

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE  
MINISTRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA  
RECHERCHE SCIENTIFIQUE  
UNIVERSITE ABOU BAKR BELKAID  
DEPARTEMENT D'ELECTRONIQUE



FACULTE  
DES SCIENCES  
DE L'INGENIEUR



LABORATOIRE DE  
TELECOMMUNICATIONS DE  
TLEMEN (LTT)

Thèse de Magister en Electronique  
Option : Signaux & Systèmes

## Thème

*Synthèse de réseaux d'antennes à réflecteur à  
faisceaux multiples pour systèmes de  
télécommunication spatiale*

Présentée par :

M<sup>r</sup>: GUENAD Boumediene

*Soutenu en 2005 devant le jury :*

Président :	A. BESSAID	M.C. à l'Université de Tlemcen
Examineurs :	N. BOUKLI-HACENE	M.C. à l'Université de Tlemcen
	N. BENAHMED	M.C. à l'Université de Tlemcen
Directeur de thèse :	F. T. BENDIMERAD	Prof. à l'Université de Tlemcen
Co Directeur de thèse :	S.M. MERIAH	M.C. à l'Université de Tlemcen

**Année Universitaire 2005-2006**

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

*A Mes parents et ma famille.  
A mes amis.*

# REMERCIEMENTS

Ce travail a été effectué au Laboratoire de Télécommunications de la Faculté des Sciences de l'Ingénieur de l'Université Abou Bekr Belkaid de Tlemcen.

J'adresse mes sincères remerciements à Monsieur F.T.BENDIMERAD, Professeur à l'université Abou-Bekr Blkaïde et Directeur du laboratoire LTT, qui a bien voulu assurer la direction de cette thèse, pour son soutien et ses précieux conseils. Je le remercie également pour le temps qu'il a consacré pour le développement de ce manuscrit.

J'adresse également mes remerciements à Monsieur S.M.MERIAH, maître de Conférences à l'université Abou-Bekr Blkaïde-Tlemcen, qui a su me soutenir malgré ses occupations, ses conseils et remarques qui ont fait avancer mes travaux.

J'exprime ma profonde reconnaissance à Monsieur A.BESSAID Maître de conférences, à l'université Abou-Bekr Blkaïde-Tlemcen de me faire l'honneur de présider le jury de cette thèse.

J'adresse également mes remerciements à Monsieur N. BOUKLI-HACENE, Maître de conférences à l'université Abou-Bekr Blkaïde-Tlemcen, pour avoir accepté de juger ce travail et d'en être examinateur.

A Monsieur N.BENAHMED, Maître de conférences à l'université Abou-Bekr Blkaïde-Tlemcen à qui je suis entièrement redevable pour sa participation à la commission d'examen, j'adresse mes sincères remerciements.

Je tiens à remercier sincèrement tous les membres du Laboratoire de Télécommunications pour leurs encouragements, sans oublier mes collègues des autres Laboratoires de recherche.

# RESUME

Cette thèse développe une méthode de synthèse pour déterminer les excitations de chacun des éléments d'antennes multisources à couvertures multiples en amplitude et phase à partir des spécifications ou contraintes imposées au diagramme de rayonnement.

Le problème de synthèse consiste à estimer les variations d'amplitude et de phase de l'alimentation des éléments rayonnants qui permettent de fournir un diagramme de directivité aussi proche que possible d'un diagramme désiré optimal spécifié à partir d'une fonction ou d'un gabarit.

La méthode développée a été testée sur de nombreuses applications et une comparaison avec d'autre auteur a été réalisée.

**Mots clés :** réseau d'antenne à réflecteur, antenne multisources, couvertures multiple, couverture à recouvrement total, couverture à recouvrement partiel, contrainte d'orthogonalité, diagramme de rayonnement, analyse, synthèse, optimisation, méthode variationnelle.

# SOMMAIRE

<b>Introduction générale.....</b>	<b>2</b>
-----------------------------------	----------

## CHAPITRE I : Généralités

<b>I.1 Introduction .....</b>	<b>5</b>
<b>I.2 Caractéristiques électromagnétiques des antennes spatiales .....</b>	<b>6</b>
I.2.1 Gain d'antenne spatiale .....	6
I.2.2 Bande passante.....	6
I.2.3 Couverture et faisceaux.....	7
I.2.4 Contourage .....	8
<b>I.3 Différents types d'antennes spatiales .....</b>	<b>9</b>
I.3.1 Antenne réseau .....	9
I.3.1.1 Principe.....	9
I.3.1.2 Circuit de formation de faisceaux BFN .....	10
I.3.2 Antenne à système focalisant .....	10
I.3.2.1 Structure .....	11
I.3.2.2 Principe de fonctionnement.....	11
I.3.2.3 Système focalisant comme antenne multifaisceaux .....	13
I.3.2.4 Comparaison entre Le réflecteur parabolique et l'antenne lentille .....	13
<b>I.4 Le répartiteur .....</b>	<b>15</b>
I.4.1 Introduction .....	15
I.4.2 Mode de fonctionnement du répartiteur .....	16
I.4.3 Répartiteur type matrice de Butler .....	17
I.4.3.1 Introduction.....	17
I.4.3.2 Avantages et inconvénients de la matrice de Butler .....	18

## CHAPITRE II :

### Etude d'antennes à réflecteur multifaisceaux

<b>II.1 Introduction .....</b>	<b>20</b>
<b>II.2 Réflecteur parabolique en offset alimenté par une seule source .....</b>	<b>20</b>
II.2.1 Description géométrique.....	20
II.2.2 Influence des paramètres géométriques .....	21
II.2.3 Gain d'antenne réflecteur.....	22
II.2.4 Champ rayonné par un réflecteur .....	23
II.2.5 Etude comparative de diagrammes de faisceaux élémentaires.....	27
<b>II.3 Réflecteur parabolique en offset alimenté par un réseau de sources .....</b>	<b>28</b>
II.3.1 Introduction.....	28
II.3.2 Caractéristiques des faisceaux .....	28
II.3.3 Disposition des faisceaux .....	31
II.3.3.1 Echantillonnage type carré.....	31
II.3.3.2 Echantillonnage type hexagonal : .....	31
II.3.4 Zones de couvertures.....	32

II.3.5 La distance entre les faisceaux.....	33
<b>II.4 Amélioration du dispositif .....</b>	<b>35</b>
II.4.1 Système à multiples focaliseurs.....	35
II.4.2 Système multifaisceaux à bouquets de source .....	35
II.4.2.1 Exemple de génération de faisceau .....	36
II.4.3 Diagramme de rayonnement d'un réseau d'antennes à réflecteur .....	37
<b>II.5 Indépendance des couvertures.....</b>	<b>39</b>
II.5.1 Formulation de la condition d'orthogonalité .....	39
<b>II.6 Conclusion.....</b>	<b>42</b>

## CHAPITRE III : Synthèse de réseaux d'antennes a réflecteur mono\_couverture

<b>III.1 Introduction .....</b>	<b>44</b>
<b>III.2 Probleme de synthèse.....</b>	<b>44</b>
<b>III.3 Méthode de synthèse basée sur un critère variationnel.....</b>	<b>45</b>
III.3.1 Principe .....	45
III.3.2 Définition du gabarit.....	45
III.3.2.1 Spécification du gabarit.....	45
III.3.3 Critère d'erreur .....	47
III.3.4 Synthèse par la méthode variationnelle .....	48
III.3.5 Stationnarité de J.....	51
III.3.6 Algorithme de calcul .....	52
III.3.7 Description du programme.....	54
<b>III.4 Résultats de simulation .....</b>	<b>54</b>
III.4.1 Zones à échantillonnage hexagonal complet .....	55
III.4.2 Zones à échantillonnage hexagonal incomplet .....	60
<b>III.5 Conclusion.....</b>	<b>66</b>

## CHAPITRE IV : Synthèse de réseaux d'antennes réflecteur double\_couvertures

<b>IV.1 Introduction .....</b>	<b>68</b>
<b>IV.2 Developpement de la methode variationnelle dans le cas deux couvertures a recouvrement total.....</b>	<b>68</b>
IV.2.1 Condition d'amplitude et de phase .....	69
IV.2.2 Formulation du problème.....	71
IV.2.3 Algorithme de calcul .....	72
IV.2.4 Résultats de simulation .....	74
IV.2.4.1 Deux zones à échantillonnage hexagonal complet à recouvrement total.....	74
IV.2.4.2 Deux zones à échantillonnage hexagonal incomplet à recouvrement total.....	78
IV.2.5 Etude comparative .....	83
<b>IV.3 Cas de deux couvertures a recouvrement partiel.....</b>	<b>84</b>
IV.3.1 Formulation du problème.....	84
<b>IV.4 Resultats de simulation .....</b>	<b>86</b>
IV.4.1 Deux zones à échantillonnage hexagonal complet à recouvrement partiel .....	87
IV.4.2 Deux zones à échantillonnage hexagonal incomplet à recouvrement partiel .....	93

IV.4.3 Etude comparative .....	99
<b>IV.5 Conclusion .....</b>	<b>100</b>
<b><i>Conclusion générale.....</i></b>	<b>102</b>
<b><i>Bibliographie.....</i></b>	<b>104</b>



# **INTRODUCTION GENERALE**

# INTRODUCTION GENERALE

Les antennes réseaux sont appelées d'être de plus en plus utilisés pour les futures missions de satellites de télécommunications. L'intérêt d'utiliser des antennes réseaux est double. Tout d'abord, l'usage de plusieurs éléments rayonnants permet d'avoir un meilleur contrôle de l'ouverture rayonnante, et donc de mieux maîtriser le diagramme de rayonnement. D'autre part, l'application d'une loi d'alimentation calculée suivant des critères adaptés au problème, assure : la maximisation du gain dans une direction donnée, la maîtrise du niveau des lobes secondaires, l'annulation du diagramme dans la direction de brouilleurs éventuels, etc.....

Ces antennes permettent de former un ou plusieurs diagrammes de rayonnement en utilisant, par exemple, un ensemble de sources élémentaires, dont les signaux sont combinés par un dispositif appelé réseau formateur de faisceau (en anglais *Beamforming Network*, noté *BFN*). Ce dispositif est composé de circuits passifs ou actifs, possédant autant d'entrées qu'il y'a d'éléments rayonnants, et autant de sorties qu'il y' a de spots à former. Ils recombinent les signaux avec des conditions sur l'amplitude et la phase de la loi d'alimentation.

Une autre technique consiste à associer au réseau d'antennes un élément réflecteur, de géométrie le plus souvent de forme parabolique, ces antennes réseaux sont dites des antennes à réflecteurs. Il est alors possible d'obtenir un rayonnement multifaisceaux par le biais d'un réseau d'antennes primaires disposées dans le plan focal du réflecteur. A fin obtenir une couverture homogène caractérisée par une variation minimale du gain, la solution consiste à générer chaque faisceau à partir d'un bouquet de source du réseau focal par l'intermédiaire de dispositifs répartiteurs en amont de l'antenne.

Les couvertures que nous étudions sont du type couverture multifaisceaux. Ceci signifie que sur la zone utile, la couverture est assurée par la juxtaposition de plusieurs faisceaux très directifs. Les raisons du choix de la couverture multifaisceaux sont multiples :

- Ø Elle permet d'assurer un plus grand gain sur l'ensemble de la zone, par utilisation de spots contigus à grand gain.
- Ø Elle permet de faire de la réutilisation de fréquence, c'est à dire d'utiliser plusieurs fois la même bande de fréquence dans plusieurs zones géographiques

Dans cette thèse, nous nous sommes intéressés particulièrement à l'étude et à la synthèse d'antennes réseaux à réflecteur permettant d'assurer une ou deux couvertures ayant des zones de recouvrement total ou partiel.

La synthèse est réalisée par action simultanée sur deux paramètres la loi amplitude et la loi de phase de l'alimentation du réseau d'antennes. Afin de résoudre le problème de synthèse, une méthode de type variationnelle est développée. Cette méthode est basée sur la minimisation d'une fonctionnelle caractérisant l'écart du diagramme d'amplitude avec un gabarit fixé au départ par l'utilisateur.

Le premier chapitre est réservé aux généralités. Les caractéristiques électromagnétiques des antennes spatiales multisources et leurs mécanismes de fonctionnement sont présentés.

Le deuxième chapitre est consacré à une étude détaillée du réflecteur parabolique multifaisceaux. Cette étude va nous permettre la modélisation du champ rayonné par l'antenne.

Dans le troisième chapitre, la synthèse de réseau réflecteur mono\_couverture par la méthode variationnelle est développée.

Le quatrième chapitre est une extension de notre étude à de réseaux d'antennes réflecteur double couvertures. Il s'agit de la synthèse des coefficients d'excitation d'une antenne rayonnante plusieurs faisceaux formés. Plusieurs cas d'application sont présentés et commentés.

# **CHAPITRE I**

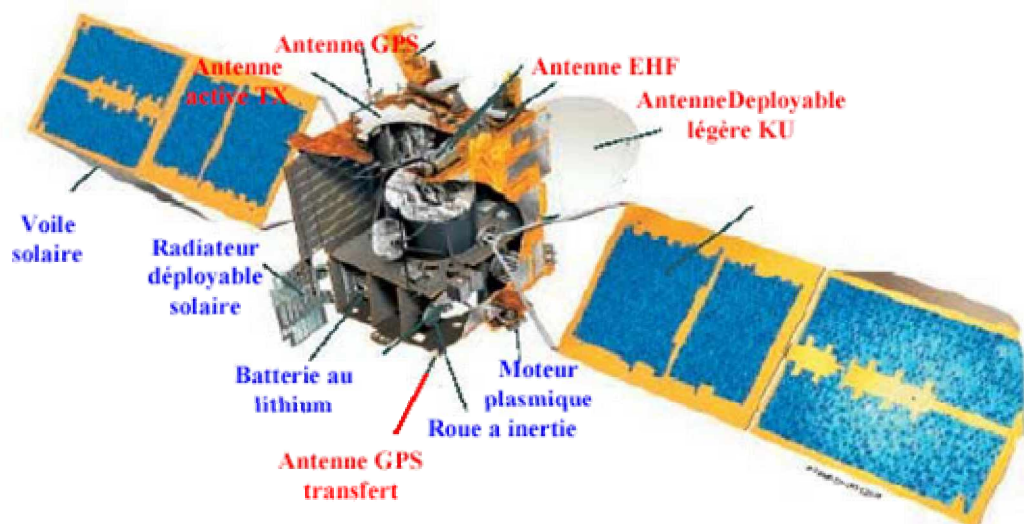
GENERALITES

## I.1 Introduction

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. 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.

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 I.1.



**Figure I. 1:** 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 [1]:

- Contraintes thermiques : Les variations de températures, généralement de  $-180^{\circ}\text{C}$  à  $150^{\circ}\text{C}$  engendre des fortes contraintes thermomécaniques qui imposent d'utiliser des matériaux à faible coefficient de dilatation.
- Contraintes mécaniques : Engendrées par la présence de nombreux sous-systèmes coexistant dans un satellite mais aussi par les fortes vibrations au décollage.

## **I.2 Caractéristiques électromagnétiques des antennes spatiales**

### ***I.2.1 Gain d'antenne spatiale***

L'antenne satellitaire, relais hertzien situé à 36 000 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[2].

### ***I.2.2 Bande passante***

Pour transmettre un débit de 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).

Bande	Fréquences	Largeur de bande
<i>Service fixe par satellites</i>		
<i>Bande C</i>	6/4 GHz	1100 MHz
<i>Bande X</i>	8/7 GHz	500 MHz
<i>Bande Ku</i>	14/12 GHz	1000 MHz
	14/11 GHz	250 MHz
<i>Bande Ka</i>	30/20 GHz	2500 MHz
<i>Service mobile par satellite</i>		
<i>Bande L</i>	1.6/1.5 GHz	34 MHz
<i>Bande L/S</i>	1.6/2.5 GHz	16.5 MHz
<i>Bande S</i>	2/2.2 GHz	40 MHz
<i>Service de radiodiffusion par satellite</i>		
<i>Bande K</i>	17/12 GHz	800 MHz

**Tableau I. 1 :** *Les différentes bandes de fréquence [2]*

### **1.2.3 Couvertures et faisceaux**

Le diagramme de rayonnement d'une antenne spatiale est 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.

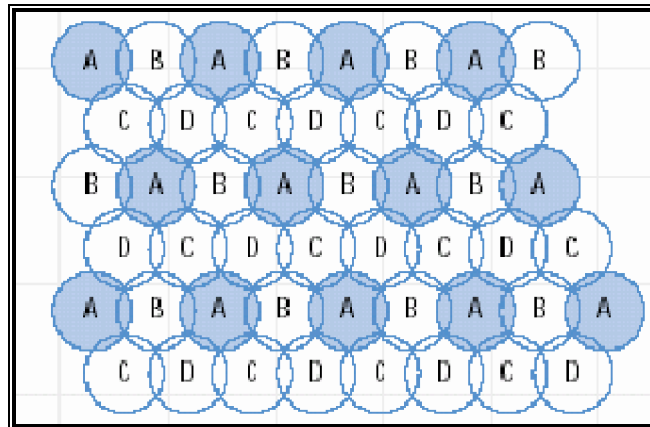
Etant donné que le gain d'une antenne est inversement proportionnel à l'ouverture du faisceau, il est nécessaire d'utiliser des antennes multifaisceaux pour couvrir une zone étendue.

Les raisons du choix de la couverture multifaisceaux sont multiples :

- Elle permet d'assurer un plus grand gain sur l'ensemble de la zone, par utilisation de spots contigus à grand gain.
- Elle permet la réutilisation de fréquence, c'est à dire d'utiliser plusieurs fois la même bande de fréquence dans plusieurs zones géographiques différentes. Pour cela, la bande totale utilisée est divisée en sous bande, dont chacune est utilisée dans plusieurs

spots. Il y a ainsi accroissement de la capacité. Le plan de fréquence est supposé régulier, c'est-à-dire que les sous-bandes sont de la même largeur. Les communications correspondant à la même bande de fréquence réutilisée sont séparées par la formation de faisceaux.

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 I.2.



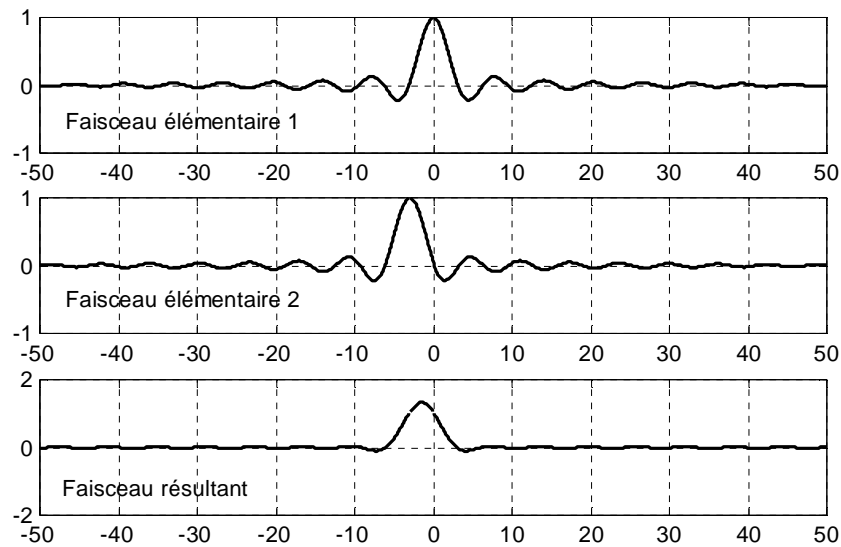
**Figure I. 2 :** *Couverture à multiples spots fixes*

Ce système réutilise des bandes de fréquence par diversification spatiale ; on peut ajouter encore une diversification de polarisation, deux utilisateurs situés dans la même région pouvant utiliser la même bande de fréquence, l'un avec une polarisation horizontale, l'autre avec polarisation verticale.

### ***1.2.4 Contourage***

La conformation du diagramme de rayonnement peut s'effectuer à l'aide d'une antenne multifaisceaux, chaque faisceau produit par une source utilise alors la même bande de fréquence [3, 4]. En combinant de façon adéquate les différents faisceaux générés par les sources, on peut produire un faisceau global unique dont la forme peut être imposée en contrôlant la puissance fournie par le répartiteur (Figure I.4).





**Figure I. 3 :** *Combinaison optimale des faisceaux élémentaires*

Toute la difficulté du problème consiste à déterminer la combinaison optimale des faisceaux qui produira un faisceau résultant dont la forme est celle désirée à l'avance (figure I.3). Ce problème est désigné généralement par le nom d'optimisation d'antennes multifaisceaux. C'est le but essentiel de cette thèse.

## I.3 Différents types d'antennes spatiales

### I.3.1 Antenne réseau

#### I.3.1.1 Principe

Ce type d'antenne est composé d'une multitude d'éléments identiques et indépendants. L'énergie est distribuée entre les diverses sources selon une loi donnée grâce à un répartiteur qui distribue le signal sur chaque élément avec une amplitude et une phase connue. Des déphaseurs commandables peuvent être insérés entre les éléments rayonnants et le répartiteur pour former un réseau phasé. Les antennes réseaux peuvent produire des diagrammes de rayonnement variés selon le besoin des utilisateurs (figure I.4).

La mise en réseau des éléments rayonnants permet une augmentation du gain. En effet, l'utilisation de  $N$  éléments permet de multiplier par  $N$  le gain de l'élément élémentaire. La pondération de phase relative sert à diriger le lobe principal dans une direction donnée. La pondération en amplitude permet de diminuer le niveau des lobes secondaires et de conformer

la forme du faisceau. Cependant, ce type d'aériens nécessite un nombre important d'éléments pour limiter les lobes de réseau ou pour former un faisceau avec une précision extrême [5,6].

Les caractéristiques de rayonnement du système dépendent à la fois :

- ∅ Du diagramme de rayonnement de l'élément de base multiplié par le facteur de réseau.
- ∅ Des coefficients d'excitation en amplitude et phase de chacune des sources.
- ∅ De la distance entre éléments.

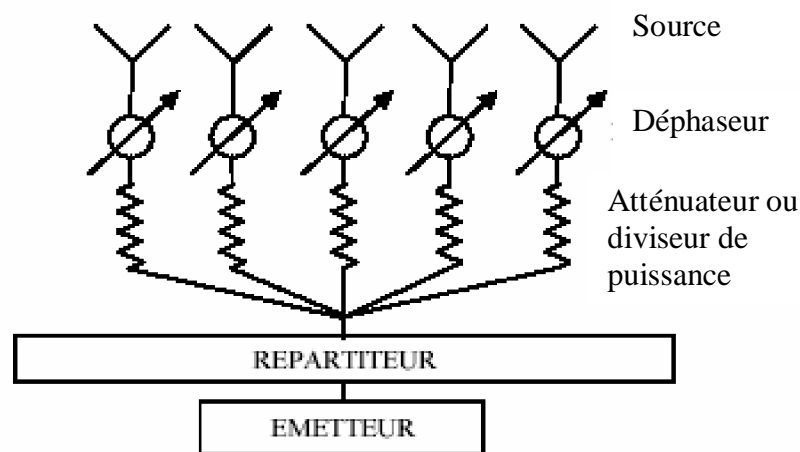


Figure I. 4 : Représentation d'un réseau phasé

### I.3.1.2 Circuit de formation de faisceaux BFN

Il est possible de générer une multitude de faisceaux avec un même réseau d'antennes, en associant au système un circuit de formation de faisceaux (*BFN : Beam Forming Network*). Ce système peut être passif ou actif pour pouvoir reconfigurer les faisceaux. Les *BFN* sont très souvent réalisés avec des composants analogiques (coupleur, déphaseur, diviseur, croisement) mais des versions numériques plus performantes et plus coûteuses existent. Ces dispositifs possèdent un nombre de ports d'entrée correspondant au nombre de faisceaux et le nombre de sorties correspond au nombre d'éléments rayonnants.

### I.3.2 Antenne à système focalisant

Un système focalisant transforme une onde sphérique produite par une source élémentaire placé en son foyer en une onde plane sur l'ouverture de l'antenne permettant ainsi

d'avoir un gain maximal pour une zone donnée [7, 8]. Deux types de système sont particulièrement utilisés : la lentille et le réflecteur parabolique.

### I.3.2.1 Structure

Ce type d'antenne est constitué des différents éléments suivants:

#### ✓ *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 les plus utilisés dans le domaine spatiale.

#### ✓ *Surface réfléchrice*

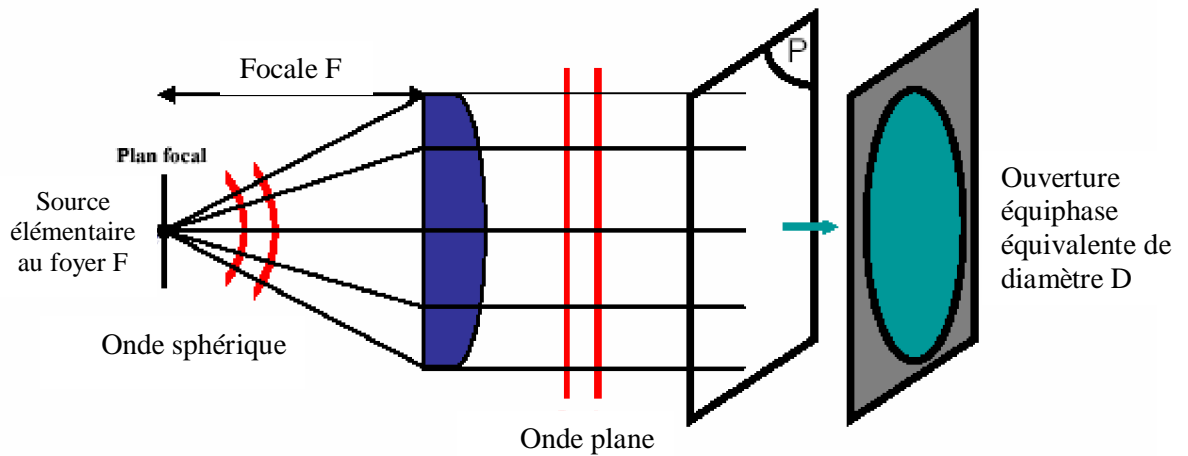
Généralement des formes paraboliques ou d'un jeu de surfaces réfléchrices (réflecteur principale et sous réflecteurs) ou des lentilles pour l'antenne à lentilles.

#### ✓ *Répartiteur*

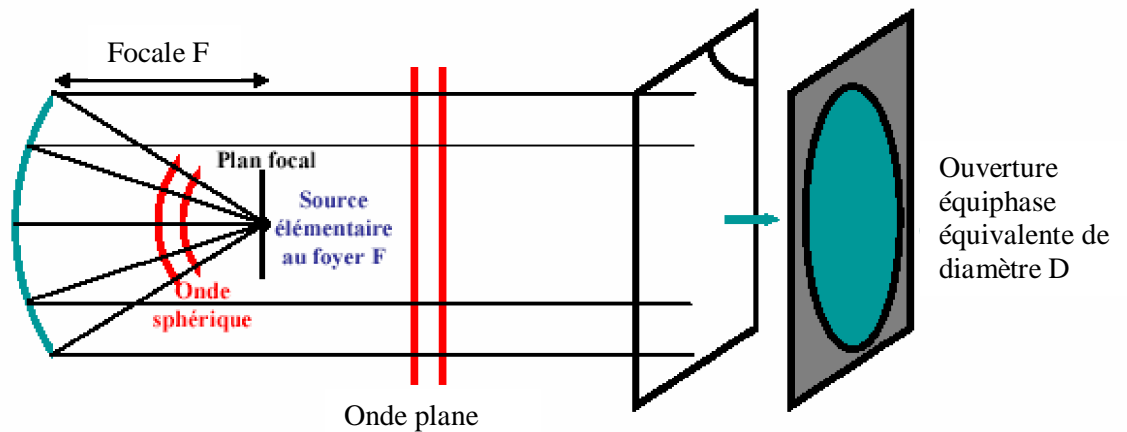
Chargé de répartir en amplitude et en phase la puissance disponible aux différents éléments rayonnants du réseau d'alimentation.

### I.3.2.2 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 de la lentille, la focalisation s'effectue en transmission (**Figure I.5**) alors que dans le cas d'un réflecteur parabolique celle-ci est effectuée en réflexion (**Figure I.6**). L'ensemble des rayons issus du foyer, qui sont transmis ou réfléchis (suivant le focaliseur choisi) 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.



**Figure I. 5 :** *Lentille système focalisant en transmission*



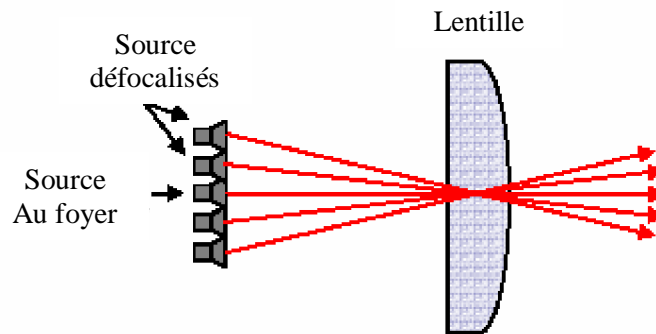
**Figure I. 6:** *Réflecteur parabolique : système focalisant en réflexion*

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. Le gain est directement lié aux dimensions de l'ouverture rayonnante équivalente.

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 [9,10].

### I.3.2.3 Système focalisant comme antennes 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 I.7.



**Figure I. 7 :** Principe du multifaisceaux avec un système focalisant [6]

Ces antennes multifaisceaux sont constituées de trois composants majeurs : un réseau d'antenne 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.

### I.3.2.4 Comparaison entre le réflecteur parabolique et l'antenne lentille

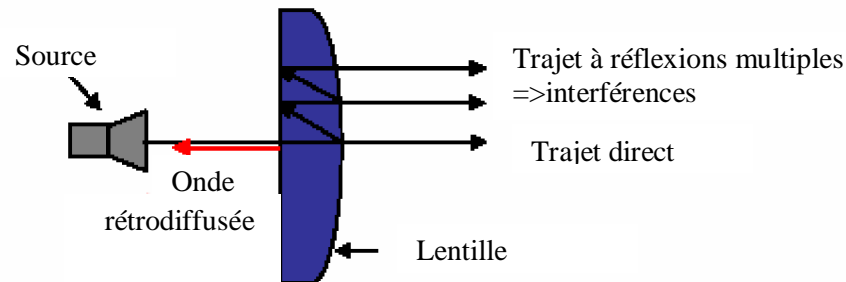
Une énumération de caractéristiques qui différencient le réflecteur parabolique de la lentille est exposée :

- **Peu de pertes**

Les pertes diélectriques et les pertes par transmission représentent un problème majeur des lentilles car elles constituent un obstacle 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 [6,7] comme : perte de puissance, remontée des lobes secondaires, interférences entre les ondes (Figure I.8).



**Figure I. 8:** Réflexions multiples et néfastes d'une lentille

- **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 en favorisent toujours les structures les plus légères et les plus petites [1].

- **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 [1,2]. Une représentation est donnée sur la figure I.9.

