



REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE



MINISTRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR
ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

UNIVERSITE ABOU BAKR BELKAID - TLEMCEM
FACULTE DE TECHNOLOGIE
DEPARTEMENT DE TELECOMMUNICATIONS
LABORATOIRE DE TELECOMMUNICATIONS DE TLEMCEM

THÈSE DE DOCTORAT ES-SCIENCE

EN TELECOMMUNICATIONS

Présentée par

MME:MOULESSEHOUL WASSILA
EPOUSE MERAH

**Antennes à réseaux Réflecteurs imprimées
Reflectarray Reconfigurables pour des applications
satellitaires**

Soutenue le 08 Décembre 2015 devant le jury composé de :

| | | |
|-----------------------------|---|--------------------|
| Mr.BENDIMERAD Fethi Tarik | Professeur à l'Université de Tlemcen | Président |
| Mr HADJ ABDERAHMANE Lahcène | Directeur de recherche CDS- Oran | Examineur |
| Mr. BEKHTI Mohammed | Maitre de recherche classe A CDS -Oran | Examineur |
| Mr MERIAH Sidi Mohammed | Professeur à l'Université de Tlemcen | Directeur de thèse |

RESUME

L'intérêt majeur du développement des antennes réflecteurs imprimées « Reflectarray », est la combinaison de certaines des caractéristiques des antennes paraboliques et les réseaux d'antennes. Leur utilisation a été étendue principalement au domaine des communications par satellites. Ce type d'antenne offre la possibilité de former des diagrammes de rayonnement complexes avec un fort gain, une bonne directivité, un faible coût de réalisation et un volume réduit.

Dans cette thèse, nous nous intéressons à la conception de nouvelles topologies de cellules déphaseuses passives qui permettent d'offrir une large variation de la phase de l'onde réfléchie. Différentes cellules ont été étudiées afin d'améliorer l'allure de la phase de l'onde réfléchie. La simulation a été faite sous le logiciel de conception CST MWS en utilisant la technique du guide d'onde WGA.

A partir de ces cellules passives, nous avons pu analyser des Reflectarrays en mesurant leurs diagrammes de rayonnement. Les résultats obtenus offrent une bonne directivité et un fort gain; selon des dépointages du faisceau bien déterminés.

Dans la deuxième partie de cette thèse, une reconfiguration du diagramme de rayonnement a été réalisée de manière électronique en introduisant des éléments actifs dans chacune des cellules tel que les : diodes Pin ou diodes Varicap, qui permettent de modifier leurs propriétés dans le domaine fréquentiel ou spatial. Ainsi, de telles Reflectarrays peuvent changer leur comportement en temps réel, par exemples la formation de faisceaux, la commutation de bandes ou l'accord en fréquence sur une bande ultra large.

Mots clés : réseau réflecteur imprimée, Reconfigurable, Approche du guide d'onde WGA, Phase réfléchie, Diagramme de rayonnement, Gain.

ABSTRACT

The major interest of the development of reflectors printed antennas "Reflectarray" is the combination of some of the characteristics of reflector antenna and antenna arrays. Their use was mainly extended to the field of satellite communications. This type of antenna provides the ability to form complex radiation patterns with a high gain, good directivity, low cost of production and a reduced volume.

In this thesis we focus on the design of new topologies of passive phase-shifting cells that allow to offer a wide variation in the reflected wave phase. Techniques will be used to improve the shape of the reflected wave phase. The simulation was made under the CST MWS design software using the technique of the waveguide WGA.

From these passive cells, we were able to complete Reflectarrays analyzed by measuring the radiation pattern, the results offer a good directivity and high gain; and a misalignment of the antenna beam is directed for specific angles

In the second part of this thesis, a reconfiguration of the radiation pattern is electronically achieved by introducing active elements in each cell such as: Pin diodes or Varicap diodes, that can change their properties in the frequency domain or space. Thus, such Reflectarrays can change their behavior in real time, for example beam forming, the switching strip or the frequency tuning on an ultra wide band.

Keywords: Printed reflectarray, Reconfigurable, approach the waveguide WGA, Reflected Phase , radiation pattern, gain.

ملخص

الهدف الرئيسي في تطوير هوائيات العاكس المطبوعة "Reflectarray" هي مزيج لبعض خصائص الصحن اللاقطة والمصفوفات الهوائية. تم استخدامها أساسا في مجال اتصالات الأقمار الصناعية. هذا النوع من الهوائي يوفر القدرة على تشكيل أنماط الإشعاع المعقدة ذات مكاسب عالية، الاتجاهية جيدة، وانخفاض تكلفة الإنتاج مع الحجم.

