) = \frac{1}{H(z)} \quad (\text{III.33})$$

et

$$H(z) = 1 + a_1 z^{-1} + \dots + a_{M-1} z^{-(M-1)} \quad (\text{III.34})$$

Ainsi x_n , peut être à travers une sortie d'un système excité par un processus de bruit in corrélé de puissance moyenne u_{M-1} . D'autre part, si les erreurs v_n, v_{n+k} sont aussi in corrélées pour tout n, k , alors l'entrée représente un processus de bruit blanc et x_n un processus autorégressif d'ordre $(M-1)$. De la figure 2.6, la densité spectrale de puissance $S_x(\check{S})$ de la sortie du processus est reliée à la fonction de transfert du système et à la densité spectrale de l'entrée $S_v(\check{S}) = u_{M-1}$ par la relation

$$S_x(\check{S}) = |G(e^{j\check{S}})|^2 S_v(\check{S}) = \frac{u_{M-1}}{|H(e^{j\check{S}})|^2} = P_L(\check{S}) \quad (\text{III.35})$$

pour simplifier cette dernière prenons T_{M-1} comme étant la matrice hermitienne de Toeplitz générée par $r(0), r(1), \dots, r(M-1)$ et Δ_{M-1} sont déterminant. Alors

$$T_{M-1} = \begin{bmatrix} r(0) & r(1) & \dots & \dots & r(M-1) \\ r^*(1) & r(0) & \dots & \dots & r(M-2) \\ \cdot & \cdot & \dots & \dots & \cdot \\ \cdot & \cdot & \dots & \dots & \cdot \\ r^*(M-1) & r^*(M-2) & \dots & \dots & r(0) \end{bmatrix} \quad (\text{III.36})$$

avec

$$\Delta_{M-1} = |T_{M-1}| > 0 \quad (\text{III.37})$$

et à partir de (2.50) utilisant la règle de Cramer pour la dernière entrée dans le vecteur a inconnu nous avons

$$u_{M-1} = \frac{\Delta_{M-1}}{\Delta_{M-2}} \quad (\text{III.38})$$

De plus (2.50) avec (2.51) donnent

$$H(z) = [z^{-(M-1)}, z_1^{-(M-2)}, \dots, z^{-1}, 1] \begin{bmatrix} a_{M-1} \\ a_{M-2} \\ \cdot \\ a_1 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (\text{III.39})$$

$$= [z^{-(M-1)}, z_1^{-(M-2)}, \dots, z^{-1}, 1] T_{M-1}^{-1} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \dot{0} \\ u_{M-1} \end{bmatrix} \quad (\text{III.40})$$

$$= \frac{-1}{\Delta_{M-1}} \begin{vmatrix} & & & 0 \\ & & T_{M-1} & \cdot \\ & & & \cdot \\ & & & u_{M-1} \\ z^{-(M-1)} & \dots & \dots & 1 & 0 \end{vmatrix}$$

$$= \frac{-1}{\Delta_{M-2}} \begin{vmatrix} & & r(M-1) \\ & & r(M-2) \\ & & \cdot \\ & & r(1) \\ z^{-(M-1)} & \dots & \dots & z^{-1} & 1 \end{vmatrix} \quad (\text{III.41})$$

où nous avons développé le premier déterminant le long de la dernière colonne et utilisant (2.56).

La densité spectrale de puissance de sortie dans (2.53) est prise comme l'estimé de la prédiction linéaire $P_L(\check{S})$. Utilisons (2.59) ceci donne

$$P_L(\check{S}) = S_x(\check{S}) = \frac{1}{|g_{M-1}(e^{-j\check{S}})|^2} \quad (\text{III.42})$$

où

$$g_{M-1}(z) = \frac{1}{\sqrt{\Delta_{M-1}\Delta_{M-2}}} \begin{vmatrix} r(0) & r(1) & \dots & r(M-2)r(M-1) \\ r^*(1) & r(0) & \dots & r(M-3)r(M-2) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ r^*(M-2)r^*(M-3) & \dots & r(0) & r(1) \\ z^{M-1} & z^{M-2} & \dots & z & 1 \end{vmatrix} \quad (\text{III.43})$$

Le polynôme $g_{M-1}(z)$ a tout ses (M-1) zéros dans $|z|>1$ et représente un filtre stable. Ces zéros peuvent être à l'intérieur du cercle unitaire ($z=e^{j\check{S}}$, créant pics étroit dans la sortie du spectre en général, la capacité de la résolution de la prédiction linéaire basée sur l'estimateur est connue comme étant supérieure que celle de l'estimateur de Capon pour expliquer cela, nous devons relier ces deux estimateurs pour une rangée uniformément espacée dans une situation spatialement stationnaire. Dans ce cas à partir (2.39) nous avons,

$$\frac{1}{P_C^{(M)}(\check{S})} = a^T(\check{S})T_{M-1}^{-1}a(\check{S})$$

$$= -\frac{(1/M)}{\Delta_{M-1}} \begin{vmatrix} & & & 1 \\ & & & e^{-j\check{S}} \\ & & & \vdots \\ & & & e^{-j(M-2)\check{S}} \\ 1 & e^{j\check{S}} & \dots & e^{j(M-2)\check{S}} & 0 \end{vmatrix} \quad (\text{III.44})$$

Utilisons un autre résultat fondamental bien connu en identité de matrice, l'expression précédente se réduit à

$$\begin{aligned}
\frac{1}{P_C^{(M)}(\check{S})} &= - \frac{(1/M)}{\Delta_{M-2}} \left| \begin{array}{cccc} & & & 1 \\ & & & e^{-j\check{S}} \\ & & & \cdot \\ & & & e^{-j(M-2)\check{S}} \\ 1 & e^{j\check{S}} & \dots & e^{j(M-2)\check{S}} & 0 \end{array} \right| \\
&+ \frac{(1/M)}{\Delta_{M-1}\Delta_{M-2}} \left| \begin{array}{cccc} r^*(1) & r(0) & \dots & r(M-3)r(M-2) \\ r^*(2) & r^*(1) & \dots & r(M-4)r(M-3) \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ r^*(M-1)r^*(M-2) & \dots & r^*(1) & r(0) \\ 1 & e^{j\check{S}} & \dots & e^{j(M-2)\check{S}} & e^{j(M-1)\check{S}} \end{array} \right| \\
&= \frac{1}{P_C^{(M-1)}(\check{S})} + \frac{(1/M)}{\Delta_{M-1}\Delta_{M-2}} \det \left[\begin{array}{ccccc} r(0) & r(1) & \dots & r(M-2) & r(M-1) \\ r^*(1) & r(0) & \dots & \cdot & r(M-2) \\ \cdot & \cdot & \dots & \cdot & \cdot \\ r^*(M-2) & r^*(M-3) & \dots & r(0) & r(1) \\ e^{-j(M-1)\check{S}} & e^{-j(M-2)\check{S}} & \dots & e^{-j\check{S}} & 1 \end{array} \right]^2 \\
&= \frac{1}{P_C^{(M-1)}(\check{S})} + \frac{1}{M} \frac{1}{P_L(\check{S})} \tag{III.45}
\end{aligned}$$

en complétant la récursivité plus haut, on a

$$\frac{1}{P_C^{(M)}(\check{S})} = \frac{1}{M} \sum_{k=1}^M \frac{1}{P_L^{(k)}(\check{S})} \tag{III.46}$$

Cette relation de ‘type de résistance parallèle’ entre l’estimateur de Capon et la prédiction linéaire basée sur l’estimateur, a été en premier dérivée par Burg dans la connexion de l’estimateur du maximum entropie. Ainsi, la réciprocity de l’estimateur de Capon est égale à la moyenne de la réciprocity de la prédiction linéaire basée sur l’estimateur, obtenue à partir du point le plus haut au point M du filtre d’erreur de prédiction. La faiblesse résolution de l’estimateur de Capon est due à la moyenne dans (2.64) est bien claire. L’augmentation de la résolution est pratiquement accompagnée par des ondulations dans l’estimation de la puissance pour l’estimateur de prédiction linéaire, sans jamais que la direction de pointage soit éloignée des directions actuelles d’arrivée. Alternativement, les faux pics seront attribués à la fin.

$$T_{M-2} \begin{bmatrix} a_{M-1} \\ a_{M-2} \\ \cdot \\ \cdot \\ a_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r(M-1) \\ r(M-2) \\ \cdot \\ \cdot \\ r(1) \end{bmatrix} = -\chi_{M-1,1} \quad (\text{III.47})$$

et

$$u_{M-1} = r(0) + r^*(M-1)a_{M-1} + r^*(M-2)a_{M-2} + \dots + r^*(1)a_1 \quad (\text{III.48})$$

Soit

$$\tilde{a} = [a_{M-1}, a_{M-2}, \dots, a_1]^T \quad (\text{III.49})$$

Alors

$$\tilde{a} = T_{M-2}^{-1} \chi_{M-1,1} \quad (\text{III.50})$$

et

$$u_{M-1} = r(0) + \chi_{M-1,1}^T \tilde{a} = r(0) - \chi_{M-1,1}^T T_{M-2}^{-1} \chi_{M-1,1} \quad (\text{III.51})$$

Aussi à partir de (2.52)

$$H(z) = 1 + [z^{-(M-1)}, z^{-(M-2)}, \dots, z^{-1}] \tilde{a} \quad (\text{III.52})$$

où

$$H(e^{j\check{S}}) = 1 + s^T(\check{S}) \tilde{a} = 1 - s^T(\check{S}) T_{M-2}^{-1} \chi_{M-1,1} \quad (\text{III.53})$$

où

$$s(\check{S}) = [e^{j(M-1)\check{S}}, e^{j(M-2)\check{S}}, \dots, e^{j\check{S}}]^T \quad (\text{III.54})$$

ainsi

$$P_L(\check{S}) = \frac{u_{M-1}}{|H(e^{j\check{S}})|^2} = \frac{r(0) - \chi_{M-1,1}^T T_{M-2}^{-1} \chi_{M-1,1}}{|1 - s^T(\check{S}) T_{M-2}^{-1} \chi_{M-1,1}|^2} \quad (\text{III.55})$$

Cette expression peut être utilisée dans l'analyse des propriétés statistiques du prédicateur linéaire, quand les données échantillonnées sont utilisées dans l'estimation de covariances inconnues.

III.5. Rayonnement d'un réseau linéaire :

Le champ rayonnant calculé en un point P dans l'espace est égal à la somme vectorielle des champs rayonnés par chacun des éléments. On calcule de cette façon le diagramme de rayonnement du réseau.

Un réseau linéaire est un ensemble d'éléments rayonnants disposés suivant une droite pour un élément N.

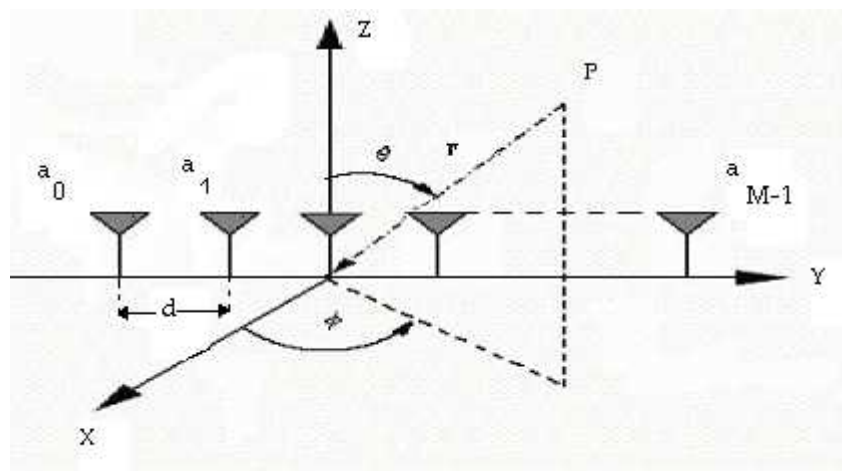


Figure III.5 : Géométrie linéaire d'une antenne réseau de M éléments équidistants

Le champ électrique au point P est donné par :

$$E_n(n, \xi) = F(n, \xi) e^{(-jkr_n)/r} \quad (\text{III.56})$$

ou r_n est la distance de l'élément n au point P, et $F(n, \xi)$ représente la distribution angulaire de l'énergie rayonnant par élément n , θ et ϕ étant respectivement l'angle azimutal et l'angle entre la projection OP sur le plan xOy avec l'axe Ox.

En un point lointain, r_n peut s'écrire :

$$r_n = r - nd \cos \theta \quad (\text{III.57})$$

ou r est la distance entre le point P et l'origine O, et d l'espacement entre deux éléments successifs (que l'on suppose constant).

L'expression du champ électrique devient :

$$E_M(n, \xi) = F_n(n, \xi) e^{(-jkr_n)} e^{(jkr_n d \cos \theta)/r} \quad (\text{III.58})$$

On pose $\mathbb{E} = kd \cos \theta$,

Avec $k = \frac{2\pi f}{c}$ constant de propagation ;

L'expression (III.3) devient :

$$E_M(\theta, \phi) = e^{(-jkr)} \sum_{n=0, M-1} F_n(\theta, \phi) e^{(jn\mathbb{E})/r} \quad (\text{III.59})$$

Posons :

$$F_n(\theta, \phi) = a_n E_n(\theta, \phi) \quad (\text{III.60})$$

Où a_n est la tension sur le $n^{\text{ième}}$ élément, et $E_n(\theta, \phi)$ est le diagramme de rayonnement de l'élément.

$$E_M(\theta, \phi) = e^{(-jkr)} \sum_{n=0, M-1} a_n E_n(\theta, \phi) e^{(jn\mathbb{E})/r} \quad (\text{III.61})$$

Posant $F(\mathbb{E}) = \sum_{n=0, M-1} a_n e^{(jn\mathbb{E})}$

$F(\mathbb{E})$ Est appelé le polynôme de réseau.

$S(\mathbb{E}) = |F(\mathbb{E})|^2$ Est appelé le facteur de réseau.

Si on suppose que $a_n = e^{(-jn\mathbb{E}_0)}$ normalisé à 1, avec \mathbb{E}_0 le retard de phase entre deux éléments successifs $F(\mathbb{E})$ s'écrit :

$$F(\mathbb{E}) = \sum_{n=0, M-1} a_n e^{(jn(\mathbb{E} - \mathbb{E}_0))} \quad (\text{III.62})$$

Posant $\Psi = \mathbb{E} - \mathbb{E}_0$

$$F(\Psi) = \sum_{n=0, M-1} a_n e^{(jn\Psi)} \quad (\text{III.63})$$

L'expression (III.8) est une suite géométrique de raison $e^{(j\Psi)}$ dont le premier élément égal à 1.

L'expression du diagramme de rayonnement du réseau est :

$$S(\Psi) = \frac{\sin^2\left(\frac{M\Psi}{2}\right)}{\sin^2\left(\frac{\Psi}{2}\right)} \quad (\text{III.64})$$

Avec $\Psi = kd \cos \theta - \mathbb{E}_0$

C'est l'expression finale (III.9) du diagramme de rayonnement d'un réseau linéaire de M élément d'antenne isotrope.

Ce diagramme présente des nuls lorsque le numérateur est égale à 0, c'est-à-dire lorsque :

$$\frac{M\mathcal{E}_0}{2} = f \cdot p \quad p=0, \pm 1, \pm 2, \dots$$

$$\mathcal{E}_0 = \frac{2fp}{M} \quad (\text{III.65})$$

Les maximums obtenus pour un numérateur égal à 1, car le dénominateur varie lentement par rapport au numérateur, sont donnés par :

$$\frac{M\mathcal{E}_m}{2} = (2p+1)\frac{f}{2} \quad \text{Avec } p=0, \pm 1, \pm 2, \dots$$

$$\mathcal{E}_m = (2p+1)\frac{f}{M} \quad (\text{III.66})$$

III.5.1. Diagramme de rayonnement :

En utilisant l'expression (III.9), nous avons tracé le diagramme de rayonnement d'un réseau linéaire. En faisant varier le nombre d'élément M et la distance séparant ces éléments ,les résultats sont présentés sur les figures (III.3, 4, 5,6) :

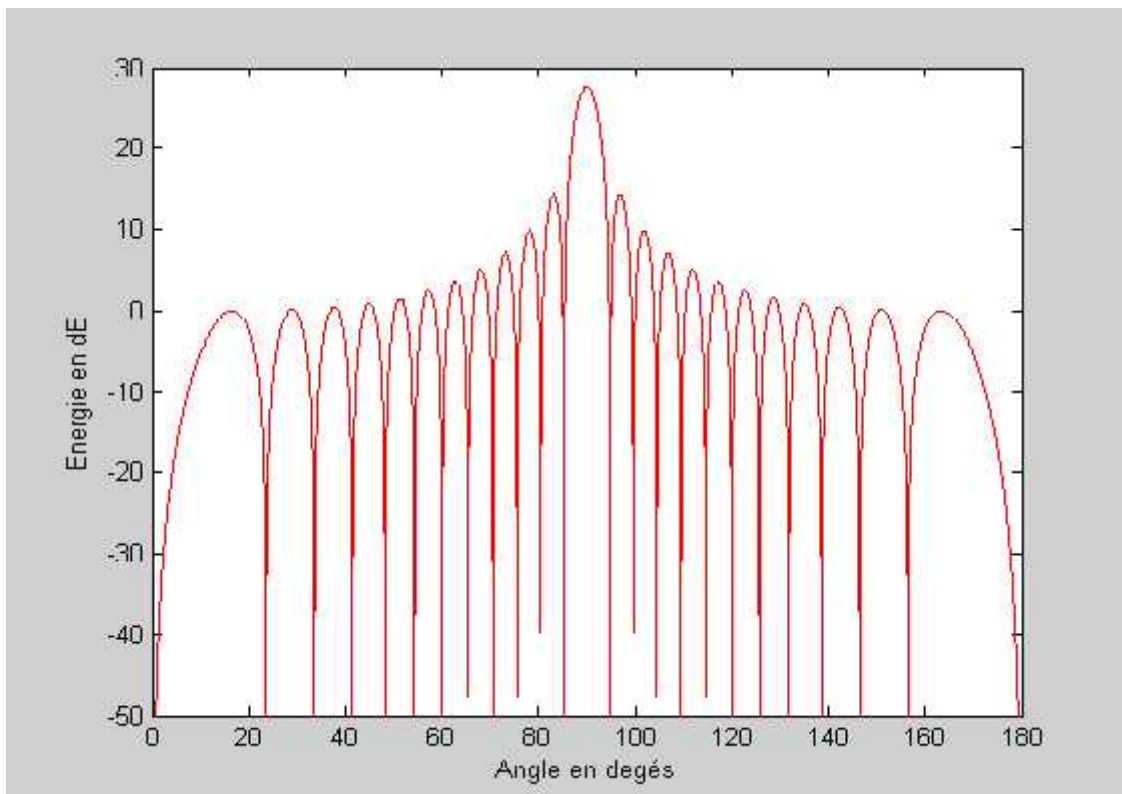


Figure III.6 : Diagramme de rayonnement d'une antenne réseau, avec 24 éléments et un espacement $d = \lambda/2$