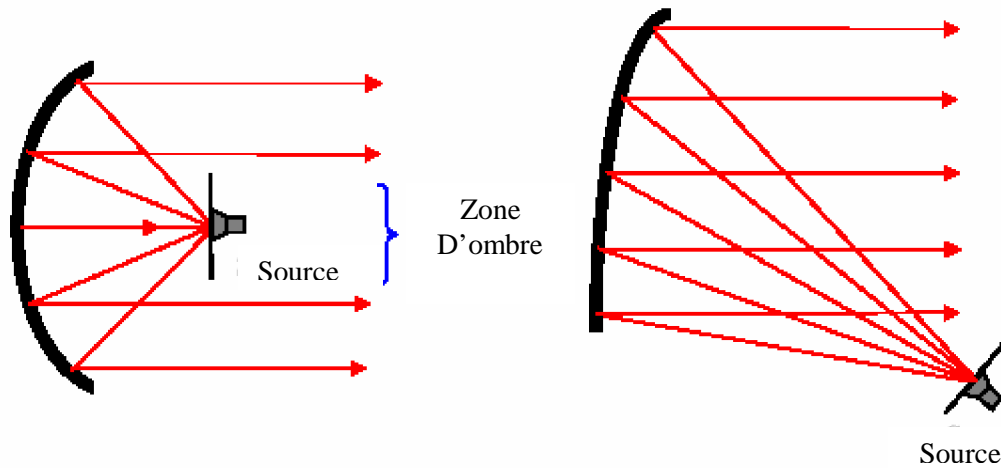


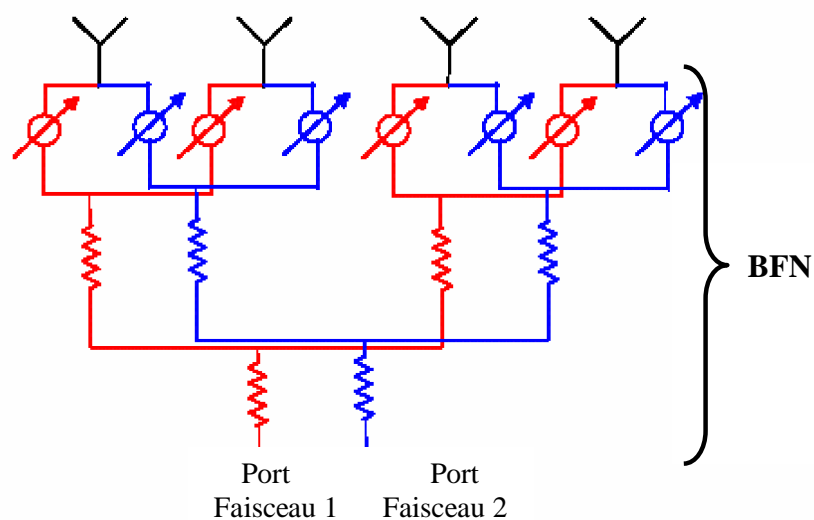
Figure I. 9 : *Mise en offset du réflecteur pour éviter la zone d'ombre*

## I.4 Le répartiteur

### I.4.1 Introduction

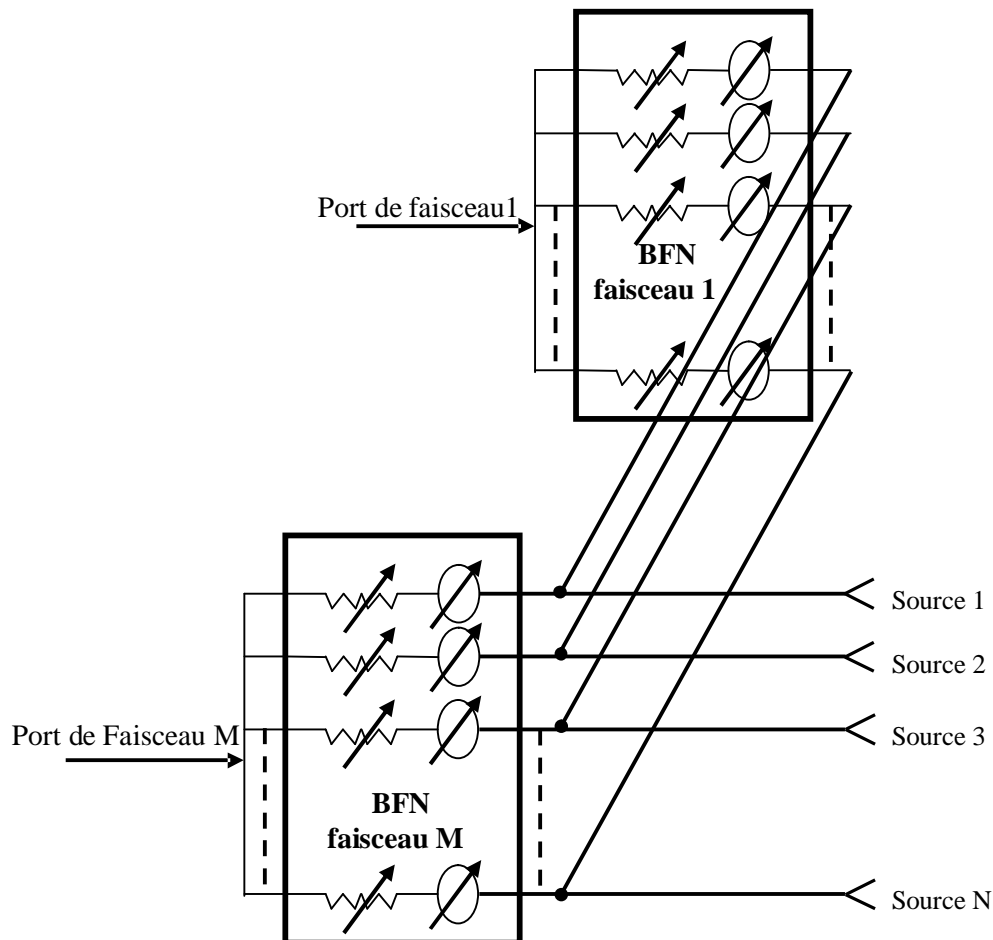
Afin de simplifier le dispositif de formation de faisceaux, de limiter la complexité de l'électronique et donc réduire les coûts, les sources et leur module peuvent être groupés en sous réseau où il est appliqué la même phase [11, 12, 13].

Un exemple simple de circuit formateur de faisceaux analogique passif est donné Figure I.10. Il permet de distribuer les signaux issus de deux faisceaux sur 4 sources rayonnantes avec les amplitudes et phases désirées afin de pouvoir former deux zones de couvertures.



**Figure I. 10 :** Schéma simplifié de circuit formateur de faisceaux associé à un réseau de 4 éléments

Le répartiteur schématisé dans la figure I.11 permet de formés N zones de couvertures. De plus, chacune des N sources de l'antenne peut être utilisé M fois (M étant le nombre de faisceaux que l'on veut réalisé). Un circuit fonctionnant sur le même principe a été utilisé sur satellite GLOBSTAR et permet de former 16 faisceaux avec un réseau de 91 éléments rayonnants [14,15].



**Figure I. 11 :** Schéma simplifié d'un circuit formateur de faisceaux associé à un réseau de n éléments

### **Mode de fonctionnement du répartiteur**

Il existe deux modes de fonctionnement de ces répartiteurs de faisceaux [16, 17] :

- ∨ soit un système de signaux indépendants connecté à chaque port, l'opération de simultanéité dans plusieurs directions peut par conséquent être obtenue.

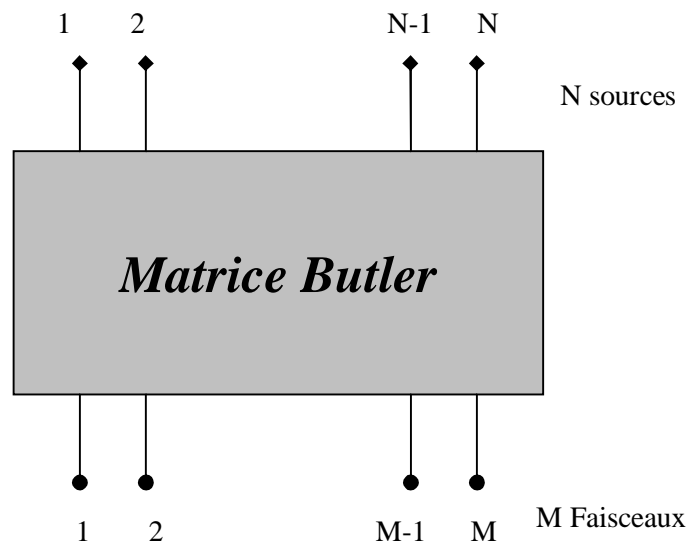


- ∨ soit un seul système est connecté aux ports d'entrée par une commande à chemins multiples ou commutateur « *switch* » donnant une antenne à balayage séquentielle. Ces antennes à multiples faisceaux commutées peuvent revenir moins cher que des réseaux d'antennes équivalents déphasés, en particulier lorsque peu de faisceaux sont nécessaires.

### I.4.3 Répartiteur type matrice de Butler

#### I.4.3.1 Introduction

Il existe plusieurs types de répartiteurs tels que La lentille de *Rotman* ; la matrice *Blass* et La matrice de *Butler* [12]; cette dernière est sûrement un des répartiteurs de faisceaux les plus pratiqués. C'est un circuit réciproque symétrique à  $N$  ports d'entrées et  $M$  ports de sorties qui pilote  $N$  éléments rayonnants produisant  $M$  faisceaux orthogonaux différents Figure I.12. C'est un système parallèle, contrairement à la matrice de *Blass* (système série), qui est composé de jonctions qui connectent les ports d'entrée aux ports de sortie par des lignes de transmission de longueur de chemin égal. Ainsi un signal d'entrée est à plusieurs reprises divisé sans pertes jusqu'aux ports de sortie ; le schéma d'une matrice de Butler est identique avec celui d'une FFT (*Fast Fourier Transform*). Les signaux alimentés à chaque port d'entrée sont divisés en signaux d'amplitudes égales aux  $N$  ports de sortie. Le réseau combine les signaux dans  $M$  chemins différents pour produire  $M$  faisceaux.



**Figure I. 12 :** Schéma système d'une matrice de Butler

#### I.4.3.2 Avantages et inconvénients de la matrice de Butler

La matrice de Butler possède de nombreux avantages [12] :

- ✓ Les faisceaux générés sont orthogonaux (combinaison optimale).
- ✓ La matrice emploie peu de composants et son architecture est simple (les coupleurs sont tous identiques dans une matrice binaire).
- ✓ Sa conception est rendue plus facile grâce à la symétrie de sa topologie.

Malgré tout ceci, elle renferme de nombreux inconvénients :

- ✓ Le nombre de composants devient vite considérable avec un nombre élevé de faisceaux souhaité (au-delà de 8 faisceaux généralement le système devient vite une architecture très complexe).
- ✓ Le nombre de croisements croît à une vitesse prodigieuse. celui des faisceaux (pour une matrice alimentant 8 faisceaux, déjà 16 croisements sont nécessaires).

# **CHAPITRE II**

ETUDE D'ANTENNES REFLECTEUR  
MULTIFAISCEAUX

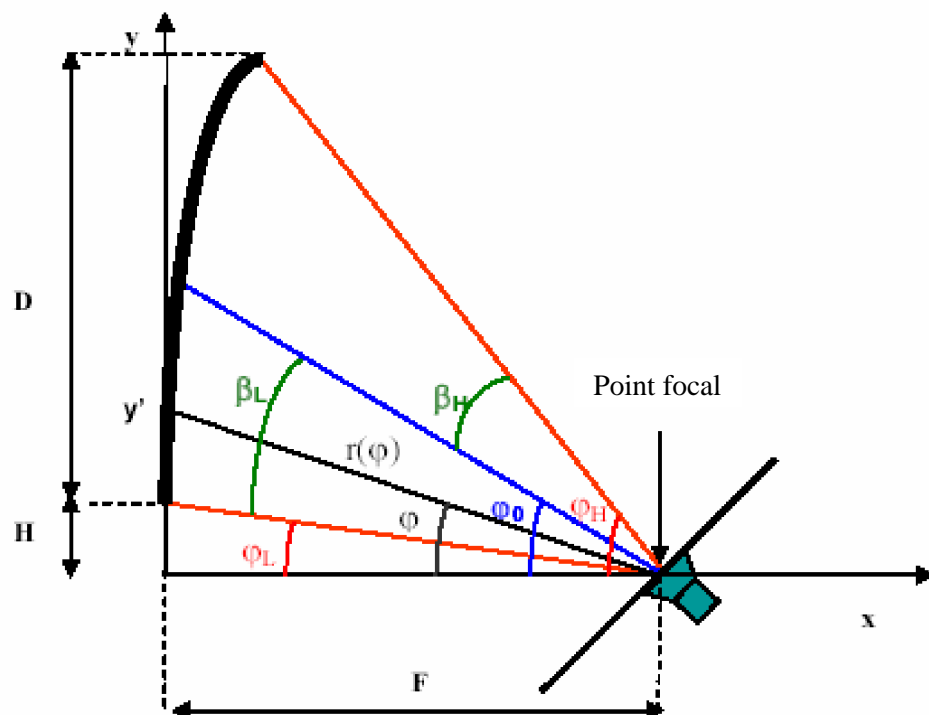
## II.1 Introduction

Le but de ce chapitre est de décrire le dispositif antennaire couramment utilisé dans les applications spatiales multifaisceaux. Une étude sur le réflecteur alimenté par une seule source sera réalisée afin de mettre en évidence l'influence des différents paramètres géométriques sur le comportement électromagnétique de l'aérien.

## II.2 Réflecteur parabolique en offset alimenté par une seule source

### Description géométrique

La représentation géométrique du focaliseur est donnée par la figure II.1 suivante:



**Figure II. 1 :** Représentation d'un réflecteur parabolique en offset

La distance  $x$  entre le point focal et un point de la surface du focaliseur, peut être déterminé à partir de la figure II.1.

En coordonnées cartésiennes :

$$x = \frac{y^2}{4 \cdot F} \quad \text{II. 1}$$

En coordonnées polaires :

$$r(\varphi) = \frac{2 \cdot F}{1 + \cos(\varphi)} \quad \text{II. 2}$$

Avec

$F$  : Distance focale

$\varphi$  : Angle de pointage depuis le foyer vers un point du réflecteur  $y'$ .

$r(\varphi)$  : Distance entre le foyer et un point du réflecteur  $y'$ .

La géométrie de ce type d'aérien est définie par trois caractéristiques essentielles : le diamètre  $D$ , la distance 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  $\phi_0$  ou l'angle d'interception de la parabole ( $2 \cdot \beta_L$ ) donné par les formules (II.3) et (II.4). Ces dernières permettent de déterminer les caractéristiques de la source à adopter afin de se placer dans les meilleures conditions d'illumination [18, 19].

$$\varphi = 2 \arctan\left(\frac{2 \cdot H + D}{4 \cdot F}\right) \quad \text{II. 3}$$

$$2\beta_L = 2 \times \left( \arctan\left(\frac{H}{2 \cdot F}\right) - \arctan\left(\frac{H + D}{2 \cdot F}\right) \right) \quad \text{II. 4}$$

## Influence des paramètres géométriques

### ✓ Diamètre $D$

Le diamètre  $D$  de la parabole est généralement choisi en fonction du gain et de l'angle d'ouverture du faisceau désiré. La parabole peut être assimilable à une surface circulaire rayonnante de diamètre  $D$ .

### ✓ Rapport F/D

Le rapport F/D globalement est voisin de 1. Un rapport trop petit engendre une dissymétrie du rayonnement du réflecteur et un problème d'astigmatisme qui limitent la performance du système.

### ✓ 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.

## Gain d'antenne réflecteur

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 :

$$G = \frac{4 \cdot \pi \cdot S}{\lambda_0^2} \quad \text{II. 5}$$

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

$$G = \frac{4 \cdot \pi \cdot S}{\lambda_0^2} \cdot k_1 \cdot k_2 \quad \text{II. 6}$$

Avec  $k_1$ ,  $k_2$  facteurs de gain qui sont respectivement dépendants de :

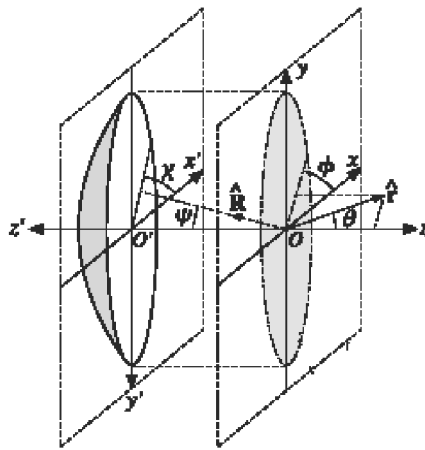
- ∅ Pertes par débordement qui correspondent à l'énergie rayonnée par la source primaire qui n'est pas intercepté par le focaliseur.
- ∅ Pertes par apodisation qui correspondent au facteur de gain d'une ouverture dont la loi d'illumination n'est pas uniforme.

D'autres phénomènes inévitables qui proviennent 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.

## Champ rayonné par un réflecteur

Un paraboloïde alimenté à partir de son foyer par une source dont le rayonnement se réfléchit à sa surface, peut être assimilé, du point de vue du rayonnement, à une ouverture circulaire de diamètre  $D$  sur laquelle le champ électrique a la même répartition-en amplitude, phase et polarisation que sur l'ouverture de diamètre  $D$  du paraboloïde (figure II.2). Le modèle analytique d'une ouverture rayonnante circulaire est donné [10] :



**Figure II. 2 :** Représentation d'un paraboloïde à ouverture rayonnante circulaire

Le champ rayonné par une ouverture rayonnante circulaire est donnée par l'expression analytique suivante [9, 10, 20]:

$$E(p) = \frac{4}{1 + e_0} \left[ e_0 \frac{J_1(p)}{p} + 2(1 - e_0) \frac{J_2(p)}{p^2} \right] \quad \text{II. 7}$$

Avec

- $e_0$  représente le niveau de champ sur le bord de l'ouverture rayonnante. Pour avoir un compromis intéressant entre le niveau des lobes secondaires et la largeur de lobe principale, nous avons choisi un niveau de champ égal à -3dB sur le bord d'ouverture [9].

- p est une variables secondaire donné par :

$$p = \frac{\pi D}{\lambda} \sin \theta \tag{II. 8}$$

Les angles du repère sphérique sont définis dans un repère cartésien de la manière suivante :

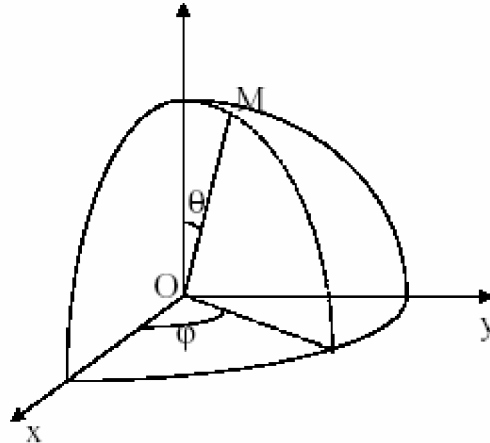


Figure II. 3: Définition du repère sphérique

Le vecteur direction d'observation  $\vec{u}$  est défini par les angles  $(\theta, \phi)$ , a pour composantes en coordonnées cartésiennes :

$$\begin{cases} u = \sin \theta \cos \phi \\ v = \sin \theta \sin \phi \end{cases} \tag{II. 9}$$

(u, v) : les cosinus directeurs.

Après un simple calcul la variable secondaire peut s'écrire:

$$p = \frac{\pi D}{\lambda} \sqrt{u^2 + v^2} \tag{II. 10}$$

Donc la relation II.7 peut être exprimée en fonction des cosinus directeurs par:

$$E(u, v) = \frac{4}{1 + e_0} \left[ e_0 \frac{J_1 \left( \frac{\pi D}{\lambda} \sqrt{u^2 + v^2} \right)}{\frac{\pi D}{\lambda} \sqrt{u^2 + v^2}} + 2(1 - e_0) \frac{J_2 \left( \frac{\pi D}{\lambda} \sqrt{u^2 + v^2} \right)}{\left( \frac{\pi D}{\lambda} \sqrt{u^2 + v^2} \right)^2} \right] \tag{II. 11}$$

Un diagramme élémentaire quelconque doit être représenté par une relation comportant des translation sur u,v :



$$E(u,v) = \frac{4}{1+e_0} \left[ e_0 \frac{J_1(\eta_n)}{\eta_n} + 2(1-e_0) \frac{J_2(\eta_n)}{\eta_n^2} \right] \quad \text{II. 12}$$

Avec

$$\eta_n = \frac{\pi D}{\lambda} \sqrt{(u-u_n)^2 + (v-v_n)^2} \quad \text{II. 13}$$

Avec les  $(u_n, v_n)$  donne la position des faisceaux élémentaires associé à chaque source.

### ✓ Largeur à mi-puissance

La largeur à mi-puissance du lobe principal est donnée par la formule approximative [9,10] :

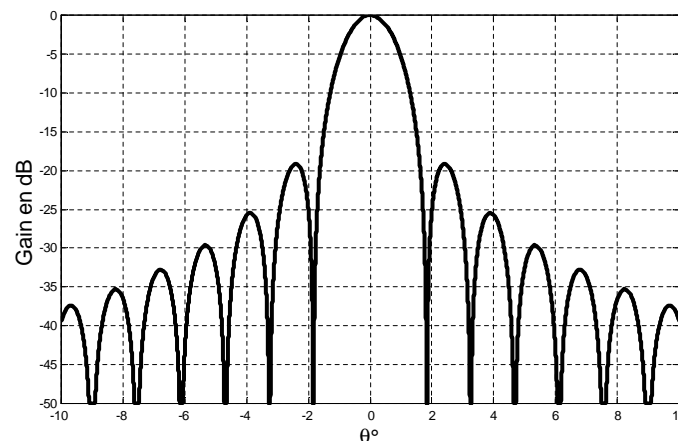
$$2\theta_{-3dB} = 60.91 \left( \frac{\lambda}{D} \right)^\circ \quad \text{II. 14}$$

Si on fixe une largeur à mi-puissance égale à  $1.5^\circ$ , ce qui correspond à une antenne d'ouverture :

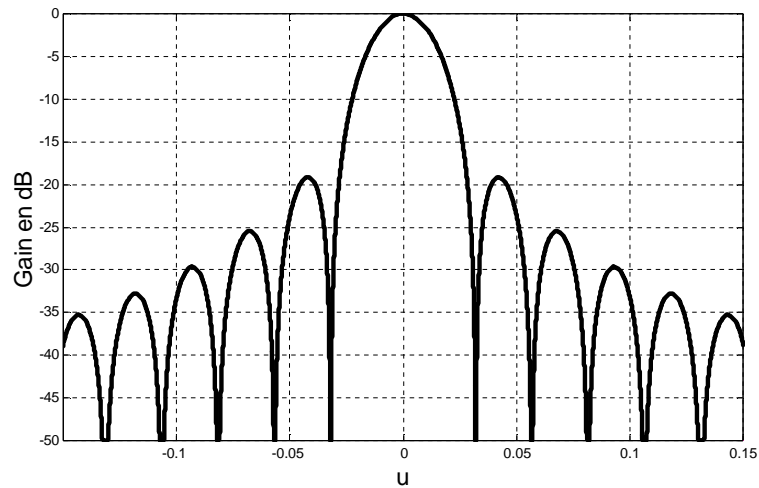
$$D = 40\lambda \quad \text{II. 15}$$

Par exemple, pour une antenne qui fonctionne à 15 GHz ,la relation II.15 va nous donnés un diamètre  $D= 80 \text{ cm}$ .

La figure II.4 et II.5 représente respectivement le diagramme de rayonnement d'un faisceaux élémentaire en cordonnés sphériques et cartésiennes :

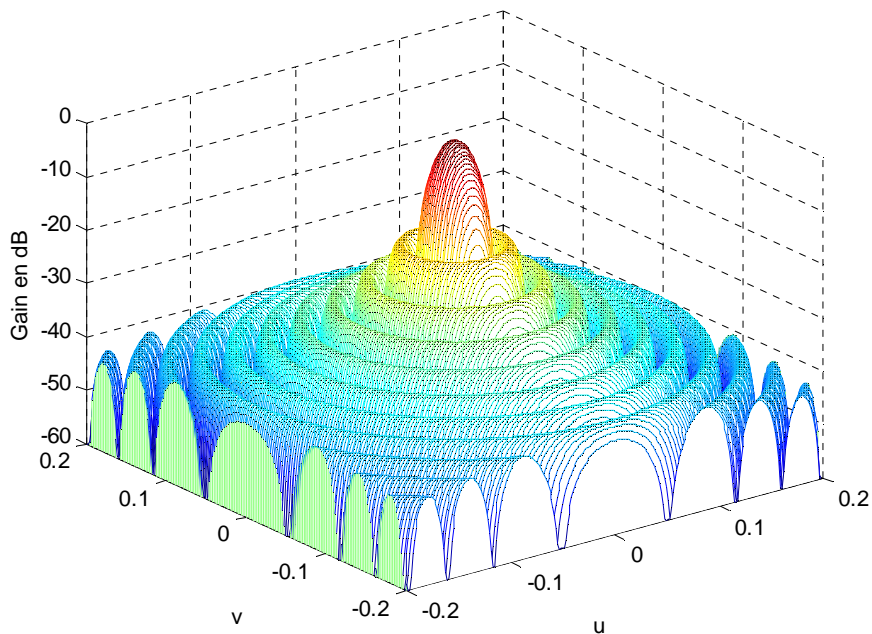


**Figure II. 4:** Diagramme de rayonnement du faisceau élémentaire en coordonnées sphériques en  $(\theta, \phi)$  avec  $\phi = 0$



**Figure II. 5 :** Diagramme de rayonnement du faisceau élémentaire en coordonnées cartésiennes en  $(u,v)$  avec  $v=0$  (en dB)

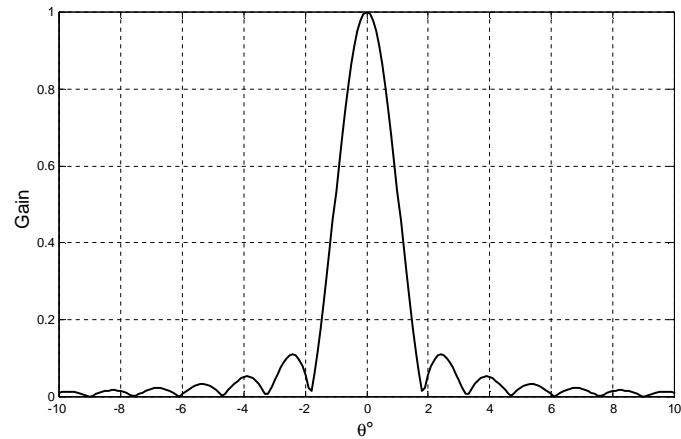
La figure II.6 représente e diagramme de rayonnement dans tout l'espace.



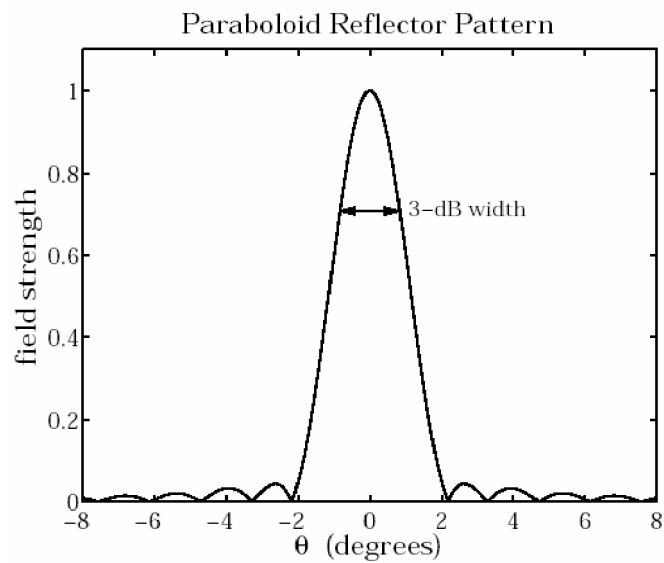
**Figure II. 6:** Représentation tridimensionnelle de diagramme de rayonnement du faisceau élémentaire

## Etude comparative de diagrammes des faisceaux élémentaires

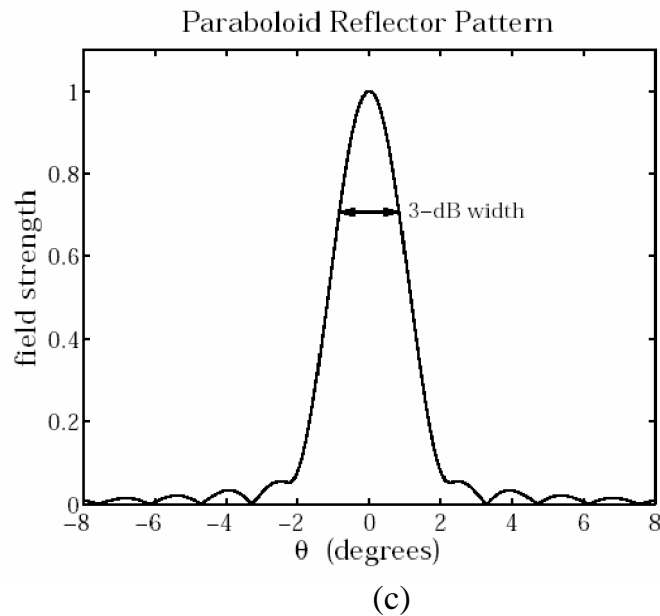
Afin de tester la fiabilité du modèle analytique choisi, nous avons comparé le modèle analytique avec le modèle réel d'un réflecteur parabolique avec différentes types de sources figure II.7.



(a)



(b)



**Figure II. 7 :** Diagramme de rayonnement de réflecteur paraboloid

(a) : Modèle utilisé

(b) : Cas d'une source de type guide d'onde [20]

(c) : Cas d'une source de type cornet pyramidale [20]

On y voit clairement que l'allure de lobe principale de diagramme de rayonnement du modèle utilisé est similaire à celle trouvée par ORFANIDIS [20] avec une légère différence dans les lobes secondaires.

## II.3 Réflecteur parabolique en offset alimenté par un réseau de sources

### I.1.2 Introduction

Dans le cas d'une couverture multispots fixes de la terre par une antenne spatiale, plusieurs faisceaux peuvent être générés en disposant dans le plan focal du réflecteur autant de sources que de spots désirés [21,22,23].

### 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 correspondent 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 II.8.