في هذه الأطروحة ركزنا أولا على تصميم طوبولوجيا جديدة من الخلايا المتغيرة الكامنة التي تسمح لتقديم تغيرات واسعة لمرحلة الموجة المنعكسة. مختلف الخلايا درست لتحسين مظهر الموجة المنعكسة بحيث تم إجراء محاكاة تحت تصميم البرمجيات CST MWS باستخدام تقنية الدليل الموجي ال WGA.

من هذه الخلايا الكامنة تمكنا من تحليل Reflectarrays الكامل بقياس نمط الإشعاع. النتائج المتحصل عليها أعطتنا الاتجاهية جيدة مع مكسب عالي. وهذا حسب شعاع موجه و محدد.

في الجزء الثاني من هذه الأطروحة، تم التوصل إلى إعادة تشكيل نمط الإشعاع إلكترونيا عن طريق إدخال العناصر النشطة في كل خلية مثل: الثنائيات دبوس أو الثنائيات Varicap، التي يمكن أن تغير خصائصها في مجال التردد أو الفضاء. وبالتالي، يمكن لمثل Reflectarrays تغيير ردة فعلهم في الوقت الحقيقي، على سبيل المثال تشكيل شعاع ، قطاع التحويل أو توليف تردد على النطاق الجد العريض .

كلمات البحث: طبع شبكة العاكس، إعادة التشكيل، الاقتراب من الدليل الموجي WGA ، مرحلة الموجة المنعكسة، نمط الإشعاع، كسب.

REMERCIEMENTS



*Je voudrais tout d'abord remercier **DIEU** le tout puissant de m'avoir donné la volonté et le courage d'établir ce travail.*

*Je remercie énormément mon directeur de recherche Monsieur **MERIAH Sidi Mohammed**, Professeur à l'université de Tlemcen et Directeur du laboratoire LTT, pour son soutien, ses conseils, son encouragement et sa présence, qu'il trouve ici l'expression de ma profonde reconnaissance.*

*J'exprime toute ma reconnaissance à Monsieur **BENDIMERAD Fethi Tarik**, Professeur à l'Université de Tlemcen, qui me fait l'honneur de présider le jury de cette thèse.*

*Mes vifs remerciements s'adressent également à Monsieur **BEKHTI Mohammed**, Maître de recherche classe A, au centre de développement des satellites, et Monsieur **HADJ ABDERRAHMANE Lahcen**, Directeur de recherche au centre de développement des satellites, d'avoir accepté d'examiner ce travail.*

*Je remercie chaleureusement mon époux **Lotfi** pour son encouragement, son soutien, sa confiance envers moi et sa patience durant toutes ces années. Sans oublier mes deux anges **Anes** et **Selma** que **DIEU** les protèges.*

Un grand merci à mes parents, il n'y a pas de mot assez fort pour exprimer ma gratitude. Vous m'avez toujours encouragé, soutenu lors de mes études, aidé par tous les moyens dont vous disposiez.

Je tiens à remercier aussi mes beaux parents pour leurs encouragements et leur soutien moral tout au long de ce travail.

*Je voudrais aussi exprimer toutes mes condoléances à ma grand mère **Selma** qui m'a toujours soutenu lors de mes études "**ALLAH YARHAMHA**",*

Je remercie finalement toutes ma famille, mes chers collègues, les membres du laboratoire LTT, et toute personne qui m'a aidé de près ou de loin.

TABLE DES MATIERES

| | |
|-----------------------------|-----|
| RESUME..... | i |
| ABSTRACT..... | ii |
| ملخص..... | iii |
| REMERCIEMENTS..... | iv |
| TABLE DES MATIERES..... | v |
| LISTE DES TABLEAUX..... | x |
| LISTE DES FIGURES..... | xii |
| LISTE DES ABREVIATIONS..... | xix |
| INTRODUCTION GENERALE..... | 2 |

CHAPITRE1: LES RESEAUX REFLECTEURS IMPRIMES REFLECTARRAY

| | |
|---|----|
| I.1 Introduction..... | 5 |
| I.2 Caractéristiques électromagnétiques des antennes satellitaires..... | 5 |
| I.2.1 Gain et rendement..... | 5 |
| I.2.2 Directivité d'une antenne..... | 7 |
| I.2.3 La Bande passante..... | 8 |
| I.2.4 Couverture et faisceaux..... | 8 |
| I.2.5 Diagramme de rayonnement..... | 9 |
| I.3 Le réseau réflecteur imprimée "Reflectarray"..... | 11 |