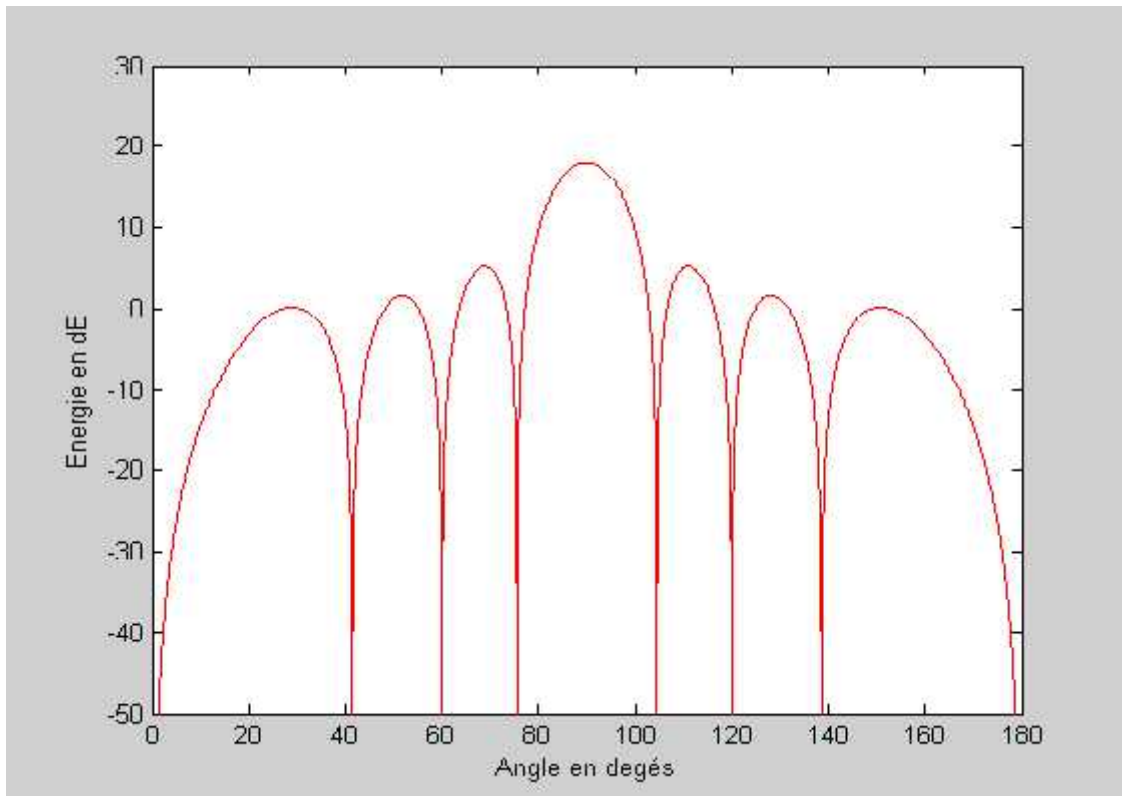


Figure III.7. Diagramme de rayonnement d'une antenne réseau, avec nombre d'éléments de 8 et un espacement $d = \lambda/2$

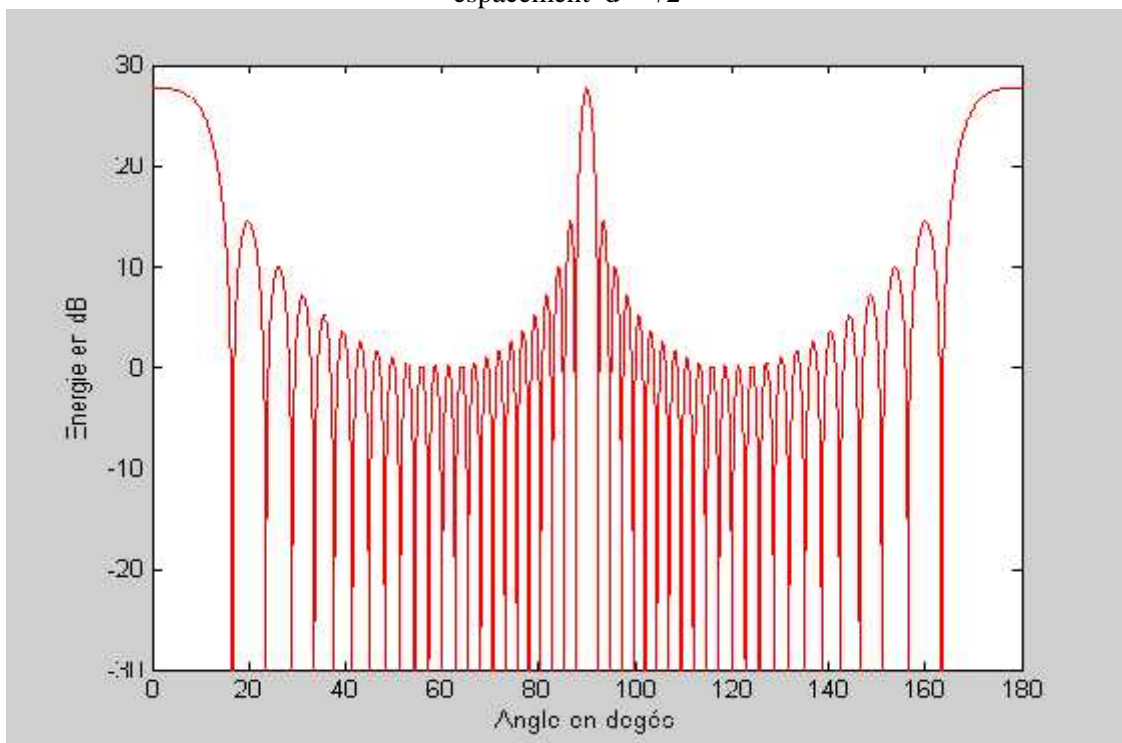


Figure III.8 Diagramme de rayonnement d'une antenne réseau, avec nombre d'élément de 24 et un espacement $d = \lambda/4$

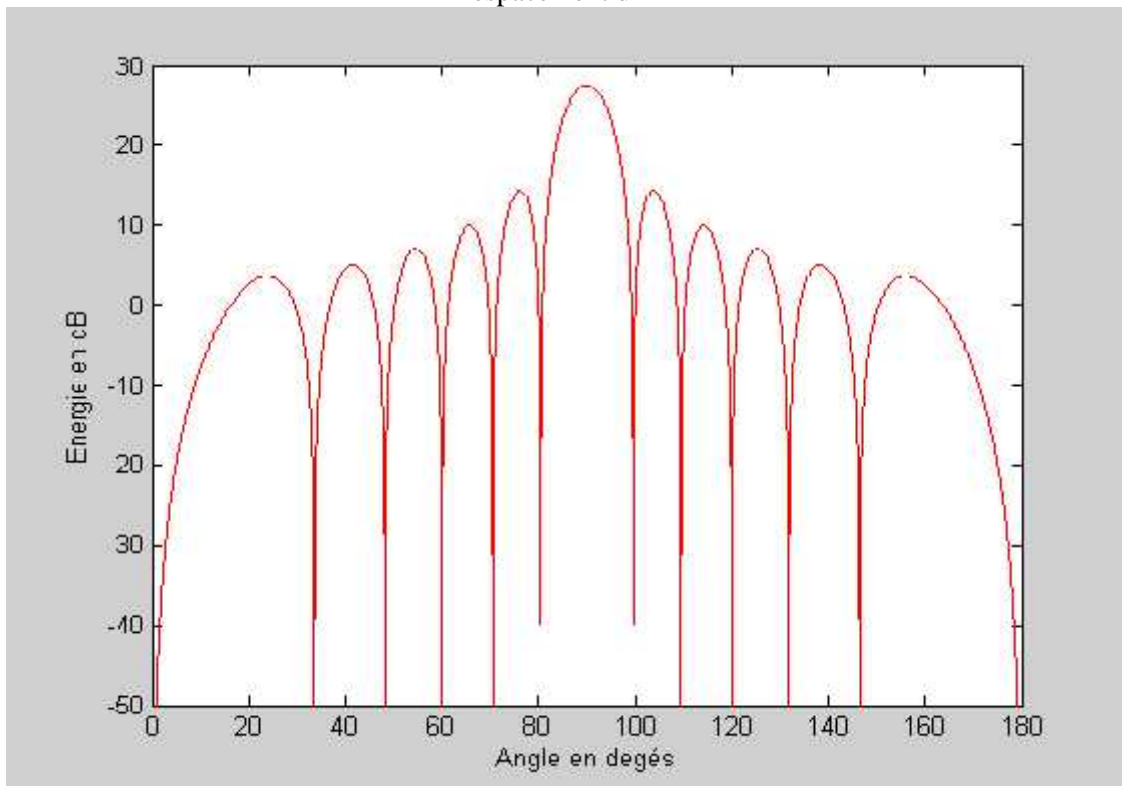


Figure III.9 Diagramme de rayonnement d'une antenne réseau, avec 24 éléments et un espacement $d = \lambda/4$

On observe que la largeur du lobe principal décroît lorsque l'on augmente le nombre d'éléments et les lobes secondaires « Grating lobes », sont situés au dessous du niveau du lobe principal, et ces lobes dits aussi discordants apparaissent lorsque la condition $d \leq \lambda$ n'est pas satisfaites, et lorsque la distance $d = \lambda$ les lobes secondaires atteignent le niveau du lobe principal.

III.5.2. Orientation du lobe principale :

L'orientation du lobe principal permet de sélectionner l'azimut de la zone observée. Elle peut être obtenue par déphasage d'éléments de l'antenne réseau. cependant, il faut envisager une certaine limite à cette orientation car la largeur du lobe principal augmente avec l'azimut. cette largeur dépend de la fréquence de fonctionnement et de la longueur apparente de l'antenne pour un azimut θ , la longueur apparente de l'antenne est égale à $d' = d \cos \theta$.

III.6. Formation du lobe d'antenne réseau adapte à un environnement d'interférences :

Dans un réseau adaptatif, les signaux élémentaires sont combinés à l'aide de vecteurs constituant une pondération afin de transmettre le signal utile avec un maximum de perturbation en présence d'interférences.

Le schéma du réseau adaptatif est présenté par (la figure III.7).

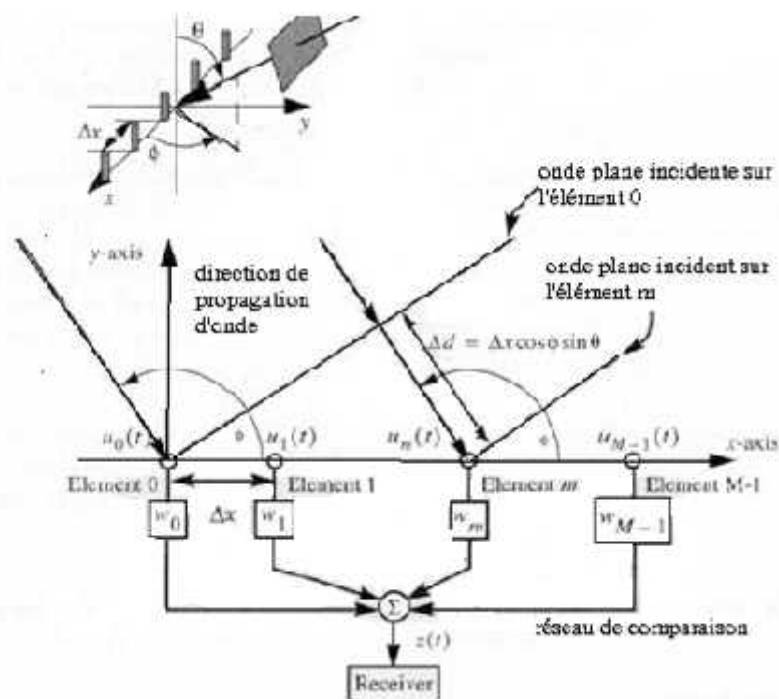


Figure III.10 : Géométrie d'un réseau d'antenne

Dans les communications conventionnelles, les performances peuvent être dégradées par le bruit indésirable qui se manifeste au niveau des lobes principaux et secondaires.

Cette dégradation est souvent accentuée par des conditions de positionnement. Les techniques du réseau adaptatif offrent des possibilités pour traiter ces problèmes sérieux.

Le but de ces méthodes adaptatives est de placer des zéros dans le diagramme de rayonnement du réseau dans la ou les directions d'arrivées des interférences.

III.6.1. Utilisation des techniques d'estimation spectrale dans le traitement :

Avec les progrès réalisés dans le traitement numérique de l'information, les techniques d'estimation spectrales sont devenues d'un usage courant pour le traitement du signal dans les réseaux d'antenne adaptatifs.

On peut distinguer deux catégories de réseaux adaptatifs : le réseau totalement adaptatif, et le réseau partiellement adaptatif.

Dans le premier cas le contrôle de la réponse du réseau est total. Cette méthode permet d'obtenir les performances d'annulation supérieures. Quand le nombre d'éléments devient important, la charge de calcul peut devenir trop lourde.

Dans le second cas une partie de degrés de liberté (DOF) est utilisée. Le contrôle de la réponse du système est partiel et les performances d'annulation obtenues sont inférieures au cas du réseau totalement adaptatif.

III.6.2 Principe :

Le réseau adaptatif effectue un filtrage spatial après la détermination automatique de la direction des ondes d'interférence.

Le principe consiste à former (les lobes de réception rétrodirectifs dans les directions d'arrivées des interférences. Les lobes rétrodirectifs sont ensuite soustraits au lobe normal non adapté.

Pour calculer les lobes rétrodirectifs, la phase sur chaque élément du réseau doit être retardée par rapport à un élément de référence donné de l'avance de phase par l'onde incidente.

A une fréquence donnée, le retard doit être représenté par un décalage de phase compris entre $\pm 2\pi n$ où n est un nombre entier.

Ainsi pour n'importe quel élément, la phase rétrodirective doit être la phase conjuguée de celle du signal reçu sur l'élément.

Pour effectuer ces calculs, on suppose connue la direction d'arrivée du signal désiré et on fait l'hypothèse que sa puissance est petite comparée à celle du signal d'interférence. De plus on néglige le bruit introduit par les récepteurs.

III.6.3 Angle d'arrivée d'une source :

Pour calculer l'angle d'arrivée d'une source deux méthodes sont envisagées:

III.6.3.1 Méthode analogique :

Un signal source arrive dans la direction θ sur les deux éléments A et B (sont espacés de D où l'élément A est pris comme référence), où l'élément B est retardé de U par rapport à A. Le décalage de phase U est donné par:

$$U = 2\pi D/\lambda \sin\theta \quad (\text{III.67})$$

Avec λ la longueur d'onde du signal source, D l'espacement entre deux éléments. A partir de l'équation précédente, nous pouvons déduire l'angle d'arrivée du signal d'interférence.

Le principe d'un intercorrélateur permettant de mesurer le décalage de phase. L'avantage d'insérer l'oscillateur d'offset de fréquence f_0 est d'éliminer les oscillations du niveau bas en mode continu Soit :

$$E'_1 = a \cos(\omega t + u) \quad (\text{III.68})$$

$$E'_2 = b \cos((\omega + \omega_0)t + \phi_0) \quad (\text{III.69})$$

E'_1 , E'_2 sont les parties réelles des signaux complexes E_1 , E_2 respectivement. Après mélange et filtrage de ces signaux, le signal à la sortie de l'intercorrélateur est de la forme :

$$R_{EE} \approx \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} E_1^*(t) E_2(t) dt \quad (\text{III.70})$$

Le signal intercorrélé résultant a pour fréquence la fréquence d'offset et pour phase la valeur U (on considère que $f_0=0$). En mesurant la phase de ce signal, on peut calculer l'angle θ avec λ donnée.

III.6.3.2 Méthode numérique :

Numériquement le traitement consiste à calculer la fonction d'auto corrélation en faisant le produit de ce signal avec le même signal décalé d'un certain retard U . On fait varier ce retard afin d'obtenir un maximum de la fonction d'auto corrélation. Ce retard trouvé permet de calculer l'angle d'arrivée à partir de l'équation (III.12).

$$U = 2\pi D/\lambda \sin\theta \quad (\text{III.71})$$

III.6.4. Vecteur de pondération optimum pour un réseau linéaire :

Considérons un réseau linéaire constitué de M éléments équidistants et K ondes incidentes dans des directions distinctes repérées par les angles θ_i , avec $i=0, 1, \dots, K-1$. On suppose de plus que les K sources correspondantes sont linéairement indépendantes. Le signal désiré, supposé provenir de la direction θ_0 , et être à bande étroite, s'écrit:

$$s(t) = I_0 e^{j(\tilde{S}_0 t + \phi_0)} \quad (\text{III.72})$$

Où \tilde{S}_0 est la fréquence porteuse, ϕ_0 est la phase initiale et I_0 est l'amplitude du signal désiré.

$$J_i(t) = I_i e^{j(\tilde{S}_0 t + \phi_i)} \quad (\text{III.73})$$

Avec $i=1, 2, \dots, K-1$.

On définit le vecteur colonne suivant:

$$S(t) = [s(t), J(t)] \quad (\text{III.74})$$

Où $J(t) = [J_1(t), J_2(t), \dots, J_{K-1}(t)]^T$ et T est la notation pour le transposé d'un vecteur ou de la matrice considérée.