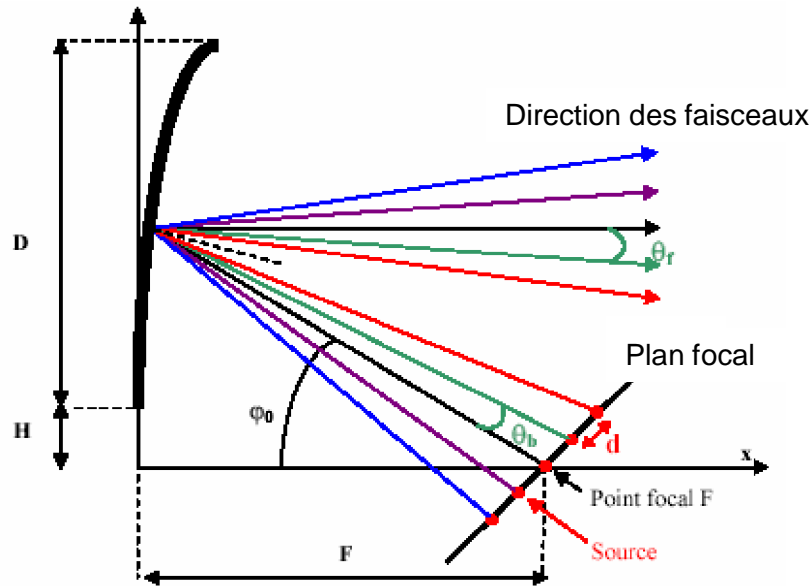


Figure II. 8 : Faisceaux multiples engendrés par le réflecteur

Les directions de pointage des faisceaux sont multiples d'une grandeur angulaire  $\theta_f$ . Avec une batterie de  $2n+1$  sources, les angles de pointage des faisceaux sont compris entre  $-n \times \theta_f$  et  $n \times \theta_f$  en considérant que le faisceau engendré par la source focale pointe à  $0^\circ$ .

L'écart entre deux faisceaux est tributaire de  $\theta_b$ , il représente la 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 est donné par la formule (II.16) pour une distance entre sources petite (ce qui est le cas dans une application de couverture terrestre) [24, 25].

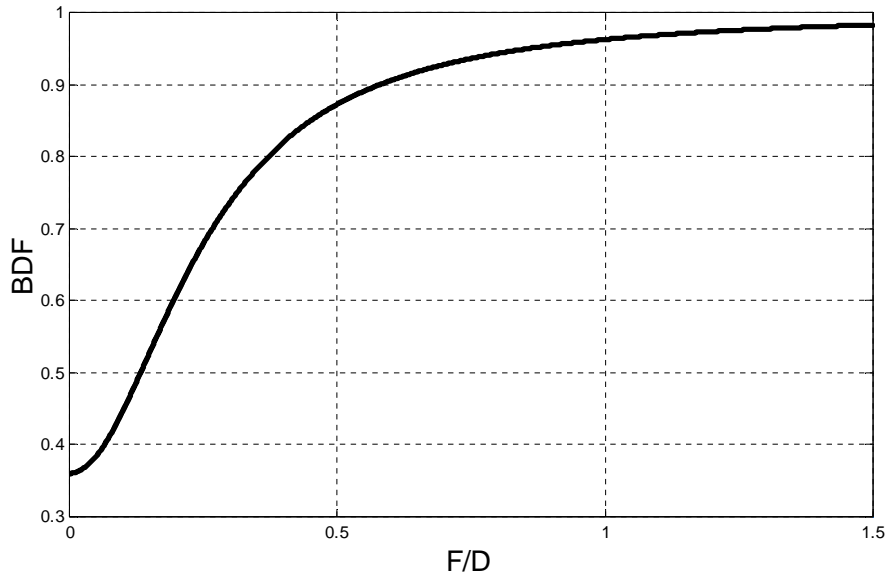
$$BDF = \frac{\theta_b}{\theta_f} = \frac{\left[ 1 + .36 \times \left( \frac{D}{4F} \right)^2 \right]}{\left[ 1 + \left( \frac{D}{4F} \right)^2 \right]} \tag{II. 16}$$

Avec

F : Distance focale du réflecteur.

D : Diamètre du réflecteur.

Le facteur de déviation des faisceaux approximé par la formule (II.16) est représenté par :



**Figure II. 9 :** Facteur de déviation des faisceaux

La plupart des réflecteurs présentent un rapport F/D compris entre 0.75 et 1.5, il est donc possible de considérer que le BDF équivaut à 1. Par conséquent, l'écart angulaire entre les faisceaux émergents  $\theta_f$  est égale à  $\theta_b$ . Dans ce cas, l'expression de  $\theta_f$  est donnée par la formule suivante:

$$\theta_b = \theta_f = \arctan\left(\frac{d}{R(\varphi_0)}\right) \tag{II. 17}$$

Avec

$R(\varphi_0)$  : distance entre le point focal et le centre de la parabole (Figure II.1).

d : distance entre deux sources contiguës.

D'après (II.3), la formule (II.17) devient :

$$\theta_b = \theta_f = \arctan\left(\frac{d \times (1 + \cos(\varphi_0))}{2F}\right) \tag{II. 18}$$

Pour une géométrie de focaliseur donnée, la distance d entre les sources est un critère majeur pour fixer l'écart angulaire entre les faisceaux.

## Disposition des faisceaux

Le principe de base d'une antenne à faisceaux multiples repose sur l'échantillonnage du champ de vue de l'antenne à l'aide d'un ensemble de faisceaux élémentaire. Suivant la forme des zones géographiques à couvrir, il convient de déterminer la disposition optimale des faisceaux élémentaires « échantillons ». Il existe principalement deux types d'échantillonnage [26, 27, 28] :

### II.3.1.1 Echantillonnage type carré

En premier lieu, c'est cette configuration qui a été adoptée par les chercheurs, car l'échantillonnage carré est simple à réaliser ; mais cette configuration n'est pas optimale car trop d'énergie est dispersée en bord de la couverture (figure II.10).

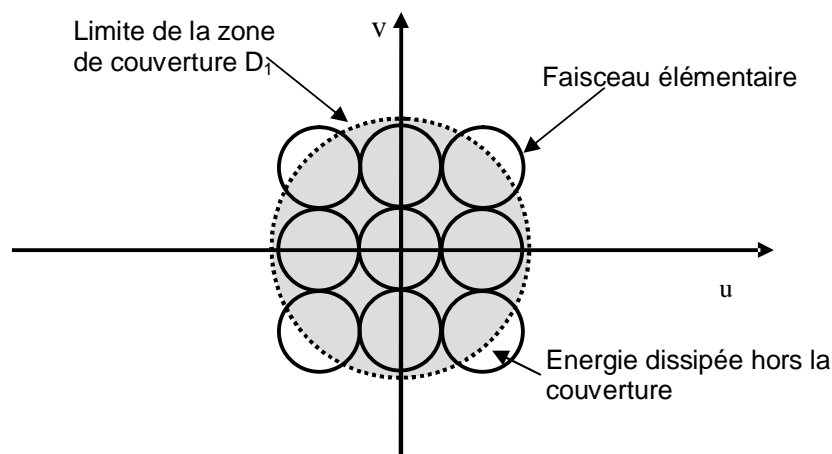


Figure II. 10 : Echantillonnage en carré du disque terrestre

### II.3.1.2 Echantillonnage type hexagonal :

Comme l'échantillonnage carré n'est pas optimale, Mayan [27] a proposé un nouveau type d'échantillonnage qui va permettre de limiter les pertes d'énergie, c'est l'échantillonnage hexagonale figure II.11.

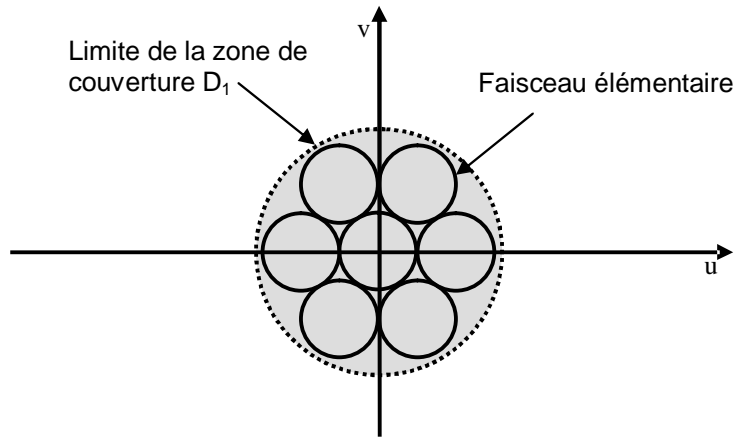


Figure II. 11 : Echantillonnage en hexagonal du disque terrestre

### Zones de couverture

Dans l'exemple donné sur la Figure II.12, l'antenne multifaisceaux est alimentée par une batterie passive de sept cornets qui est répartie par exemple sur une grille hexagonale de maille  $d$  au niveau du plan focal.

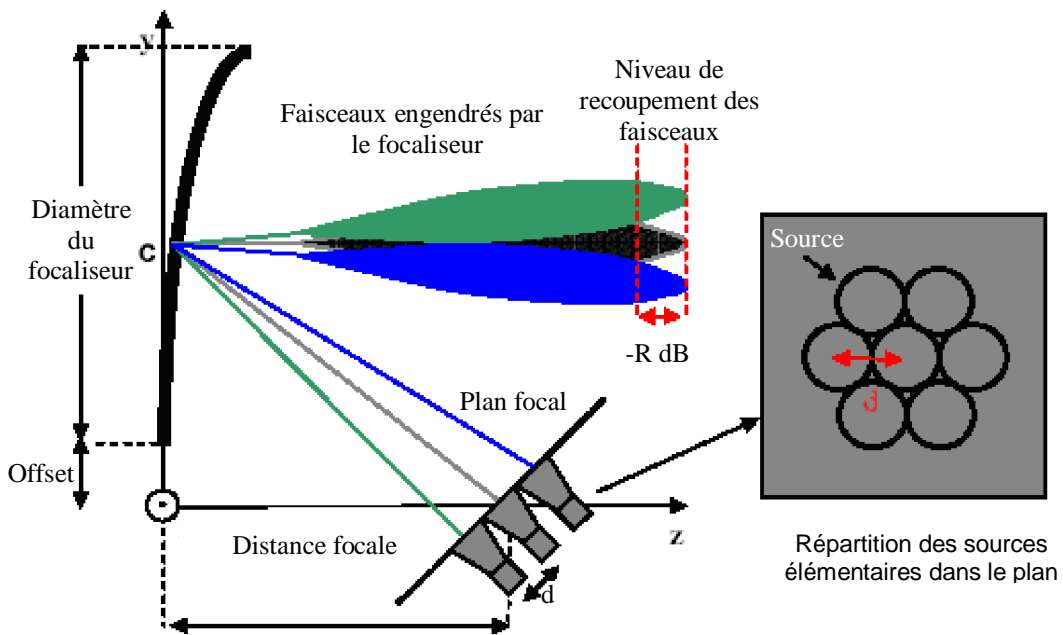
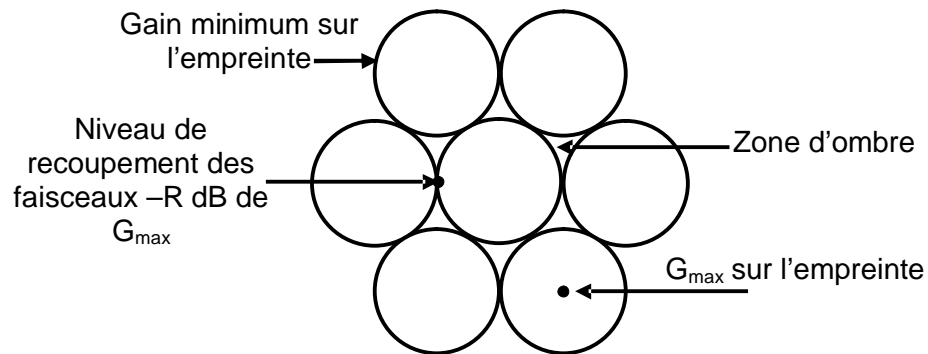


Figure II. 12 : Antenne multifaisceaux alimentée par une batterie de sept cornets



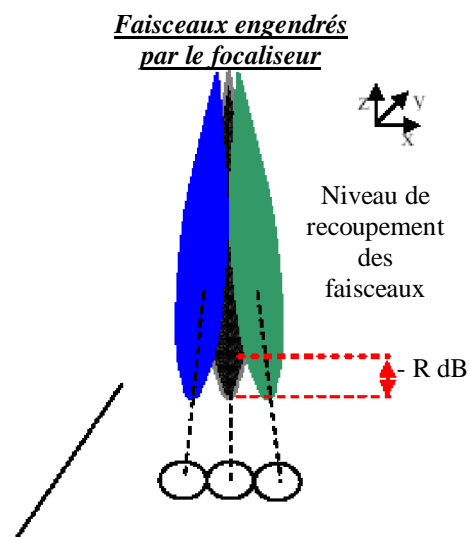
Cette répartition des sources placées sur le réseau focal du focaliseur permet de générer sept faisceaux qui se recoupent dans le plan YoZ à  $-R$  dB du gain maximum. La largeur angulaire d'un faisceau est définie à partir du diagramme de rayonnement du réflecteur à l'endroit où ils se recoupent dans le plan YoZ. Ces faisceaux réalisent une couverture multitâche sur la terre, comme le montre la figure suivante (figure II.13):



**Figure II. 13 :** Empreintes au sol générées par les faisceaux issus du réflecteur

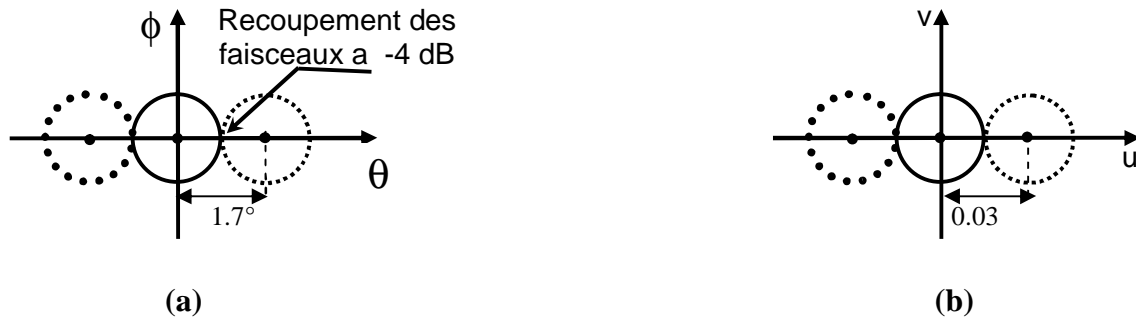
## La distance entre les faisceaux

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. Ce lobe principal est classiquement appelé faisceau et son intersection avec la terre constitue un spot (figure II.14).



**Figure II. 14 :** *représentation du niveau de recouplement*

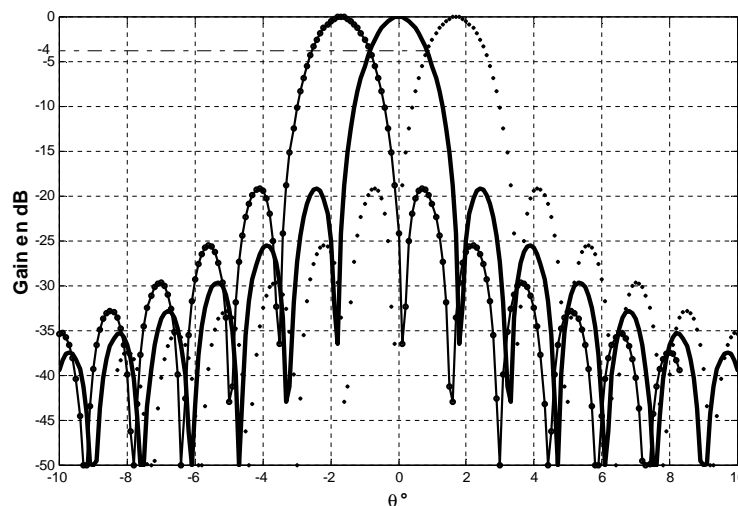
Afin de garantir une ondulation faible du diagramme de rayonnement sur la zone à couvrir, la distance angulaire entre deux points voisins où le champ est évalué doit être inférieur à  $\lambda/D$ . En pratique, un pas de maillage de  $\lambda/2D$  est souvent adopté. Par la suite, nous avons choisi un pas de 0.015 radian ( $0.85^\circ$ ). Le point de recouplement optimum entre faisceaux se fait environ à -4 dB.



**Figure II. 15 :** Représentation des ouvertures des faisceaux élémentaires

- (a) plan sphérique en  $(\theta, \phi)$
- (b) plan cartésiennes en  $(u, v)$

Ce point de recouplement va nous donner une autre caractéristique importante, il s'agit du découplage (orthogonalité) entre les faisceaux élémentaires figure II.16.



**Figure II. 16 :** *Diagramme de rayonnements des faisceaux élémentaires orthogonaux en coordonnées sphériques en  $(\theta, \phi)$  avec  $\phi = 0$  en dB*

## II.4 Amélioration du dispositif

L'homogénéité du gain sur la couverture terrestre qui est déduite du niveau de recoupement entre les spots est un critère primordial. Pour cela, il est indispensable que l'écart angulaire entre les faisceaux  $\theta_f$  engendrés par le focaliseur soit petit de façon à ce que le niveau de recoupement  $R$  entre les spots  $S$  soit élevé (classiquement de l'ordre de -4 dB). Pour se placer dans ces conditions, l'espacement  $d$  entre les centres de phase des sources devra être de petite dimension impliquant un encombrement limité de ces dernières. En effet, l'utilisation de sources de grande ouverture éloignant les centres de phases des différents éléments augmente le décalage entre les faisceaux au détriment d'un bon niveau de recouvrement.

Pour pallier à ces problèmes, des dispositifs plus complexes et plus volumineux ont été développés. Nous allons décrire deux procédés différents permettant d'obtenir une couverture répondant aux exigences spatiales. Le premier est conçu à partir d'une multitude de réflecteurs, chacun alimenté par un réseau focal. Ce dispositif est caractérisé par un encombrement et un poids excessif. Le deuxième requiert un simple réflecteur mais nécessite en amont des dispositifs de répartition complexes et coûteux, c'est cette deuxième approche que nous avons adoptée dans la suite de notre étude.

### ***1.1.3 Système à multiples focaliseurs***

Ce concept emploie plusieurs réflecteurs paraboliques en offset où deux spots adjacents de la couverture terrestre sont générés par deux réflecteurs différents. Les faisceaux engendrés par un même réflecteur ont donc un écart angulaire plus important. Chaque réseau comportera des sources de plus grandes dimensions et implicitement plus directives. Malgré ces nombreux avantages, ce système à multiples réflecteurs est pénalisé par son encombrement excessif.

### ***1.1.4 Système multifaisceaux à bouquets de source***

Dans les dispositifs décrits précédemment, chaque faisceau était généré à partir d'une seule source. Il a été vu que pour obtenir une couverture homogène caractérisée par une variation minimale du gain, il était primordial d'utiliser des sources peu espacées. Cependant,



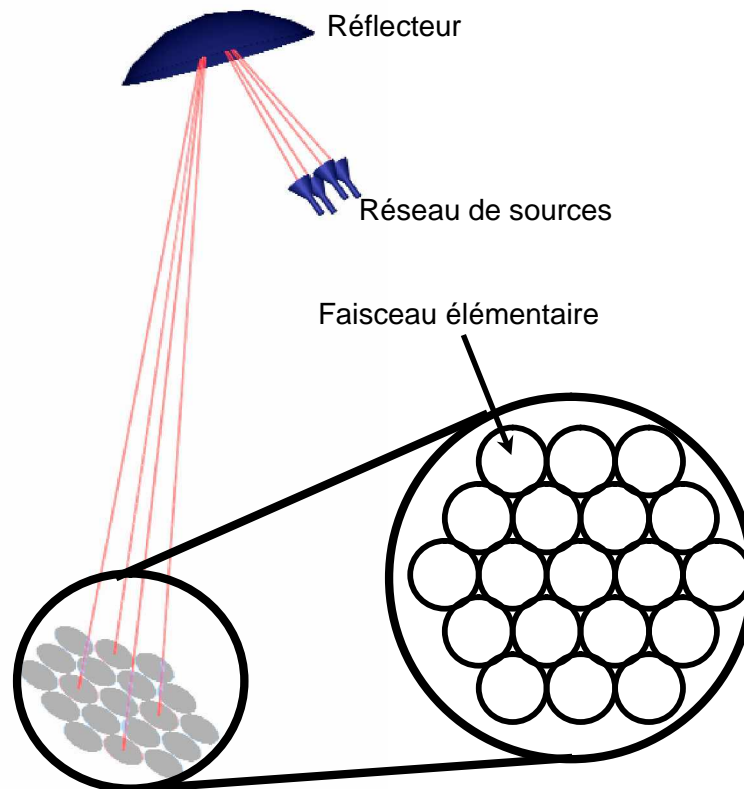
(b): Un faisceau généré par un réseau de sources

Faisceaux générés	Sources utilisées	
	Systemes « un faisceau généré par une source »	Systemes « un faisceau généré par un réseau de sources »
Faisceau A	1	réseau A : 1,2,3,4,5,6,7
Faisceau B	2	réseau B : 2,4,5,7,8,9,10
Faisceau C	3	réseau C : 5,8,9,10,11,12,13

**Tableau II. 1 :** Sources utilisées suivant les faisceaux générés

## Diagramme de rayonnement d'un réseau d'antennes à réflecteur

Dans le cas un faisceau généré par un réseau de sources, le diagramme formé sur une couverture est donnée par la superposition des diagrammes élémentaires qui appartiennent à chacune des couvertures (figure II.18).



**Figure II. 18 :** Couverture générée par un réseau d'antennes

Nous pouvons exprimer le champ rayonné par l'antenne du faisceau k vers une région déterminé par la somme des diagrammes secondaire associée à chacune des sources prises indépendamment, cette sommation est pondérée par les coefficients d'excitation des sources :

$$F_k(u, v) = \sum_{n=1}^{N_i} C_n^k f_n(u, v)$$

**II. 19**

Où  $u, v$  sont les cosinus directeurs.

$$u = \sin(\theta) \cos(\phi)$$

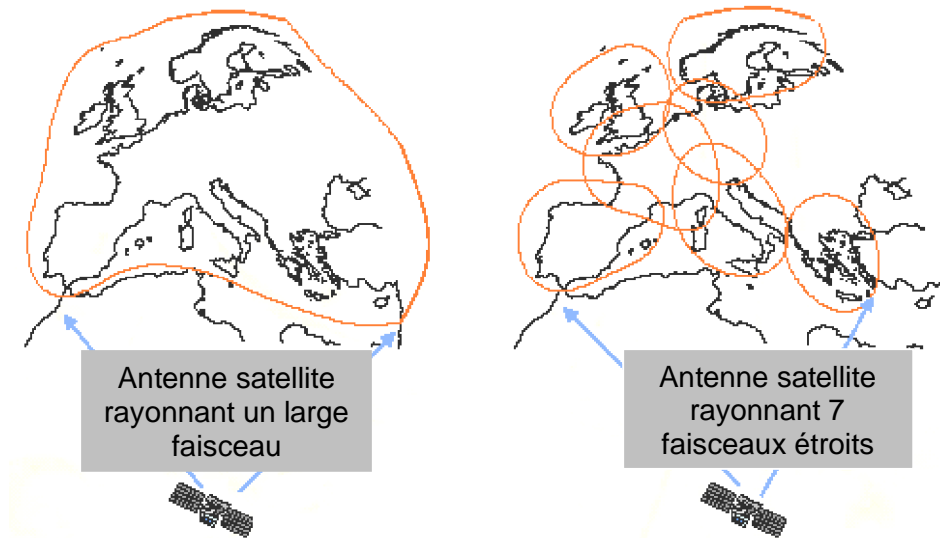
$$v = \sin(\theta) \sin(\phi)$$

$C_n^k$  : Coefficients d'excitation des sources.

$f_n(u, v)$  : Faisceaux élémentaires associées à chaque source, c'est dire le diagramme secondaire obtenu lorsque la source n seule est excités .

## II.5 Indépendance des couvertures

Plus la région à couvrir est importante en surface plus le diagramme d'antenne sera étalé dans l'espace donc de directivité faible. Le développement de la télécommunication spatiale consiste à augmenter le gain sur la couverture en divisant la zone à couvrir en plusieurs zones de surfaces faibles mais avec des diagrammes directifs (Figure II.19).



**Figure II. 19:** Représentation d'une antenne à larges faisceaux et à des faisceaux étroits

Cette division de couverture va entraîner des empreintes disjointes, à recouvrement total ou à recouvrement partiel. Il est nécessaire donc de remplir la condition d'orthogonalité entre les faisceaux, afin de satisfaire un bon découplage entre les signaux véhiculés par chaque faisceau.

### Formulation de la condition d'orthogonalité

Les deux diagrammes de rayonnement représentés par les fonctions caractéristique  $F_l(u, v)$  et  $F_k(u, v)$  sont indépendants, si et seulement si ces fonctions sont orthogonales sur leur domaine de définition, ce qui s'exprime par [29, 30, 31, 32]:

$$\iint_{\Omega} F_l(u, v) \cdot F_k^*(u, v) = 0$$

Avec

- ∅  $u, v$  : Consinus directeurs.
- ∅  $\Omega \equiv (u, v)$  : Le domaine de définition.
- ∅ Les diagrammes sont à la même fréquence.

La relation II.20 ne sera jamais vérifiée exactement, elle sera simplement approchée:

$$\iint_{\Omega} F_l(u, v) \cdot F_k^*(u, v) = \epsilon \tag{II. 21}$$

Un premier exemple de diagrammes indépendants peut être donné avec deux diagrammes à la même fréquence, dont les lobes principaux ne se recoupent pas. Plus le niveau de lobes secondaires est faible plus  $\epsilon$  est faible. Supposons deux couvertures à recouvrement partiel décrit par la figure II.20 :

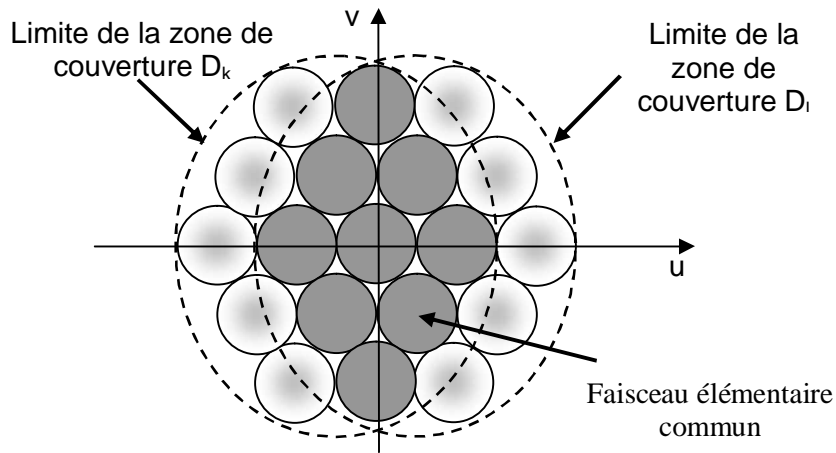


Figure II. 20 : Représentation de deux couvertures en recouvrement partiel

On peut écrire l'équation II.19 pour les couvertures l et k de la figure II.20 en séparant les coefficients d'excitation des sources communs aux deux régions.

Pour la région l nous avons :

$$F_l(u, v) = \sum_{n=1}^{N_{lk}} \tilde{C}_n^l \cdot f_n(u, v) + \sum_{n=N_{lk}+1}^{N_l} C_n^l \cdot f_n(u, v) \tag{II. 22}$$



Pour la région k nous avons :

$$F_k(u, v) = \sum_{p=1}^{N_{lk}} \tilde{C}_n^k \cdot f_p(u, v) + \sum_{p=N_{lk}+1}^{N_k} C_p^k \cdot f_p(u, v) \quad \text{II. 23}$$

Nous avons noté :

$\emptyset \tilde{C}_n^l, \tilde{C}_n^k$  les coefficients des  $N_{lk}$  sources communes aux deux couvertures.

On multipliant l'équation II.22 par le conjugué de l'équation II.23 et en faisant une intégration sur le domaine de définition nous obtenons :

$$\begin{aligned} \iint_{\Omega} F_l F_k^* d\Omega &= \sum_{n=1}^{N_{lk}} \sum_{p=1}^{N_{lk}} \tilde{C}_n^l \tilde{C}_p^{k*} \int_{\Omega} f_n f_p^* d\Omega + \sum_{n=1}^{N_{lk}} \sum_{p=N_{lk}+1}^{N_k} \tilde{C}_n^l C_p^{k*} \int_{\Omega} f_n f_p^* d\Omega + \\ &\sum_{n=N_{lk}+1}^{N_l} \sum_{p=1}^{N_{lk}} C_n^l \tilde{C}_p^{k*} \int_{\Omega} f_n f_p^* d\Omega + \sum_{n=N_{lk}+1}^{N_l} \sum_{p=N_{lk}+1}^{N_k} C_n^l C_p^{k*} \int_{\Omega} f_n f_p^* d\Omega \end{aligned} \quad \text{II. 24}$$

Chaque terme de l'équation II.24 est composé d'une série d'intégrales qui représente les produits hermitiques de diagramme élémentaires, ces intégrales exprimant « le couplage » entre deux diagrammes élémentaires.

Le recouvrement partiel de couverture génère trois régions distinctes dont une commune. Chaque région à un effet de couplage sur l'autre. Le premier terme représente le couplage des diagrammes rayonnant sur la zone commune (voire la zones grise dans la figure II.20). Les trois autres termes représentent le couplage des diagrammes d'une zone avec l'autre. On peut dire que l'effet de couplage entre ces zones est très faible car elles mettent en jeu des diagrammes disjoints.

L'équation II.24 peut se simplifiée à:

$$\iint_{\Omega} F_l F_k^* d\Omega = \sum_{n=1}^{N_{lk}} \sum_{p=1}^{N_{lk}} \tilde{C}_n^l \tilde{C}_p^{k*} \int_{\Omega} f_n f_p^* d\Omega \quad \text{II. 25}$$

Si les faisceaux élémentaires rayonnés par l'antenne sont orthogonaux sur le domaine d'intégration; ce qui est le cas dans notre étude (voir II.3.5) l'expression II.25 devient:

$$\iint_{\Omega} F_l F_k^* d\Omega = G(u, v) \sum_{n=1}^{N_{lk}} \tilde{C}_n^l \tilde{C}_n^{k*} \quad \text{II. 26}$$

Avec

$$G(u, v) = \int_{\Omega} |f_n|^2 d\Omega \quad \text{II. 27}$$

Finalement, si on développe l'équation II.21 en utilisant l'expression de l'équation II.27 on obtient :

$$G(u, v) \sum_{n=1}^{N_{lk}} \tilde{C}_n^l \tilde{C}_n^{k*} = \varepsilon \quad \text{II. 28}$$

Pour la formation de couvertures multiples orthogonales sans perte, on voit qu'il est nécessaire d'avoir :

(a) Des faisceaux élémentaires orthogonaux.

(b) la condition d'orthogonalité des coefficients d'excitation  $\sum_{n=1}^{N_{lk}} \tilde{C}_n^l \tilde{C}_n^{k*} = \varepsilon$ .