Table des Matières

| | |
|---|----|
| I.3.1 Etat de l'art des Reflectarray..... | 12 |
| I.3.2 Présentation d'un Reflectarray..... | 14 |
| I.3.3 Principaux paramètres du Reflectarray..... | 17 |
| I.3.3.1 L'alimentation..... | 17 |
| I.3.3.2 L'efficacité de débordement et de cône..... | 18 |
| I.3.3.3 Les pertes..... | 20 |
| I.3.3.4 La Bande passante..... | 21 |
| I.3.3.5 La cellule élémentaire | 21 |
| I.3.4 Techniques de contrôles de la phase réfléchie..... | 23 |
| I.3.4.1 Contrôle par Variation de la longueur d'un stub..... | 23 |
| I.3.4.2 Contrôle par Variation de la taille de l'antenne élémentaire..... | 25 |
| I.3.4.3 Contrôle par Variation de la hauteur du substrat..... | 25 |
| I.3.4.4 Contrôle par chargement d'une fente au niveau du patch..... | 26 |
| I.3.4.5 Contrôle par l'utilisation de la technologie multicouche..... | 26 |
| I.4 Conclusion..... | 27 |
| RÉFÉRENCES CHAPITRE 1..... | 29 |

CHAPITRE 2: ETUDE ET CONCEPTION DE CELLULES POUR RESEAU REFLECTEUR IMPRIME

| | |
|--|----|
| II.1 Introduction..... | 33 |
| II.2 Approches d'analyse de cellules déphaseuses..... | 33 |
| II.3 Outil de simulations de la cellule..... | 34 |
| II.3.1 Caractéristiques techniques du solveur..... | 35 |
| II.3.2 Caractéristiques du maillage..... | 35 |
| II.3.3 Excitation..... | 36 |
| II.3.4 Champ lointain rayonné..... | 37 |
| II.4 Cellules déphaseuses en technologie imprimée..... | 37 |

Table des Matières

| | |
|--|----|
| II.4.1 Cellule 1: Le patch carré..... | 38 |
| II.4.1.1 Patch carré à quatre coins tronqués..... | 41 |
| II.4.1.2 Variation des longueurs des quatre coins tronqués..... | 42 |
| II.4.1.3 Patch carré avec fente sur la cellule..... | 43 |
| II.4.1.4 Patch carré avec fente dans le plan de masse..... | 46 |
| II.4.1.5 Patch carré avec fentes débouchantes..... | 48 |
| II.4.2 Cellule 2: l'antenne tapis de Sierpinski..... | 51 |
| II.4.3 Cellule 3: L'antenne étoile de Koch..... | 52 |
| II.4.4 Cellule 4: L'antenne Bowtie..... | 54 |
| II.4.4.1 Etudes de la variation des longueurs et largeurs du Bowtie..... | 55 |
| II.4.4.2 Ajout de fentes inclinées sur les côtés du Bowtie..... | 57 |
| A. Bowtie modifiée 1 : Ajout d'une fente selon le coté droit du Bowtie..... | 57 |
| B. Bowtie modifiée 2 : Ajout de deux fentes symétriques par rapport à l'axe y..... | 59 |
| C. Bowtie modifiée 3 : Ajout de deux fentes selon la diagonale..... | 59 |
| D. Bowtie modifiée 4: Ajout de deux fentes symétriques par rapport à l'axe x..... | 60 |
| II.4.4.3 Ajout de fentes carrées sur le Bowtie..... | 62 |
| A. Bowtie avec une fente carrée..... | 62 |
| B. Bowtie avec deux fentes carrées..... | 63 |
| II.4.4.4 Bowtie avec fentes aux extrémités..... | 64 |
| II.5 Conclusion..... | 65 |
| RÉFÉRENCES CHAPITRE 2..... | 68 |

CHAPITRE 3: CONCEPTION DE REFLECTARRAYS

| | |
|--|----|
| III.1 Introduction..... | 71 |
| III.2 Choix de la source primaire..... | 71 |
| III.3 Obtention du diagramme de rayonnement du Reflectarray..... | 74 |