Soit le vecteur de direction présenter sous la forme de Vandermonde :

$$a(\dagger_i) = [1, e^{-j\tilde{S}_0 \dagger_i}, e^{-j2\tilde{S}_0 \dagger_i}, \dots, e^{-j(M-1)\tilde{S}_0 \dagger_i}] \quad (\text{III.75})$$

Avec $\dagger_i = N d \cos(\theta_i) / c$, c est la vitesse de la lumière et d est la distance entre deux éléments adjacents du réseau linéaire. M est le nombre d'éléments du réseau et \tilde{S}_0 est la pulsation de fonctionnement du système. On suppose de plus que la condition suivante est satisfaite :

$$d < \lambda / 2 \quad \text{et} \quad N \frac{2fc}{\tilde{S}_0} \quad (\text{III.76})$$

λ : Longueur d'onde

La matrice de direction A est définie par :

$$A = [a(\dagger_0), a(\dagger_1), \dots, a(\dagger_{M-1})]^T \quad (\text{III.77})$$

Supposant que le bruit mesuré à l'instant $t=0$ au niveau du récepteur est un bruit gaussien additif V (t), les signaux reçus s'écrivent :

$$X(t) = AS(t) + V(t) \quad (\text{III.78})$$

Où A est une matrice $M \times K$ et V (t) est le vecteur bruit additif introduit par les récepteurs. On suppose aussi que S (t) et J (t) sont décorrélés entre eux et aussi décorrélés avec le bruit mesuré V (t).

Le signal de sortie Y (t) est obtenu par :

$$Y(t) = W^* X(t) \quad (\text{III.79})$$

Où W est le *vecteur de pondération* déterminé et X(t) est le signal présent sur l'élément d'antenne considéré, et « * » dénote l'opération du transposé et conjugué d'un vecteur complexe.

Le vecteur de pondération optimal, W_{opt} peut-être obtenu en maximisant la valeur du rapport signai sur bruit (SNR). Notons que le bruit englobe ici le bruit gaussien additif qui est d'origine thermique et les signaux des Interférence. Le signal est la partie utile de l'énergie qu'on désire recevoir. La puissance du bruit est donnée par :

$$y = \left| \overline{W^t B} \right|^2 \quad (\text{III.80})$$

Où B est un vecteur dont l'élément $B_k = V(t) + \sum_{i=1}^k |p_i|^2 e^{j(S_0 t + \phi_i)}$
Et B_k est le signal bruit capté au k^{ième} élément d'antenne. La puissance du signal est :

$$P = \left| \overline{W^t S} \right|^2 \quad (\text{III.81})$$

Où S est un vecteur représentant le signal désiré. Le rapport signal sur bruit (SNR), qui dépend du vecteur de pondération W_i , est maximum pour une valeur particulière W_{opt} donnée par:

$$W_{opt} = r R_{XX}^{-1} a(\theta_0) \quad (\text{III.82})$$

Où $R_{XX} = E[x(t)x(t)^*]$ est la matrice de covariance, qui est supposée ne pas dépendre de t, et a est une constante de proportionnalité qui doit être choisie en utilisant des critères particuliers. On peut par exemple supposer que le gain dans la direction d'observation est égal à l'unité (direction du lobe principal), c'est à dire :

$$W_{opt} a(\theta_0) = 1 \quad (\text{III.83})$$

La constante est égale à :

$$r^{-1} = \frac{1}{a(\theta_0)^* R_{XX}^{-1} a(\theta_0)} \quad (\text{III.84})$$

Le diagramme de rayonnement du réseau est obtenu en traçant la variation en fonction de l'angle θ de :

$$\left\| W_{opt} a(\theta) \right\|^2 \quad (\text{III.85})$$

Avec $\theta = \frac{d \cos(\theta)}{c}$ et $0 < \theta < \pi$.

Où le vecteur de pondération optimum :

$$W_{opt} = \frac{R^{-1} a(\theta_0)}{a(\theta_0)^* R^{-1} a(\theta_0)} \quad (\text{III.86})$$

Avec $a(\dagger_0)$: le vecteur d'angle observation désiré.

La matrice de covariance est définie par :

$$R = \sum_{i=1}^k P a(\dagger_i) a(\dagger_i)^* + \dagger I \quad (\text{III.87})$$

Avec k : nombre d'interférence,

P : Énergie des signaux,

\dagger : Énergie de bruit,

I : matrice identité (MxM).

III.6.5. Diagramme de rayonnement :

En utilisant l'expression (III.29), nous avons tracé les diagrammes de rayonnement d'un réseau linéaire adapté à l'environnement. Tout en faisant varier le nombre d'élément M , les directions des interférences et la direction de signal utile. Les résultats sont présentés sur les figures (III.8, 9, 10, 11, 12,13).

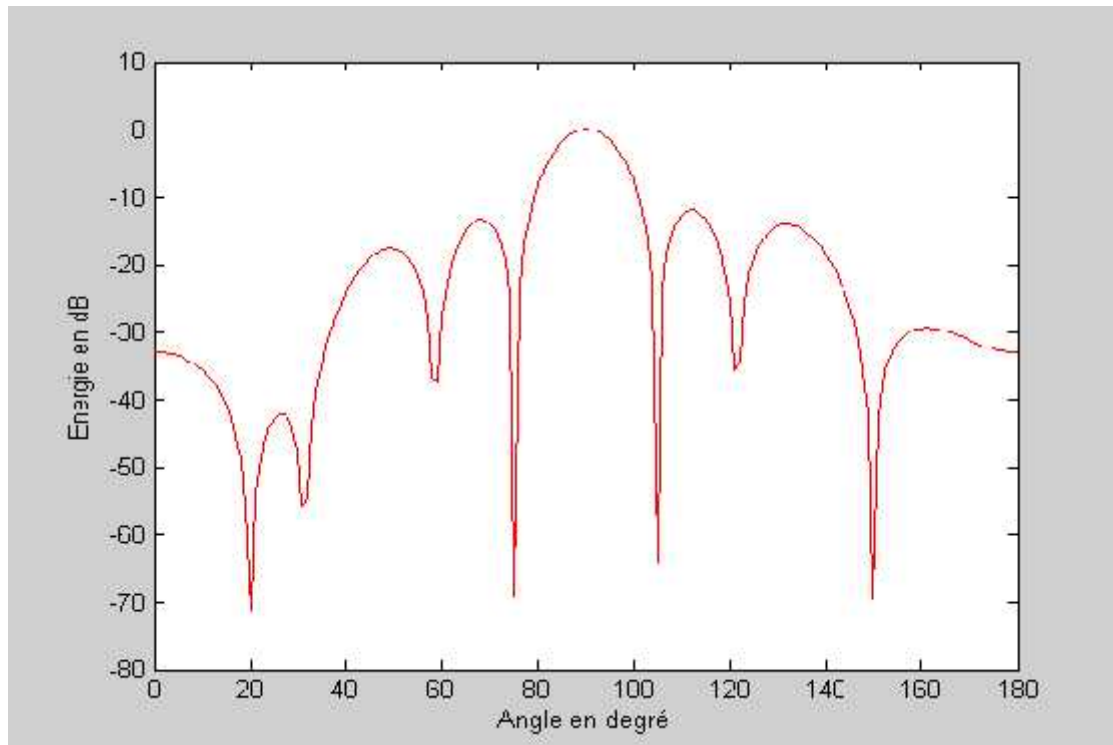


Figure III.11 : Diagramme de rayonnement d'une antenne réseau avec 8 éléments, deux interférences ($\theta_1=20^\circ$, $\theta_2=150^\circ$) et le signal utile $\theta_0=90$

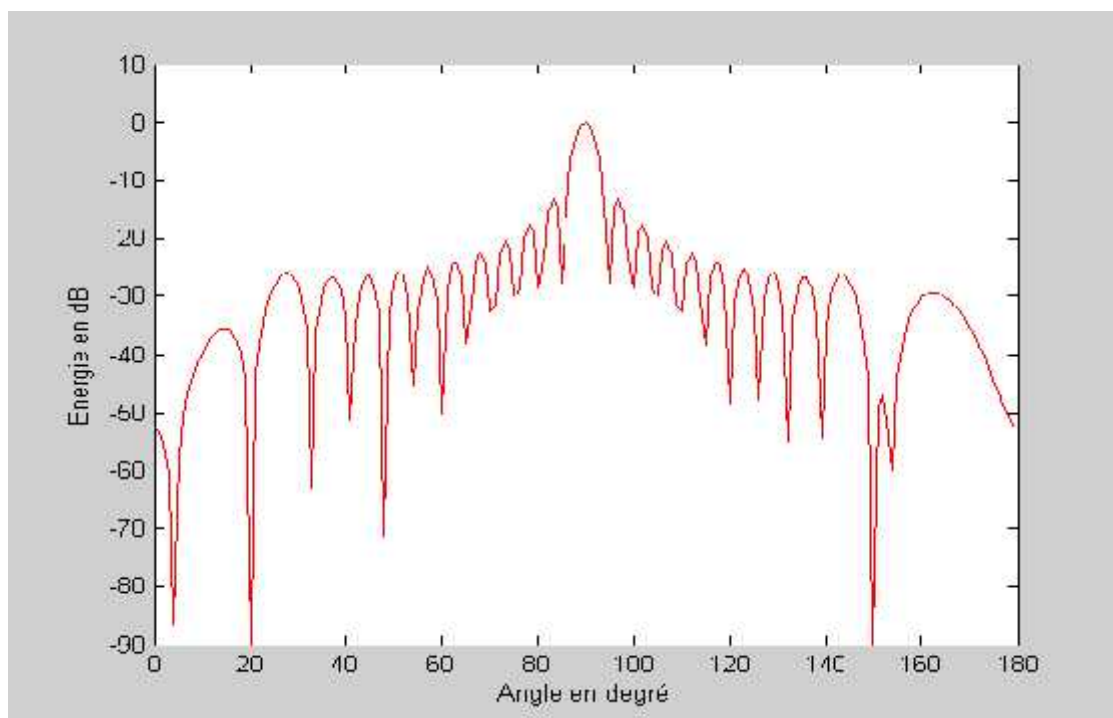


Figure III.12 : Diagramme de rayonnement d'une antenne réseau avec 24 éléments, deux interférences ($\theta_1=20^\circ$, $\theta_2=150^\circ$) et le signal utile $\theta_0=90$

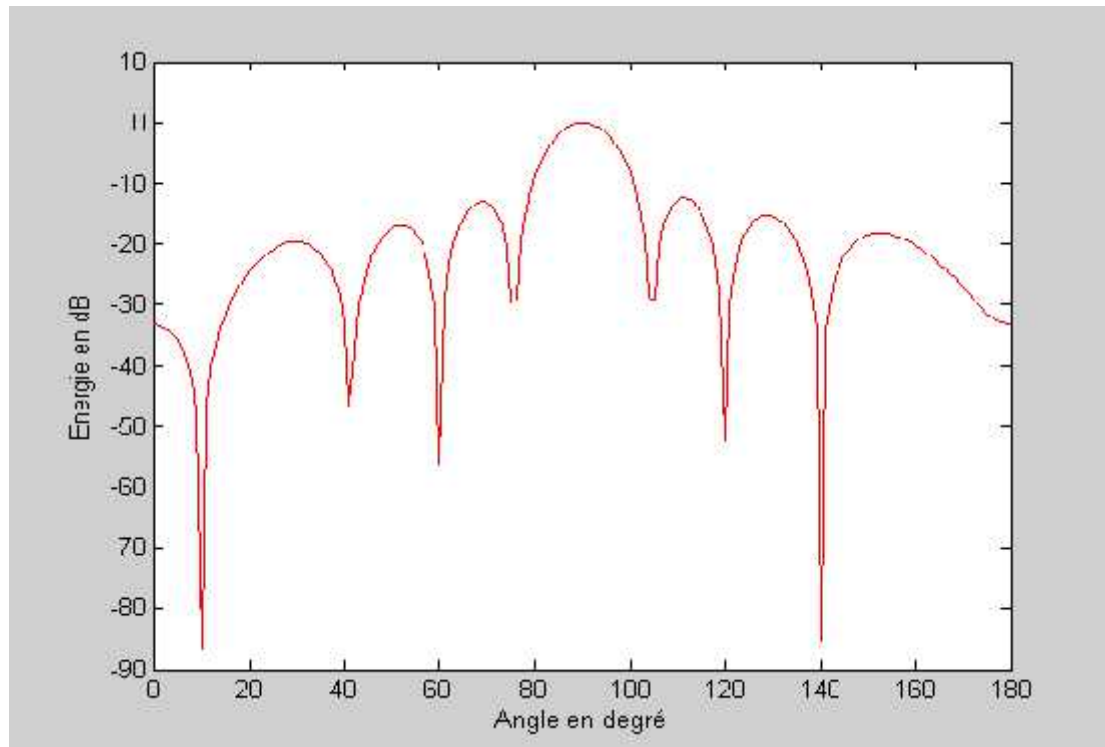


Figure III.13 : Diagramme de rayonnement d'une antenne réseau avec 8 éléments, deux interférences ($\theta_1=10^\circ$, $\theta_2=140^\circ$) et le signal utile $\theta_0=90$

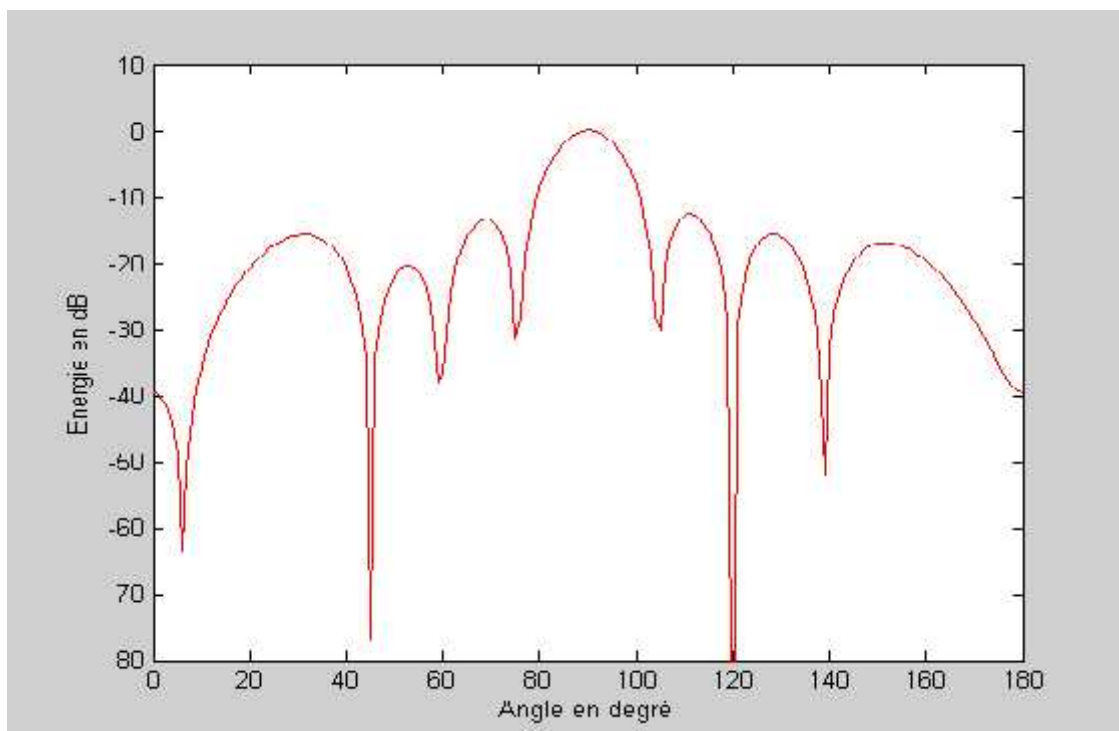


Figure III.14 : Diagramme de rayonnement d'antenne réseau avec 8 éléments, deux interférences ($\theta_1=45^\circ$, $\theta_2=120^\circ$) et le signal utile $\theta_0=90$

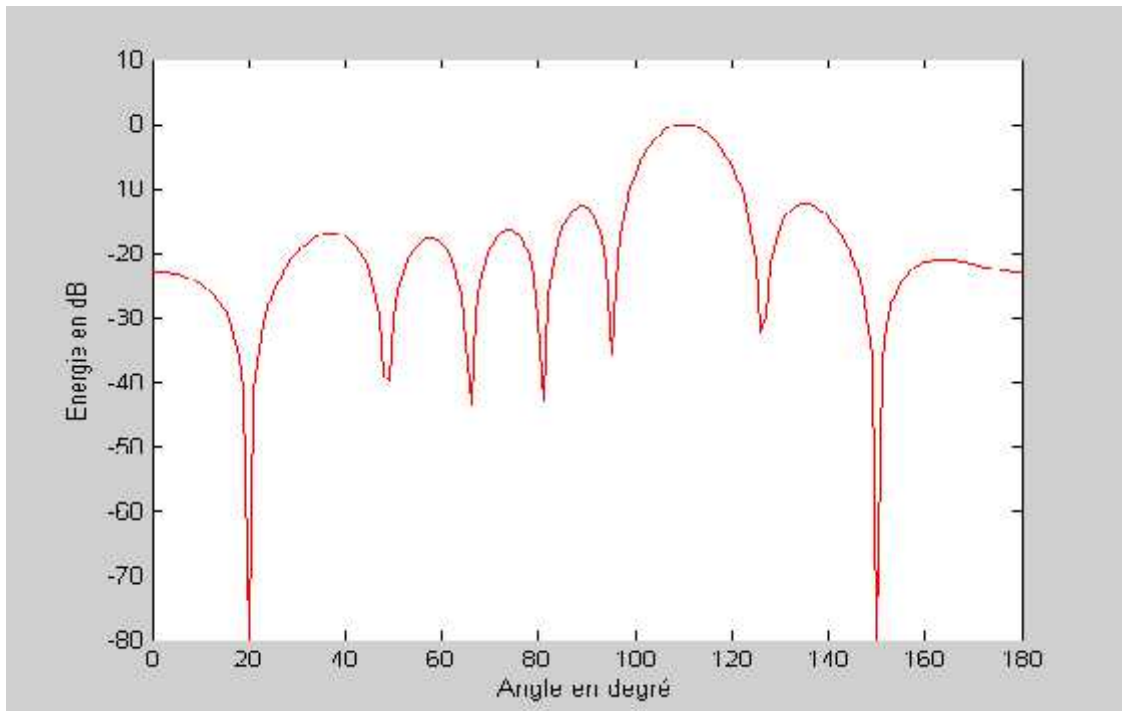


Figure III.15 : Diagramme de rayonnement d'une antenne réseau avec 8 éléments, deux interférences ($\alpha_1=20^\circ, \alpha_2=150^\circ$) et le signal utile $\alpha_0=110$