## II. 6 Conclusion

Ce chapitre a fait l'objet de généralités sur les antennes multifaisceaux. Ce type d'antenne représente une nouvelle génération qui a accaparé un large usage dans le domaine de télécommunications spatiales.

Nous intéressons dans les chapitres suivants à la synthèse de ces réseaux par action sur les paramètres électriques des sources, permettant d'obtenir un diagramme de rayonnement désiré exigé à l'avance par l'utilisateur tout en satisfaisant la contrainte d'orthogonalité dans le cas de couvertures à recouvrement total ou partiel.

## **CHAPITRE III**

SYNTHESE DE RESEAU D'ANTENNES À REFLECTEUR  
MONO\_COUVERTURE

## III.2 Introduction

La dernière décennie a vu le développement de plusieurs méthodes pour l'optimisation du réseau d'antennes.

Dans ce chapitre, nous allons présenter et détailler la méthode variationnelle qui sera appliquée à la synthèse des réseaux d'antennes à faisceaux unique et multiples.

Cette méthode permet de déterminer la loi d'alimentation des éléments de l'antenne à partir de la définition des limites, en module, du diagramme de rayonnement souhaité.

## III.3 Problème de synthèse

Considérons un réseau à  $N$  sources rayonnantes identiques de diagramme élémentaire  $f(u,v)$ . Chacune d'elles est alimentée par une excitation complexe  $C^k$ . Son diagramme de rayonnement sur une couverture  $k$  est donné par la formule II.19.

Dans le cas des problèmes directes de rayonnement, la connaissance a priori de la loi d'alimentation est suffisante pour déterminer le diagramme de rayonnement  $F_k(u,v)$ .

Notre problème est posé différemment, le départ n'est plus la loi d'excitation, mais le diagramme de rayonnement spécifié par le gabarit. La loi d'alimentation du réseau est pour nous l'inconnu à retrouver, nous avons donc un problème inverse, on peut le partager en deux classes :

- ∅ *Problème inverse bien posé*: est un problème direct inversible qui admet une solution exacte.
- ∅ *Problème inverse mal posé*: est un problème qui admet plusieurs solutions approchées, si toute fois elles existent.

Etant donné qu'on part d'un espace réel (module du diagramme de rayonnement) et que le point d'arrivée est un espace complexe (loi d'alimentation en amplitude et phase), nous situons ici dans la seconde classe de problème, celle des mal posés, ceci implique qu'on aura à chercher la solution la plus proche, dite solution optimale [33].

Les méthodes de synthèse ont pour but de minimiser l'écart entre le gabarit fixé par l'utilisateur et le gabarit synthétisé, donc on peut définir le problème d'optimisation par :

- ∅ Une fonctionnelle  $J$  à minimiser.
- ∅ Les contraintes qui définissent l'ensemble des solutions du problème d'optimisation.

## III.4 Méthode de synthèse basée sur un critère variationnel

### Principe

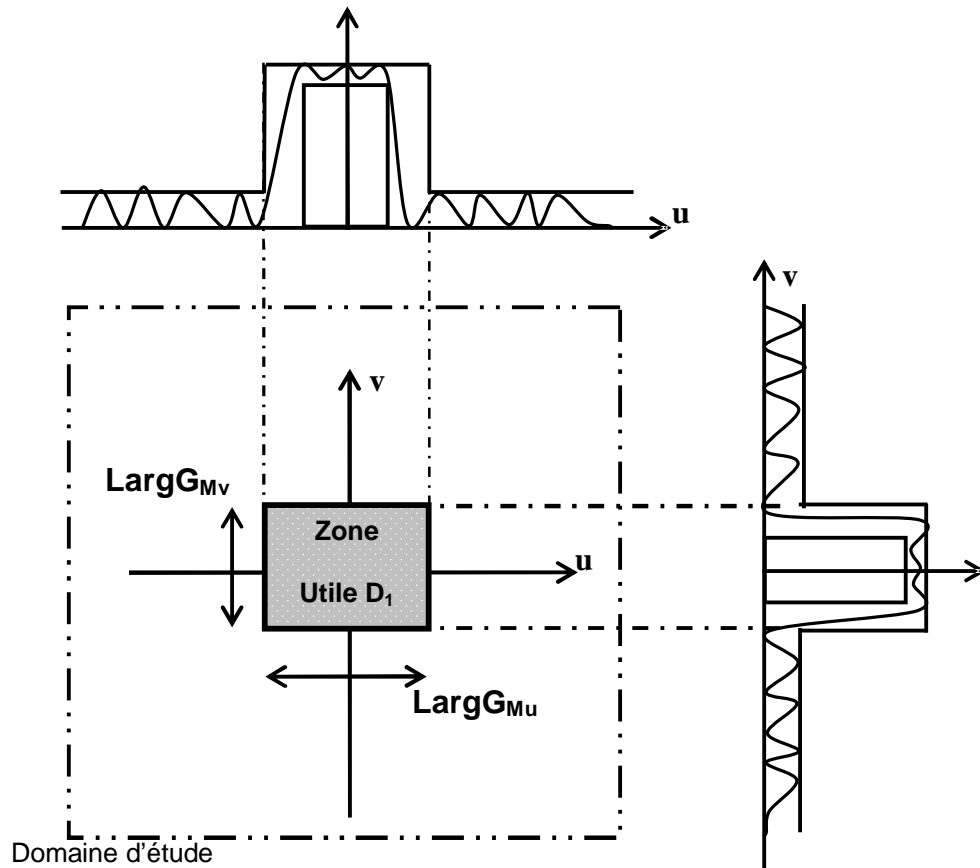
Cette méthode choisie basée sur les travaux de *SEMENOV* concernant la synthèse d'ouvertures continues, a été appliquée à la synthèse de diagrammes par *VOYTOVICH* et *MANGENOT* [33]. Le principe de cette méthode consiste à créer une variation des coefficients d'excitation des sources, cette variation agit sur le diagramme de rayonnement et donc sur le critère de minimisation. Un développement analytique nous a permis de déterminer la condition pour qu'une variation des coefficients n'entraîne pas de variation du critère. Cette condition prend la forme de  $N_1$  équations non linéaires à  $N_1$  inconnues qui doivent être résolues par itérations successives.

### Définition du gabarit

Lorsqu'on optimise un problème, on veut que la fonction obtenue s'approche le plus possible du résultat désiré. Ce dernier peut être défini soit à partir d'une fonction que l'on devra approcher, soit d'un gabarit qui devra contenir le résultat. Nous avons retenu cette dernière suggestion car il est beaucoup plus facile de définir un gabarit pour un diagramme de rayonnement qu'une fonction. De plus ceci offre plus de degrés de liberté aux solutions. L'avantage du gabarit est qu'il permet d'obtenir une solution plus facilement réalisable en imposant des intervalles plutôt que des valeurs. Le gabarit peut être défini dans tout l'espace ou dans une partie de l'espace selon les deux plans principaux E ( $v=0$ ) ou H ( $u=0$ )[33].

#### III.4.1.1 Spécification du gabarit

Le gabarit est doté de deux niveaux bas et haut qui devront piéger les caractéristiques de rayonnement du réseau. Il est représenté par la figure III.1.



**Figure III. 1:** Représentation des gabarits pour la région  $D_1$

Toutes les grandeurs servant à définir le gabarit de puissance sont résumées à partir d'un plan. Dans la figure III.2, le gabarit est tracé en décibel. La définition des niveaux des gabarits exprimés en décibel est donnée par :

- ∅  $G_M$  Fonctions définissant le gabarit maximum pour la région  $D_1$ , caractérisée par :
  - $LargG_{max}$
  - Le gain maximum du lobe principal  $G_{sp}=0$  dB.
  - Le gain maximum des lobes secondaires  $G_{ss}$ .
- ∅  $G_m$  Fonctions définissant le gabarit minimum pour la région  $D_1$ , caractérisée par :
  - $LargG_{min}$
  - Le gain minimum du lobe principal  $G_{ip}$ .
  - Le gain minimum des lobes secondaires  $G_{is}$ .

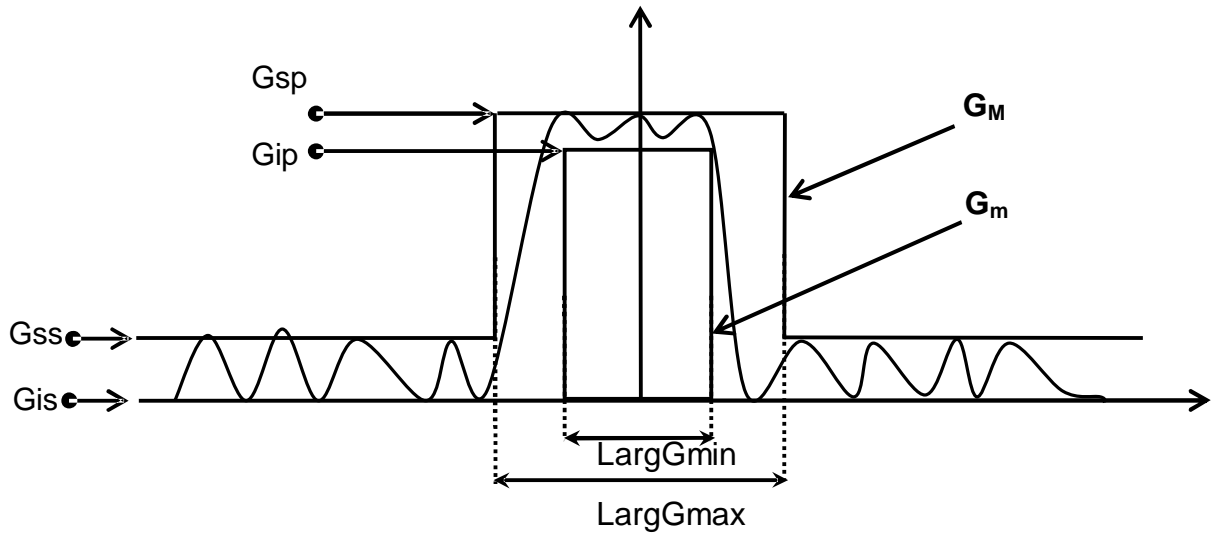


Figure III. 2 : Niveaux des gains du gabarit

### Critère d'erreur

Le critère d'erreur peut être définie comme la somme [34,35] :

- ✓ de l'aire du diagramme de rayonnement dans les lobes secondaires (notés LS). Plus cette aire sera petite, plus l'énergie dissipée dans les lobes secondaires sera petite.
- ✓ de l'aire de la valeur absolue de la différence entre le diagramme de rayonnement et la forme de lobe voulue dans le lobe principal (notés LP). Cette aire sera d'autant plus petite que le diagramme sera proche de la forme voulue du lobe principal.

Avec cette formulation, le critère peut s'écrire :

$$J = \int_{LP} L(G_M, G_m, f, p) \cdot du \cdot dv + \int_{LS} |F_1(u, v)|^2 \cdot du \cdot dv \quad \text{III. 1}$$

Avec

$L(G_M, G_m, f, p)$  : est la fonction mesurant l'écart entre le diagramme calculé et le gabarit, définie sur  $D_1$  par :

$$L(G_M, G_m, f, p) = \frac{K(u, v) + |K(u, v)|}{2} \cdot p(u, v) \quad \text{III. 2}$$

$$\checkmark \quad K(u, v) = (G_M(u, v) - |F(u, v)|) \cdot (G_m(u, v) - |F_1(u, v)|)$$

✓  $G_M, G_m$  : est le gabarit maximum et minimum.

✓  $F_1(u, v)$  est le diagramme rayonné par le réseau, l'expression est déjà donné par la relation (II.19).

✓  $p(u, v)$  est la fonction de pondération éventuelle, dans notre cas cette fonction est égale à 1 car le réseau est sur une surface plane.

## Synthèse par la méthode variationnelle

Le développement analytique qui permet de déterminer la condition de stationnarité du critère se fait à partir de l'expression des variations des coefficients d'excitations des éléments rayonnantes, cette variation agit sur le critère de minimisation [34]. On développe l'expression de  $(\delta J)$ , à partir de celle de  $(J)$ .

Si nous donnons une perturbation  $\delta F_1$  à la fonction  $F_1$  nous avons :

$$J + \delta J = \iint_{D_1} \frac{(K + \delta K) + |K + \delta K|}{2} \cdot p_1 dudv + \iint_{D_2} |F_1 + \delta F_1|^2 dudv \quad \text{III. 3}$$

Avec

$$K + \delta K = (G_M - |F_1 + \delta F_1|) \cdot (G_m - |F_1 + \delta F_1|) \quad \text{III. 4}$$

$$K + \delta K = G_M G_m - G_M |F_1 + \delta F_1| - G_m |F_1 + \delta F_1| + |F_1 + \delta F_1|^2 \quad \text{III. 5}$$

Sachant que :

$$|F_1 + \delta F_1|^2 = (F_1 + \delta F_1) \cdot (F_1 + \delta F_1)^* = |F_1|^2 + 2 \operatorname{Re}(F_1 \cdot \delta F_1^*) + \delta F_1^2 \quad \text{III. 6}$$

On peut dire que le carré de la variation de  $F_1$  est négligeable et on peut mettre l'équation III.6 comme suit:



$$|F_1 + \delta F_1|^2 \approx F_1^2 + 2 \operatorname{Re}(F_1 \cdot \delta F_1^*) \quad \text{III. 7}$$

On peut mettre III.7 sous la forme III.8 :

$$|F_1 + \delta F_1| \approx |F_1| + \frac{1}{|F_1|} \operatorname{Re}(F_1 \cdot \delta F_1^*) \quad \text{III. 8}$$

L'équation III.5 s'écrit sous la forme :

$$K + \delta K \approx (G_M - |F_1|) \cdot (G_m - |F_1|) - \frac{1}{|F_1|} \operatorname{Re}(F_1 \cdot \delta F_1^*) (G_M + G_m - 2|F_1|) \quad \text{III. 9}$$

$$|K + \delta K| \approx \left| (G_M - |F_1|) \cdot (G_m - |F_1|) \left| 1 - \frac{1}{|F_1|} \operatorname{Re}(F_1 \cdot \delta F_1^*) \frac{G_M + G_m - 2|F_1|}{(G_M - |F_1|) \cdot (G_m - |F_1|)} \right| \right| \quad \text{III. 10}$$

Pour simplifier cette équation on sépare les termes tels que :

$$A = \left| (G_M - |F_1|) \cdot (G_m - |F_1|) \right| \quad \text{III. 11}$$

$$B = \frac{1}{|F_1|} \operatorname{Re}(F_1 \cdot \delta F_1^*) \quad \text{III. 12}$$

$$D = G_M + G_m - 2|F_1| \quad \text{III. 13}$$

On obtient ainsi le carré de l'équation III.10 comme suit :

$$|K + \delta K|^2 = |A - B \cdot D|^2 = |A|^2 \left| 1 - B \cdot \frac{D}{A} \right|^2 \quad \text{III. 14}$$

Comme B entraîne une petite variation alors  $\left( B \cdot \frac{D}{A} \right)^2$  à une valeur très faible qu'on peut négliger :

$$|K + \delta K| = \sqrt{|A|^2 \left| 1 - B \cdot \frac{D}{A} \right|^2} \quad \text{III. 15}$$

$$|K + \delta K| = \sqrt{|A|^2 \left| 1 - B \cdot \frac{D}{A} \right|^2}$$

Après développement, on déduit :

$$|K + \delta K| = |A| \cdot \left( 1 - \frac{B \cdot D}{A} \right) \quad \text{III. 16}$$

On pose :

$$\sigma = \frac{|A|}{A} = \frac{|(G_M - |F_1|) \cdot (G_m - |F_1|)|}{(G_M - |F_1|) \cdot (G_m - |F_1|)} \quad \text{III. 17}$$

On obtient donc :

$$(K + \delta K) + |K + \delta K| = (G_M - |F_1|) \cdot (G_m - |F_1|) + |(G_M - |F_1|) \cdot (G_m - |F_1|)| - (1 - \sigma) \frac{1}{|F_1|} \operatorname{Re}(F_1 \cdot F_1^*) (G_M + G_m - 2|F_1|) \quad \text{III. 18}$$

On exprime ainsi la variation de la fonctionnelle par :

$$\begin{aligned} J + \delta J = & \iint_{D_1} [(G_M - |F_1|) \cdot (G_m - |F_1|) + |(G_M - |F_1|) \cdot (G_m - |F_1|)] \frac{P}{2} dudv \\ & + \iint_{D_2} |F_1|^2 dudv - \iint_{D_1} \frac{1}{|F_1|} \operatorname{Re}(F_1 \cdot \delta F_1^*) (G_M + G_m - 2|F_1|) (1 + \sigma) \frac{P}{2} dudv \\ & + \iint_{D_2} 2 \operatorname{Re}(F_1 \cdot \delta F_1^*) \end{aligned} \quad \text{III. 19}$$

Après développement et identification terme à terme avec la fonction d'erreur initiale, on aboutit à l'expression suivante :

$$\delta J = 2 \operatorname{Re} \left\{ - \iint_{D_1} F_1 \delta F_1^* \left[ \left( \frac{G_M + G_m}{2|F_1|} - 1 \right) (1 + \sigma) \frac{P}{2} + 1 \right] dudv + \iint_{D_1 + D_2} F_1 \delta F_1^* dudv \right\} \quad \text{III. 20}$$

L'expression du diagramme de rayonnement pour un réseau d'antennes à réflecteur est déjà donnée par l'équation II.19. Les perturbations  $\delta F_1$  sont obtenues à partir des variations  $\delta C_n^1$ , on peut écrire :

$$\delta F_1(u, v) = \sum_{n=1}^{N_1} \delta C_n^1 f_n(u, v) \quad \text{III. 21}$$

En introduisant la relation III.21 dans l'équation III.20, on obtient finalement :

$$\delta J = 2R \left\{ \sum_{n=1}^{N_1} \delta C_n^1 \Phi_1 \right\} \quad \text{III. 22}$$

Avec :

$$\Phi_1 = \iint_{D_1+D_2} F_1 f_n^* dudv - \iint_{D_1} F_1 f_n^* \left[ \left[ \frac{G_M + G_m}{2|F_1|} - 1 \right] [1 + \sigma] \frac{p_1}{2} + 1 \right] dudv \quad \text{III. 23}$$

## Stationnarité de J

Deux méthodes sont possibles pour rendre  $J$  minimum :

- Ø Soit nous cherchons directement à faire décroître  $J$  en remarquant que la fonctionnelle est toujours à valeurs positives ; pour la faire décroître, il suffit de calculer numériquement les variations de coefficients telles que  $\delta J < 0$ .
- Ø Soit nous exprimons la stationnarité de  $J$  par l'équation  $\delta J = 0$  ; Lorsque  $\delta J = 0$  quelles que soient les variations des coefficients, c'est-à-dire  $\forall C_n$  il faut que  $\Phi_1 = 0$ , nous aboutissons alors à un système d'équations non linéaires que nous résolvons numériquement suivant un processus itératif.

Nous avons adapté la deuxième méthode pour sa simplicité, ce qui permet d'écrire l'équation III.22:

$$\iint_{D_1+D_2} F_1 f_n^* dudv = \iint_{D_1} F_1 f_n^* \left[ \left[ \frac{G_M + G_m}{2|F_1|} - 1 \right] [1 - \sigma] \frac{p_1}{2} + 1 \right] dudv \quad \text{III. 24}$$

$\forall n = 1, 2, \dots, N_1$

Ainsi III.24 peut se mettre matricielle :

$$\sum_{m=1}^{N_1} C_m^1 \iint_{D_1+D_2} f_m f_n^* dudv = \iint_{D_1} F_1 f_n^* \left[ \left[ \frac{G_M + G_m}{2|F_1|} - 1 \right] [1 - \sigma] \frac{p_1}{2} + 1 \right] dudv \quad \text{III. 25}$$

$\forall n = 1, 2, \dots, N_1$

On obtient ainsi un système de  $N_1$  équations non linéaires que l'on peut écrire sous la forme matricielle :

$$\sum_{m=1}^{N_1} C_m^1 I_{m,n} = b_n, \forall n = 1..N_1$$

III. 26

Où :

- Ø  $I_{m,n}$  est le membre d'une matrice complexe.
- Ø  $b_n$  est le n<sup>ième</sup> élément d'un vecteur complexe.

## Algorithme de calcul

Les coefficients d'excitations recherchés sont solutions du système d'équations non linéaires III.26. Pour résoudre ce système, nous avons utilisé un processus itératif déjà utilisé [36, 37], selon les étapes suivantes :

- Ø nous fixons le nombre maximum d'itération.
- Ø nous calculons la matrice de terme constant I.
- Ø partant d'un jeu initial de coefficients  $C^1$ , nous calculons  $F_1$  et la matrice  $b_n$ .
- Ø nous résolvons alors le système III.26 ce qui nous donne un nouveau jeu de coefficients  $C^1$ .

Le contrôle de convergence se fait en évaluant à chaque itération, le critère d'écart J. L'organigramme est représenté par la figure III.3.

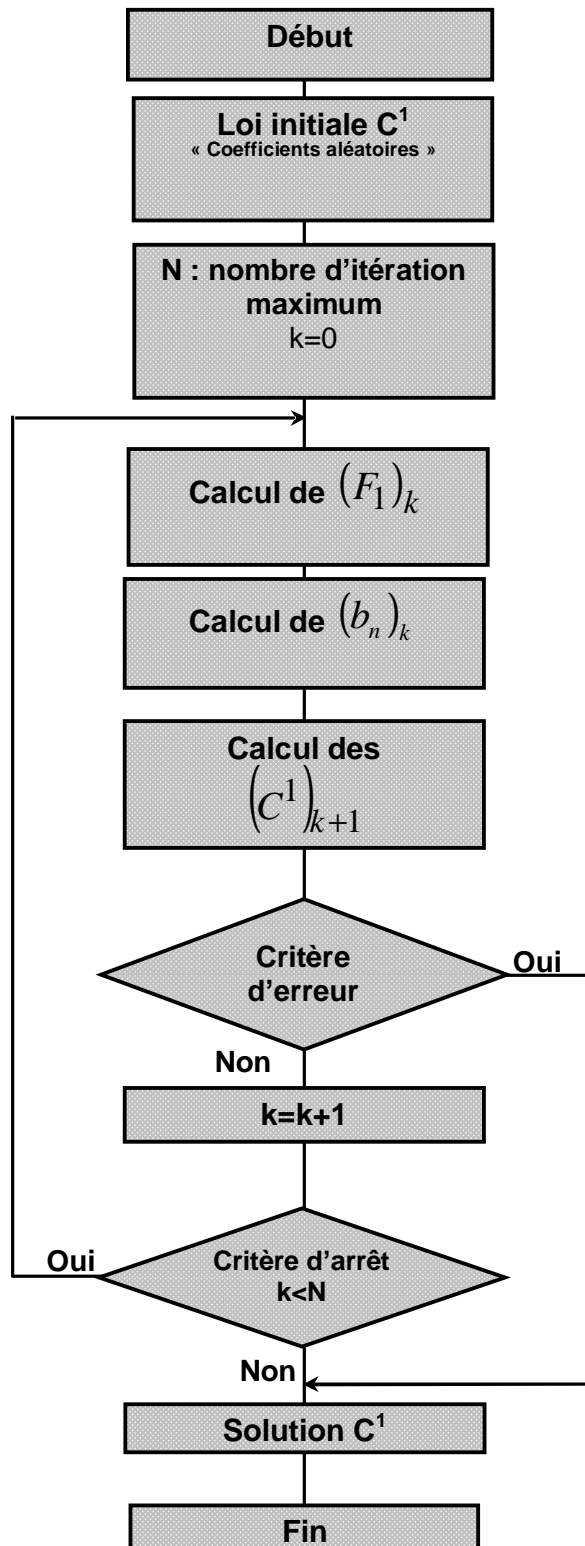


Figure III. 3: Organigramme de résolution numérique

## Description du programme

Le programme réalisé, écrit sous *Matlab*, évalue les coefficients d'excitation d'une antenne réseau à réflecteur et s'insère dans une chaîne de traitement. En entrée, il nécessite les données suivantes :

- ✓ fichier contenant le diagramme de rayonnement d'un faisceau élémentaire (**II.2.4**).
- ✓ fichier contenant :
  - Ø le nombre de faisceaux élémentaires.
  - Ø la distance entre faisceaux.
  - Ø la disposition des faisceaux élémentaires.
  - Ø la loi d'excitation initiale désirée.
  - Ø la spécification du module du gabarit  $G_M$  et  $G_m$  sur un domaine de définition dans le plan  $(u,v)$ .

En sortie

- ✓ fichier contenant la liste des coefficients d'excitation optimisés en amplitude et phase.
- ✓ fichier contenant :
  - Ø représentation tridimensionnelle du diagramme de rayonnement du réseau d'antennes.
  - Ø des coupes du diagramme de rayonnement dans le plan  $u$  et  $v$ .
  - Ø les tracés des courbes iso-niveaux.

## III.5 Résultats de simulation

Dans le paragraphe II.3.3 nous avons montré que l'échantillonnage hexagonal est la disposition optimale des faisceaux élémentaires, nous allons faire la synthèse de deux structures d'antennes, dans le cas de dispositions hexagonale complète et incomplète.

## Zones à échantillonnage hexagonal complet

Nous allons visualiser le résultat de la synthèse concernant une antenne spatiale rayonnant 7 faisceaux élémentaires, les spots associés à chaque faisceau sont représentés par la figure III.4 pour couvrir la couverture  $D_1$ , L'ensemble des faisceaux est disposé sur une grille à maille triangulaire (centre de faisceaux), la distance entre faisceaux élémentaires est fixée à  $\Delta S=0.030$ .

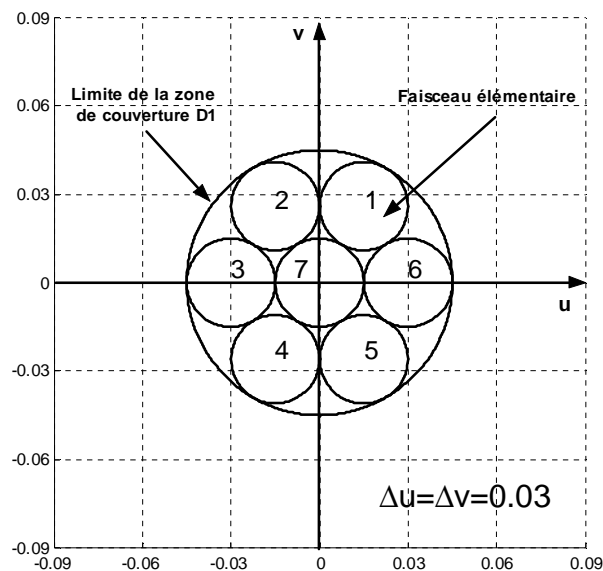
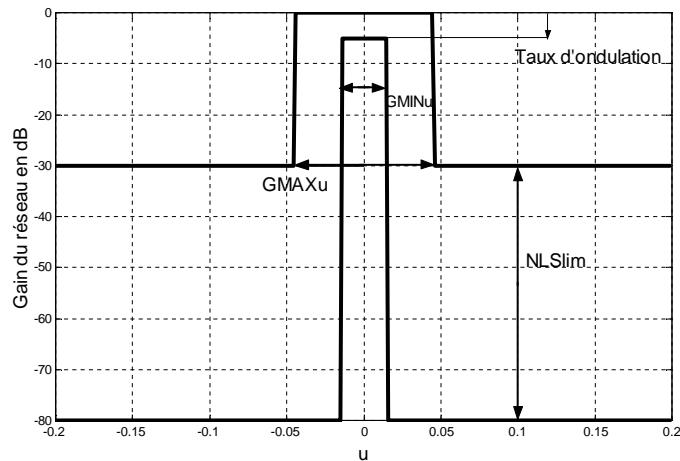


Figure III. 4: échantillonnage hexagonal complet d'une couverture

### • Définition du gabarit

Les spécifications du gabarit sont données par :

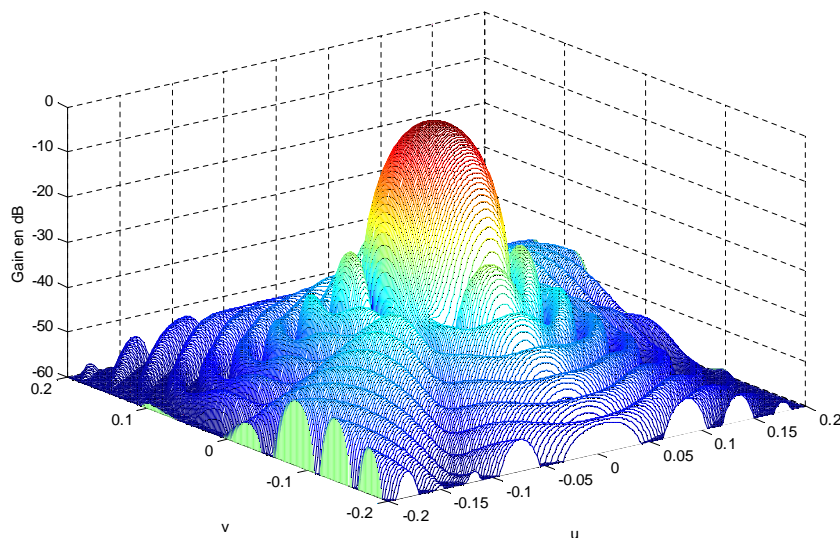
- Ø Etendue maximale du lobe principal  $G_{\max_u} = G_{\max_v} = 0.09$ .
- Ø Etendue minimale du lobe principal  $G_{\min_u} = G_{\min_v} = 0.03$ .
- Ø Taux d'ondulation = -5 dB.
- Ø Niveau des lobes secondaires limites  $NLS_{\text{Lim}} = -30$  dB par rapport au niveau du maximum de rayonnement fixé à 0 dB.



**Figure III. 5 :** *Définition du gabarit*

On veut piéger la réponse électromagnétique de notre structure, représentée par la figure III.6, entre les bornes d'un gabarit représenté par la figure III.5. La largeur du faisceau principal est de 0.09 pour le gabarit maximum (Gmax) et 0.03 pour le gabarit minimum (Gmin) avec un taux d'ondulation égal à -5 dB.

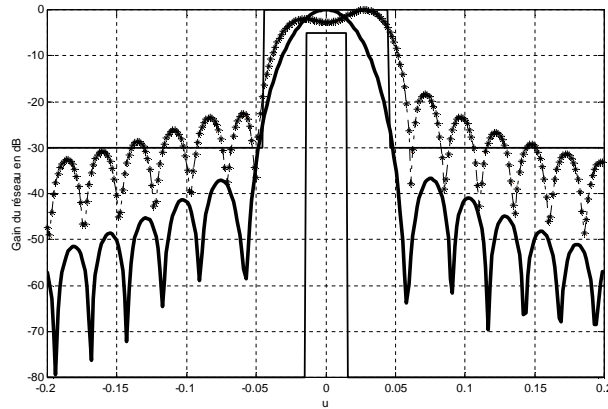
La figure III.6 est une représentation tridimensionnelle du diagramme de rayonnement du réseau d'antennes. Elle donne une vision plus réelle du rayonnement du réseau d'antennes dans tout l'espace (u,v).