Table des Matières

| | |
|--|----|
| III.4 Différents types de rayonnement..... | 75 |
| III.4.1 Rayonnement transversal..... | 76 |
| III.4.2 Rayonnement dépointé..... | 78 |
| III.4.3 Rayonnement à lobe formé..... | 78 |
| III.5 Exemples de conception de Reflectarrays..... | 79 |
| III.5.1 Reflectarray 1: cas de patches carrés avec fentes débouchantes..... | 79 |
| III.5.2 Reflectarray 2: cas de cellules de formes étoile de Koch..... | 81 |
| III.5.3 Reflectarray 3: cas de cellules de formes Bowtie simple..... | 82 |
| III.5.4 Reflectarray 4: cas de cellules Bowtie avec fentes inclinées..... | 84 |
| III.5.5 Reflectarray 5: cas de cellules Bowtie avec fentes aux extrémités..... | 86 |
| III.5.6 Résumé des différents résultats..... | 87 |
| III.6 Reflectarray bidimensionnel de 37*29 éléments..... | 88 |
| III.7 Dépointage du faisceau d'antenne..... | 89 |
| III.8 Conclusion..... | 93 |
| REFERENCES CHAPITRE 3..... | 95 |

CHAPITRE 4: ETUDE ET CONCEPTION DE CELLULES RECONFIGURABLES POUR RESEAU REFLECTEUR IMPRIME

| | |
|---|-----|
| IV.1 Introduction..... | 97 |
| IV.2 Qu'est-ce qu'une antenne reconfigurable ?..... | 99 |
| IV.2.1 Reconfiguration en fréquence..... | 99 |
| IV.2.2 Reconfiguration en diagramme de rayonnement..... | 99 |
| IV.2.3 Reconfiguration en polarisation..... | 100 |
| IV.3 Présentation des Reflectarray reconfigurables..... | 101 |
| IV.3.1 Contrôle à l'aide de diode PIN..... | 102 |
| IV.3.2 Contrôle à l'aide de MEMS..... | 103 |

Table des Matières

| | |
|---|-----|
| IV.3.3 Contrôle à l'aide de diode varicap..... | 104 |
| IV.4 Domaine d'application des Reflectarrays reconfigurables..... | 105 |
| IV.5 Simulation de quelques cellules rayonnantes..... | 105 |
| IV.5.1 Intégration de diodes Pin..... | 106 |
| IV.5.1.1 Modèle électrique de la diode..... | 106 |
| IV.5.1.2 Intégration d'une diode pin..... | 106 |
| IV.5.1.3 Intégration de deux diodes Pin..... | 108 |
| IV.5.2 Intégration de diodes Varicaps..... | 110 |
| IV.5.2.1 Modèle électrique de la diode varicap..... | 110 |
| IV.5.2.2 Intégration d'une diode varicap dans une antenne Bowtie..... | 112 |
| IV.5.2.3 Intégration de deux diodes varicap dans un patch carré..... | 114 |
| IV.6 Conception d'un Reflectarray reconfigurable..... | 116 |
| IV.7 Conclusion..... | 118 |
| REFERENCES CHAPITRE 4..... | 120 |
| CONCLUSION GENERALE..... | 124 |
| ANNEXE A..... | 126 |
| ANNEXE B..... | 139 |
| LISTE DES PUBLICATIONS..... | 148 |
| LISTE DES COMMUNICATIONS..... | 149 |

LISTE DES TABLEAUX

CHAPITRE 2

| | |
|---|----|
| Tableau 2. 1: Caractéristiques de la cellule de base "patch carré"..... | 39 |
| Tableau 2. 2: Simulation du patch carré par l'approche WGA..... | 40 |
| Tableau 2. 3: Caractéristiques du patch carré..... | 46 |
| Tableau 2. 4: Les caractéristiques de la cellule avec fentes débouchantes..... | 48 |
| Tableau 2. 5: Caractéristique de l'antenne Etoile de Koch..... | 53 |
| Tableau 2. 6: Caractéristiques de la cellule Bowtie..... | 55 |
| Tableau 2. 7: Caractéristique de l'antenne Bowtie avec fente inclinée..... | 57 |
| Tableau 2. 8: Résumé de la plage de variation de phase pour les différentes géométries de l'antenne Bowtie..... | 61 |

CHAPITRE 3

| | |
|---|----|
| Tableau 3. 1: Exemple de dimensionnement d'un cornet rectangulaire..... | 73 |
| Tableau 3. 2: Résultats des différents Reflectarrays..... | 88 |

CHAPITRE 4

| | |
|---|-----|
| Tableau 4.1: Caractéristiques du patch avec fente..... | 107 |
| Tableau 4.2: Caractéristiques de l'antenne Bowtie avec fente..... | 112 |
| Tableau 4.3 : Caractéristiques de l'antenne Bowtie avec deux fentes..... | 115 |
| Tableau 4.4 : Distribution de la loi de phase sur chaque élément du reflectarray..... | 117 |
| Tableau 4.5 : Variation du Gain en fonction de l'angle de dépointage..... | 118 |