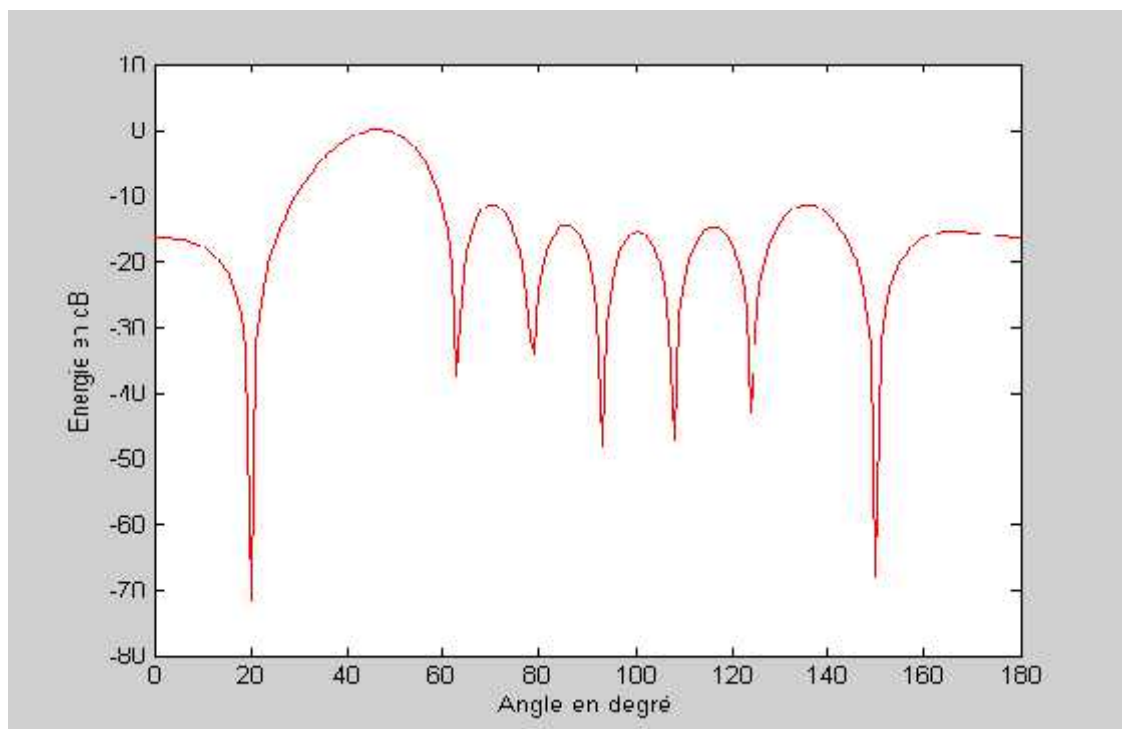


Figure III.16 : Diagramme de rayonnement d'une antenne réseau avec 8 éléments, deux interférences ($\alpha_1=20^\circ, \alpha_2=150^\circ$) et le signal utile $\alpha_0=45$

Sur les figures (III.8) et (III.9), les deux interférences θ_1 et θ_2 respectivement fixées à 20° et 150° , et le signal utile à 90° . On remarque que le diagramme de rayonnement présente des nuls dans les directions des interférences. Cependant en augmentant le nombre d'éléments de 8 à 24, la largeur du lobe principal décroît, propriété déjà rencontrée dans le § (III.2.2) et les lobes secondaires se situent en dessus du niveau du lobe principal, sur les figures (III.10), (III.11), (III.12) et (III.13), pour des différents angles d'interférences le diagramme de rayonnement présentera toujours des nuls en ces directions, le signal utile restera protégé pour les différentes directions choisies.

III.7. Conclusion :

L'antenne réseau linéaire permet d'avoir un diagramme de rayonnement directif dont l'orientation peut être obtenue par déphasage des éléments.

Lors de la définition de l'antenne il faut aussi se préoccuper des « grating lobes » qui apparaissent lorsque $d < \lambda / 2$, Cette condition détermine la distance maximale entre les éléments.

Donc le nombre d'éléments de l'antenne est fixé par la fréquence maximale d'utilisation et l'apparition des « grating lobes ».

L'élimination des interférences est basée sur l'estimation de la matrice de covariance des signaux issus des éléments de l'antenne réseau. Cette estimation est d'autant meilleure que le nombre de prélèvements est grand.

L'annulation se fait parfaitement dans la direction des interférences, mais cela est fait au détriment de la forme du lobe principal lorsque les interférences se trouvent dans ce lobe.

IV.1. Définition :

Un système focalisant transforme une onde sphérique produite par une source élémentaire placée en son foyer en une onde plane sur l'ouverture de l'antenne permettant ainsi d'avoir un gain maximal pour une envergure donnée. Deux types de système sont particulièrement utilisés : la lentille et le réflecteur parabolique.

IV.2. Généralités :

IV.2.1. Source élémentaire :

La source primaire a pour rôle d'illuminer le projecteur d'onde collimateur à l'émission ou de recueillir l'énergie concentrée par le focalisant à la réception. Les caractéristiques électromagnétiques de l'antenne source doivent être parfaitement maîtrisées : position du centre de phase de l'onde émise, forme du diagramme de rayonnement, phase et polarisation. Différentes antennes peuvent constituer la source primaire, mais dans la grande majorité des cas ce sont les cornets qui sont utilisés (voir figure IV. 1).



Figure IV.1: Cornet comme source primaire

IV.2.2. Principe de fonctionnement :

Un système focalisant transforme en onde plane l'onde sphérique émise par l'antenne élémentaire placée à son foyer. Dans le cas d'un réflecteur parabolique, la focalisation s'effectue en réflexion (figure IV.2). L'ensemble des rayons issus du foyer, qui sont transmis ou réfléchis émergent parallèlement à l'axe de l'antenne. Dans un plan P orthogonal à cet axe situé en sortie de

focaliseur, tous les rayons ont parcouru le même chemin optique. Ce faisceau de rayons délimite donc, dans ce plan, une ouverture équivalente circulaire équiphase de diamètre D.

Avec des dimensions d'ouverture équivalente grandes devant la longueur d'onde, le rayonnement de ces systèmes à projecteur d'onde peut donc être assimilé à celui d'une ouverture circulaire rayonnante dont la loi d'illumination est équiphase mais varie en amplitude essentiellement en fonction du diagramme de la source primaire. (Pour être vraiment rigoureux, il faudrait tenir compte de la fonction de transfert du focaliseur qui dépend essentiellement de son état de surface et de sa constitution dans le cas des lentilles.

De nombreux ouvrages exposent la théorie des ouvertures rayonnantes et permettent de connaître l'expression des champs en zone de Fraunhofer et donc le rayonnement en champ lointain de ces systèmes focalisants. Il est rappelé que pour une ouverture rayonnante équiphase de plus grande dimension D, la zone de Fraunhofer qui correspond à la zone où les ondes sont sphériques et où la puissance décroît en $1/R^2$ se situe pour :

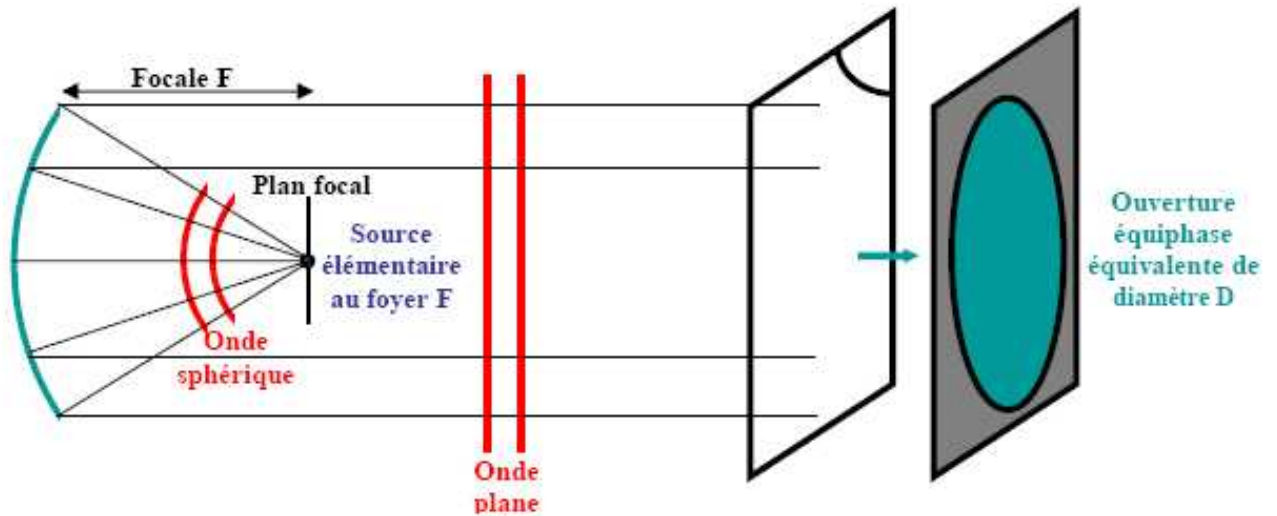


Figure IV. 2 : Réflecteur parabolique : système focalisant en réflexion

$$R \geq 2 \frac{D^2}{\lambda_0} \quad (\text{IV.1})$$

Une antenne à système focalisant peut être assimilée en première approximation à une antenne à ouverture rayonnante. Le gain est directement lié aux dimensions de l'ouverture rayonnante équivalente affectée de pertes inerrantes à l'illumination de la source.

IV.2.3. Système focalisant comme antenne multifaisceaux :

L'insertion de plusieurs sources au voisinage du foyer du focaliseur permet de générer une multitude de faisceaux comme le montre schématiquement la figure IV. 3.

Ces antennes multifaisceaux sont constituées de trois composantes majeurs : un réseau d'antennes sources (classiquement des cornets), un focaliseur assurant la collimation, et un circuit de distribution permettant de répartir la puissance d'alimentation sur les sources. Ce circuit de distribution peut varier d'une configuration simple réalisant la commutation des sources à des configurations plus complexes permettant de reconfigurer les faisceaux.

Cependant, du fait de la défocalisation des sources, les performances électromagnétiques varient selon le faisceau considéré. Cette perturbation peut être minimisée en utilisant des configurations de focaliseur adaptées, en utilisant des réseaux non planaires ou même électroniquement.

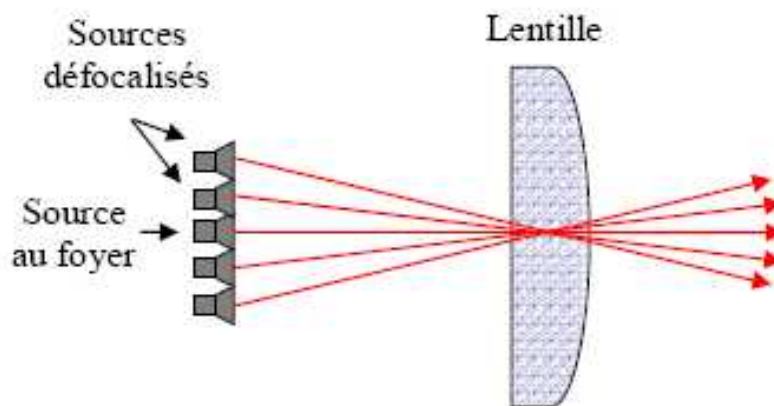


Figure IV.3 : Principe du multifaisceaux avec un système focalisant

IV.3. Spécificité des réflecteurs paraboliques :

Une énumération de caractéristiques qui différencient le réflecteur parabolique de la lentille est exposée :

- *Moins de flexibilité*

La lentille offre trois degrés de liberté supplémentaire par rapport aux réflecteurs : la géométrie des deux surfaces et le choix de l'indice de réfraction. L'architecture de la lentille peut donc être adaptée à une application donnée. Cette notion est primordiale dans une application multifaisceaux où les aberrations de phases causées par la défocalisation peuvent être minimisées.

- *Peu de pertes*

Les pertes diélectriques et les pertes par transmission représentent un problème majeur des lentilles car elles nuisent aux rendements de l'antenne. En effet, de multiples réflexions s'opèrent aux interfaces et engendrent une diminution de la puissance transmise. Les réflecteurs ne sont affectés que par des pertes négligeables : les pertes métalliques et les pertes liées à l'état de surface du paraboloïde.

- *Pas de réflexions parasites sur la surface du focaliseur*

Les lentilles sont sujettes à de multiples réflexions sur les interfaces qui engendrent des effets néfastes comme : perte de puissance, remontée des lobes secondaires, onde rétro-diffusée perturbant la source, interférences entre les ondes.

- *Encombrement et poids limités*

Les réflecteurs possèdent une masse inférieure et une distance focale moins importante par rapport à une lentille de performance similaire. Ces critères sont capitaux dans le domaine spatial où la quête du toujours plus léger et du toujours plus petit est primordiale.

- *Coût faible et simplicité*

Du fait de la simplicité et de la maîtrise du concept, l'antenne réflecteur parabolique est à moindre coût. En effet, les lentilles présentent souvent des géométries singulières (zonage pour réduire le poids, traitement anti-réflexion des surfaces, forme particulière pour corriger les aberrations de phase) induisant une complexité et un coût élevé de l'antenne.

- *Mise en offset*

Le réflecteur parabolique doit être utilisé en offset afin d'éviter la zone d'ombre engendrée par la source. Cette dernière provoque une perturbation du diagramme de rayonnement du réflecteur caractérisée par une remontée excessive des lobes secondaires et une baisse du gain. Dans une application multifaisceaux où des batteries de source de taille prohibitive sont utilisées, cette notion prend une importance capitale. Une représentation est donnée sur la figure IV.4.

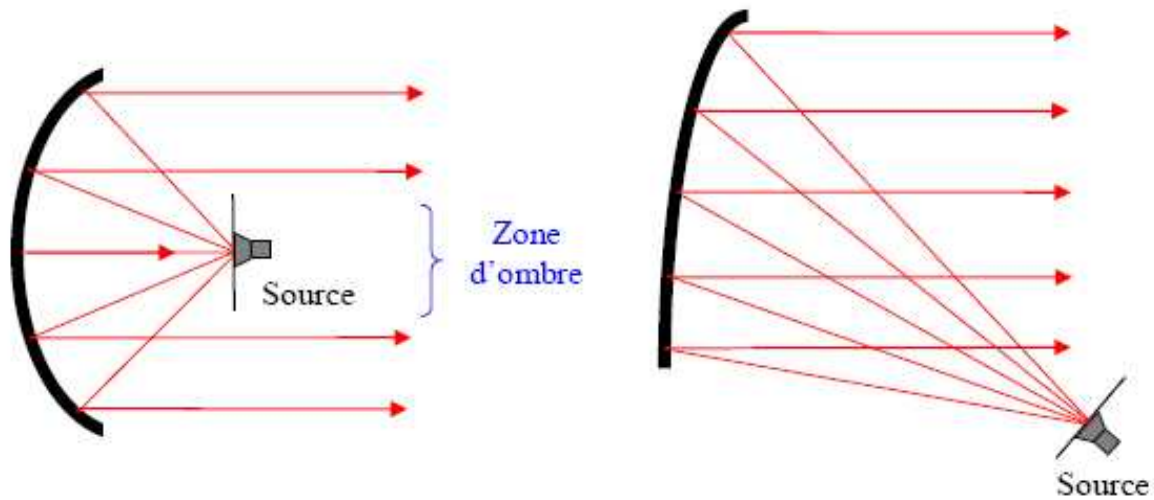


Figure IV.4 : Mise en offset du réflecteur pour éviter la zone d'ombre

Le réflecteur parabolique en offset est couramment utilisé dans les télécommunications spatiales. Une étude plus approfondie de ce dispositif est proposée au paragraphe suivant.

IV.4. Réflecteur parabolique en offset alimenté par un réseau focal :

Les réflecteurs paraboliques offset sont largement utilisés dans les systèmes d'antennes multifaisceaux actuels. Plusieurs méthodes théoriques (programmes) sont disponibles pour analyser les performances du réflecteur. Ces méthodes sont de type « direct » dans le sens où les paramètres de performances (gain, lobes secondaires, etc..) peuvent être calculés seulement après que la configuration du réflecteur (et le feeder) soit donnée. Dans beaucoup d'applications pratiques, cependant, le problème est souvent de type « inverse »; à savoir, étant donné une spécification des paramètres de performance, la configuration du réflecteur est conçue.

Dans ce chapitre, nous présentons une procédure systématique basée sur des formules simples pour résoudre le problème inverse. Le but est de décrire ce dispositif antennaire couramment utilisé dans les applications spatiales multifaisceaux. Pour se faire, dans un premier temps, une étude sur le réflecteur alimenté par une seule source sera réalisée afin de mettre en évidence l'influence des différents paramètres sur le comportement électromagnétique de l'aérien.

Ensuite, l'aspect multifaisceaux de l'antenne sera détaillé et notamment les performances obtenues suivant les paramètres de l'aérien pour mettre en évidence les limites d'un tel système.

IV.4.1. Réflecteur parabolique en offset alimenté par une seule source :

Nous allons décrire dans ce paragraphe les paramètres géométriques et la conception d'un réflecteur parabolique en offset. Puis, le comportement électromagnétique de cette antenne sera analysé.

La géométrie de ce type d'aérien est définie par trois caractéristiques essentielles : le diamètre D , la focale F et l'offset H . En fonction de ces données, il est aisé de déterminer les angles remarquables de la parabole comme l'angle de pointage de la source (ϕ_0) ou l'angle d'interception de la parabole ($2\phi_L$). Ces dernières permettent de déterminer les caractéristiques de la source à adopter afin de se placer dans les meilleures conditions d'illumination.

Les équations suivantes dérivées de la géométrie sont utilisées pour la détermination des paramètres D , F , et H :

$$\phi_L = \arctan\left(\frac{4FH}{4F^2 - H^2}\right) \quad (\text{IV. 4})$$

$$\phi_H = \arctan\left(\frac{4F(H+D)}{4F^2 - (H+D)^2}\right) \quad (\text{IV. 5})$$

$$\phi_0 = \arctan\left(\frac{4F(H+D/2)}{4F^2 - (H+D/2)^2}\right) \quad (\text{IV. 6})$$

$$\beta_L = \beta_H = \frac{\phi_H - \phi_L}{2} \quad (\text{IV. 7})$$

Avec D , F et H : respectivement diamètre, focale et offset du focaliseur.