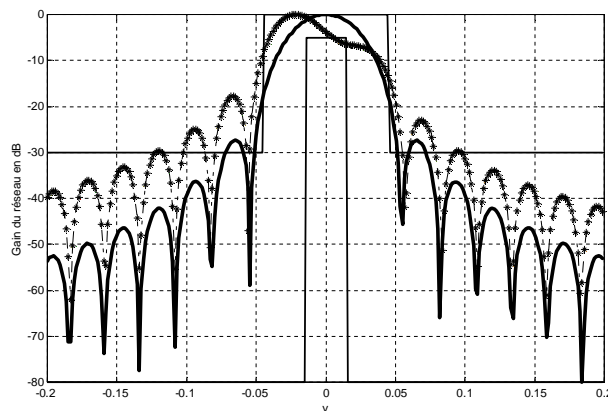
**Figure III. 6:** *Représentation tridimensionnelle du diagramme de rayonnement du réseau d'antennes*



Les deux figures III.7.a et III.7.b représentent les résultats de synthèse dans les deux plans ( $u=0$  et  $v=0$ ) respectivement. Elles montrent clairement que le diagramme respecte parfaitement les contraintes imposées par le gabarit avec un niveau maximum de lobes secondaires de l'ordre de -36.8 dB dans le plan  $v=0$ .



(a)

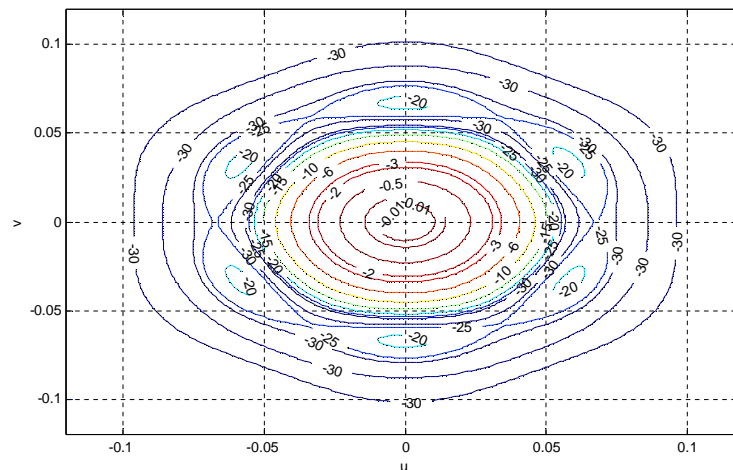


(b)

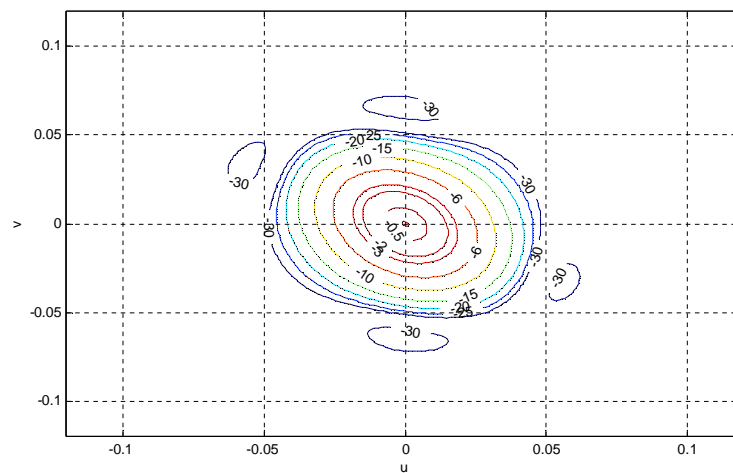
**Figure III. 7:** Diagrammes d'un réseau dans les deux plans d'observation ( $u=0$  et  $v=0$ )

..... Avant l'optimisation  
 ————— Après l'optimisation  
 (a) : plan  $v=0$   
 (b) : plan  $u=0$

Les figures III.8 (a) et (b) montrent les courbes iso-niveaux avant et après l'optimisation, le tracé iso-niveaux nous a permis de visualiser le champ rayonné vers la couverture  $D_1$ . Nous remarquons clairement, qu'après l'optimisation, que la totalité d'énergie est émise dans la zone utile avec une atténuation d'énergie en dehors de cette zone.



(a)



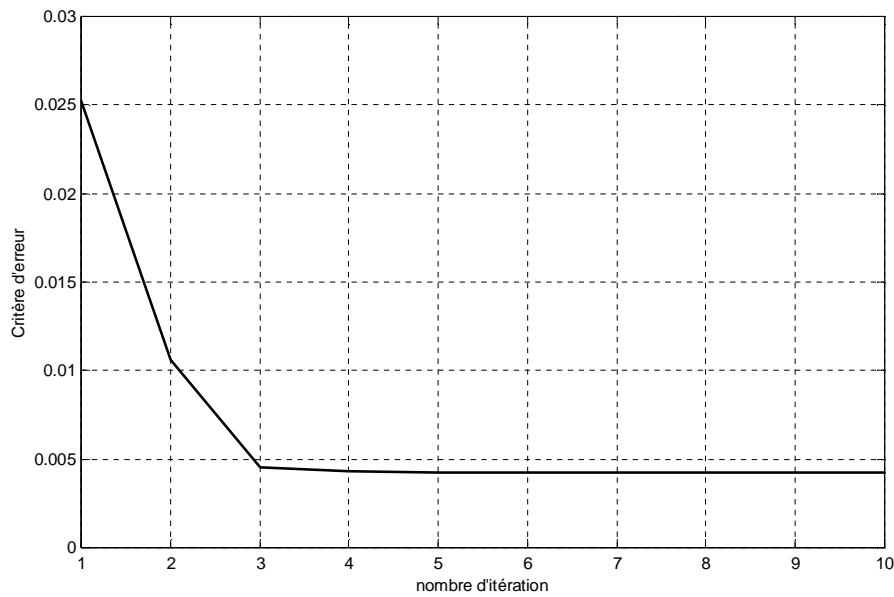
(b)

**Figure III. 8** : Contours iso-niveaux sur la couverture en (dB)

(a): avant la synthèse

(b): après la synthèse

La méthode variationnelle nous a permis, après une dizaine d'itérations, d'obtenir une convergence très satisfaisante du critère d'erreur qui est de l'ordre de  $4 \cdot 10^{-3}$ . La figure III.9 représente l'évaluation du critère d'erreur.



**Figure III. 9 :** évolution du critère d'erreur

Le tableau III.1 représente la loi d'excitation des sources en amplitude et phase fournit par la méthode variationnelle:

Source	Coefficients d'excitation avant la synthèse		Coefficients d'excitation après la synthèse	
	amplitude/phase (°)		amplitude/phase (°)	
1	0.3052	86.31	0.3545	-38.62
2	0.7072	-15.55	0.5643	-19.08
3	0.4259	-27.00	0.3290	-18.96
4	1.0758	-39.35	0.3505	-29.88
5	0.5869	-31.05	0.5621	-34.82
6	0.8926	-37.36	0.3289	-40.97
7	0.4547	-19.38	1.0118	-30.90

**Tableau III. 1:** Valeur d'amplitude et phase des coefficients d'excitation avant et après optimisation pour chaque élément

## Zones à échantillonnage hexagonal incomplet

Nous allons visualiser le résultat de la synthèse concernant une antenne spatiale rayonnent 13 faisceaux élémentaires, les spots associés à chaque faisceau sont représentés par la figure III.10 pour couvrir la couverture  $D_1$ .

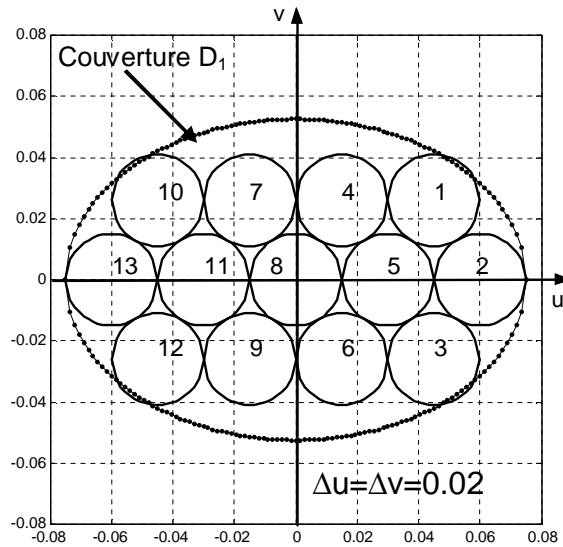
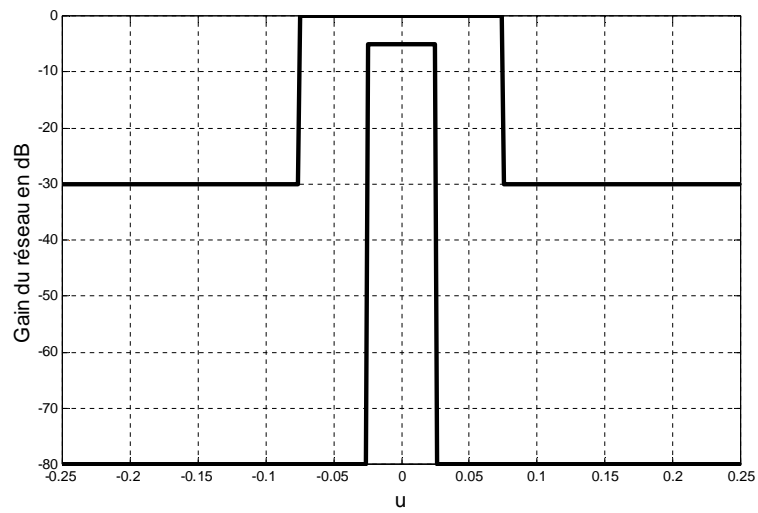


Figure III. 10: échantillonnage hexagonal incomplet d'une couverture

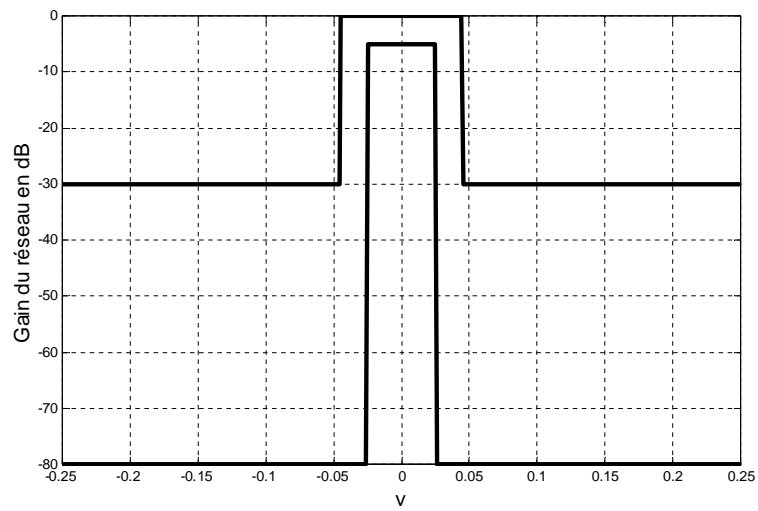
### • Définition du gabarit

Les spécification du gabarit sont données par :

- ∅ Etendue maximale du lobe principal
  - $\text{largG}_{\text{max}_u} = 0.15$
  - $\text{largG}_{\text{max}_v} = 0.09$
- ∅ Etendue minimale du lobe principal
  - $\text{largG}_{\text{min}_u} = 0.05$
  - $\text{largG}_{\text{min}_v} = 0.05$
- ∅ Taux d'ondulation = -5 dB.
- ∅ Niveau des lobes secondaires limite  $\text{NLS}_{\text{Lim}} = -30$  dB par rapport au niveau du maximum de rayonnement fixé à 0 dB.



(a)



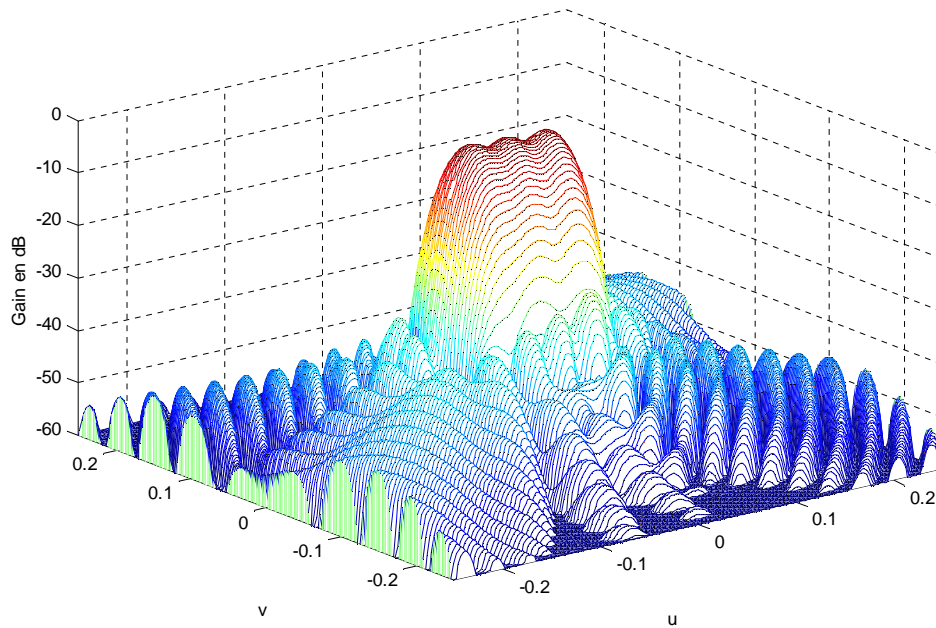
(b)

**Figure III. 11 : Définition du gabarit**

(a): suivant le plan  $u$

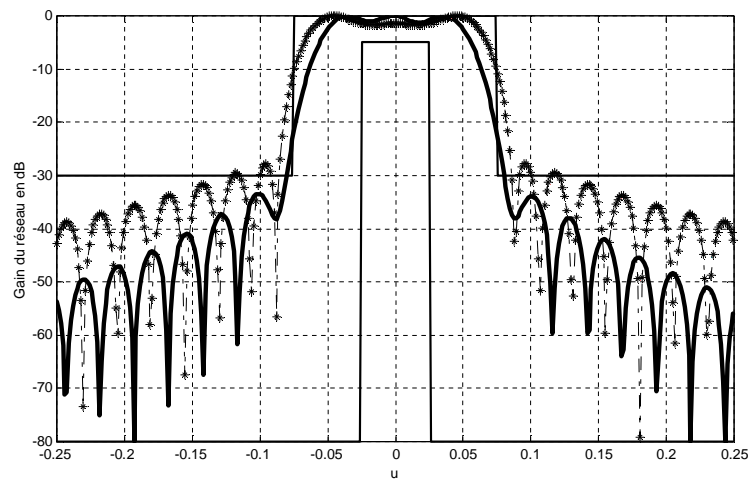
(b): suivant le plan  $v$

Dans le but de donner une représentation du comportement électromagnétique dans tout l'espace, on représente sur la figure III.12 le rayonnement du réseau.

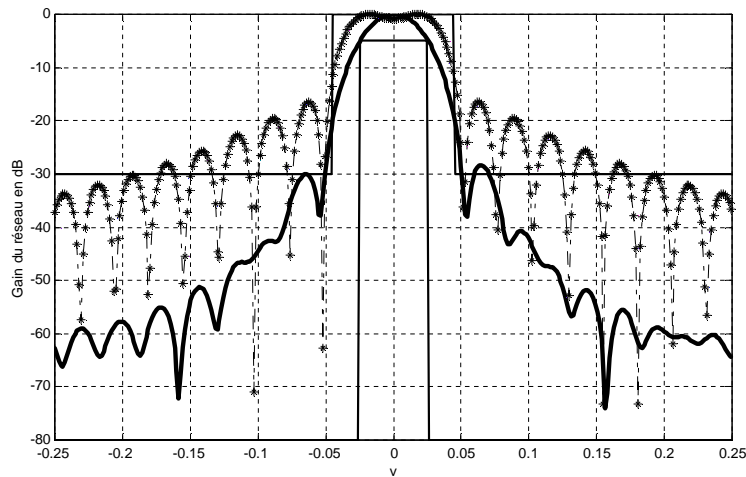


**Figure III. 12:** Représentation tridimensionnelle du diagramme de rayonnement du réseau

La figure III.13 représente deux coupes du diagramme de rayonnement d'un réseau à 13 éléments rayonnants. L'objectif de la synthèse est atteint et l'énergie se trouve parfaitement concentrée autour de l'origine, tout en respectant les contraintes verticales et horizontales imposées par le gabarit (figure III.11). Le niveau des lobes secondaires est de l'ordre de -30 dB.



(a)

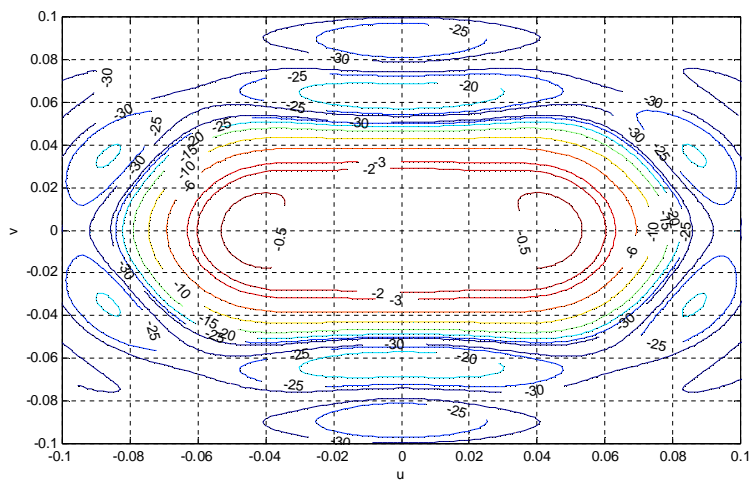


(b)

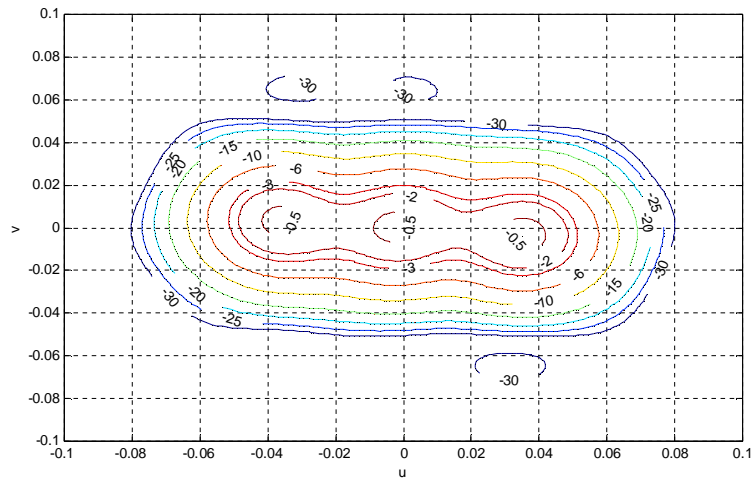
**Figure III. 13 :** Diagrammes d'un réseau dans les deux plans d'observation principale

..... Avant l'optimisation  
 ————— Après l'optimisation  
 (a): plan  $v=0$   
 (b): plan  $u=0$

Le comportement électromagnétique dans le plan  $(u,v)$  est représenté par les tracés iso-niveaux (figure III.14). On constate que la synthèse permet de réduire fortement l'énergie émise en dehors de la zone utile.



(a)



(b)

Figure III. 14: Contours iso-niveaux sur la couverture en (dB)

(a) : avant la synthèse

(b) : après la synthèse

La figure III.15 représente l'évolution du critère d'erreur. On constate que la méthode variationnelle a eu besoin d'un peu de moins de 10 itérations pour trouver la solution du problème. L'erreur est de l'ordre de  $3.5 \cdot 10^{-3}$ .

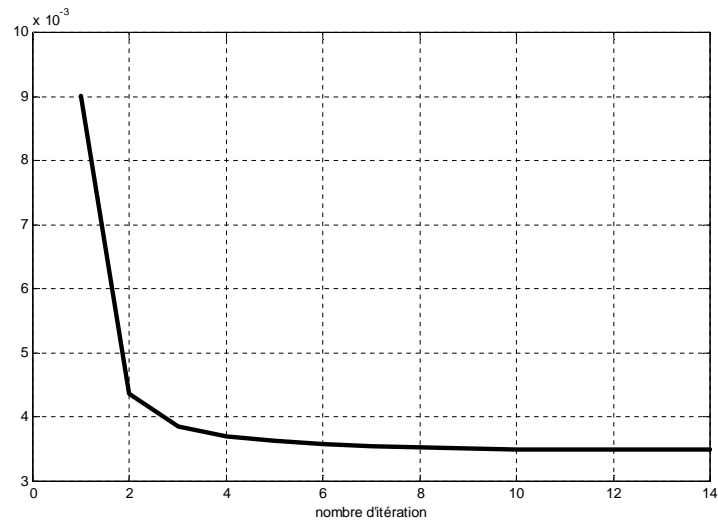


Figure III. 15 : Évolution du critère d'erreur

La loi d'amplitude et de phase correspondantes est donnée dans le tableau III.2 :

Source	Coefficients d'excitation avant la synthèse		Coefficients d'excitation après la synthèse	
	amplitude/phase (°)		amplitude/phase (°)	
1	0.5024	31.70	0.4056	10.40



2	0.5887	51.50	0.4211	0.75
3	0.5944	0.90	0.9134	-45.12
4	0.5402	21.70	0.4218	6.20
5	0.8629	8.40	0.4130	-12.45
6	0.5909	-58.60	0.9169	-47.61
7	0.5935	-14.70	0.9389	23.81
8	0.8644	-35.70	0.3789	-69.58
9	0.5412	-92.70	0.3866	-74.73
10	0.5953	-76.40	0.3401	-59.70
11	0.8644	-82.60	0.4942	-65.98
12	0.5902	-126.80	0.4981	-65.98
13	0.5020	-107.60	0.3363	-66.09

**Tableau III. 2:** Valeur d'amplitude et phase des coefficients d'excitation avant et après optimisation

### III.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons développé la méthode variationnelle pour la synthèse de réseau d'antennes à réflecteur pour des zones à échantillonnage complet et incomplet. La formulation choisie pour le critère d'erreur a permis un développement analytique aboutissant à un système d'équations non linéaires

La synthèse a été effectuée sur des gabarits représentant dans tout l'espace, et il est d'autant plus difficile de la programmer que de répondre à toutes les contraintes imposées par l'espace à trois dimensions.

Les simulations ont montrés la puissance et la précision et la rapidité de la méthode variationnelle vis-à-vis des contraintes imposées au diagramme de rayonnement électromagnétique, sous forme de gabarit à deux niveaux.

# **CHAPITRE IV**

SYNTHESE DE RESEAU D'ANTENNES À REFLECTEUR  
DOUBLE\_COUVERTURES

## IV.1 Introduction

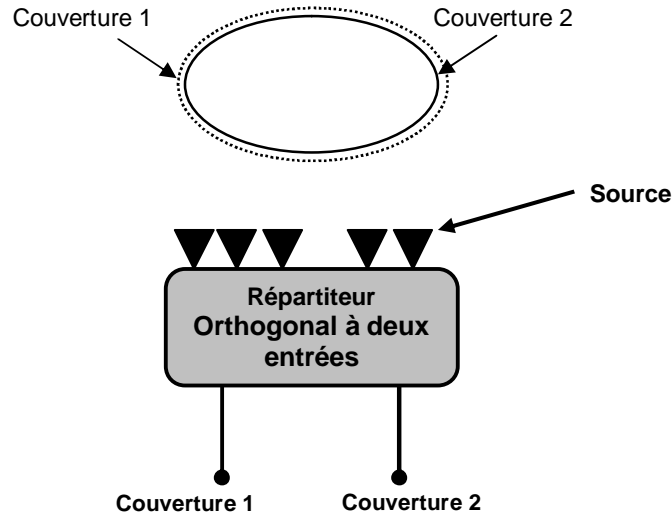
Nous développons dans ce chapitre, la synthèse à base de la méthode variationnelle déjà développée dans le chapitre III, dans le cas d'antennes réflecteurs double couvertures à recouvrement total ou partiel.

Dans le cas d'une antenne rayonnant deux faisceaux simultanément, nous pouvons avoir trois cas différents, le premier est celui où il n'y a pas de recouvrement entre eux, l'optimisation est faite indépendamment pour chaque faisceau formé, avec la minimisation des lobes latéraux en dehors de chaque région couverte, comme il a été présenté dans le chapitre III.

Le deuxième cas est celui où les empreintes sont à recouvrement total ou à recouvrement partiel, il est nécessaire d'introduire la contrainte d'orthogonalité, la méthode de synthèse doit alors tenir compte des contraintes exigées sur les coefficients d'excitation, afin de satisfaire la condition de découplage entre les accès à chaque faisceau.

## IV.2 Développement de la méthode variationnelle dans le cas de deux couvertures à recouvrement total

Nous allons appliquer la méthode de synthèse déjà développée dans le chapitre III au cas d'une antenne à deux faisceaux générés sur la même région. L'avantage de cette technique est d'augmenter la capacité de transmission de l'antenne permettant ainsi de réduire le nombre total d'antennes sur le satellite. Le coût est payé dans la complexité du répartiteur qui alimente ses sources. On peut représenter le répartiteur associé au réseau dans le cas de deux couvertures à recouvrement total par la figure IV.1.



**Figure IV. 1 :** Répartiteur orthogonal à deux entrées pour deux couvertures sur la même région [32]

Les diagrammes de rayonnement vers les régions 1 et 2 peuvent être représentés par :

$$F_{1,2}(u, v) = \sum_{n=1}^N C_n^{1,2} \cdot f_n(u, v) \tag{IV.27}$$

27

La relation d'orthogonalité donnée par la relation II.30, nous a permis d'introduire la contrainte d'orthogonalité sur les coefficients d'excitation  $C_n^1$  et  $C_n^2$  qui doivent respecter:

$$\sum_{n=1}^N C_n^1 C_n^{2*} = 0 \tag{IV.28}$$

### IV.2.1 Condition d'amplitude et de phase

Considérons le cas de deux couvertures identiques sur la même région, avec un recouvrement total, l'identité de couverture s'écrit [30, 31]:

$$|F_1|^2 = |F_2|^2 \tag{IV.29}$$

29

En remplaçant IV.1 dans IV.3 on aura:

$$\left( \sum_{n=1}^N C_n^1 \cdot f_n(u, v) \right) \cdot \left( \sum_{n=1}^N C_n^{1*} \cdot f_n^*(u, v) \right) = \left( \sum_{n=1}^N C_n^2 \cdot f_n(u, v) \right) \cdot \left( \sum_{n=1}^N C_n^{2*} \cdot f_n^*(u, v) \right) \quad \text{IV.}$$

30

Après développement de cette expression, on obtient :

$$\sum_{n=m}^N \left( |C_n^1|^2 - |C_n^2|^2 \right) \cdot |f_n|^2 + \sum_{n \neq m}^N 2\Re(C_n^1 C_m^{1*} - C_n^2 C_m^{2*}) f_n f_m^* = 0 \quad \text{IV.}$$

31

Où  $\Re$  est la partie réel.

$\forall u, v$  et les  $f_n(u, v)$ , l'expression IV.5 est vraie si et seulement si :

$$\sum_{n=m}^N \left( |C_n^1|^2 - |C_n^2|^2 \right) \cdot |f_n|^2 = 0 \quad \text{IV.}$$

32

et

$$\sum_{n \neq m}^N 2\Re(C_n^1 C_m^{1*} - C_n^2 C_m^{2*}) f_n f_m^* = 0 \quad \text{IV.}$$

33

L'expression IV.6 va donné des conditions sur l'amplitude comme suit :

$$|C_n^1| = |C_n^2| \quad \text{IV.}$$

34

Les conditions sur la phase des coefficients sont données par le développement de IV.7 comme suit :

$$|C_n^1| |C_m^1| \Re \left\{ e^{j(\varphi_n^1 - \varphi_m^1)} - e^{j(\varphi_n^2 - \varphi_m^2)} \right\} = 0 \quad \text{IV.}$$

35

Ainsi cette équation peut être simplifiée:

$$\cos(\varphi_n^1 - \varphi_m^1) = \cos(\varphi_n^2 - \varphi_m^2) \quad \text{IV. 36}$$

Finalement les conditions sur la phase sont données par :

$$\varphi_n^1 + \varphi_n^2 = \varphi_m^1 + \varphi_m^2 = \Psi \quad \text{IV. 37}$$

où

$$\varphi_n^1 - \varphi_n^2 = \varphi_m^1 - \varphi_m^2 = \Psi \quad \text{IV. 38}$$

avec

$\Psi$  : phase à valeur arbitraire.

Les conditions d'amplitude et de phase peuvent être regroupées de la façon suivante :

$$C^2 = C^1 \angle \Psi \quad \text{IV. 39}$$

Où

$$C^2 = (C^1)^* \angle \Psi \quad \text{IV. 40}$$

### ***IV.2.2 Formulation du problème***

Dans le cas où la méthode de synthèse est appliquée à une antenne qui rayonne un seul faisceau, nous avons abouti à un système d'équations non linéaires (relation III.25), qui est donné sous la forme matricielle suivante :

$$I \times C^1 = B \quad \text{IV. 41}$$

Les coefficients d'excitation  $C^2$  pour la 2<sup>ième</sup> couverture sont déduits directement des conditions d'amplitude et de phase.

Nous pouvons mettre IV.15 après introduction de la contrainte d'orthogonalité sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} c_1^{2*} & c_2^{2*} & c_{N_1}^{2*} \\ \iint_{D_1+D_2} f_1 f_1^* dudv & \iint_{D_1+D_2} f_2 f_1^* dudv & \iint_{D_1+D_2} f_{N_1} f_1^* dudv \\ \iint_{D_1+D_2} f_1 f_{N_1-1}^* dudv & \iint_{D_1+D_2} f_2 f_{N_1-1}^* dudv & \iint_{D_1+D_2} f_{N_1} f_{N_1-1}^* dudv \\ \iint_{D_1+D_2} f_1 f_{N_1}^* dudv & \iint_{D_1+D_2} f_2 f_{N_1}^* dudv & \iint_{D_1+D_2} f_{N_1} f_{N_1}^* dudv \end{bmatrix} \begin{bmatrix} c_1^1 \\ c_2^1 \\ c_{N_1}^1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ \iint_{D_1} F_1 f_1^* \left[ \frac{G_M + G_m}{2|F_1|} - 1 \right] [1 - \sigma] \frac{p_1}{2} + 1 dudv \\ \iint_{D_1} F_1 f_2^* \left[ \frac{G_M + G_m}{2|F_1|} - 1 \right] [1 - \sigma] \frac{p_1}{2} + 1 dudv \\ \iint_{D_1} F_1 f_{N_1}^* \left[ \frac{G_M + G_m}{2|F_1|} - 1 \right] [1 - \sigma] \frac{p_1}{2} + 1 dudv \end{bmatrix} \quad \text{IV. 42}$$

Ou sous forme matricielle:

$$M_{C_2} C^1 = \bar{B}_1 \quad \text{IV. 43}$$

### IV.2.3 Algorithme de calcul

La solution  $C^1$  peut être donnée à chaque itération par [36,37]:

$$[C^1] = [M_{C_2}^t M_{C_2}]^{-1} M_{C_2}^t \bar{B}_1 \quad \text{IV. 44}$$

Le système IV.18 a plus d'équations indépendantes que de variables inconnues, pour résoudre ce système nous avons utilisé un processus itératif déjà utilisé avec succès dans le chapitre III, il comprend donc les étapes suivantes:

- Ø nous fixons un nombre maximum d'itération.
- Ø nous calculons la matrice de terme constant  $M_1$ .
- Ø fixant le rapport de phase entre les coefficients d'excitation des sources communes.