Nous supposons que l'élément focal est une source ponctuelle de diagramme de rayonnement $g(\theta)$ représentée par une fonction cosinus (figure IV. 6)

$$g(\theta) = \cos^n(\theta) \quad (\text{IV. 8})$$

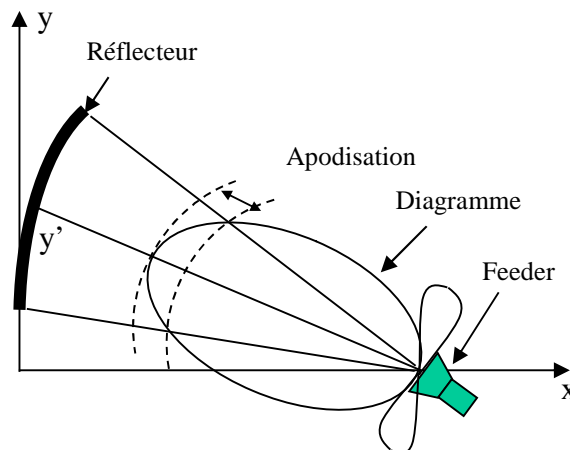


Figure IV. 6: Diagramme de rayonnement du feeder l'élément focaliseur

IV.4.1.2. Influence des paramètres géométriques :

IV.4.1.2.1. Diamètre D :

Le diamètre D de la parabole est généralement sélectionné en fonction du gain et de l'ouverture désirée du lobe. La parabole peut être vue comme une surface circulaire rayonnante de diamètre D. Les dimensions de l'antenne dépendent de la largeur du lobe et du niveau des lobes secondaires. Le diamètre du réflecteur (D) relié à la largeur du lobe et le niveau des lobes secondaires est donné par [6] :

$$D = (33.2 - 1.55 \times S_L) \frac{\lambda}{\theta_{3dB}} \quad (\text{IV. 9})$$

ou S_L est le niveau maximum des lobes secondaires (-dB), θ_{3dB} est la largeur du lobe à mi-puissance et λ est la longueur d'onde.

La dimension du réflecteur basée sur la largeur du lobe $\theta_{3dB} = 0.3^\circ$ et un niveau des lobes secondaires de -30 dB est obtenue en utilisant (IV. 8).

IV.4.1.2.2. Rapport F/D :

Le rapport F/D varie globalement entre 0.75 et 1.8. Un rapport trop petit engendre une dissymétrie du rayonnement du réflecteur et un problème d'astigmatisme qui limitent la performance du système :

- dissymétrie du rayonnement du réflecteur : Les bords du réflecteur parabolique en offset ne sont pas situés à égale distance de l'axe de rayonnement de la source ($r(L) \neq r(H)$). Pour que cette différence soit limitée et ainsi obtenir une illumination homogène des bords du réflecteur, il est primordial d'utiliser une focale suffisamment grande soit $F > 0.75 D$. Dans ce cas, il est considéré que L est égale à H et que l'angle d'interception de la parabole vaut $2 \theta_L$.
- problème d'astigmatisme : le rayonnement de la source n'est pas un pur point d'ondes sphériques au niveau du réflecteur.

Cependant, un rapport F/D élevé nécessite une source directive et implicitement de grande taille pour que toute l'énergie émise soit interceptée par le focaliseur. De plus, une grande focale augmente l'encombrement de l'aérien. Nous avons adopté un rapport de 0.8

IV.4.1.2.3. Rapport H/D :

Quant au choix de l'offset, il ne dépend que de l'encombrement de la source ou de la batterie de sources afin qu'aucun effet d'ombre ne se produise. Classiquement un rapport compris entre 0.2 et 0.5 est adopté. Nous avons fixé ce rapport à 0.3.

Le tableau IV. 1 donne les paramètres géométrique de l'antenne à réflecteur offset pour deux fréquences; 20/30GHz et une largeur de lobe de 0.3° .

Paramètres	F=20GHz	F=30GHz
D, diamètre du réflecteur (m)	3.98	2.65
F, longueur focale (m)	3.18	2.13
H, offset (m)	1.19	0.8

Tableau IV. 1: Géométrie d'une antenne multifaisceaux à $\theta_{3dB} = 0.3^\circ$.

IV.4.1.2.4. Elément rayonnant :

Le choix de l'élément rayonnant et ses dimensions sont des éléments clés dans la détermination des performances globales de l'antenne multifaisceaux. La taille de l'élément t dépend du rapport F/D et est donnée approximativement par :

$$\frac{t}{\lambda} \cong 1.25(F/D) \quad (IV. 10)$$

Pour le rapport F/D choisi de 0.8, la longueur du cornet est approximativement λ .

IV.4.1.3. Gain, pertes et rendement :

IV.4.1.3.1. Gain :

Si une antenne d'aire S réalisait parfaitement une ouverture équiphase sur laquelle la distribution du champ en amplitude était uniforme, son gain serait donné par :

$$G = \frac{4\pi S}{\lambda_0^2} \quad (IV.11)$$

Un réflecteur est assimilable à une ouverture circulaire rayonnante de diamètre D .

Cependant, les systèmes réflecteurs sont tributaires du rayonnement de la source primaire et sont donc affectés de pertes qui limitent le gain.

$$G = \frac{4\pi S}{\lambda_0^2} K_1 \times K_2 \quad (IV.12)$$

Avec K_1 et K_2 facteurs de gain qui sont respectivement dépendants de :

- Pertes par débordement qui correspondent à l'énergie rayonnée par la source primaire qui n'est pas intercepté par le focaliseur.

- Pertes par apodisation qui correspondent au facteur de gain d'une ouverture dont la loi d'illumination n'est pas uniforme.

D'autres phénomènes inévitables qui ne proviennent pas d'une conception maladroite du système, diminuent également le gain. On peut citer les pertes ohmiques, les pertes par désadaptation, les pertes liées à l'état de surface du réflecteur (rugosité). Des problèmes issus de la fabrication ou provenant d'un positionnement erroné de la source limitent également l'efficacité du système.

IV4.I.3.2. Pertes, facteurs de gain :

Le gain d'un système focalisant est donc équivalent au gain d'une ouverture équiampitude et équiphasé affecté de deux facteurs de gain qui correspondent respectivement aux pertes par apodisation et aux pertes par débordements. Ces dernières qui sont directement liés au rayonnement de la source primaire sont exprimées en fonction de l'apodisation, notion qui est détaillée dans le paragraphe suivant.

L'apodisation N correspond au rapport des niveaux de champs entre le centre du focaliseur et ses bords. L'amplitude du champ sur chacun des bords n'étant pas parfaitement égale, plusieurs notions d'apodisation ont été définies. Cependant, les réflecteurs utilisés présentent généralement un rapport F/D suffisant pour considérer que cette différence est minime. C'est pour cette raison que l'apodisation est couramment définie à partir du diagramme de rayonnement de la source primaire comme le montre la figure IV.7.

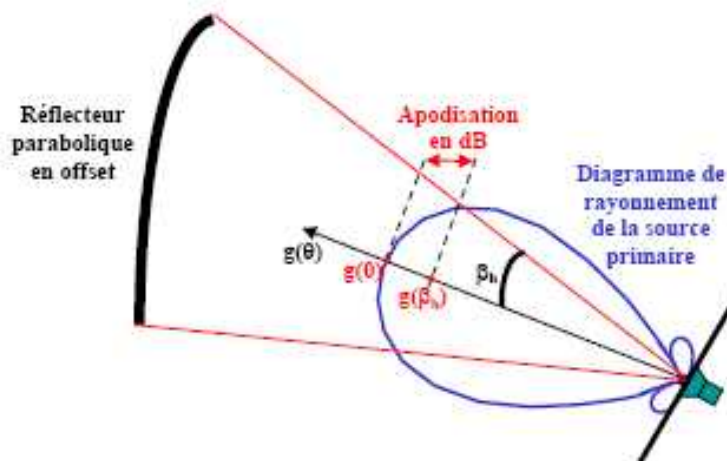


Figure IV. 7 : Représentation de l'apodisation

L'apodisation N est très souvent exprimée en dB car elle est définie à partir du diagramme de rayonnement de la source primaire $g(\)$ qui est lui-même le plus souvent représenté avec une échelle logarithmique.

$$N_{dB} = g_{dB}(\theta_0) - g_{dB}(\beta_h) \quad (IV.13)$$

Avec $g_{dB}(\theta_0)$ Directivité en dB de la source dans la direction θ_0
 β_h demi angle intercepté par le réflecteur.

Cette expression est déterminée dans un seul plan et n'est parfaitement rigoureuse que si toutes les composantes du système sont à symétrie de révolution.

Le lobe principal du diagramme de rayonnement de la source primaire peut-être approximé par une expression du type $\cos^n(\theta)$. Dans ce cas, l'apodisation N en dB devient :

$$N_{dB} = 20 \log(\cos^n(\beta_h)) \quad (IV.14)$$

IV. 4.1.3.3. Pertes par débordement :

Les pertes par débordements ("spill-over") sont dues à un angle d'ouverture du lobe de rayonnement de la source primaire trop élevé (Figure IV.8). Une partie de l'énergie rayonnée par la source n'intercepte pas le réflecteur. Elle est donc perdue. Ces pertes traduisent une diminution du gain de l'antenne. De plus, une diffraction élevée des bords de l'antenne génère une dégradation du diagramme de rayonnement caractérisée par des lobes secondaires élevés.

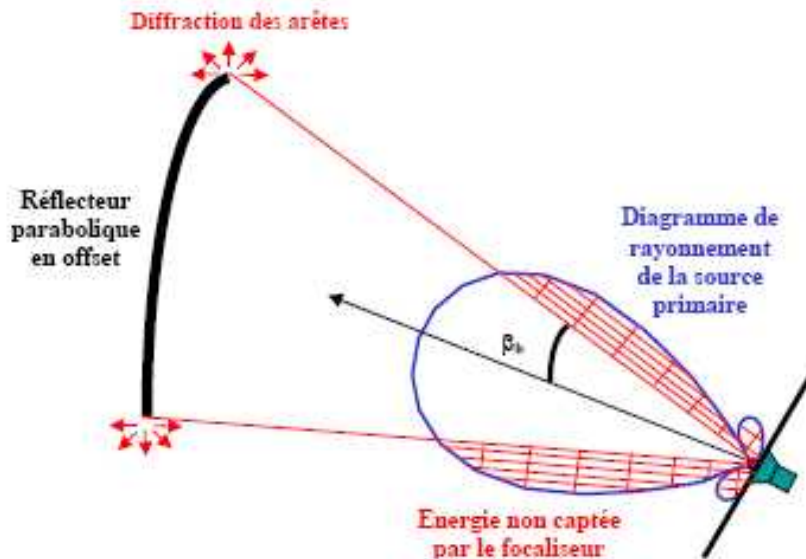


Figure IV. 8 : Représentation des pertes par débordement

Le facteur de gain K_1 traduit ces pertes par débordement. Il peut être quantifié en effectuant le rapport de la quantité de puissance rayonnée par la source dans l'angle solide délimité par β_h sur la quantité de puissance rayonnée par la source dans le demi espace. Nous considérons que la source possède un rayonnement à symétrie de révolution et donc que la densité de puissance par unité d'angle solide $(\text{W/m}^2\text{sr})$ est indépendante de φ .

$$K_1 = \frac{2\pi \int_0^{\beta_h} 2\psi \sin(\theta) d\theta}{2\pi \int_0^{\frac{\pi}{2}} 2\psi \sin(\theta) d\theta} = \frac{\int_0^{\beta_h} g(\theta) \sin(\theta) d\theta}{\int_0^{\frac{\pi}{2}} g(\theta) \sin(\theta) d\theta} \quad (\text{IV.15})$$

Le facteur de gain K_1 en fonction de l'apodisation peut être déterminé simplement de façon analytique en approximant la forme du lobe de rayonnement de la source par une expression du type $\text{Cos}^n(\theta)$ et en considérant l'apodisation égale à l'équation (IV.14.). Une équation approximant K_1 en fonction de l'apodisation calculé avec $n = 1$ est donnée par les formules (IV.16) (IV17). Cette fonction est représentée par la figure IV.10.

$$K_1 = \frac{\int_0^{\beta_h} \cos(\theta) \sin(\theta) d\theta}{\int_0^{\frac{\pi}{2}} \cos(\theta) \sin(\theta) d\theta} = 2 \int_0^{\beta_h} \cos(\theta) \sin(\theta) d\theta \quad (\text{IV.16})$$

$$\beta_h = \arccos\left(10^{-\frac{N_{dB}}{20}}\right) \quad (\text{IV.17})$$

Avec β_h : demi angle intercepté par le réflecteur
 N_{dB} : Apodisation en dB

IV.4.1.3.4. Pertes par apodisation :

L'illumination du réflecteur s'effectue par le biais d'une source primaire au foyer dont le diagramme de rayonnement n'est pas omnidirectionnel. Il existe donc un contraste entre le niveau de champ sur les bords et le niveau maximum généralement au centre du réflecteur.

Les pertes par apodisation traduisent le fait que la distribution du champ sur l'ouverture rayonnante équivalente du focaliseur n'est pas équi-amplitude (figure IV. 9).

Sur l'ouverture rayonnante, la loi d'illumination en amplitude normalisée $A(r)$ peut être exprimé en fonction de la position sous la forme analytique suivante :

$$A(r) = C + \cos^n\left(\frac{\pi r}{D}\right) \quad (\text{IV.18})$$

Avec C : Apodisation linéaire si l'amplitude est normalisée
D : Diamètre du focaliseur

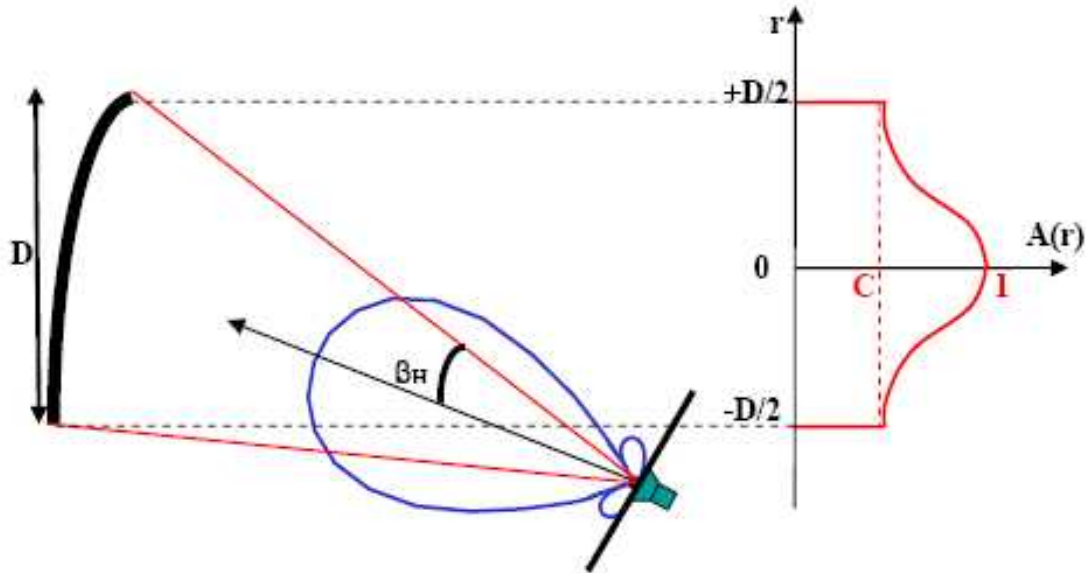


Figure IV.9 : Distribution du champ sur l'ouverture rayonnante équivalente du réflecteur

La fonction de transfert du réflecteur est unitaire, la répartition cosinusoidale du champ sur l'ouverture est donc de la même forme que le diagramme de rayonnement de la source primaire.

Le facteur K_2 est un rapport correspondant au gain engendré par une ouverture dont la répartition du champ est régie par la formule (IV.19) sur le gain généré par une ouverture équi-amplitude de même dimension. Pour une distribution du champ sur l'ouverture donnée formule (IV.19) avec $n = 1$, l'expression analytique du facteur de gain K_2 est :

$$K_2 = \frac{\left(C + \frac{2}{\pi}\right)^2}{C^2 + \frac{4C}{\pi} + 0.5} \quad (\text{IV.19})$$

Avec C : Apodisation linéaire

IV.4.1.3.5. Rendement du focaliseur :

Les facteurs de gain K_1 (qui traduit les pertes par débordement) et K_2 (qui traduit les pertes par apodisation) varient en sens inverse en fonction de l'apodisation (figure IV.10). Il faut donc trouver un compromis entre les pertes par débordement (importantes si la source est peu directive) et les pertes par apodisation (importantes si la source est directive) pour obtenir un rendement du focaliseur optimal. Il est donc nécessaire de rechercher le maximum du facteur de gain global $K_1 \times K_2$ en fonction de l'apodisation. Ce maximum (0.84) s'obtient pour une apodisation de l'ordre -16 dB.

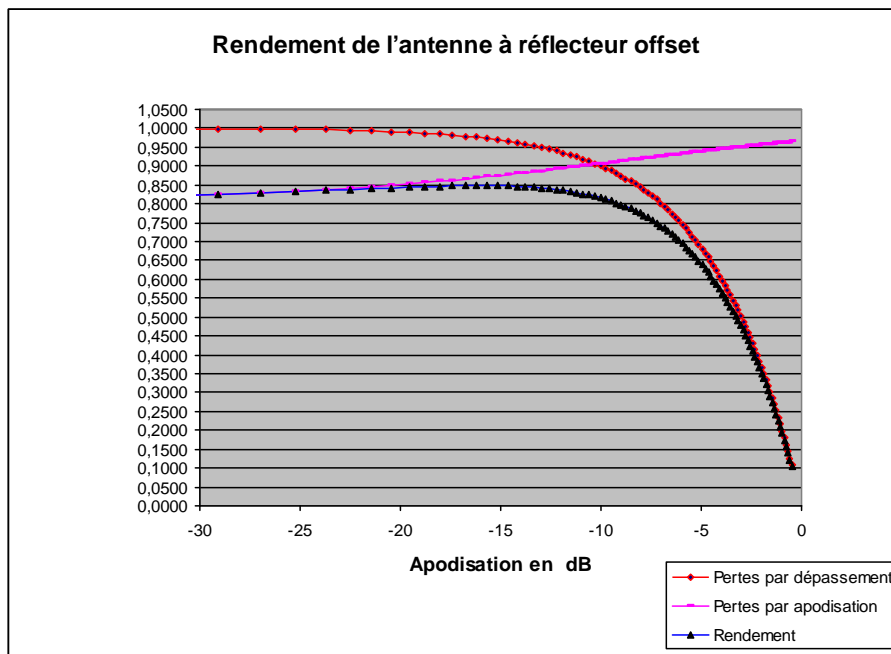


Figure IV. 10 : Facteurs de gain et rendement du réflecteur

La géométrie de la source a donc un rôle prépondérant dans l'optimisation du rendement du système. En effet, son illumination doit engendrer une apodisation de l'ordre de -16 dB afin d'obtenir un facteur de rendement optimale du réflecteur de l'ordre de 0.84.

Ce facteur de rendement idéal ne tient pas compte des pertes liées aux erreurs de phase sur le réflecteur engendré par l'éclairement de la source. Par exemple, un écart de 90° entre le bord de la parabole et son centre conduit à une perte de 2 dB supplémentaire soit une nouvelle efficacité de 0.5.

IV.5. Système multifaisceaux : réflecteur parabolique en offset alimenté par une batterie de sources :

Pour générer plusieurs faisceaux, dans le cas d'une couverture multispots fixes de la Terre par une antenne embarquée, il suffit de disposer dans le plan focal du réflecteur autant de sources que de spots désirés. Une présentation du fonctionnement de ce système va donc être détaillé pour ensuite montrer ses limites.

IV.5.1. Présentation :

IV.5.1.1. Nombre d'éléments :

Le réseau de « feeder » est localisé dans le plan normal à la ligne $O'y'$ (figure IV. 11). Dans le plan $x=F$ ($\phi_0 = 0$), le réseau possède N éléments identiques de chaque coté du point focal O' .

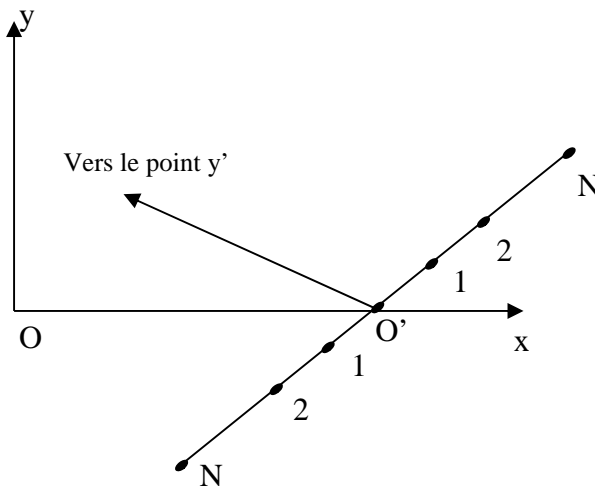


Figure IV. 11 : Dans le plan $x = F$, le réseau dispose de $(2N + 1)$ éléments et est normal à la ligne Oy' .

Le nombre d'éléments dépend de la zone de couverture et la taille de l'antenne et est approximativement donnée par :

$$N_T \cong \text{zone de couverture (en degrés carrée)} / [2746(\lambda/D)^2] \quad (\text{IV. 20})$$

Le dénominateur dans l'expression précédente représente la surface de l'hexagone entouré par les faisceaux constitutifs. La zone de couverture est usuellement plus

grande que la zone géographique et inclut l'erreur de pointage de l'antenne. Pour une ouverture circulaire de deux (02) degrés de diamètre et $D/\lambda = 265.66$, le nombre de feeder N_T donné par (IV. 20) est 80. le réseau sélectionné possède 81 éléments d'antenne cornet ($N_T = 2N + 1$, donc $N = 40$).

IV.5.1.2. Caractéristiques des faisceaux :

Il est possible d'obtenir un rayonnement par faisceaux multiples du focaliseur par le biais d'un groupe de sources primaires disposés dans le plan focal du réflecteur. A chacun de ces éléments correspond un faisceau fin rayonné dont la direction dépend de la position de la source considérée par rapport au point focal comme le montre la figure IV.12.

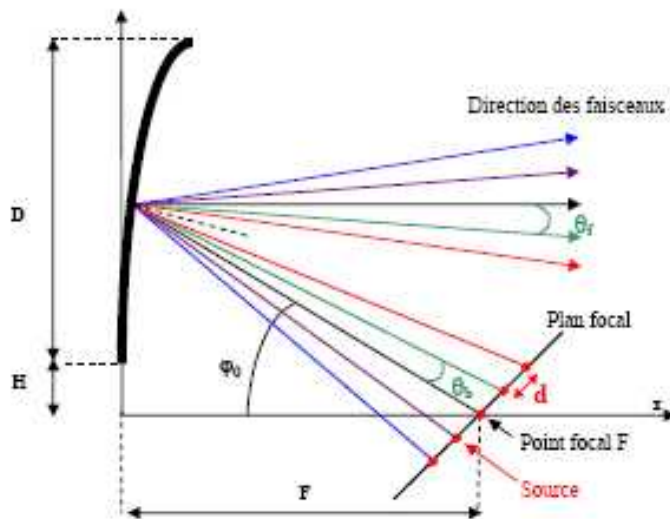


Figure IV. 12 : Faisceaux multiples engendrés par le réflecteur

Les directions de pointage des faisceaux sont multiples d'une grandeur angulaire f . Avec une batterie de $2n+1$ sources, les angles de pointage des faisceaux sont compris entre $-n \cdot f$ et $n \cdot f$ en considérant que le faisceau engendré par la source focale pointe à 0° . L'écart entre deux faisceaux f est tributaire de b , différence d'angle de pointage de deux sources adjacentes vers le centre du focaliseur. Cette notion est exprimée par *le facteur de déviation des faisceaux (BDF)*. Ce terme dépend de la géométrie du focaliseur et tend vers la formule (IV.21) quand la distance entre les sources est petite ce qui est le cas dans une application de couverture Terrestre.

$$\text{BDF} = \frac{\theta_b}{\theta_f} \frac{\left[1 + 0.36 \times \left(\frac{D}{4F} \right)^2 \right]}{\left[1 + \left(\frac{D}{4F} \right)^2 \right]} \quad (\text{IV.21})$$

Avec F : Distance focale du réflecteur
D : Diamètre du réflecteur

Le facteur de déviation des faisceaux approximé par la formule (IV.20) est représenté par la figure IV.13.

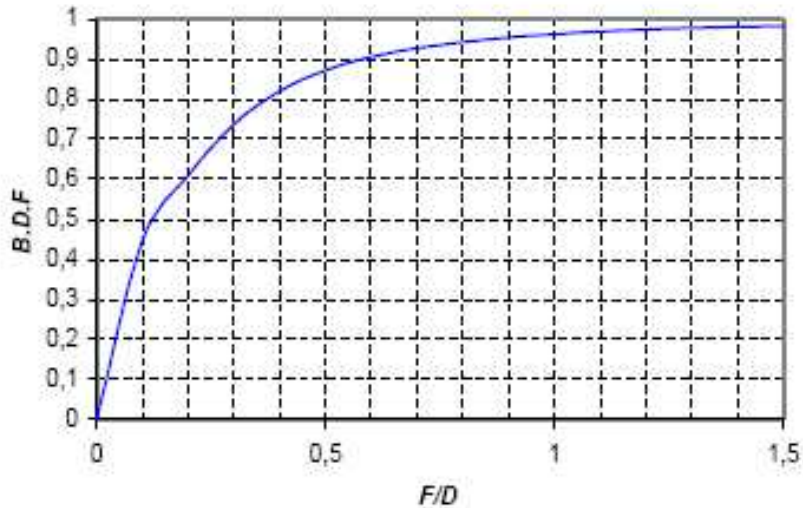


Figure IV.13 : Facteur de déviation des faisceaux

La plupart des réflecteurs présentent un rapport F/D compris entre 0.75 et 1.8, il est donc possible de considérer que le BDF équivaut à 1. Par conséquent, l'écart angulaire entre les faisceaux émergents f est égale à b . Dans ce cas, l'expression de f est donnée dans la formule (IV.22).

$$\theta_f = \theta_b = \arctan\left(\frac{d}{r(\varphi_0)}\right) \quad (\text{IV.22})$$

Avec $r(\varphi_0)$: distance entre le point focal et le centre de la parabole (figure IV.5)
d : distance entre deux sources contiguës

D'après (IV.3), la formule (IV.22) devient :

recoupent dans le plan YoZ. Ces faisceaux réalisent une couverture multitâche sur la Terre comme le montre la figure IV.15.

Cependant, une couverture classique est légèrement différente de la représentation (Figure IV.15) qui contient des zones d'ombres pénalisantes. Des empreintes de taille supérieures que nous avons dénommées spots sont requises pour éviter ces trous de réception (figure IV.16)

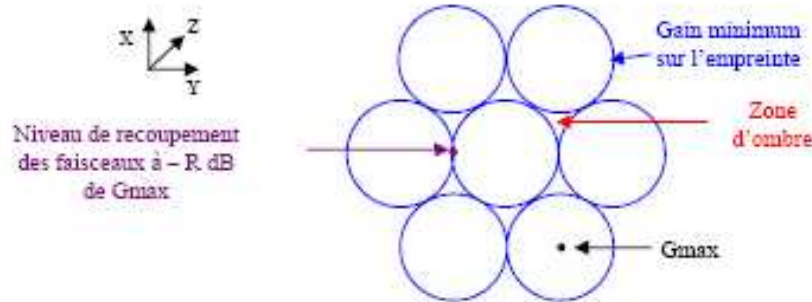


Figure IV.15 : Empreintes au sol générées par les faisceaux issus du réflecteur

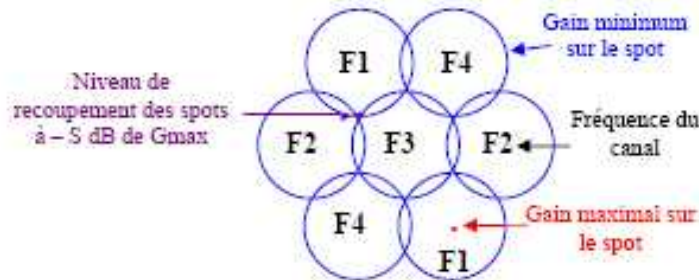


Figure IV. 16 : Couverture multispots

Les spots au sol sont répartis de façon hexagonale et se recoupent à $-S$ dB du gain maximum sur le spot. Cependant, la détermination de ce niveau de recouvrement S n'est pas aisée si l'on n'a pas accès au rayonnement en trois dimensions du réflecteur. Un simple calcul géométrique permet de définir le niveau de recouvrement des spots S en dB en fonction du niveau de recouvrement des faisceaux R qui est facilement identifiable à partir du diagramme de rayonnement en deux dimensions du focaliseur :

$$S_{dB} = R_{dB} \times \frac{3}{4} \quad (IV.24)$$

Ces niveaux de recouvrement sont tributaires de la distance entre les sources qui fixe l'écart angulaire entre les faisceaux et donc entre les spots.

Deux spots adjacents sont à fréquence différente afin de limiter les interférences. En effet, dans une couverture cellulaire la plage de fréquence allouée est divisée en canaux dont le nombre dépend de la répartition des spots et de l'applicatif.

IV. 6. Conclusions :

La croissance attendue pour les satellites de communication dans les années à venir exige l'extension des capacités existantes. Concevoir une antenne multifaisceaux en bande Ka représente un avancement important dans ces capacités, et il est prévu que la conception proposée fournira une impulsion importante à l'utilisation future de l'antenne multifaisceaux en bande Ka embarquée sur le premier satellite Algérien de télécommunications.

En conclusions, nous avons conçu un système d'antenne qui est constitué de deux antennes paraboliques offset, une pour la transmission (20GHz) et l'autre pour la réception (30GHz).

Les deux antennes sont identiques du point de vue radiofréquence, l'antenne d'émission possède un réflecteur de diamètre de 3.98 mètres et l'antenne de réception (plus petite) possède un réflecteur de diamètre de 2.65 mètres.

Chaque antenne consiste en trois sections principales:

- Un réflecteur offset,
- Un assemblage constituant d'un module front end,
- Un réseau de feeder de 81 antennes cornets avec des longueurs approximativement de l'ordre de λ .

Conclusions

Au cours de cette étude, nous avons montré la faisabilité et l'intérêt d'utiliser une antenne à réflecteur parabolique multifaisceaux .

Les principales étapes de cette étude ont été abordées au cours de ce mémoire.

Tout d'abord, des généralités sur les antennes ont été données afin d'établir les modèles généraux sur les antennes, suivi d'un état de l'art des antennes spatiales afin de mettre en évidence les exigences et les besoins de ce type d'aérien. Une étude détaillée sur les antennes réseau a été donnée pour mettre en évidence les capacités de ce type d'antennes en matière de diagramme de rayonnement qui est directif et dont l'orientation du lobe principal peut être obtenu par déphasage des éléments de l'antenne réseau, l'annulation des interférences se réalise en formant un réseau d'antennes adaptatif qui réalise le filtrage spatial en calculant le vecteur de pondération optimum.

L'étude sur les antennes à réflecteur parabolique multifaisceaux en bande Ka a été exposée pour caractériser l'influence des différents paramètres de l'antenne et donc définir une méthodologie de conception répondant favorablement aux exigences électromagnétiques requises sur la couverture terrestre. Cette analyse a mis en évidence le rôle du dispositif passif composé d'un réflecteur parabolique illuminé par une batterie (réseau) de cornets.

Cependant, cette structure est affectée de pertes qui sont soit de débordement (énergie non captée par la parabole) quand les sources utilisées sont de petites tailles et donc peu directives, soit de recouvrement entre faisceaux qui affecte l'homogénéité du gain sur la couverture quand les sources sont de grandes tailles et donc espacées (l'écart entre les faisceaux est fixé par l'écart entre les centres de phase des sources).

Perspectives

Comme perspectives, ce travail pourrait être complété en considérant le traitement adaptatif par l'utilisation du réseau adaptatif comme feeder au réflecteur parabolique. Les algorithmes adaptatif (détermination de direction, formation de lobe classique, algorithmes basés sur le signal de référence et les algorithmes de filtrage spatial) pourraient être appliqués à la structure de l'antenne multifaisceaux sans aucune modification.

Des suppositions ont été faites dans l'analyse de l'antenne qui limite son efficacité comme un moyen d'analyse d'une antenne parabolique réelle. Ceci nous conduit à une possibilité d'étendre et d'améliorer cette analyse pour la rendre plus réaliste. En particulier, l'analyse pourrait inclure:

- Les modèles du feeder plus précis,
- L'effet du couplage mutuel entre les éléments "feeder",
- Une évaluation plus précise de l'antenne en dehors de la région du lobe principal pour améliorer ses performances.

Généralement, le feeder considéré était restreint au feeder planaire. Une étude sur la possibilité d'un bon emplacement du feeder dans la région du plan focal serait d'un grand intérêt.

- [1] G.Maral, M.Bousquet J.Pares « *Les systèmes de télécommunication par satellites* » deuxième édition 1986.
- [2] G.Maral, M.Bousquet « *satellite communication systems* » troisième édition 2003.
- [3] Per H.LEHNE and Magne Pattersen, “*An overview of smart antenna technology for mobile communications systems*”, IEEE communications surveys, 1999,
- [4] Jens Baltersee, “*Smart Antennas and Space-Time processing*”, cours, May 1998,
- [5] Christophe DALL’OMO « *Conception à l’étude d’antennes a pointage électronique en millimétrique. Conception et réalisation de différentes topologie de Matrice de Butler* »,Thèse de l’université de LIMOGES,soutenue le 13 novembre 2003.
- [6] Régis CHANTALAT « *optimisation d’un réflecteur spatial a couverture cellulaire par l’utilisation d’une antenne a bande interdite électromagnétique multi-sources* »,thèse de l’université de LIMOGES , soutenue le 03 novembre 2003.
- [7] G Caille, et al., "*High-gain multibeam antenna demonstrator for Ka-band satellite*," Alcatel Telecommunications Review, 4th Quarter 2001.
- [8] Satchandi Verma, Eric Wiswell, "*Next Generation Broadband Satellite Communication Systems*", 21* AIAA International Communication Satellite Systems Conference and Exhibit, June, 2003.
- [9] Frank A. Regier, "*The ACTS Multibeam Antenna*," IEEE Trans. on Microwave and Techniques, vol. 40, No. 6, pp. 1159-1164, June, 1992.
- [10] W. Rudge and N. A. Adatia. “*Offset-parabolic-reflector antennas: A review*,” **Proc. IEEE**, vol. 66. pp. 1592-1618, 1978.
- [11]S.H. Stewart and W.L. Stutzman. “*Analysis of Reflector Antenna Systems with Arbitrary Feed Arrays Using Primary Field Superposition*”. ZEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 38, No. 7, pp. 994-1000. July, 1990.
- [12] K. S. Rao and H. J. Moody, “*Modelling of shaped beam satellite antenna patterns*,” **IEEE Trans. Antennas Propagat.**, vol. 35, pp. 639-642, June 1987.