- ∅ partant d'un jeu initial de coefficients  $C^1$ , nous calculons  $F_1$  qui va nous donner la matrice  $\bar{B}_1$  et on peut déduire facilement  $C^2$ .
- ∅ Nous résolvons alors le système IV.17 ce qui nous donne un nouveau jeu de coefficients  $C^1$ , et ensuite, on peut déduire le nouveau jeu  $C^2$ .



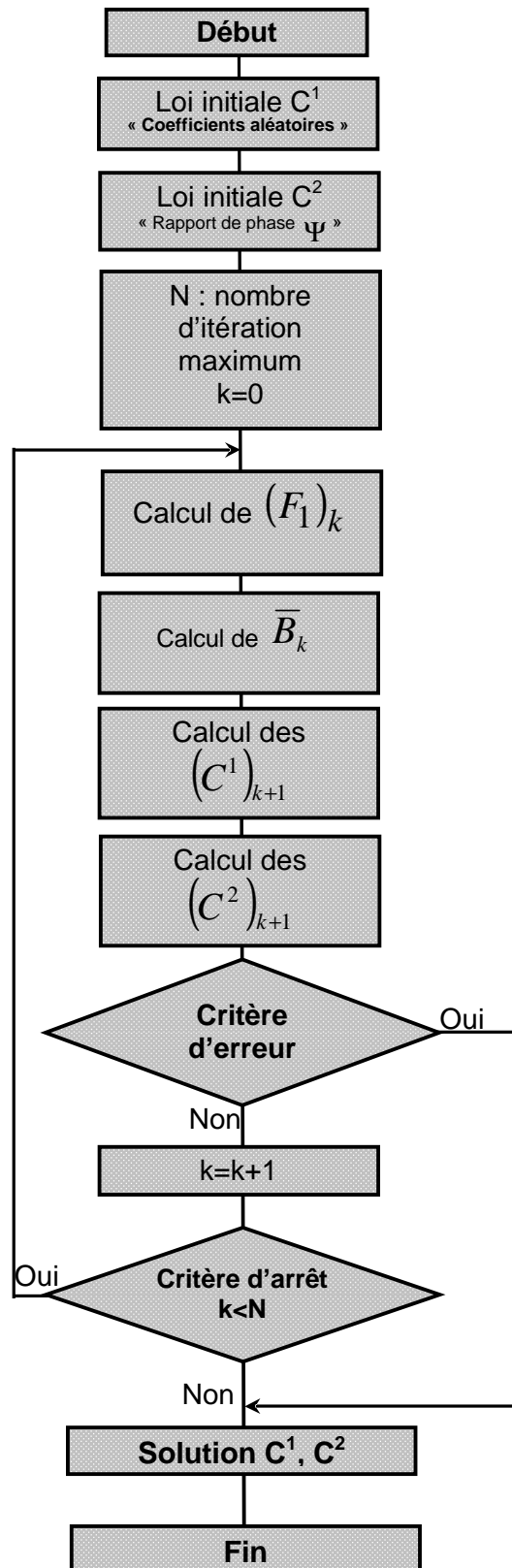


Figure IV. 2: Organigramme de résolution numérique

La vérification de la convergence se fait en évaluant à chaque itération :

- ∅ Le critère d'écart  $J$ .
- ∅ La relation d'orthogonalité des coefficients d'excitation des sources communes.

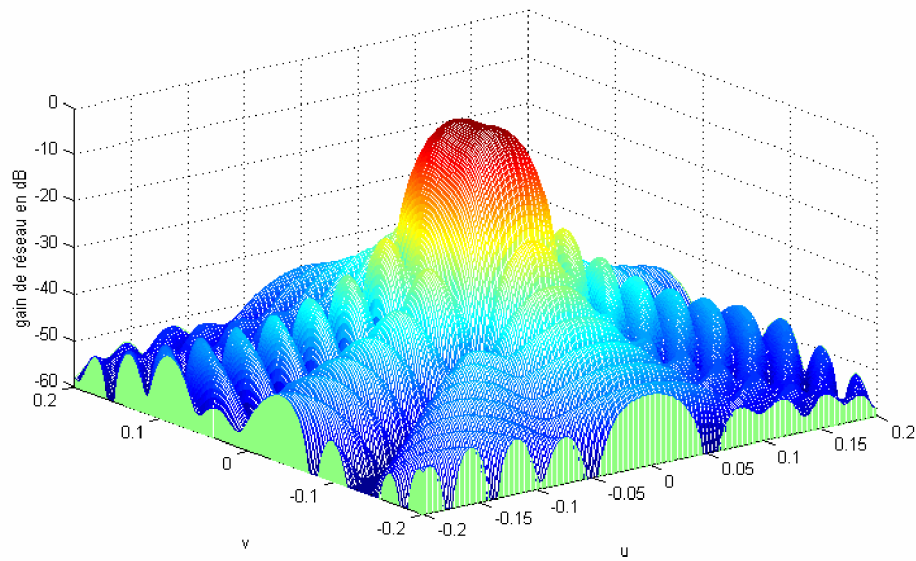
## IV.2.4 Résultats de simulation

### IV.2.4.1 Deux zones à échantillonnage hexagonal complet à recouvrement total

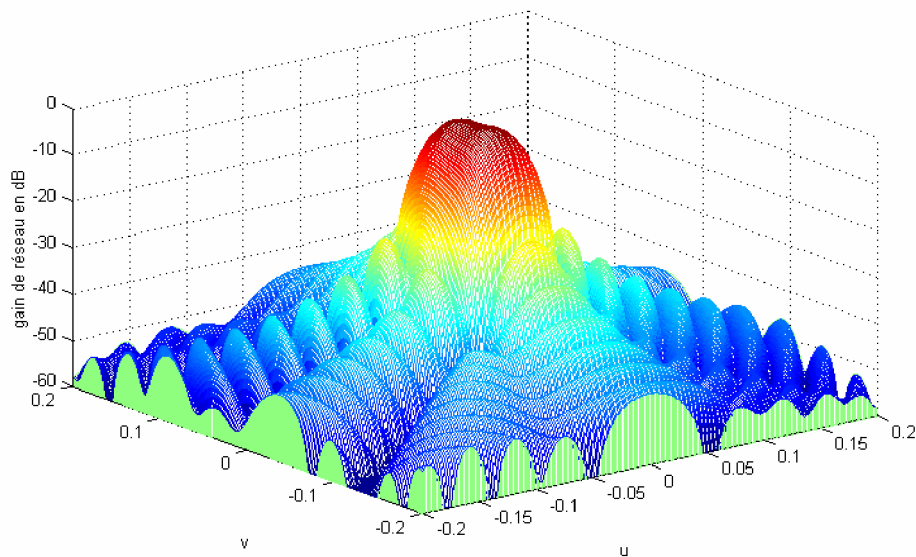
On présente une première simulation en utilisant la structure définie III.4.1, mais cette fois comme objectif de créer deux couvertures sur la même région. On désire avoir deux diagrammes de rayonnement selon le gabarit présenté sur la figure III.5, avec un gain minimum de -20 dB. Nous avons introduit un rapport de phase entre les deux coefficients d'excitations de  $90^\circ$ .

Les faisceaux formés associés à chaque entrée d'un répartiteur double entrée et 7 sorties sont représentés par la figure IV.1.

Dans le but d'avoir une représentation du comportement du comportement électromagnétique dans tout l'espace, nous représentons sur les figure IV.3.a et IV.3.b le rayonnement du réseau pour chaque faisceau.



(a)



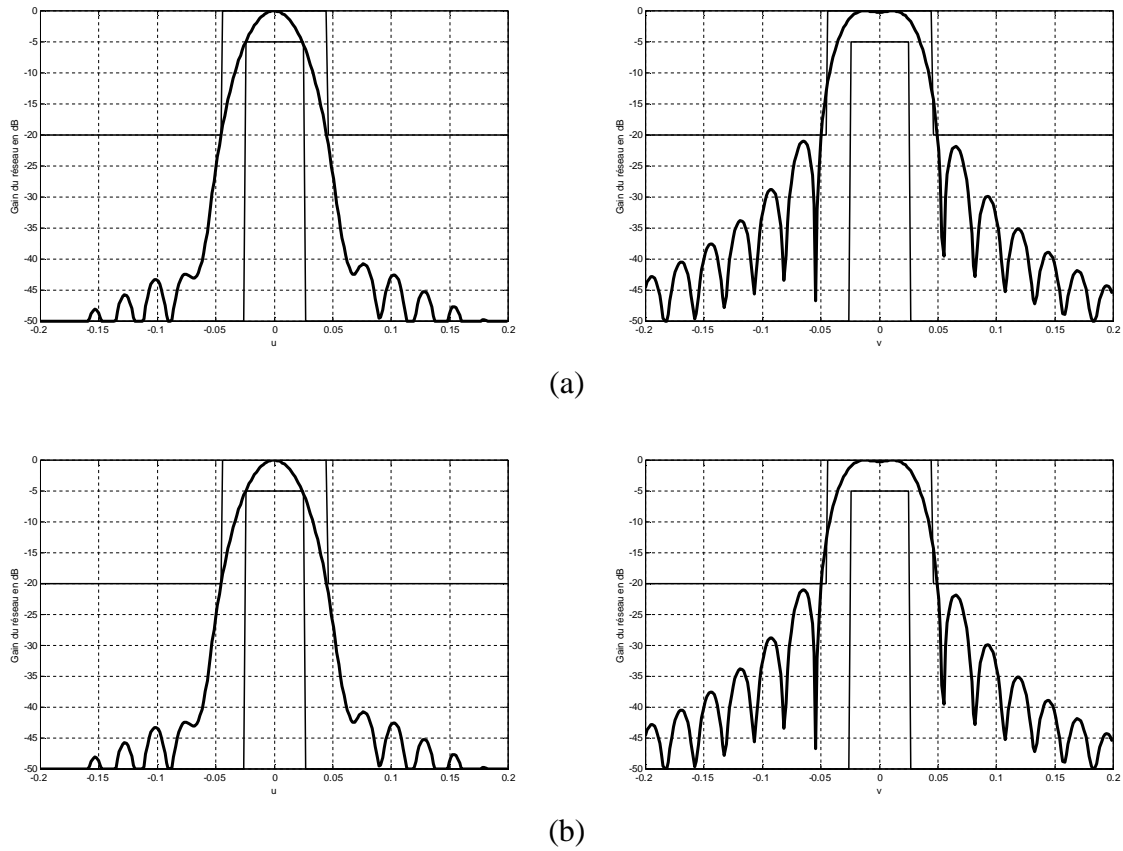
(b)

**Figure IV. 3 :** Représentation tridimensionnelle de diagramme de rayonnement du réseau

(a): généré sur la zone 1

(b) : généré sur la zone 2

Les figures IV.4.a et IV.4.b représentent les résultats de synthèse dans les deux plans pour les deux faisceaux 1,2 respectivement. Ils montrent clairement que les diagrammes de rayonnement pour chaque faisceau respectent parfaitement les contraintes imposées par le gabarit.

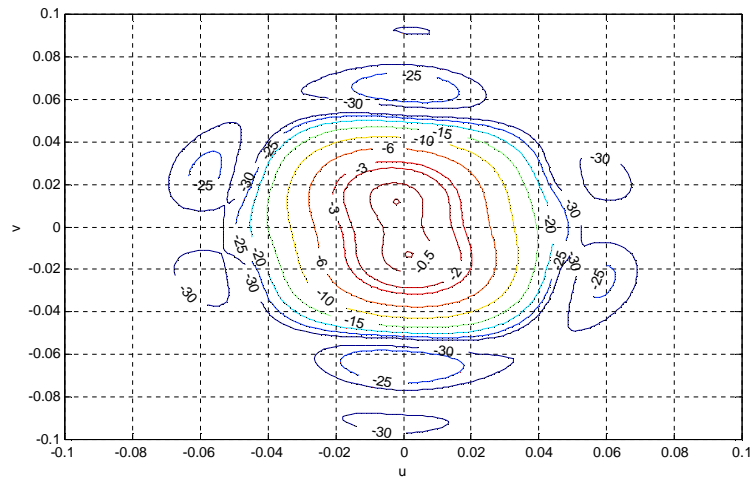


**Figure IV. 4 :** Diagrammes d'un réseau dans les deux plans d'observation ( $u=0$  et  $v=0$ )

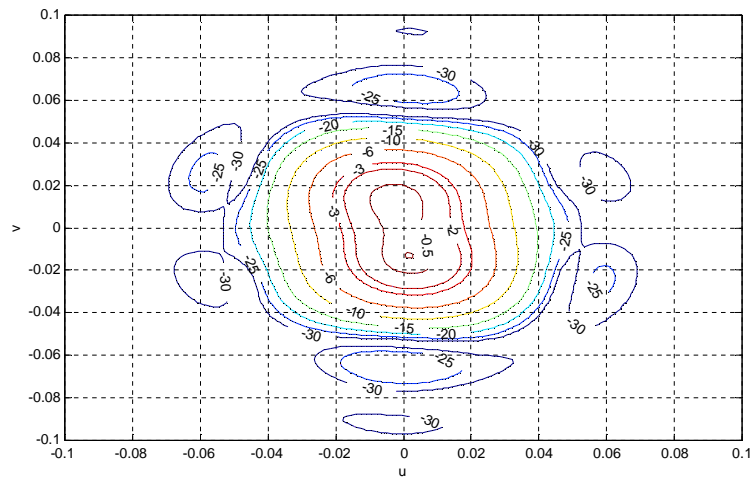
(a): Faisceau 1

(b): Faisceau 2

La figure IV.5.a et La figure IV.5.b montrent les tracés iso-niveaux après optimisation pour les deux régions  $D_1$  et  $D_2$  respectivement, ils montrent clairement que la totalité est émise dans la zone utiles. Les figures IV.6 et IV.7 présentent respectivement la convergence de l'erreur  $J$  et de l'orthogonalité, où une erreur finale de 0.0003 est obtenue après 150 itérations ; pour la contrainte d'orthogonalité l'erreur finale est de 0.006.



(a)

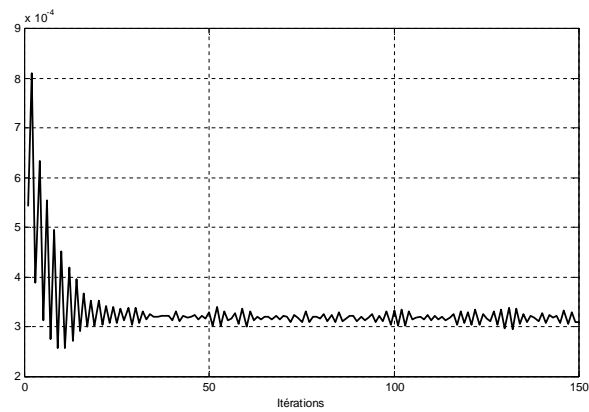


(b)

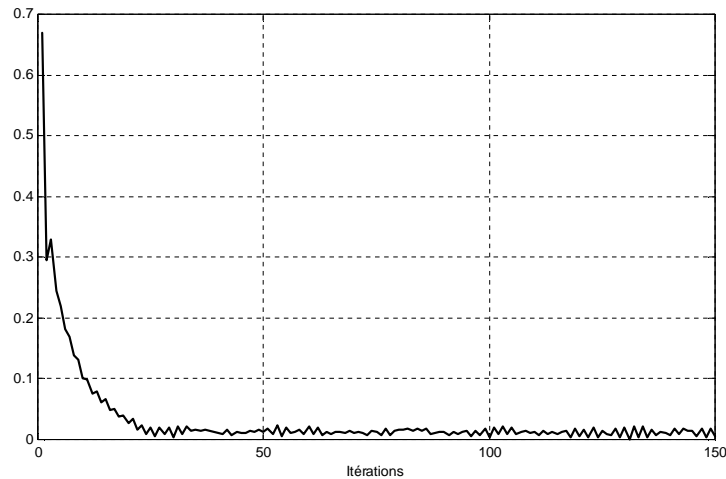
**Figure IV. 5 :** Contours iso-niveaux sur la couverture en (dB)

(a) : généré par le faisceau 1

(b) : généré par le faisceau 2



**Figure IV. 6 :** évolution du critère d'erreur



**Figure IV. 7 :** Evolution de la condition d'orthogonalité au cours des itérations

Le module et la phase des coefficients  $C^1$  et  $C^2$ , obtenus par l'optimisation, sont donnés dans le tableau IV.1. On remarque clairement que ces coefficients obéissent parfaitement à la contrainte d'orthogonalité et vérifient les conditions d'égalité entre les deux couvertures.

Source	amplitude/phase (°)		amplitude/phase (°)		(°)
1	0.54	-14.89	0.54	104.67	90
2	0.68	-32.54	0.68	122.37	90
3	0.34	18.75	0.34	70.97	90
4	0.57	94.46	0.57	-4.36	90
5	0.68	111.29	0.68	-21.16	90
6	0.32	57.71	0.32	32.22	90
7	0.88	38.61	0.88	51.32	90

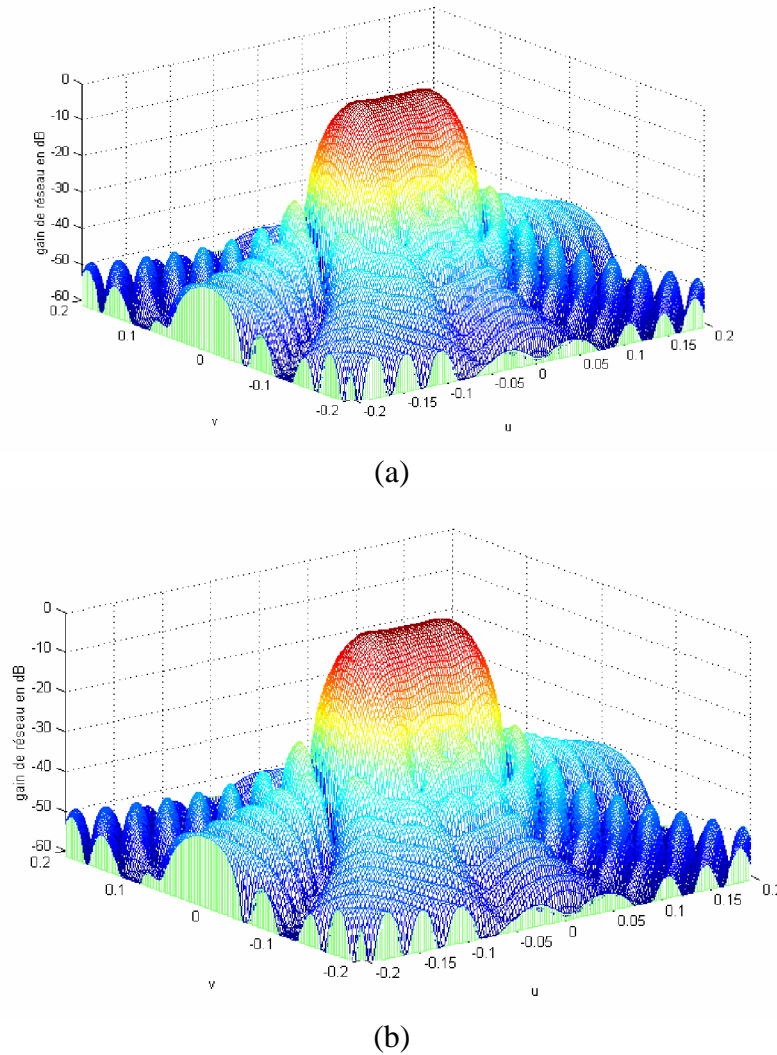
**Tableau IV. 1 :** Valeurs des coefficients d'excitations des sources après optimisation pour les deux couvertures

#### IV.2.4.2 Deux zones à échantillonnage hexagonal incomplet à recouvrement total

Afin d'obtenir deux faisceaux qui rayonnent simultanément et qui se recouvrent totalement. Nous allons garder les mêmes contraintes du gabarit décrit dans la figure III.11

avec un niveau de lobes secondaires égale à  $-25$  dB, et avec un rapport de phase entre  $C^1$  et  $C^2$  égal à  $-90^\circ$ .

Le résultat obtenu pour une synthèse en amplitude et en phase est donné sur la figure IV.8.

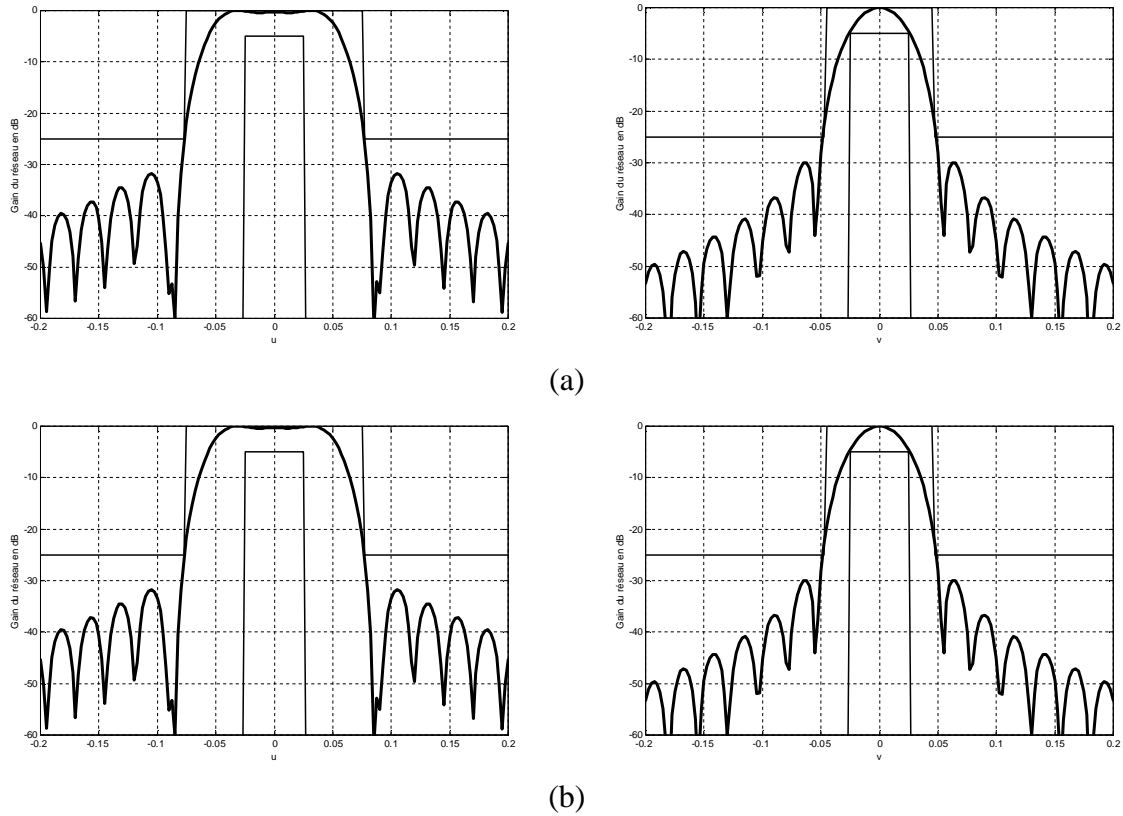


**Figure IV. 8 :** Représentation tridimensionnelle de diagramme de rayonnement du réseau

(a): généré sur la zone 1

(b) : généré sur la zone 2

La figure IV.9 représente la synthèse du diagramme de rayonnement par la méthode variationnelle dans les deux plans ( $u=0$  et  $v=0$ ) le diagramme de rayonnement respecte parfaitement les contraintes imposées par le gabarit.



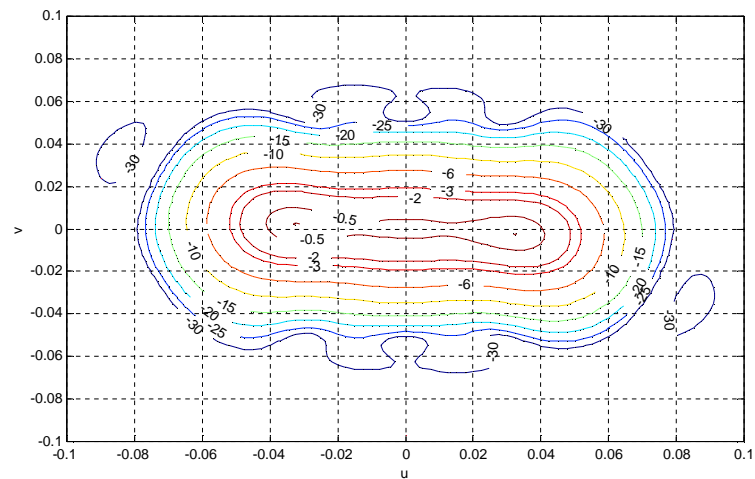
**Figure IV. 9 :** Diagrammes d'un réseau dans les deux plans d'observation ( $u=0$  et  $v=0$ )

(a): Faisceau 1

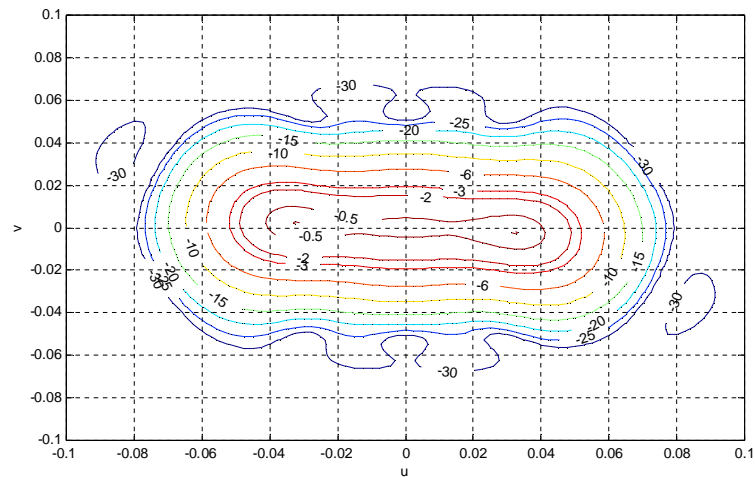
(b): Faisceau 2

Les figures IV.10.a et IV.10.b montrent les courbes iso-niveaux, après optimisation. Une très bonne répartition de gain sur les zones utiles  $D_1$  et  $D_2$  et une atténuation en dehors de cette zone sont observées.





(a)



(b)

**Figure IV. 10 :** Contours iso-niveaux sur la couverture en (dB)

(a) : généré par le faisceau 1

(b) : généré par le faisceau 2

Les figures IV.11 et IV.12 montrent respectivement l'évolution de la convergence de la fonction d'erreur et de la contrainte d'orthogonalité. La convergence a été lente, puisqu'il a fallu plus de trois cents itérations.

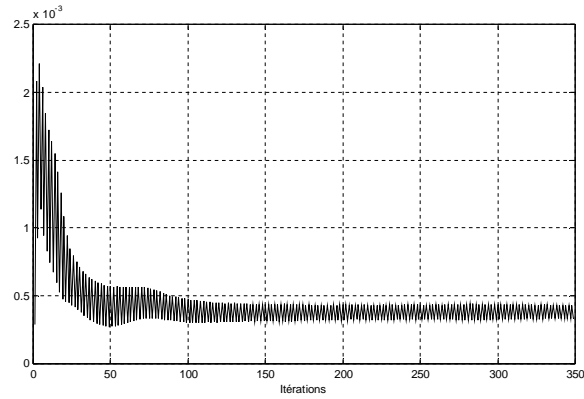


Figure IV. 11 : Evolution du critère d'erreur

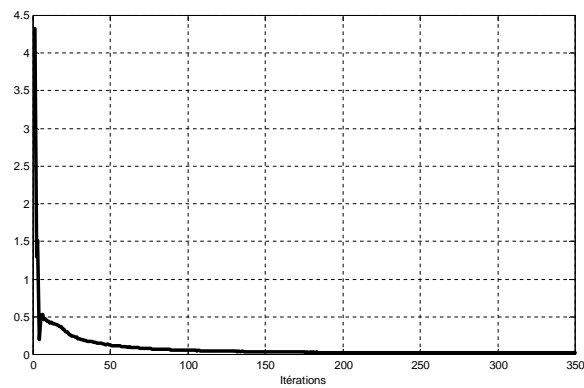


Figure IV. 12 : Evolution de la condition d'orthogonalité au cours des itérations

Le tableau IV.2 présente les coefficients d'excitations des sources  $C^1$  et  $C^2$ .

Source	amplitude/phase		amplitude/phase		(°)
		(°)		(°)	
1	0.374	73.95	0.374	16.05	90
2	0.380	77.44	0.380	12.56	90
3	0.502	68.49	0.502	21.51	90
4	0.424	16.68	0.424	73.32	90
5	0.910	57.39	0.910	32.61	90
6	0.436	16.46	0.436	73.54	90
7	0.436	-12.24	0.436	102.24	90
8	0.862	2.141	0.862	87.859	90
9	0.424	-12.52	0.424	102.52	90
10	0.502	-64.42	0.501	154.42	90
11	0.910	-53.34	0.910	143.34	90
12	0.375	-69.74	0.375	159.74	90
13	0.380	-73.25	0.380	163.25	90

Tableau IV. 2 : Valeurs des coefficients d'excitations des sources

### IV.2.5 Etude comparative

Nos résultats ont été comparés à ceux de **MIRANDA** [38] dans le cas d'un réseau à 13 sources élémentaires, destiné à couvrir deux zones à recouvrement total. Les figures IV.13.a et IV.13.b montrent clairement que nos résultats sont meilleurs que ceux trouvés par **MIRANDA**, le niveau maximum de lobes secondaires est de l'ordre -30 dB, une amélioration de -5 dB est obtenue. On peut dire aussi que le niveau de la contrainte d'orthogonalité est atteint après 350 itérations, et est de 0.0186, le résultat trouvé par le même auteur est de 0.0205 après 600 itérations. Cette amélioration est due essentiellement à la condition d'amplitude et de phase qui simplifie l'algorithme de synthèse.