- [13] R. Mittra, Y. Rahmat-Samii, V. Galindo-Israel, and R. Norman. “*An Efficient Technique for the Computation of Vector Secondary Patterns of Offset Paraboloid Reflectors*”. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 27, No. 3, pp. 294-304, May, 1979.
- [14] G. S. Gupta, M. Tang, K. S. Rao, and C. K. Mok, “*Design and tradeoff study for Intelsat7 C-Band antenna system,*” *SBMO Znt. Microwave Symp., Sao Paulo, Brazil*, July 1989, pp. 207-212.
- [15] Denis Prêtre, « antennes », cours, 07/03/2002,
- [16] [www.eiaj.ch/v2/support de cours/electricite/cours_GEL/Branches techniques/Telecom/Antennes.pdf](http://www.eiaj.ch/v2/support_de_cours/electricite/cours_GEL/Branches_techniques/Telecom/Antennes.pdf)
- [17] http://www.mapr.ucl.ac.be/~jonas/Cours/T5_PHYS_UA3_AJ/Antennes.html
- [18] [Cours://scholar.lib.vt.edu/theses/available/etd-04262000-15330030/unrestricted/ch3.pdf](http://scholar.lib.vt.edu/theses/available/etd-04262000-15330030/unrestricted/ch3.pdf)
- [19] [Cours://scholar.lib.vt.edu/theses/available/etd-04262000-15330030/unrestricted/ch2.pdf](http://scholar.lib.vt.edu/theses/available/etd-04262000-15330030/unrestricted/ch2.pdf)
- [20] [www.symena.com/ Smart%20Antennas%20-%20A%20Nontechnical%20Introduction%20-%20SYMENA.pdf](http://www.symena.com/Smart%20Antennas%20-%20A%20Nontechnical%20Introduction%20-%20SYMENA.pdf)
- [21] Cours :“*électromagnétisme1*”,20022003, //nanotubes.epfl.ch/education/teaching/**electromagnetisme.pdf**

ABIS	ASTRA Broadband Interactive System
ADSL (Asymmetric Digital Subscriber Line)	Réseau de raccordement numérique asymétrique. Technique de transmission de signaux d'images numérisées développée par les opérateurs de télécommunication pour diffuser de la vidéo sur le réseau téléphonique à paires de fils en cuivre, d'où le nom de Video Dial-Tone (VDT) ou vidéo par téléphone.
Alignement de la polarisation	Opération consistant à aligner le plan de polarisation de référence d'une antenne à polarisation rectiligne sur une direction de référence particulière. Pour les systèmes individuels et collectifs recevant des signaux à polarisation rectiligne, l'alignement se fait en faisant tourner le LNB autour de l'axe de la source de façon que son détecteur d'onde radio soit aligné sur le vecteur champ électrique du signal entrant (pour obtenir une intensité maximum du signal détecté).
Alignement de l'antenne	Opération consistant à optimiser l'orientation d'une antenne satellite vers le satellite afin de maximiser l'intensité du signal reçu et de réduire les risques de brouillage causé par d'autres systèmes à satellite. Synonyme pointage de l'antenne.
Analogique	Méthode traditionnelle de télécommunication. Un moyen de transmission qui émet un signal électrique continu (plutôt qu'impulsionnel ou numérique) dont l'amplitude et la fréquence varient selon les variations de son exercées sur un transducteur situé dans l'appareil émetteur.
Angles de pointage	Angles d'élévation et d'azimut qui donnent la direction d'un satellite à partir d'un point de la surface de la Terre.
Antenne filaire	Les ondes radio ne se propageant pas dans l'eau, le sous-marin tire derrière lui un câble flottant qui remonte à la surface et capte les messages.
Antenne multifonction	Antenne radio capable d'émettre et de recevoir dans une très large gamme de fréquence. Elle ressemble à un poteau téléphonique et dépasse du massif d'environ 6 mètres.
Antenne parabolique	Antenne de réception du signal venant d'un satellite. Elle permet de concentrer au maximum l'énergie reçue en un point qui est le foyer de la parabole. La qualité du signal reçu dépend de la puissance du satellite, de la dimension de la parabole et de la qualité des équipements périphériques. Grâce aux derniers progrès technologiques, il est possible d'avoir un signal de réception de bonne qualité avec des paraboles de dimension moyenne (40 à 80 cm de diamètre) et des satellites de puissance moyenne.
Antenne satellite	Partie d'un équipement de réception satellite qui réfléchit et concentre en son point focal, le signal provenant du satellite.
Antenne satellite	Partie extérieure d'un équipement de réception satellite qui réfléchit et concentre en son point focal, le signal provenant du satellite. multimédia asymétrique bidirectionnelle.
ASTRA	Broadband Interactive System. Voie de retour par satellite via la Bande Ka jusqu'à 2 Mbit/s. La voie allée s'effectue en Bande Ku. ABIS offre une communication multimédia asymétrique bidirectionnelle.
ASTRA	Marque et nom commercial des satellites appartenant et exploités par SES ASTRA
Asynchrone (communication)	Mode de communication dans lequel les interlocuteurs ne sont pas simultanément présents. Dans le courrier postal, votre destinataire ne lit pas votre texte pendant que vous l'écrivez, ni vous le sien pendant qu'il vous répond. Répondeur téléphonique, messagerie vocale, messagerie électronique.
ATM (Asynchronous Transfer Mode)	Technique d'assemblage et de transmission de signaux pour des réseaux de télécommunications multiservices de grand débit qui généralise à tous les types de services (données, voix, images) les techniques de codage et de transmission en mode paquet (utilisées notamment pour Internet). C'est une technique essentielle de la commutation des autoroutes de l'information, car elle permet d'optimiser l'utilisation des canaux large bande de débits très importants (45 Mbps et plus).
Atténuation	Affaiblissement d'un signal qui se produit lorsqu'il traverse un dispositif ou un milieu de transmission (ex. l'atmosphère pour les ondes radio, un câble pour un signal électrique). L'atténuation est généralement mesurée en décibels.
Azimut	Direction vers laquelle pointe une antenne, mesurée sur le plan horizontal local dans le sens des aiguilles d'une montre depuis le nord. C'est la coordonnée horizontale qui est utilisée pour aligner une antenne satellite. Voir aussi Elévation.
Bande C	Gamme de fréquences comprises entre 3,7 et 4,2 GHz. La puissance d'émission, qui lui est généralement associée, est relativement faible, en comparaison avec la bande KU par exemple. Elle nécessite donc des paraboles de grande taille pour sa réception et est particulièrement développée en Afrique.
Bande Ka	Gamme de fréquences attribuée aux systèmes de télécommunication par satellite, aux environs de 30 GHz pour la liaison montante et de 20 GHz pour la liaison descendante.
Bande Ku	Gamme de fréquences attribuée aux systèmes de télécommunication par satellite, aux environs de 14 GHz ou 18 GHz pour la liaison montante, et de 11/12 GHz pour la liaison descendante.
Bande passante	Largeur de bande d'un réseau de communication servant à transmettre un signal. Sa largeur est mesurée en unité hertz (MHz), sa capacité exprimée en bits par seconde (bps). Plus la bande est large, meilleure est la « fluidité » du transport des informations. De ces caractéristiques dépend la qualité du signal transmis et reçu, donc le nombre d'informations qui peuvent y être véhiculées. Les messages vocaux sont généralement véhiculés sur des bandes étroites, tandis que les messages multimédias exigent des bandes larges. Pour les autoroutes de l'information, on emploie l'expression « large bande ».
Bande passante	Plage de fréquences utilisée pour une transmission hertzienne.
Binaire	Langage informatique dont l'alphabet de base est constitué de deux éléments (0 et 1).
BIS	Bande Intermédiaire Satellite (comprise entre 950 et 2150 MHz), issue de la transposition de fréquences effectuée par le LNB universel placé au bout du bras de l'antenne satellite.

	Ce signal peut alors être transporté sur un câble coaxial.
Bit	Abréviation pour Binary Digit (élément discret binaire). La plus petite unité possible d'information numérique ayant la valeur 0 ou 1 (-1 ou +1).
Bit	Abréviation pour Binary Digit. La plus petite unité possible d'information numérique portant souvent les valeurs 0 ou 1.
bit/s bits par seconde	Mesure de la vitesse de transmission d'un système ou d'un moyen de transmission numérique.
Bouquet	Ensemble de services multimédias numériques proposés sous la forme d'une offre commerciale unique et souvent transmis en un seul flux de données. Voir aussi Multiplexage numérique.
Brouillage	Tout signal non désiré qui tend à brouiller la réception des ondes radio. Il peut être causé par des transmissions à l'intérieur du même système à satellites, par des transmissions à l'intérieur d'autres systèmes à satellites utilisant les mêmes fréquences, ou par des sources basées au sol (liaisons radio point à point, bruit d'allumage des voitures, etc.).
Brouillage par le canal adjacent	Brouillage électrique causé par des signaux d'une fréquence voisine de celle du signal que l'on veut transmettre. Il peut être causé par des imperfections dans le canal et/ou l'équipement de transmission.
Bruit	Toute perturbation électrique non désirée dans un circuit ou un canal de communication, qui affecte la capacité du récepteur à reproduire correctement le signal original. Appelé également "bruit thermique".
Bruit thermique	Toute perturbation électrique non désirée dans un circuit ou un canal de communication. L'adjectif "thermique" vient du fait que l'intensité du bruit généré par un objet dépend de la température physique de l'objet.
Byte	Mot informatique de 8 bits, suffisant pour coder une lettre ou un chiffre, voir: octet.
Byte ou Octet	Le byte est la traduction de l'octet en langue anglaise. 1 octet représente un ensemble de 8 bits. On parle souvent de mot de 8 bits.
C/(N+I)	Rapport porteuse/bruit+brouillage. Mesure la qualité d'un signal à l'entrée d'un récepteur. Il est égal au quotient de la puissance d'une porteuse sur la puissance combinée du bruit et du brouillage d'origine humaine, mesurées dans une bande passante donnée (généralement la bande passante de la porteuse modulée). Il est généralement exprimé en décibels. Plus le rapport est élevé, meilleure est la qualité du signal reçu.
C/I	Rapport porteuse/brouillage. Mesure la qualité d'un signal à l'entrée du récepteur. Il est égal au quotient de la puissance de la porteuse sur la puissance du brouillage d'origine humaine, mesurées dans une bande passante donnée (généralement la bande passante de la porteuse modulée). Il est généralement exprimé en décibels. Plus le rapport est élevé, meilleure est la qualité du signal reçu.
C/N	Rapport porteuse/bruit. Mesure la qualité d'une porteuse modulée à l'entrée d'un récepteur. Il est égal au quotient de la puissance de la porteuse sur la puissance du bruit introduit dans le milieu de transmission, mesurées dans une bande passante donnée (généralement la bande passante de la porteuse modulée). Il est généralement exprimé en décibels. Plus le rapport est élevé, meilleure est la qualité de la porteuse reçue.
Câble	Support physique de transmission de signaux électriques (coaxial en cuivre) ou de signaux lumineux (fibre optique) utilisé pour véhiculer entre autres des programmes radio et/ou de télévision. Le câble est opposé au mode de transmission par voie aérienne de signaux électromagnétiques (faisceau hertzien).
Canal	Bande de radiofréquences affectée à un usage particulier, généralement pour établir une liaison de communication complète, ou un circuit pour un signal électrique. Ce terme est souvent utilisé à la place de "répéteur", mais la largeur de bande du canal est généralement plus petite que celle du répéteur.
Canal	Une voie de transmission sans fil de l'information d'un émetteur à un récepteur. (Souvent, "canal" fait référence à une paire de voies d'émission et de réception.) Les canaux sont mesurés en hertz, selon le spectre (largeur de bande) qu'ils occupent.
Capacité	Partie de la bande passante et de la puissance du satellite qui est utilisée pour établir un ou plusieurs canaux de communication.
Ceinture de Clarke	Orbite circulaire située à environ 35 800 km au-dessus de l'équateur, sur laquelle les satellites tournent à la même vitesse que la Terre (orbite géostationnaire) et apparaissent donc stationnaires à un observateur sur la Terre. Du nom d'Arthur Clarke, qui a le premier émis l'idée d'utiliser des satellites de télécommunication géostationnaires.
Cellulaire	Service de radio-téléphone mobile réglementé par Industrie Canada et la Commission fédérale des communications. Il utilise un spectre de 50 MHz dans une bande de 800 MHz reliée au RTPC. Dans chaque région du Canada et des États-Unis, il existe deux licences 25 MHz en opération. Le premier service de radio mobile à employer à grande échelle des fréquences réutilisées dans son système.
Cellule	Rayon où la couverture R/F est assurée par une station de base.
Coaxial	Définit une paire de fils destinés à transporter de larges bandes de fréquences radio.
Communication sans fil	Dispositif de communication fixe, portable ou mobile, utilisant les ondes radio.
Commutation de bandes	Opération consistant à sélectionner une bande de fréquences parmi deux (la "bande basse" ou la "bande haute") pour la réception des signaux satellitaires. Sur les LNB bi-bande, elle se fait en changeant la fréquence du signal de référence de l'oscillateur local qui est utilisé pour convertir en FI les signaux reçus.
Commutation de polarisations	Opération consistant à sélectionner l'une des deux polarisations orthogonales (par exemple, rectiligne horizontale ou rectiligne verticale) pour la réception des signaux satellitaires. La commutation de polarisations se fait dans le LNB ou, plus rarement, dans un dispositif séparé qui est inséré entre le cornet d'alimentation et le LNA/LNB, ou intégré au cornet d'alimentation.
Couverture	L'aire combinée de toutes les empreintes géographiques de toutes les stations cellulaires

	comprises dans un système sans fil.
Couverture	Zone géographique dans laquelle les signaux du satellite peuvent être transmis ou reçus avec une qualité suffisante au moyen d'une station terrienne correctement dimensionnée. Les couvertures des satellites sont généralement indiquées sous la forme d'empreintes montrant le G/T, la p.i.r.e. ou un autre paramètre, comme la taille d'antenne requise pour recevoir un service donné avec un bon niveau de qualité.
Couverture uniforme d'une vaste aire	Communications sur un grand territoire géographique réparties entre une multitude de sites qui transfèrent automatiquement les appels d'un site à l'autre, sans l'intervention de l'utilisateur.
DAB (Digital Audio Broadcasting)	Nouveau système de transmission numérique pour la radio. Il présente l'avantage d'être robuste face aux défauts de transmission et de proposer plusieurs programmes simultanément ou/et des services de toute nature et de toute origine. Il offre à la radio un son de la qualité d'un disque compact. Le système permet également de transmettre en liaison avec le programme. Sur les récepteurs, les auditeurs pourront lire, tout en écoutant, le titre d'une chanson ou d'une oeuvre musicale, la biographie de son interprète, la date et l'adresse et de ses tournées.
Diagramme de rayonnement	Représentation tridimensionnelle du gain d'une antenne d'émission ou de réception, sous la forme d'une fonction de la direction du rayonnement ou de la réception.
Distribution BIS	Méthode de distribution consistant à véhiculer dans les câbles coaxiaux les signaux provenant des antennes de réception satellite sans les traiter. Ils restent dans la bande de fréquences 950 à 2150 MHz. (voir LNB et BIS)
DTH	Direct To Home. Réception des programmes satellites par l'intermédiaire d'une parabole personnelle dans une maison individuelle.
DTO	Direct To Office. Réception de programmes satellite par l'intermédiaire d'une parabole individuelle ou d'une parabole partagée dans un bureau.
DVB	Digital Video Broadcasting Group. Groupe de plus de 200 organisations de 23 pays différents qui ont développé des spécifications pour la transmission des signaux numériques MPEG-2 par satellite, câble et liaisons terrestres. Ces spécifications ont été confiées à l'European Telecommunications Standards Institute pour définir une norme ESTI.
DVB Digital Video Broadcasting	Ensemble cohérent de normes européennes pour l'émission et la réception de signaux de télévision numérique par satellite, par câble ou par voie terrestre, développé sous les auspices du projet Digital Video Broadcasting et formalisé par l'Institut européen des normes de télécommunications (ETSI). Bien qu'européennes, les normes ont été adoptées un peu partout dans le monde. La famille DVB comprend plusieurs normes, notamment pour l'émission et la réception par satellite (DVB-S), par câble (DVB-C) et par voie terrestre (DVB-T).
Empreinte	Zone géographique depuis ou vers laquelle une antenne de satellite reçoit ou émet ses signaux. On représente souvent un ensemble d'empreintes concentriques correspondant chacune à une p.i.r.e. ou à un G/T donné pour le satellite. Ces valeurs peuvent être associées à la taille de l'antenne nécessaire au sol pour recevoir ou émettre un service particulier.
Facteur de bruit	Méthode de quantification du bruit électrique généré par un dispositif. Le facteur de bruit est égal au quotient de la puissance du bruit à la sortie d'un dispositif, sur la puissance du bruit à l'entrée du dispositif, où la température de bruit d'entrée est égale à la température de référence (290 K). Le facteur de bruit est généralement exprimé en décibels.
Facteur de qualité (G/T)	Quotient du gain maximum d'une antenne de réception sur la température de bruit équivalente du système récepteur. Généralement exprimé en dB/K, il mesure la capacité d'une station terrienne à recevoir un signal satellitaire de bonne qualité (rapport signal/bruit élevé). En général, le G/T augmente avec le diamètre de l'antenne.
Faisceau	Flux unidirectionnel d'ondes radio concentrées dans une direction particulière. Terme couramment utilisé pour parler du diagramme de rayonnement d'une antenne, par analogie avec un faisceau lumineux. Il est le plus souvent utilisé pour décrire le diagramme de rayonnement des antennes de satellite. L'intersection d'un faisceau satellitaire avec la surface de la Terre est appelée l'empreinte (du faisceau).
Faisceau étroit	Diagramme de rayonnement d'une antenne conçu pour desservir une zone géographique relativement petite ou isolée, généralement avec un gain élevé. L'équivalent, pour les radiofréquences, d'un spot lumineux.
Faisceau hertzien	Système de transmission par ondes électromagnétiques. Les fréquences de ces ondes sont très élevées. Elles sont concentrées en un faisceau étroit et se propagent en ligne droite. Elles nécessitent de multiples relais pour éviter les accidents du relief. L'hertz est l'unité de mesure de fréquence correspondant à un cycle par seconde (du nom de son inventeur; Heinrich Hertz).
Faisceau modelé	Diagramme de rayonnement d'une antenne de satellite conçue pour que son empreinte suive au plus près la limite d'une zone géographique précise (la zone de fourniture du service). Les faisceaux modelés maximisent le gain d'antenne sur la zone de service et réduisent la probabilité d'un brouillage causé aux systèmes desservant d'autres zones géographiques.
Faisceau orientable	Faisceau d'antenne qui peut être repointé par des moyens mécaniques et/ou électriques. Il s'agit généralement d'un faisceau de satellite relativement étroit qui peut être orienté sur une partie ou la totalité de la zone de la surface de la Terre qui est visible depuis la position orbitale du satellite.
FI Fréquence Intermédiaire	Le spectre de fréquence (950-2150 MHz) utilisé pour la distribution des signaux satellite à partir du LNB, situé sur la parabole, jusqu'au récepteur satellite de l'utilisateur. Il est toujours utilisé dans les systèmes de réception direct individuel et il est tout à fait approprié pour la distribution de signaux numériques dans les systèmes collectifs - systèmes FI.
Fibre optique	Support technique de transmission à l'aide d'un mince fil de fibre de verre acheminant, par une impulsion laser, de vastes quantités d'informations à la vitesse de la lumière. Avec un

Glossaire

	diamètre extrêmement réduit (de 5 à 80 microns), la fibre optique permet de transporter beaucoup plus d'information que le câble coaxial ou le fil de cuivre. Elle offre également l'avantage de pouvoir propager les ondes sur de très grandes distances.
Fréquence	Une bande spécifique ou une section du spectre électromagnétique des ondes radio utilisée comme canal dans l'envoi ou la réception de communications. En pratique, le terme est utilisé pour décrire les droits accordés par la licence d'Industrie Canada pour opérer un système de communications radio et permettant d'utiliser cette bande dans un endroit géographique donné.
Fréquence Radio	Fréquence plus haute que les fréquences audio mais au-dessous des fréquences infra-rouges, habituellement au-dessus de 20 KHz.
G/T	Voir Facteur de qualité.
Gain d'une antenne	Mesure le pouvoir d'amplification ou de concentration d'une antenne lorsqu'elle émet ou reçoit un signal vers ou depuis une direction donnée dans l'espace. Il est égal au quotient de la puissance rayonnée (ou reçue) par angle solide unitaire par l'antenne dans une direction donnée, sur la puissance rayonnée (ou reçue) par angle solide unitaire par une antenne isotrope alimentée par la même source. Le gain est généralement exprimé en dBi.
Géostationnaire	Qualifie un objet tournant autour de la Terre à une vitesse telle qu'il apparaît stationnaire par rapport à la surface de la Terre. Voir aussi Ceinture de Clarke.
Géosynchrone	Qualifie un objet tournant autour de la Terre à la vitesse de rotation de la Terre et dans le même sens de rotation. L'objet apparaît à la même position dans le ciel à un instant donné chaque jour, mais n'apparaît pas stationnaire s'il ne tourne pas dans le plan équatorial.
GHz	gigahertz. Représente un milliard de hertz dans le spectre de fréquences radio.
GSM	Global System for Mobile Communication Système de radio télécommunications associant un sous-système radio à un réseau filaire.
GSO	Geostationary Satellite Orbit. Orbite de satellite géostationnaire qui se situe à 36 000 km au-dessus de l'équateur et qui est décrite par un satellite se déplaçant à la même vitesse angulaire que la révolution de la terre sur elle-même.
Hz	hertz. Unité qui mesure la fréquence à laquelle un signal électromagnétique voyage sur l'axe d'origine en passant par le minimum et le maximum. Un hertz est égal à un cycle par seconde. KHz (kilohertz) égale mille hertz; MHz (mégahertz) égale un million de hertz; et GHz (gigahertz) égale un milliard de hertz.
Infrastructure	Toutes les composantes nécessaires à l'opération d'un réseau sans fil, incluant les stations cellulaires et les équipements de commutation et de transmission.
Largeur de bande	Largeur de la plage de fréquences utilisée pour une transmission hertzienne (ex. 36 MHz). C'est la différence entre la fréquence la plus basse et la fréquence la plus élevée utilisées par un signal.
Largeur de bande	L'étendue relative de fréquence qui peut passer dans un moyen de transmission sans créer de distorsion (normalement pour un seul canal). La largeur de bande est déterminée par Industrie Canada et se mesure en Hertz.
Largeur de bande	Un spectre de fréquences exprimées en Hertz (Hz). Une porteuse modulée occupe le spectre de fréquences pouvant être transmis par un système de communication. La largeur de bande est la mesure de la capacité d'un transpondeur à véhiculer l'information. Plus la bande est large, plus nombreuses sont les informations qui peuvent être transmises.
LEO (Low Earth Orbit Satellite)	Satellite à orbite terrestre basse (780 km).
Liaison descendante	Voie du signal provenant du satellite et se dirigeant vers toutes sortes de sites de réception terrestre.
Liaison descendante	Voie du signal provenant du satellite et se dirigeant vers toutes sortes de sites de réception terrestre.
Liaison Montante	Transmission de télévision ou d'autres signaux de la terre vers le satellite.
Liaison par satellite	Liaison radio entre une station terrestre d'émission et une station terrestre de réception par l'intermédiaire d'un satellite de télécommunication. Une liaison par satellite se décompose en une liaison montante et une liaison descendante.
Lobe latéral	Partie du diagramme de rayonnement d'une antenne dans laquelle des signaux d'une direction non désirée (c'est-à-dire hors axe) peuvent être détectés ou rayonnés, ce qui peut entraîner le brouillage d'autres systèmes ou générer une sensibilité au brouillage causé par d'autres systèmes. Plus les lobes latéraux sont larges, plus l'antenne est capable de détecter du bruit et du brouillage. La forme des lobes latéraux dépend de la conception de l'antenne.
Messagerie texte	Service sans fil qui implique la transmission d'un court texte et sa réception par un téléavertisseur.
MHz	mégahertz. Égale un million de hertz sur le spectre de fréquence radio.
Microcellule	Décrit une couverture de communications moyenne (0,5 à 5 km de diamètre)
Modulation	Modification d'une onde porteuse en relation avec la valeur des données qui sont transmises. La transmission par satellite analogique utilise la modulation FM. La transmission par satellite numérique utilise la modulation QPSK.
MPEG	Moving Pictures Experts Group. Sous-groupe de l'International Standards Organisation (ISO) qui a développé un standard (MPEG-2) pour la compression numérique et l'émission en multiplex de signaux vidéo et audio.
MPEG 2	Moving Picture Expert Group = Norme retenue dans le monde entier pour le codage des signaux de télévision numérique.
Multifaisceau	Fait généralement référence à l'utilisation de plusieurs faisceaux d'antenne à bord du satellite pour couvrir des zones géographiques contiguës, au lieu d'un seul faisceau large. Les architectures multifaisceaux sont souvent envisagées pour les satellites fonctionnant dans la bande Ka, caractérisée par des ouvertures de faisceau plus étroites que la bande Ku. Dans cette dernière, les faisceaux larges prédominent.
Numérique	Système dans lequel l'information est traitée (codée) en utilisant les deux valeurs binaires

	O et 1.
Octet	Mot de 8 octets. 1 octet = 8 bits; 1 Koctet = 1 024 bytes; 1 Moctet = 1 024 Koctets; 1 Goctet = 1 024 Moctet.
Orbite	Trajet décrit par le centre de masse d'un satellite dans l'espace, soumis aux forces naturelles, principalement l'attraction gravitationnelle, et aux forces correctrices occasionnelles de basse énergie exercées par un dispositif propulsif pour obtenir et maintenir le trajet souhaité.
Orbite basse.	Les satellites LEO orbitent à une distance de 700 à 1 500 km de la terre, permettant une communication sans délai avec les téléphones à faible puissance.
Orbite circulaire	Orbite de satellite dans laquelle la distance entre les centres de masse du satellite et du corps primaire (la Terre) est constante.
Orbite géostationnaire	Afin que le pointage des paraboles soit fixé définitivement sur un satellite, ce dernier doit être immobile par rapport à la surface de la Terre. Pour cela, sa rotation autour de la Terre doit se faire à la même vitesse angulaire que celle de la rotation de la Terre par rapport à ce même axe. Dès lors, l'orbite doit être située dans un plan équatorial passant par le centre de la Terre et perpendiculaire à l'axe. A partir de l'orbite géostationnaire, trois satellites suffisent pour couvrir toute la surface de la planète.
Orbite géostationnaire	Jusqu'en 1997, la majorité des satellites de communication était géosynchrones, faisant orbite à 42 000 km de la terre, à la même vitesse de rotation que cette dernière. D'un point fixe de la surface terrestre, ils apparaissent donc stationnaires.
Orbite géostationnaire	Orbite d'un satellite géosynchrone située dans le plan équatorial de la Terre.
Orbite inclinée	Orbite proche de l'orbite géostationnaire mais dont le plan est légèrement incliné par rapport au plan équatorial, en conséquence de quoi le satellite semble se déplacer autour de sa position nominale par un mouvement "en huit", vu du sol. Vers la fin de leur durée de vie nominale, on laisse souvent les satellites dériver en orbite inclinée afin de conserver du carburant à bord au lieu de le consommer pour corriger cette dérive naturelle causée par l'attraction gravitationnelle du Soleil et de la Lune.
Orbite moyenne	Les satellites MEO orbitent à 10 000 km de la terre.
OTB	Orbite terrestre basse. Orbite située jusqu'à 800 km au-dessus de la terre. Cette orbite est utilisée par une multitude de satellites fournissant le service de téléphone mobile mondial.
Ouverture du faisceau	Mesure de la capacité d'une antenne à concentrer l'énergie du signal vers une direction précise de l'espace (ex. vers le satellite pour une antenne d'émission au sol), ou à collecter l'énergie du signal depuis une direction précise de l'espace (ex. depuis le satellite pour une antenne de réception au sol). L'ouverture du faisceau est mesurée dans un plan contenant la direction de la puissance maximum du signal. Elle est généralement exprimée par l'écart angulaire entre les deux directions le long desquelles la puissance du signal est égale à la moitié de la valeur maximum (ouverture à mi-puissance, ou à -3 db).
P.I.R.E.	Puissance isotrope rayonnée équivalente. Mesure l'intensité du signal émis par un satellite vers la Terre, ou par une station terrienne vers un satellite. Elle est exprimée en dBW.
PAL	Phased Alternate Line, Standard analogique pour la transmission de télévision (principalement en Europe), fonctionne en 625 lignes.
Polarisation	La façon dont le champ électrique d'un signal est organisé. Le système de satellites ASTRA diffuse des signaux avec les mêmes fréquences mais avec deux polarisations différentes (horizontale et verticale) pour utiliser efficacement le spectre disponible.
Polarisation circulaire	Polarisation d'une onde dans laquelle le vecteur champ électrique, observé dans un plan fixe quelconque normal à la direction de propagation, tourne dans le temps et trace un cercle dans le plan d'observation. Contrairement à la polarisation rectiligne, la polarisation circulaire ne nécessite pas l'alignement des antennes de la station terrienne et du satellite avec la direction de polarisation des ondes radio.
Polarisation droite	Décrit une onde à polarisation elliptique ou circulaire, dans laquelle le vecteur champ électrique, observé dans un plan fixe quelconque normal à la direction de propagation, tourne vers la droite (sens horaire) dans le temps quand on regarde dans la direction de propagation.
Polarisation gauche	Décrit une onde à polarisation elliptique ou circulaire dans laquelle le vecteur champ électrique, observé dans un plan fixe quelconque normal à la direction de propagation, tourne vers la gauche (sens antihoraire) dans le temps quand on regarde dans la direction de propagation.
Polarisation horizontale	Type de polarisation rectiligne où le champ électrique est approximativement aligné sur le plan horizontal local en un point d'émission ou de réception au sol. Voir aussi Réutilisation des fréquences.
Polarisation rectiligne	Décrit une onde dont le vecteur champ électrique, observé dans un plan fixe quelconque normal à la direction de propagation, garde une direction constante dans le temps. Avec une polarisation rectiligne, les antennes de la station terrienne et du satellite utilisées pour une liaison Terre-espace donnée doivent être précisément alignées afin que leurs polarisations de référence coïncident, pour obtenir la meilleure qualité de réception possible.
Polarisation verticale	Type de polarisation rectiligne où le champ électrique est approximativement aligné sur le plan vertical local en un point d'émission ou de réception au sol. Voir aussi Réutilisation des fréquences.
Polarisation X	Définition plus précise de la polarisation rectiligne horizontale. La polarisation X est définie par rapport à une direction donnée depuis le satellite vers la Terre, permettant un calcul précis de l'angle d'alignement de la polarisation pour n'importe quel point géographique.
Polarisation Y	Définition plus précise de la polarisation rectiligne verticale. La polarisation Y est définie par rapport à une direction donnée depuis le satellite vers la Terre, permettant un calcul précis de l'angle d'alignement de la polarisation pour n'importe quel point géographique.
Radiodiffusion	Principe qui consiste à émettre dans l'espace une onde porteuse de la modulation. Par

	exemple, le signal sonore transformé en signal électrique est amplifié à la réception puis reconstitué par haut-parleur. Il existe principalement deux procédés de modulation: la modulation d'amplitude (AM) et la modulation de fréquence (MF).
Récepteur	Récepteur satellite faisant partie de l'équipement de réception utilisé pour recevoir un seul canal satellite.
Réutilisation des fréquences	Technique permettant d'utiliser une certaine plage de fréquences plusieurs fois dans le même système à satellites afin d'accroître la capacité totale du système sans augmenter la bande passante affectée. Les dispositifs de réutilisation des fréquences exigent un isolement suffisant des signaux utilisant les mêmes fréquences de manière que le brouillage mutuel ne dépasse pas un niveau acceptable. Pour réutiliser les fréquences, on émet les signaux sur des polarisations orthogonales (horizontale et verticale en polarisation rectiligne, gauche et droite en polarisation circulaire) et/ou on utilise des faisceaux satellitaires (étroits) desservant des zones géographiques séparées (qui ne se chevauchent pas).
RF	Radiofréquence.
S/B	Rapport signal/bruit. Mesure la qualité d'un signal électrique, généralement à la sortie du récepteur. Il est égal au quotient du niveau du signal sur le niveau du bruit, mesurés dans une bande passante donnée (habituellement la bande passante du signal) et est généralement exprimé en décibels. Plus le rapport est élevé, meilleure est la qualité du signal. Voir aussi C/N.
Satellite géostationnaire	Satellite qui, vu depuis la surface de la Terre, paraît situé en un point fixe de l'espace.
Satellites	La diffusion par voie hertzienne peut se faire par l'intermédiaire de réseaux d'émetteurs terrestres, mais aussi par l'intermédiaire de satellites. Il existe deux grandes familles de satellites les satellites de télécommunications et les satellites de diffusion directe mais dont les différences s'estompent de plus en plus. Les satellites de télécommunication comportent les satellites de liaison point par point (de très faible puissance, ils transmettent les signaux entre un nombre limité de stations) et les satellites de distribution (plus puissants, ils assurent aussi bien la transmission de données que le trafic téléphonique et la transmission de chaînes de télévision). Les satellites de diffusion directe permettent la réception individuelle des programmes grâce à des antennes d'un diamètre de 60 cm et d'une technologie simple et peu coûteuse. Les satellites mixtes assurent à la fois le trafic des communications téléphoniques ou de données et la télévision directe.
Saturation	Fonctionnement d'un amplificateur de puissance, le plus souvent un ATOP de satellite, à son niveau maximum de puissance de sortie (puissance "à saturation").
Services mobiles par satellite	Catégorie de réseau de radiocommunications en pleine émergence qui utilisent normalement des satellites LEO ou MEO. Ces réseaux déserront pratiquement toutes les régions habitées du Canada.
SES	Société Européenne des Satellites: propriétaire et opérateur du système satellite ASTRA.
SFS	Service fixe par satellite. Fait généralement référence à tout service de télécommunication par satellite assuré par des stations terriennes situées à des positions géographiques fixes. Le terme est toutefois souvent employé pour parler des bandes de fréquences "non planifiées" qui ne sont pas soumises aux règlements internationaux régissant l'utilisation des fréquences du SRS. Les fréquences du SFS utilisées en Europe pour la liaison descendante sont les bandes 10,7 – 11,7 GHz et 12,5 – 12,75 GHz.
Station Terrienne	Paraboles, récepteurs, transmetteurs et autres équipements nécessaires sur le sol pour transmettre et recevoir les signaux de communication satellite.
TCP	Abréviation pour Transmission Contrôle Protocole. On prononce les lettres séparément. TCP est un des principaux protocoles des réseaux TCP/IP. Tandis que le protocole IP ne se charge que de paquets, le TCP permet à deux ordinateurs principaux d'établir une connexion et d'échanger des flux de données. Le TCP garantit la livraison de données et garantit aussi que les paquets seront livrés dans le même ordre qu'ils ont été envoyés.
TCP/IP	Acronyme pour Transmission Contrôle Protocole/Internet protocole. Suite de protocoles de communication utilisés pour connecter des ordinateurs principaux à l'Internet. TCP/IP utilise plusieurs protocoles, les principaux étant TCP et IP. TCP/IP est intégré au système UNIX et est utilisé par l'Internet, faisant de lui le standard de facto pour transmettre des données sur les réseaux. Même les systèmes fonctionnant sur réseau qui ont leurs propres protocoles, tel que Netware, supportent aussi TCP/IP.
Télédiffusion	Concept désignant le signal de télévision qui assure la diffusion sur un territoire donné. Il existe trois solutions techniques principales les réseaux hertziens, les réseaux câblés et les satellites. La transmission par voie hertzienne consiste à diffuser l'information par modulation d'ondes électromagnétiques. Les réseaux hertziens représentent historiquement le premier support de diffusion des émissions de radio puis de télévision. Les réseaux câblés sont développés principalement dans les pays industrialisés en complément de la diffusion hertzienne terrestre. Les satellites constituent un support idéal pour diffuser de nouvelles chaînes et transporter des programmes nationaux et internationaux. On distingue généralement deux types de satellites les satellites de télécommunication et les satellites de radiodiffusion directe.
Téléométrie (TM)	Radiocommunications codées entre le satellite et le sol pour transmettre des données concernant le fonctionnement et la configuration du satellite.
Température de bruit	Convention mathématique permettant de prédire l'influence du bruit dans un système de télécommunication. Elle mesure la puissance du bruit généré par un dispositif, exprimée comme la température équivalente d'une résistance qui, placée à l'entrée d'un dispositif à contribution de bruit nulle, génère le même niveau de bruit en sortie. La température de bruit est généralement exprimée en kelvins ou en dBK.
Température de bruit de l'antenne	Une antenne de réception reçoit du bruit des corps rayonnants tombant dans son diagramme de rayonnement. Pour une antenne de réception au sol, le bruit comprend les contributions du ciel et de l'environnement terrestre. L'effet combiné de ces sources de

Glossaire

	bruit est modélisé par une température de bruit équivalente pour l'antenne, qui varie avec l'angle d'élévation et la taille de l'antenne.
Température de bruit du récepteur	Température de bruit équivalente d'un système de réception complet, sans les contributions de l'antenne et de la connexion physique à l'antenne, mesurée à l'entrée du récepteur.
Température de bruit du système	Température de bruit équivalente d'un système de réception complet, comprenant les contributions de l'antenne, du récepteur et de la ligne de transmission qui les relie, mesurée à l'entrée du récepteur.
Transmission large bande	Transmission à grande capacité.
UER	Union européenne de radiodiffusion. Organisme réunissant les principaux radiodiffuseurs européens, qui travaille notamment sur les nouvelles normes avant leur adoption par l'ETSI (Institut européen des normes de télécommunications).
UIT	Union Internationale des Télécommunications Organisme international placé sous l'égide de l'ONU et siégeant à Genève, chargé de l'élaboration des normes dans le secteur des télécommunications.
Vidéo-Conférence	Combinaison du traitement de texte, de la vidéo et du téléphone. Permet à plusieurs personnes de se réunir virtuellement, à l'heure dite, sous la présidence d'un animateur de séance, sans quitter leur poste ni leur lieu de travail quotidien.
VSAT	Terminal à très petite ouverture d'antenne. Antenne parabolique utilisée principalement pour la communication de données.
VSAT	Very Small Aperture Terminals. Terminaux qui effectuent des transmissions bidirectionnelles (émission / réception), par exemple pour la transmission de reportages par satellite.
VSAT Very Small Aperture Terminals	Terminaux qui effectuent des transmissions bidirectionnelles (émission / réception), par exemple pour la transmission de reportages par satellite.
Zone de couverture	Zone géographique couverte par le satellite et dont la limite externe est généralement définie comme la zone où la qualité de communication s'altère au point d'atteindre un niveau commercialement inacceptable. Ce phénomène est dû à une transmission trop faible.
Zone de couverture	Zone géographique couverte par le satellite et dont la limite externe est généralement définie comme la zone où la qualité de communication s'altère au point d'atteindre un niveau commercialement inacceptable. Ce phénomène est dû à une transmission trop faible.