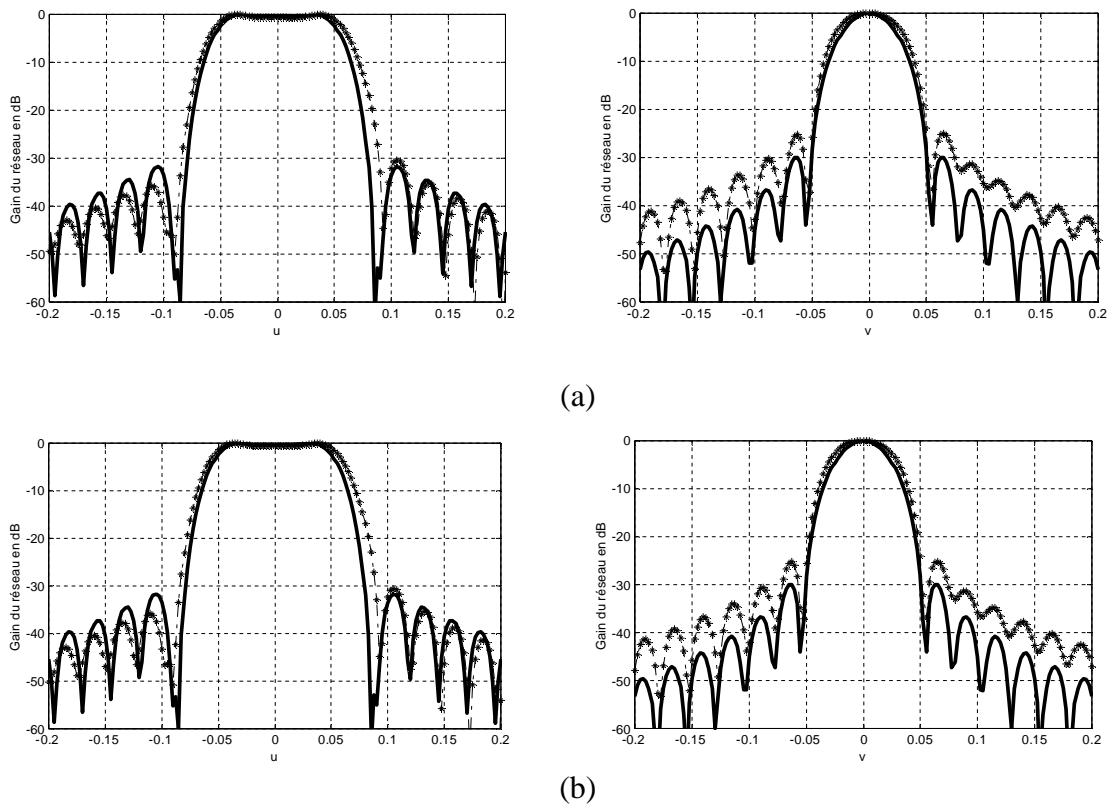


Figure IV. 13 : Diagrammes d'un réseau dans les deux plans d'observation ( $u=0$  et  $v=0$ )

————— Résultats obtenus par simulation  
 ..... Résultats obtenus par **MIRANDA** [38]

(a): faisceau1

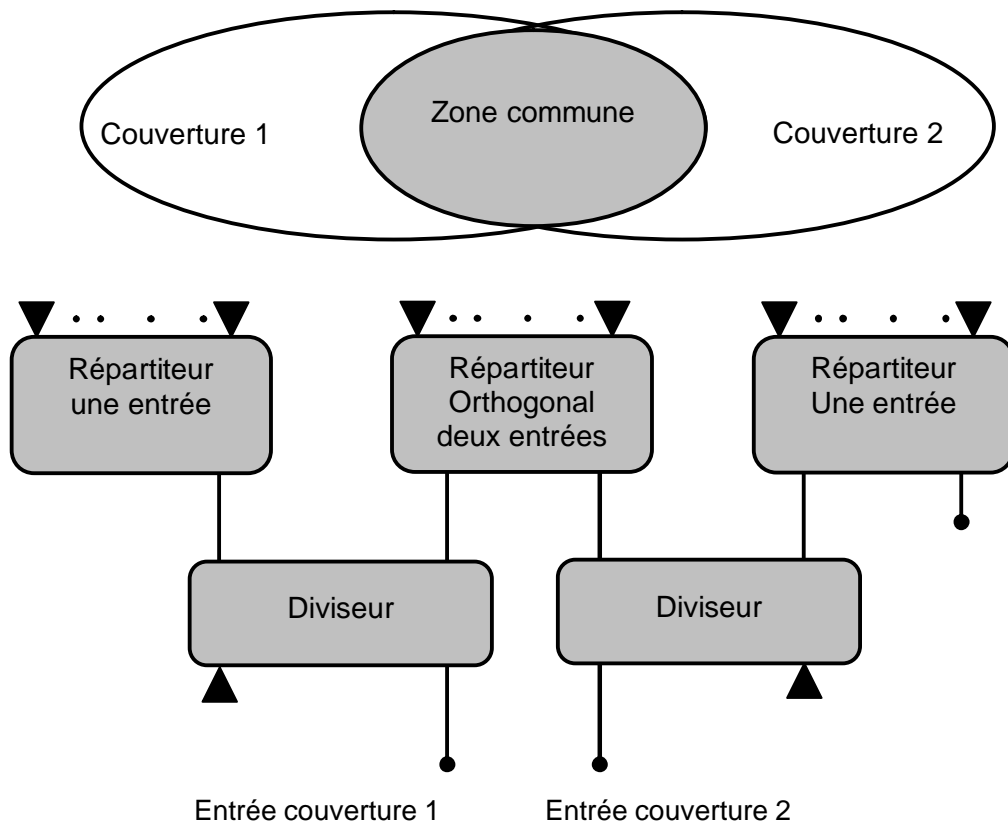
(b) : faisceau2

## IV.3 Cas de deux couvertures à recouvrement partiel

### IV.3.1 Formulation *du problème*

La méthode variationnelle, déjà développée au cas de deux couvertures à recouvrement total, peut être aussi étendue à la synthèse de deux couvertures à recouvrement partiel. Dans ce cas, il est nécessaire de satisfaire la condition d'indépendance entre faisceau qui doit toujours exister si l'on veut assurer une isolation suffisante entre les signaux véhiculés par chaque faisceau.

La figure IV.14 montre le répartiteur complet pour l'antenne qui génère deux faisceaux à recouvrement partiel, ce répartiteur est composé de deux répartiteurs simples à une entrée et un répartiteur orthogonal double entrée pour la région commune.



**Figure IV. 14 :** Répartiteur « Dual mode » pour deux couvertures avec recouvrement partiel [30,31]

Les champs rayonnés par l'antenne vers les deux régions sont exprimés par :

$$F_1(u, v) = \sum_{n=1}^{N_{12}} \tilde{C}_n^1 \cdot f_n(u, v) + \sum_{n=N_{12}+1}^{N_1} C_n^1 \cdot f_n(u, v) \quad \text{IV. 45}$$

$$F_2(u, v) = \sum_{n=1}^{N_{12}} \tilde{C}_n^2 \cdot f_n(u, v) + \sum_{n=N_{12}+1}^{N_2} C_n^2 \cdot f_n(u, v) \quad \text{IV. 46}$$

Ø  $N_{12}$  est le nombre des faisceaux élémentaires commun aux deux régions.

Ø  $N_1$  est le nombre de faisceaux élémentaires pour la couverture 1.

Ø  $N_2$  est le nombre de faisceaux élémentaires pour la couverture 2.

Afin de réduire la complexité de l'algorithme de synthèse, nous avons supposé que les couvertures sont identiques et symétriques ; on peut écrire alors que :

$$N_2 = N_1 \quad \text{IV. 47}$$

Avec la supposition précédente, les relations d'amplitude et de phase trouvées dans le cas de deux couvertures à recouvrement total dans le paragraphe IV.2.1 sont vraies à la symétrie près. Dans le cas où deux zones se recouvrent partiellement, l'expression IV.16 devient:

$$\begin{bmatrix}
 \tilde{c}_1^{2*} & ] & \tilde{c}_{N_{12}}^{2*} & ] & 0 & ] & 0 & ] \\
 \iint_{D_1+D_2} f_1 f_1^* dudv & ] & \iint_{D_1+D_2} f_{N_{12}} f_1^* dudv & ] & \iint_{D_1+D_2} f_{N_{12+1}} f_1^* dudv & ] & \iint_{D_1+D_2} f_{N_2} f_1^* dudv & ] \\
 \iint_{D_1+D_2} f_1 f_2^* dudv & ] & \iint_{D_1+D_2} f_{N_{12}} f_2^* dudv & ] & \iint_{D_1+D_2} f_{N_{12+1}} f_2^* dudv & ] & \iint_{D_1+D_2} f_{N_2} f_2^* dudv & ] \\
 \wedge & \sim & \wedge & \sim & \wedge & \sim & \wedge & \sim \\
 \iint_{D_1+D_2} f_1 f_{N_{12}}^* dudv & ] & \iint_{D_1+D_2} f_{N_{12}} f_{N_{12}}^* dudv & ] & \iint_{D_1+D_2} f_{N_{12+1}} f_{N_{12}}^* dudv & ] & \iint_{D_1+D_2} f_{N_1} f_{N_{12}}^* dudv & ] \\
 \iint_{D_1+D_2} f_1 f_{N_{12+1}}^* dudv & ] & \iint_{D_1+D_2} f_{N_{12}} f_{N_{12+1}}^* dudv & ] & \iint_{D_1+D_2} f_{N_{12+1}} f_{N_{12+1}}^* dudv & ] & \iint_{D_1+D_2} f_{N_1} f_{N_{12+1}}^* dudv & ] \\
 \wedge & \sim & \wedge & \sim & \wedge & \sim & \wedge & \sim \\
 \iint_{D_1+D_2} f_1 f_{N_1}^* dudv & ] & \iint_{D_1+D_2} f_{N_{12}} f_{N_1}^* dudv & ] & \iint_{D_1+D_2} f_{N_{12+1}} f_{N_1}^* dudv & ] & \iint_{D_1+D_2} f_{N_1} f_{N_1}^* dudv & ] \\
 \end{bmatrix}
 \begin{bmatrix}
 \tilde{c}_1^1 \\
 \wedge \\
 \tilde{c}_{N_{12}}^1 \\
 \wedge \\
 c_{N_{12+1}}^1 \\
 \wedge \\
 c_{N_1}^1
 \end{bmatrix}
 =
 \begin{bmatrix}
 0 \\
 \iint_{D_1} F_1 f_1^* \left[ \frac{G_M + G_m}{2|F_1|} - 1 \right] [1 - \sigma] \frac{p_1}{2} + 1 dudv \\
 \iint_{D_1} F_1 f_2^* \left[ \frac{G_M + G_m}{2|F_1|} - 1 \right] [1 - \sigma] \frac{p_1}{2} + 1 dudv \\
 \wedge \\
 \iint_{D_1} F_1 f_{N_{12}}^* \left[ \frac{G_M + G_m}{2|F_1|} - 1 \right] [1 - \sigma] \frac{p_1}{2} + 1 dudv \\
 \iint_{D_1} F_1 f_{N_{12+1}}^* \left[ \frac{G_M + G_m}{2|F_1|} - 1 \right] [1 - \sigma] \frac{p_1}{2} + 1 dudv \\
 \wedge \\
 \iint_{D_1} F_1 f_{N_1}^* \left[ \frac{G_M + G_m}{2|F_1|} - 1 \right] [1 - \sigma] \frac{p_1}{2} + 1 dudv
 \end{bmatrix}
 \quad \text{IV. 48}$$

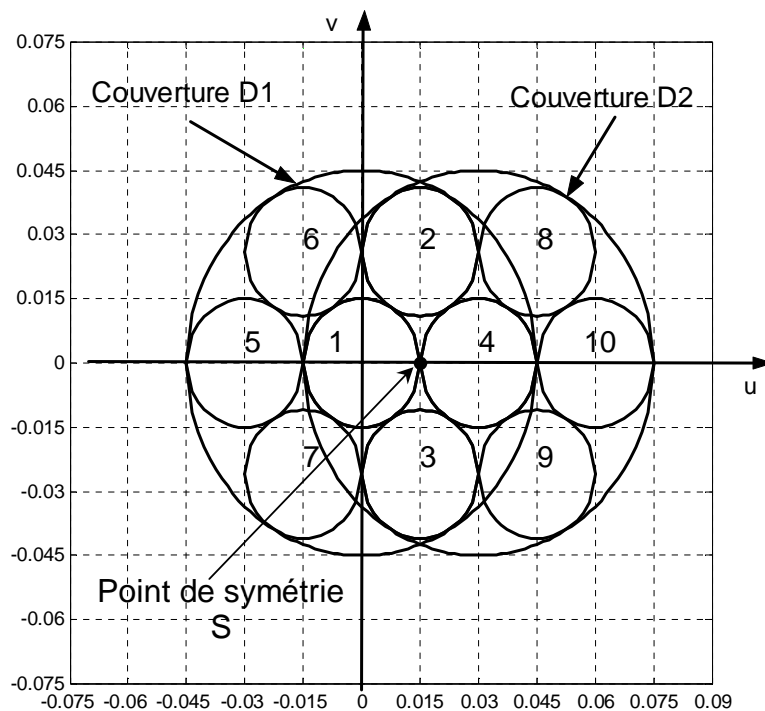
Comme précédemment, la résolution de ce système d'équations non linéaires se fait par une méthode itérative comme pour le cas des couvertures avec recouvrement total. La différence avec le cas précédent réside dans l'écriture de la contrainte d'orthogonalité.

## IV.4 RESULTATS DE SIMULATION

Dans cette partie, nous exprimons la synthèse de deux couvertures à recouvrement partiel, dans les cas où les zones sont de type hexagonal complet et incomplet. L'objectif est l'optimisation des coefficients d'excitation des sources, afin de générer deux couvertures tout en respectant la condition d'orthogonalité dans la zone commune.

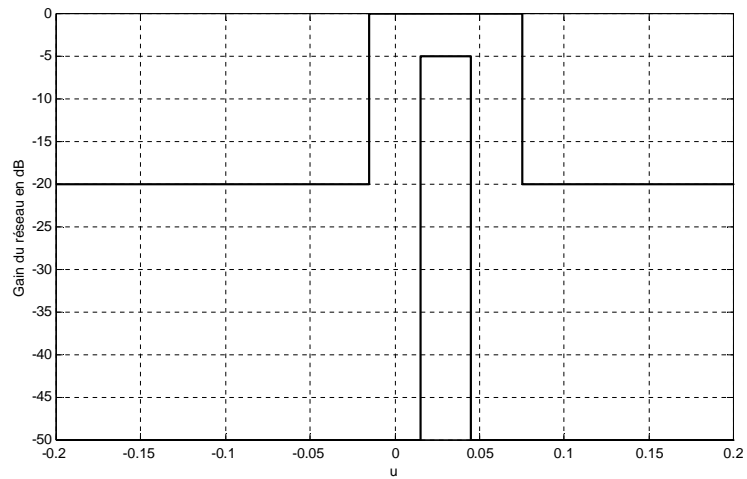
### IV.4.1 Deux zones à échantillonnage hexagonal complet à recouvrement partiel

Dans ce paragraphe, nous allons étudier le cas de 10 sources utilisées pour illuminer deux couvertures de forme hexagonal complète avec 4 sources communes (n°1 à 4). Les spécifications des couvertures avec recouvrement partiel sont montrées par La figure IV.15. On peut dire aussi que les deux couvertures  $D_1$  et  $D_2$  sont identiques et symétriques par rapport au point S [39].

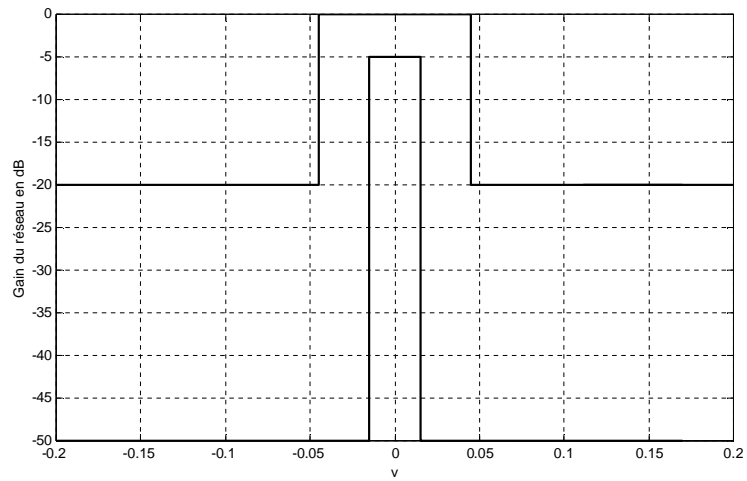


**Figure IV. 15 :** Deux couvertures avec recouvrement partiel (4 faisceaux communs)

Le résultat de la synthèse est représenté par la figure IV.15 avec un gabarit pour la région  $D_1$  défini par la figure III.5, et dont le niveau des lobes secondaires doit être inférieur à -20 dB. Comme la région  $D_2$  est symétrique à la région  $D_1$ , le gabarit pour  $D_2$  est donné par symétrie ( figure IV.16). Nous avons supposé un rapport de phase entre  $C^1$  et  $C^2$  égal à  $110^\circ$  en respectant la symétrie par rapport à S.



(a)



(b)

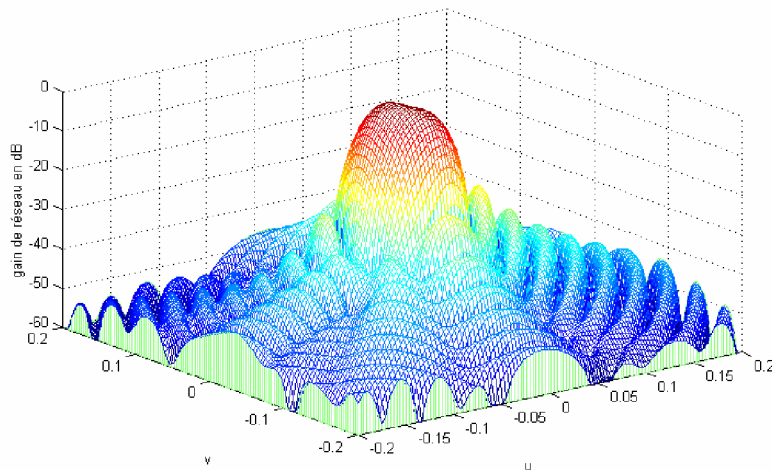
**Figure IV. 16 :** Définition du gabarit pour la région  $D_2$

(c) : suivant le plan  $u$  ( $v=0$ )

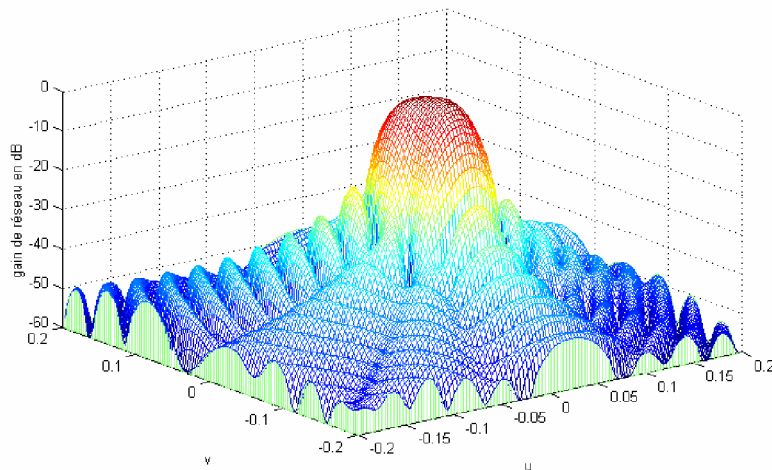
(d) : suivant le plan  $v$  ( $u=0$ )

Les figures IV.17.a et IV.17.b montrent les résultats de synthèse de deux couvertures à recouvrement partiel dans tout l'espace.





(a)



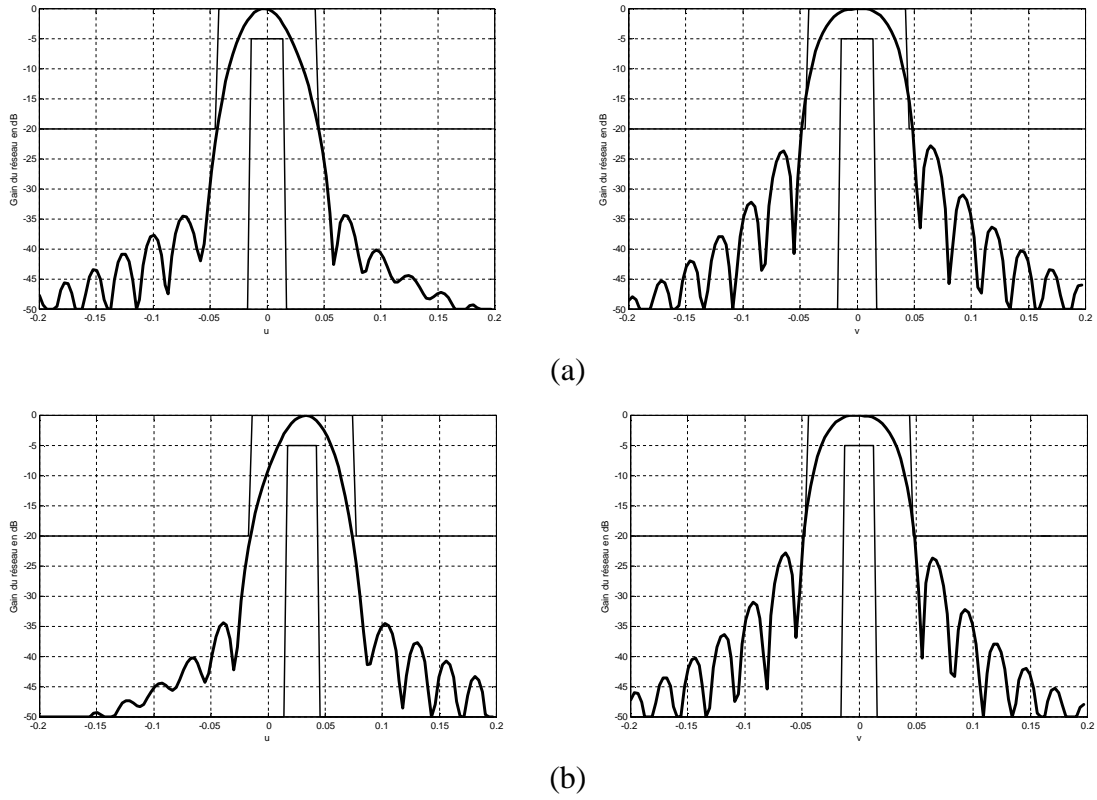
(b)

**Figure IV. 17 :** Représentation tridimensionnelle de diagramme de rayonnement du réseau

(a): généré sur la zone 1

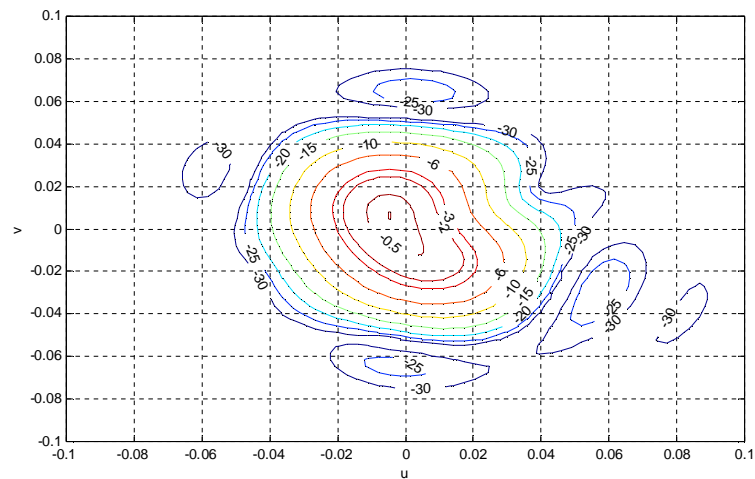
(b) : généré sur la zone 2

D'après les résultats graphiques du diagramme de rayonnement dans les deux plans ( $u=0$  et  $v=0$ ) représentés respectivement par les figures IV.18.a et IV.18.b, on peut dire que la méthode de synthèse développée donne des résultats qui respectent parfaitement les contraintes imposées par le gabarit.

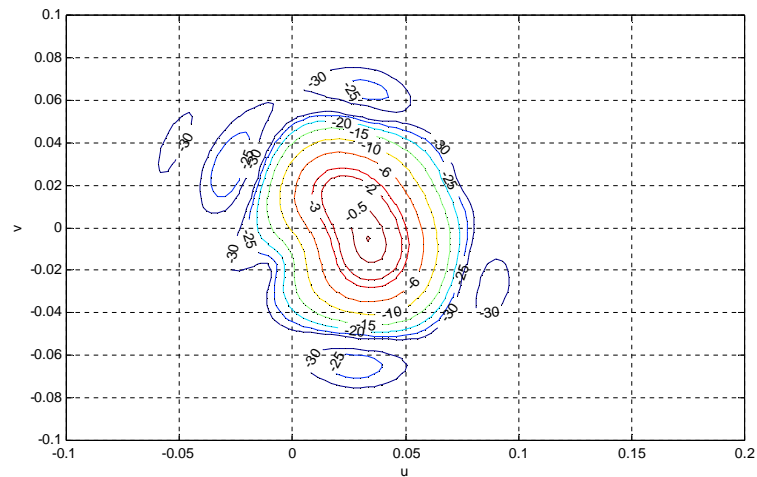


**Figure IV. 18 :** Diagrammes de rayonnement dans les deux plans d'observation  
 ( $u=0$  et  $v=0$ )  
 (a): Faisceau 1  
 (b): Faisceau 2

Les figures IV.19.a et IV.19.b représentent les courbes iso-niveaux après optimisation dans les plans (u,v).



(a)



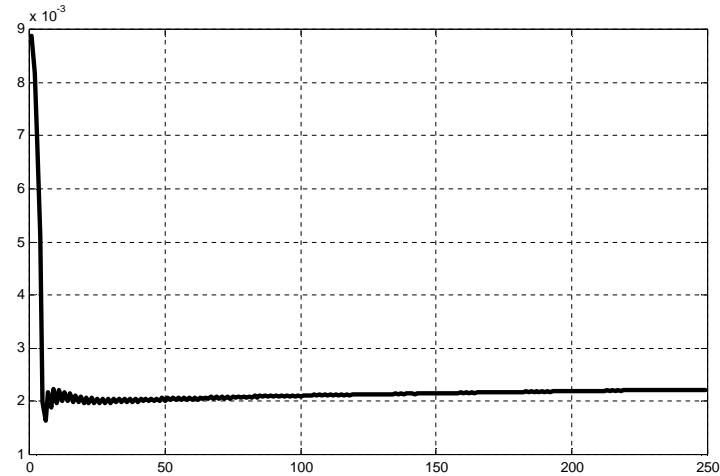
(b)

**Figure IV. 19 :** Contours iso-niveaux sur la couverture en (dB)

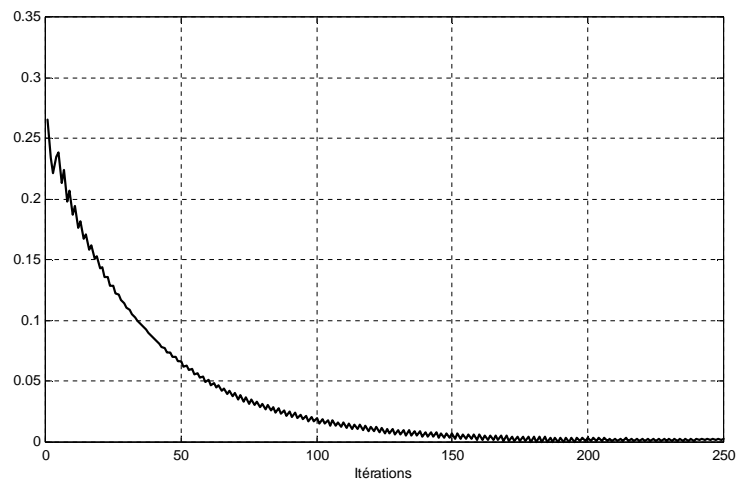
(a) : généré par le faisceau 1

(b) : généré par le faisceau 2

Les figures IV.20 et IV.21 montrent respectivement la convergence de la fonction d'erreur et la contrainte d'orthogonalité.



**Figure IV. 20 :** *Évolution du critère d'erreur*



**Figure IV. 21 :** *Évolution de la condition d'orthogonalité au cours des itérations*

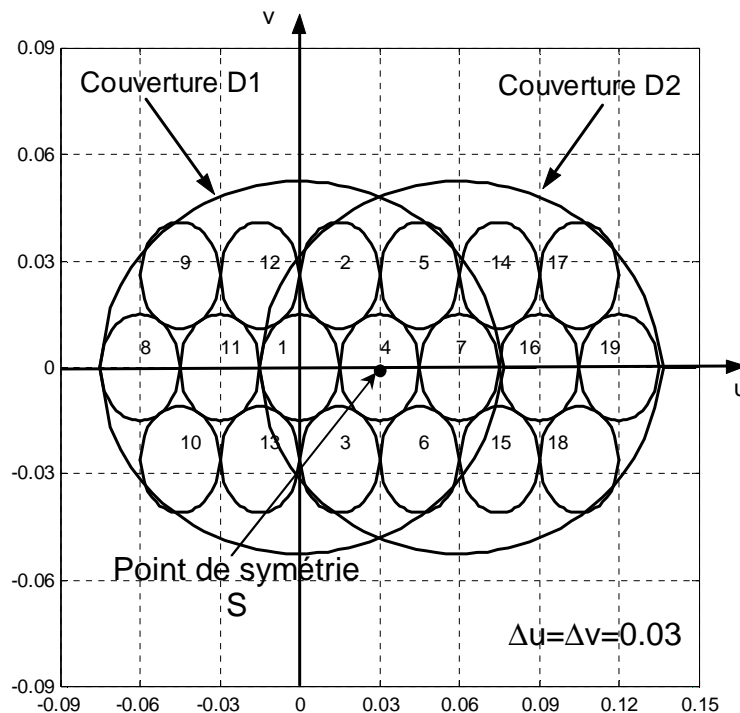
Le module et la phase  $C^1$ ,  $C^2$  obtenus par optimisation, sont donnés au tableau IV.3. Ce tableau montre que les amplitudes d'excitation sont égales pour des faisceaux symétriques par rapport au point S. Cela est dû à la symétrie des deux couvertures 1 et 2, les deux couvertures sont identiques et symétriques par rapport au point S (figure IV.15). Une permutation des sources, respectant la symétrie, est donc sans effet et on trouve les relations d'amplitude et de phase.

Source	amplitude/phase (°)		Source	amplitude/phase (°)		(°)
1	0.943	26.10	4	0.943	-83.89	110
2	0.447	-25.72	3	0.447	-135.72	110
3	0.703	96.03	2	0.703	-13.96	110
4	0.310	81.56	1	0.310	-28.43	110
5	0.366	-3.627	10	0.366	-113.63	110
6	0.644	-30.96	9	0.644	-140.96	110
7	0.422	60.44	8	0.422	-49.55	110

Tableau IV. 3 : Valeurs des coefficients d'excitation des sources après optimisation pour les deux couvertures

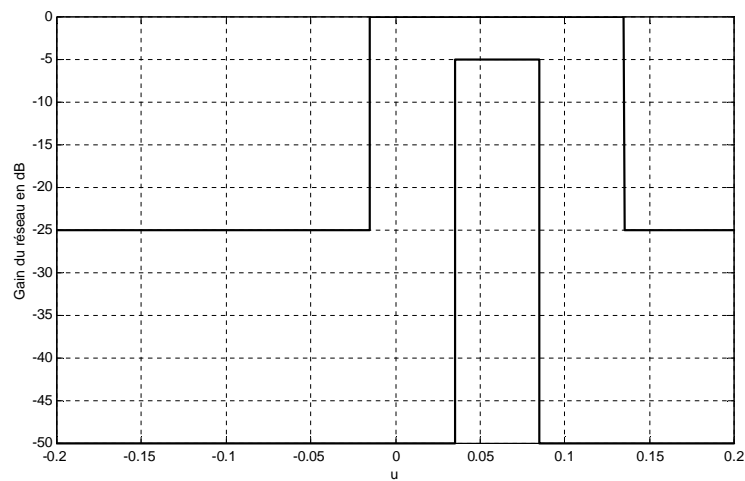
### IV.4.2 Deux zones à échantillonnage hexagonal incomplet à recouvrement partiel

Nous présentons maintenant la synthèse de deux couverture à échantillonnage hexagonal incomplet à recouvrement partiel. Chaque couverture est éclairée par 13 sources élémentaires avec 7 sources dans la zone commune aux deux couvertures (figure IV.22).

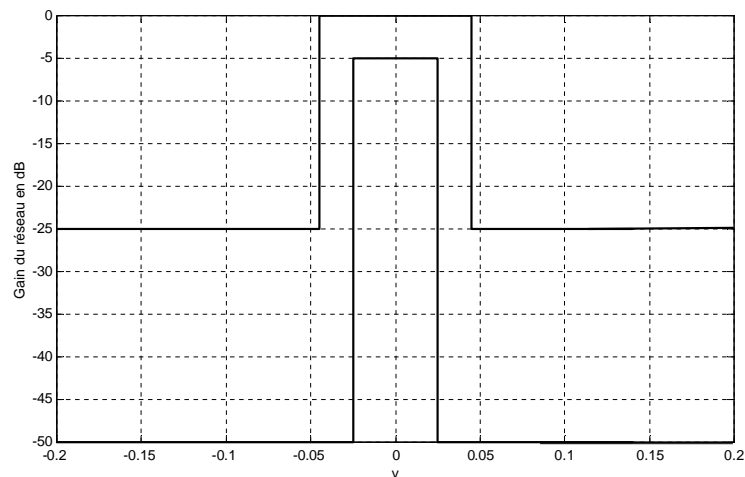


**Figure IV. 22 :** *Deux couvertures avec recouvrement partiel (7 faisceaux communs)*

Nous allons garder les mêmes spécifications du gabarit présenté dans la figure III.11, mais cette fois avec un niveau maximum des lobes secondaires de -25 dB. D'après la figure IV.22 les deux couvertures  $D_1$  et  $D_2$  sont identiques et symétriques par rapport au centre du faisceau  $n^{\circ}4$  ; par la suite on peut déduire le gabarit de la couverture  $D_2$  qui est symétrique aussi par rapport à  $S$ , il est définie par la figure IV.23. Nous avons introduit un rapport de phase entre  $C^1$  et  $C^2$  égal à  $30^\circ$  en respectant la symétrie par rapport à  $S$ .



(a)



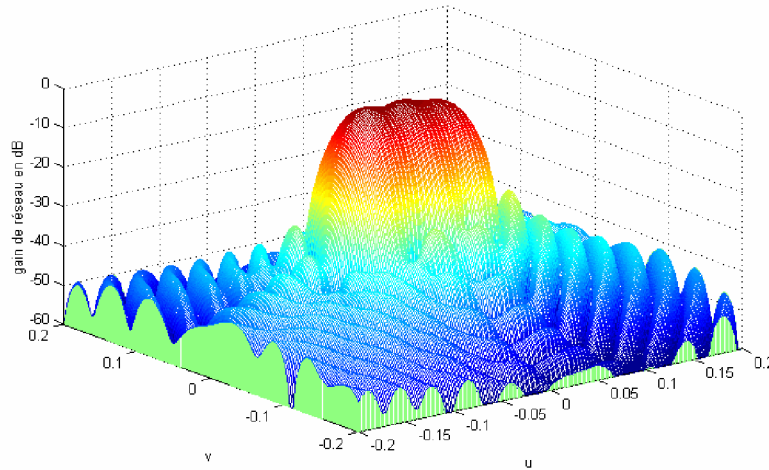
(b)

**Figure IV. 23 :** *Définition du gabarit*

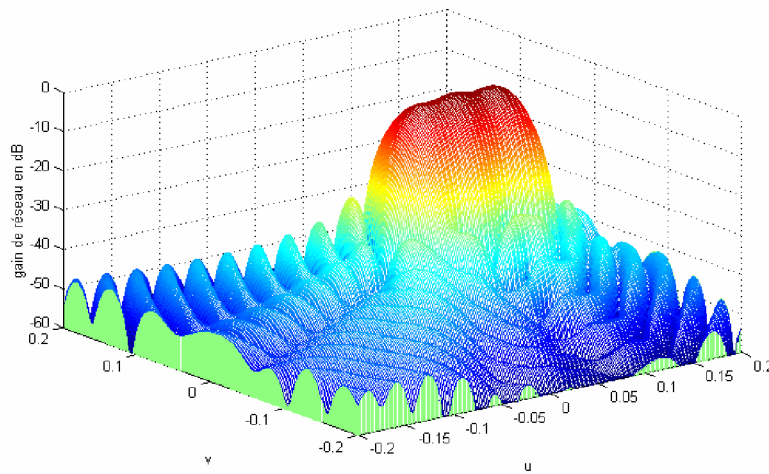
(c) : suivant le plan  $u$  ( $v=0$ )

(d) : suivant le plan  $v (u=0)$

Les résultats de synthèse basée sur la méthode variationnelle pour deux zones à échantillonnage incomplet à recouvrement partiel sont représentés par les figures IV.24.a et IV.24.b.



(a)



(b)

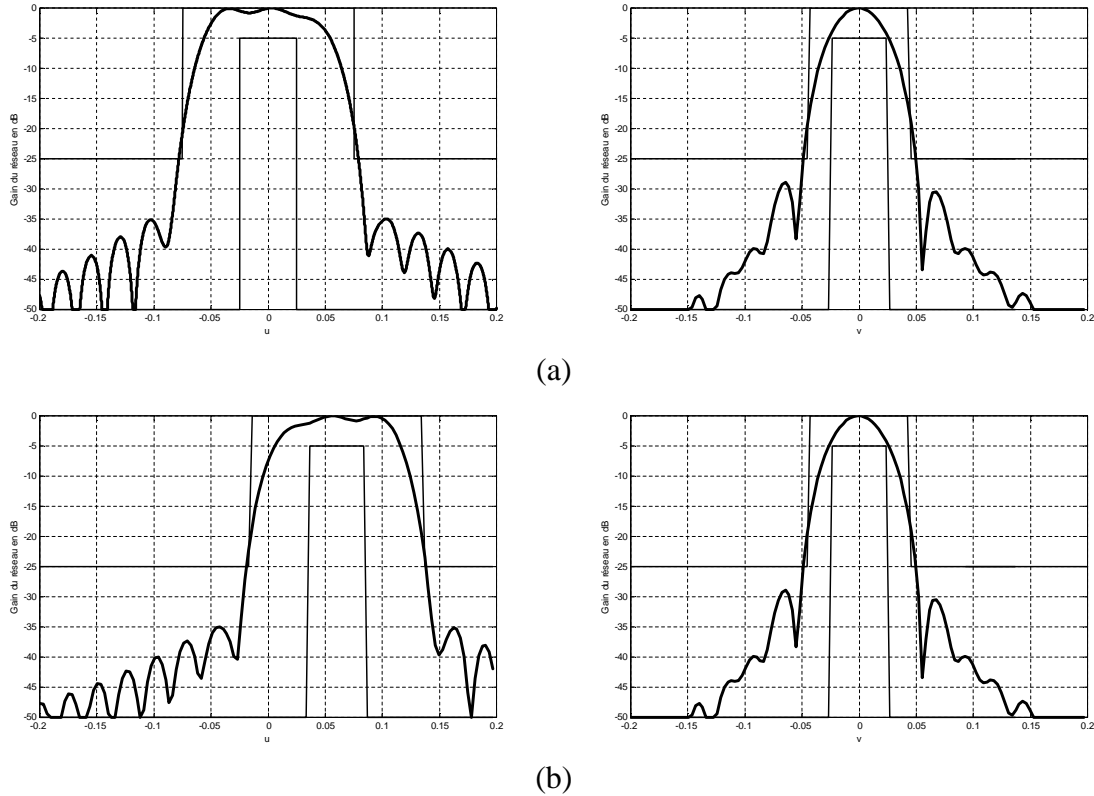
**Figure IV. 24 :** Représentation tridimensionnelle de diagramme de rayonnement du réseau

(a): généré sur la zone 1

(b) : généré sur la zone 2

Sous l'effet de l'enchaînement des représentations, on rapporte ici les projections du diagramme de rayonnement dans les deux plans ( $u=0$  et  $v=0$ ) avec la loi d'alimentation générée par la méthode de synthèse. On constate, que pour les deux figures IV.25.a et IV.25.b

le diagramme de rayonnement est contenu dans les limites imposées par le gabarit, le niveau maximum de lobes secondaires est bien respecté.



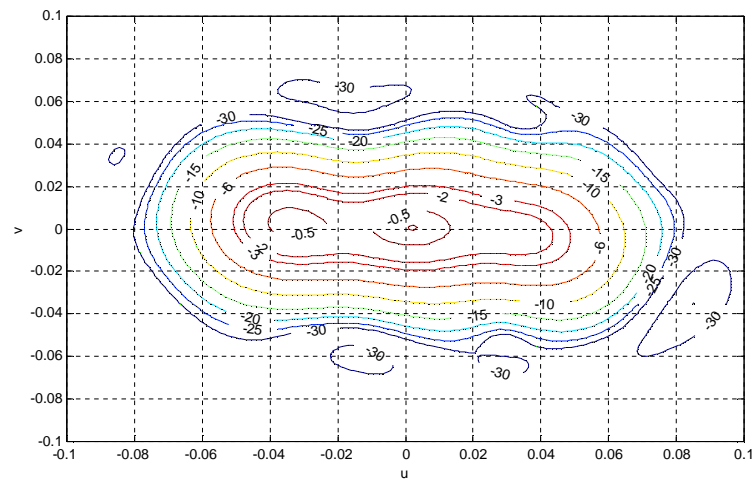
**Figure IV. 25 :** Diagrammes de rayonnement dans les deux plans d'observation ( $u=0$  et  $v=0$ )

(a): Faisceau 1

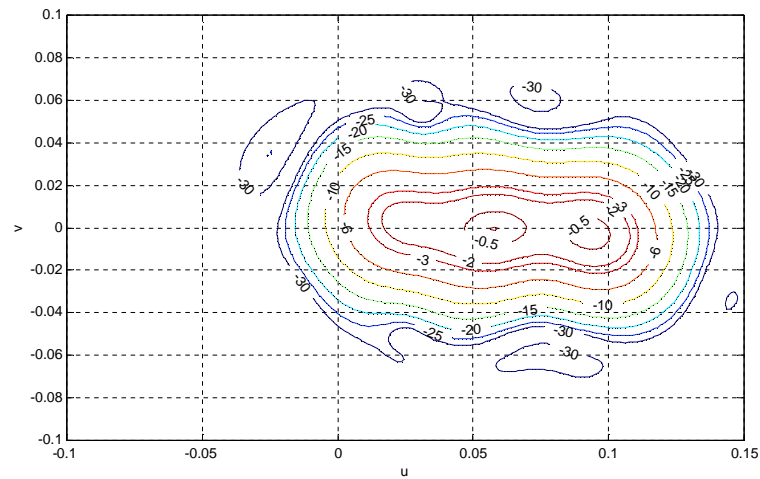
(b): Faisceau 2

Suivant l'ordre des représentations, on étale les deux représentations en iso-niveaux pour les deux couvertures  $D_1$  et  $D_2$  qui sont données par les figures IV.26.a et IV.26.b.





(a)



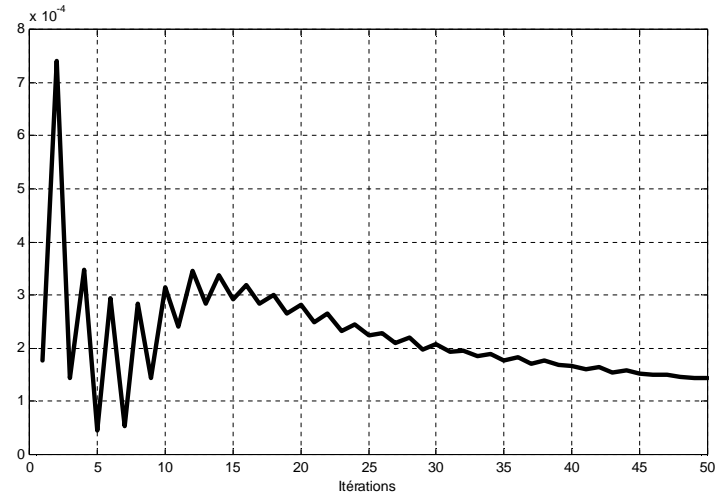
(b)

**Figure IV. 26 :** *Contours iso-niveaux sur la couverture en (dB)*

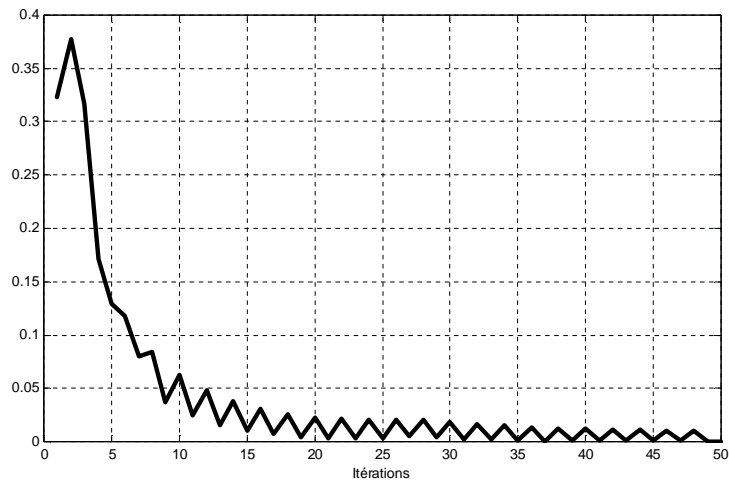
(a) : *généralé par le faisceau 1*

(b) : *généralé par le faisceau 2*

Les figures IV.27 et IV.28 représentent respectivement l'évolution de l'erreur et de la condition d'orthogonalité. La valeur de la contrainte d'orthogonalité à la fin d'optimisation est de 0.0005.



**Figure IV. 27 :** *Évolution du critère d'erreur*



**Figure IV. 28 :** *Évolution de la condition d'orthogonalité au cours des itérations*

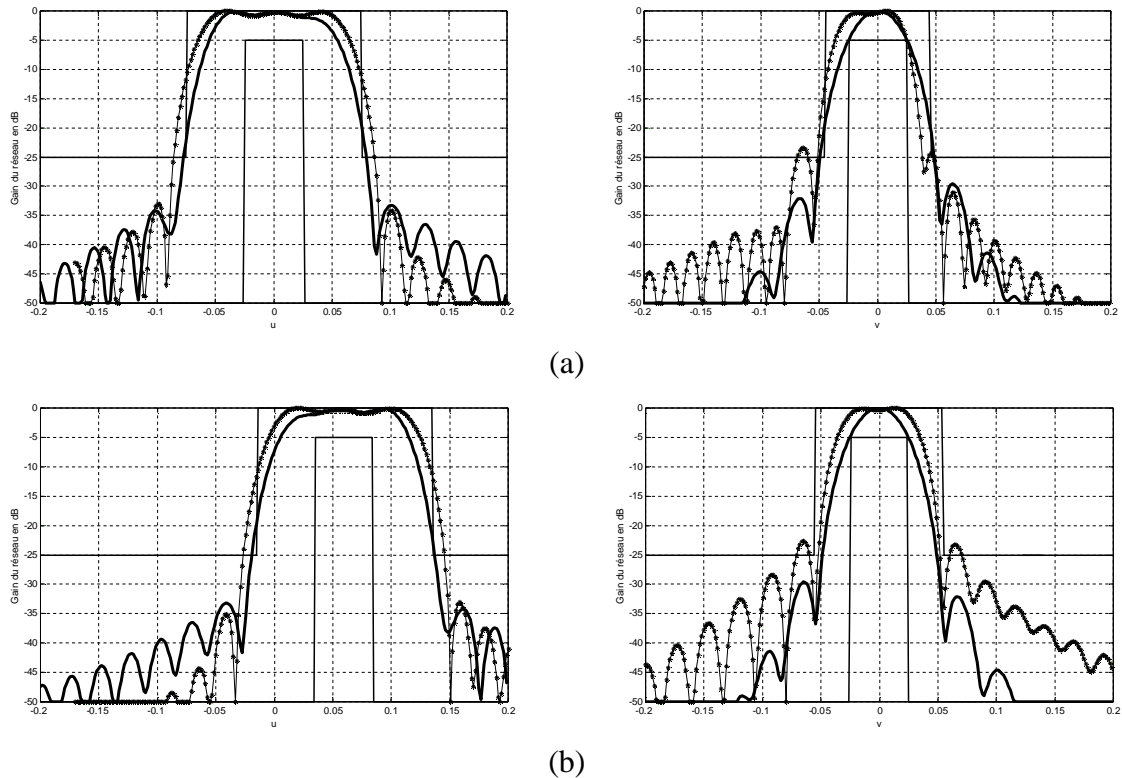
Les coefficients d'excitations des lois d'amplitude et de phase, pour les deux couvertures 1 et 2 sont donnés sur le tableau IV.4. Comme les couvertures 1 et 2 sont identiques et symétriques par rapport au centre du faisceau n° 4, nous allons obtenir des coefficients d'excitation qui sont symétrique par rapport à ce faisceau .

Source	amplitude/phase (°)		Source	amplitude/phase (°)		(°)
1	0.91	30.55	7	0.91	60.55	30
2	0.57	33.24	6	0.57	63.24	30
3	0.48	-15.24	5	0.48	14.75	30
4	0.76	-30.75	4	0.76	-0.749	30
5	0.40	-35.45	3	0.40	-5.45	30
6	0.56	-113.21	2	0.56	-83.21	30
7	0.40	-93.14	1	0.40	-63.14	30
8	0.42	-7.043	19	0.42	22.95	30
9	0.55	-4.913	18	0.55	25.08	30
10	0.40	-4.540	17	0.40	25.46	30
11	0.88	-1.814	16	0.88	28.18	30
12	0.42	27.37	15	0.42	57.37	30
13	0.44	4.046	14	0.44	34.04	30

**Tableau IV. 4 :** Valeurs des coefficients d'excitation des sources après optimisation pour les deux couvertures

### IV.4.3 Etude comparative

Nous avons comparés nos résultats à ceux de **MIRANDA [38]** basé sur la synthèse en amplitude et en phase, et pour des couvertures similaires à la notre. L'outil de synthèse permet de fournir un niveau de lobe secondaire de l'ordre de -29.6 dB et une contrainte d'orthogonalité à la fin d'optimisation égale à 0.005. Une amélioration de -6 dB, par rapport à celui obtenu par MIRANDA est observée.



**Figure IV. 29 :** Diagramme d'un réseau dans les deux plans d'observation ( $u=0$  et  $v=0$ )

————— Résultats obtenus par simulation  
 ..... Résultats obtenus par *MIRANDA*[38]

(a):faisceau1

(b) :faisceau2

## IV.5Conclusion

Ce chapitre a été entièrement consacré à notre objectif principal ; qui est la synthèse de réseaux d'antennes a faisceaux multiples.

Comme premier cas d'étude, nous avons utilisé un réseau de sources pour créer deux couvertures sur la même région. Cette technique permet de réduire le nombre total d'antennes. Le coût à payer est la complexité du répartiteur alimentant les sources. Par la suite, nous avons étudié le cas ou l'antenne générer deux faisceaux qui se recouvrent partiellement. Ces couvertures moins étalées présentent un gain plus élevé.

Après toute comparaison faite avec des diagrammes de rayonnement témoins, on sort avec la conclusion que notre outil de synthèse réalisée se porte bien face au problème de synthèse. La preuve visible de cette aptitude se ressent pour toutes les présentations graphiques en 3D, en projections ou tracés iso-niveaux du module de la fonction caractérisant le rayonnement électromagnétique de différents structures des réseaux d'antennes.

Les études comparatives des résultats obtenus par la méthode variationnelle et ceux trouver par **Miranda [38]**, nous ont permis d'effectuer la validation de l'algorithme de synthèse développés.

# CONCLUSION GENERALE

# CONCLUSION GENERALE

Le présent travail a été consacré à l'étude et à la synthèse de réseaux d'antennes à réflecteur à faisceaux multiples. Ces antennes permettent de former un ou plusieurs diagrammes de rayonnement en utilisant un ensemble de sources élémentaires, dont les signaux sont combinés par un dispositif formateur de faisceaux.

Nous nous sommes essentiellement intéressés aux antennes spatiales à réflecteur. Ces antennes sont alimentées par un réseau primaire rayonnant plusieurs faisceaux formés simultanément. Ce type d'antenne permet d'obtenir une amélioration des performances par rapport à une antenne à faisceau formé unique.

Dans un premiers temps, nous avons étudié le fonctionnement de ce type d'antenne. La zone de couverture est assurée par la juxtaposition de plusieurs faisceaux très directifs. Afin de satisfaire un bon découplage entre les signaux véhiculés par chaque faisceau, il est alors important de tenir compte de la condition d'orthogonalité entre les faisceaux.

Dans un seconde étape, nous nous sommes orientés vers l'optimisation à l'optimisation du diagramme de rayonnement, principalement la minimisation du niveau des lobes secondaires, dans le cas d'un réseau d'antennes à réflecteur mono\_couverture et double couverture. Pour résoudre le problème de synthèse, nous avons fait appel à la méthode variationnelle.

La méthode variationnelle a été développée pour la synthèse de réseaux d'antennes à réflecteur pour deux zones d'échantillonnage complète et incomplète. La formulation choisie pour le critère d'erreur a permis un développement analytique aboutissant à un système d'équations non linéaires pouvant être résolu numériquement. La définition du diagramme de rayonnement souhaité se fait par des gabarits, ceci permet non pas de spécifier un niveau à atteindre mais deux bornes dans lesquelles le module du diagramme calculé doit être contraint.

Les études comparatives des résultats obtenus par la méthode variationnelle et ceux trouver par **Miranda [38]**, nous ont permis d'effectuer la validation de l'algorithme de synthèse développés.

Les résultats ont été appréciés par leur conformité aux diagrammes souhaités, ouvrant par conséquent des perspectives prometteuses à d'autres études telles que : la synthèse de réseaux d'antenne imprimées multifaisceaux, ainsi que les méthodes de conceptions du réseau formateur de faisceaux.



# BIBLIOGRAPHIE

## **BIBLIOGRAPHIE**

- [1] **J.MAUREL, P.LEPELTIER, L.PELENC, B.TRANCART**, «Conception des antennes spatiales pour les charges utiles complexes de télécommunications », Revue des télécommunications d'Alcatel, 2001.
  
- [2] **G.CAILLE, Y.CAILLOCE, B.DEMOLDER, G.BEKAERT**, « Démonstrateur d'antenne multifaisceaux à haut débit pour satellite multimédias », revue des télécommunications d'Alcatel, 2001.
  
- [3] **P.SHELTON**, «Multiple-feed systems for objectives», IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 52, juillet 1965.
  
- [4] **S.HOWARD**, «On the radiation pattern of a multibeam antenna», IEEE Transaction on Antenna and Propagation, Vol. 27, janvier 1976.
  
- [5] **E.W.MATTHEWS, W.G.SCOTT, C.C.HAN**, « Multibeam antennas for data communications satellites », ford aerospace & communications corporation, California, U.S.A.
  
- [6] **D.LUC**, « Etude d'optimisation d'antenne multisources », PhD, thesis, université de liège, 1986.
  
- [7] **J. LEE, R. L. CARLISE**, « Coma-corrected multibeam shaped lens antenna», IEEE Transaction on Antenna and Propagation, Vol.31, janvier 1983.
  
- [8] **A.PEEBLES**, «A dielectric bifocal lens for multibeam antenna applications», IEEE Transaction on Antenna and Propagation, Vol.36, mai 1988.

- [9] **P.COMBES**, « Micro-ondes », Dunod ,1997.
- [10] **L.THOUREL**, « Les antennes », Cepadues-editions ,1990.
- [11] **J.GOBERT**, « Adaptive beam weighting», IEEE Transaction on Antenna and Propagation, Vol.5 septembre 1976.
- [12] **I. LAMBERT**, « Etude des matrices de Bulter», Note technique N°1 du centre de Compétence Technique, BRETAGNE, novembre 2002.
- [13] **G.Caille**, «High-gain multibeam antenna demonstrator for Ka-band multimedia via satellite mission», Revue des Télécommunications d'Alcatel, 2002.
- [14] **G.Caille**, «Space multi-beam antenna with very high figure of merit, for Ka-band multimedia via satellite transmission», Revue des Télécommunications d'Alcatel, 2002.
- [15] **J.Maalouf, E.Lier**, «Theoretical and experimental study of interference in multibeam active phased array transmit antenna for satellite communications», IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 52, février 2004.
- [16] **J.CANCES**, « Adaptative d'une charge utile de télécommunication multifaisceaux par reconfiguration de couverture », Thèse de doctorat, école nationale supérieur de télécoms, paris, décembre 1993.
- [17] **C.GUIRAUD**, « Algorithmes de formation de faisceaux par le calcul pour un système d'antennes de satellites de télécommunication avec ou sans réflecteur », Thèse de doctorat, école nationale supérieur de

télécoms, paris, Décembre 2000.

- [18] **J. ROGER**, « Antennes Techniques », Techniques de l'Ingénieur, traité Électronique, E3284.
  
- [19] **J.ROGER**, « Antennes », Techniques de l'Ingénieur, traité, Électronique, E3282.
  
- [20] **S.ORFANIDIS**, «*Electromagnetic Waves and Antennas*», 2002  
[www.ece.rutgers.edu/~orfanidi/](http://www.ece.rutgers.edu/~orfanidi/)
  
- [21] **J.KAUFFMAN, W.Croswell, L.Jowers**, «Analysis of the radiation patterns of reflector antennas», IEEE Transaction on Antenna and Propagation, Vol.29, septembre 1975.
  
- [22] **E. W. MATTHEWS**, «Technology considerations for the use of multiple beam antenna systems in communication satellites», IEEE Transaction on Antenna and Propagation, Vol. 8 ,décembre 1979.
  
- [23] **K.Sudhakar**, «Design and Analysis of Multiple-Beam Reflector Antennas», IEEE Transaction on Antenna and Propagation, Vol. 41, août 1999.
  
- [24] **Y.T.LO**, «On the beam deviation factor of a parabolic reflector», IEEE Transaction on Antennas Propagation, Vol. 8, mai 1960.
  
- [25] **C.JOHNSON**, «Antenna engineering handbook», Georgia Institute of Technology.

- [26] **J.XLLENT**, «A theoretical limitation on the formation of lossless multiple beams in linear arrays», IRE Transactions on Antennas and Propagation, juillet 1960.
- [27] **J.MAYHAN**, « Nulling limitaion for a multiple beam antenna», IEEE Transaction on Antenna and Propagation, Vol.24, N°6, novembre 1976.
- [28] **M.COHEN**, « Etude théorique et expérimentale d'une antenne réseau adaptative », thèse docteur ingénieur, école national supérieur de l'aéronautique et de l'espace, septembre 1986.
- [29] **K. SUDHAKAR, G. MORIN, M. TANG, S. RICHARD**, « Development of a 45 ghz multiple beam antenna for military satellite communications», IEEE Transactions on Antenna and Propagation, Vol.43, octobre 1995.
- [30] **HOWARD H. S. LUH**, «A variable power dual mode network for reconfigurable shaped beam antenna», IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol 32, décembre 1984.
- [31] **P. Capece, R. Jorgensen**, « Dual mode bfn's a multibeams reflector antenna », JINA1998, international symposium on antennas, page 423.
- [32] **R. A .Pearson, K.G. Driscoll, B.Claydon**, « Dual mode contoured beam shaped reflector», JINA1998, international symposium on antennas, page 473.
- [33] **C.MAGENOT**, « Méthode de synthèse de réseaux linéaire et plans rayonnant un diagramme a contour forme », thèse de docteur de l'université Paul Sabatier de Toulouse, novembre 1989.

- [34] **T.Girard**, « Réseau d'antennes imprimées sur des surface conformes », thèse de docteur de l'université Nice sophia Antipolis, novembre 1999.
- [35] **B.Pinsard, D.Renaud**, « Synthèse d'une antenne réseau a maille triangulaire par utilisation d'une FFT triangulaire », JINA 92, pages 51-54, Nice, France, novembre 1992.
- [36] **P.LASCAUX**, « Analyse numérique matricielle appliquée à l'art de l'ingénieur, méthodes itératives», Masson1994.
- [37] **C.Meyer**, « Matrix analysis and applied linear algebra», SIAM 2000.
- [38] **C.MIRANDA**, « Synthèse d'antennes multisources à couvertures multiples», Thèse de doctorat de L'école national supérieure de l'aéronautique et de l'espace, Toulouse, 1997.
- [39] **B.Guenad, F.T.BENDIMERAD, S.M.MERIAH**, « Synthèse d'une antenne réseau à faisceau multiples pour couverture à recouvrement partiel », 4 Conférence sur le Génie Electrique, CGE 04,2005, école militaire polytechnique Bordj El Bahri.

## RESUME

Cette thèse développe une méthode de synthèse pour déterminer les excitations de chacun des éléments d'antennes multisources à couvertures multiples en amplitude et phase à partir des spécifications ou contraintes imposées au diagramme de rayonnement.

Le problème de synthèse consiste à estimer les variations d'amplitude et de phase de l'alimentation des éléments rayonnants qui permettent de fournir un diagramme de directivité aussi proche que possible d'un diagramme désiré optimal spécifié à partir d'une fonction ou d'un gabarit.

La méthode développée a été testée sur de nombreuses applications et une comparaison avec d'autre auteur a été réalisée.

Mots clés : réseau d'antennes à réflecteur, antennes spatiale, couvertures multiple, couverture à recouvrement total, couverture à recouvrement partiel, contrainte d'orthogonalité, diagramme de rayonnement, analyse, synthèse, optimisation, méthode variationnelle.