LISTE DES FIGURES

CHAPITRE 1

| | |
|--|----|
| Figure 1. 1: Géométrie d'un satellite avec les liaisons montantes et descendante | 6 |
| Figure 1. 2: Diagramme de rayonnement d'une antenne directif | 8 |
| Figure 1. 3: Antenne spatiale multifaisceaux..... | 9 |
| Figure 1. 4: système de coordonnées sphériques (R, θ, ϕ)..... | 9 |
| Figure 1. 5: Définition des deux plans principaux (E et H)..... | 10 |
| Figure 1. 6: Concept du Reflectarray..... | 11 |
| Figure 1. 7: Antenne Reflectarray avec des guides d'onde métalliques..... | 13 |
| Figure 1. 8: Configuration d'un Folded Reflectarray..... | 14 |
| Figure 1. 9: Présentation d'un Reflectarray..... | 14 |
| Figure 1. 10: Réseau infini périodique alimenté par une onde plane..... | 15 |
| Figure 1. 11: Champs électriques pour une période du réseau infini..... | 17 |
| Figure 1. 12: Illumination de la source primaire sur le Reflectarray..... | 18 |
| Figure 1. 13: Efficacité globale | 20 |
| Figure 1. 14: Pertes (dB) en fonction de la taille du patch pour deux hauteurs de substrat différents..... | 20 |
| Figure 1. 15: Réponses fréquentielles souhaitées pour différents paramètres de contrôles..... | 21 |
| Figure 1. 16: Réponse en phase d'une cellule..... | 22 |
| Figure 1. 17: Réponse fréquentielle d'une cellule déphaseuse..... | 22 |
| Figure 1. 18: Contrôle du déphasage par la variation de la longueur d'un stub..... | 23 |
| Figure 1. 19: Contrôle du déphasage par la variation de la taille de l'élément rayonnant..... | 25 |
| Figure 1. 20: Contrôle de la phase par le chargement d'une fente dans le patch..... | 26 |
| Figure 1. 21: Contrôle de la phase par l'utilisation de la technologie multicouche..... | 27 |

Liste Des Figures

CHAPITRE 2

| | |
|---|----|
| Figure 2. 1: Représentation d'une cellule par la méthode du guide d'onde..... | 34 |
| Figure 2. 2: Mesure d'une cellule Reflectarray par un guide d'onde..... | 34 |
| Figure 2. 3: Principe de maillage par la technique FIT..... | 36 |
| Figure 2. 4: La cellule élémentaire du Reflectarray..... | 38 |
| Figure 2. 5: Représentation d'un patch carré par la méthode du guide d'onde | 39 |
| Figure 2. 6: Représentation du champ électrique et magnétique à l'entrée du guide..... | 40 |
| Figure 2. 7: Patch carré à quatre coins tronqués..... | 41 |
| Figure 2. 8: Réponse en phase du patch carré tronqué..... | 42 |
| Figure 2. 9: La phase réfléchie en fonction de la longueur des coins..... | 43 |
| Figure 2. 10: Patch carré tronqué avec fente longitudinal..... | 44 |
| Figure 2. 11: Variation de la phase réfléchie en fonction de dl pour différentes longueurs de fentes: (a): $dx=0.2\text{mm}$, (b): $dx=0.4\text{mm}$ | 44 |
| Figure 2. 12: Variation de la phase réfléchie en fonction de dl pour différentes largeurs de fentes et pour une longueur de 2 mm | 45 |
| Figure 2. 13: Distribution du courant de surface sur le patch..... | 45 |
| Figure 2. 14: Cellule du Reflectarray avec une ouverture dans le plan de masse..... | 46 |
| Figure 2. 15: Variation de la phase réfléchie d'un patch carré sans et avec ouverture dans le plan de masse..... | 47 |
| Figure 2. 16: Variation de la phase réfléchie de l'élément carré pour différentes dimensions d'ouvertures dans le plan de masse..... | 47 |
| Figure 2. 17: Patch carré avec fentes débouchantes..... | 48 |
| Figure 2. 18: La phase réfléchie en fonction de la longueur des fentes dx | 49 |
| Figure 2. 19: Le paramètre S_{11} (dB)..... | 49 |
| Figure 2. 20: Rallongement des longueurs des fentes ($dy=1\text{mm}$) | 50 |
| Figure 2. 21: Distribution du courant de surface au niveau du patch..... | 50 |
| Figure 2. 22: La phase réfléchie en fonction du rallongement des fentes | 50 |

Liste Des Figures

| | |
|--|----|
| Figure 2. 23: Les deux premières itérations de l'antenne tapis de Sierpinski..... | 51 |
| Figure 2. 24: Variation des dimensions du carré central de l'antenne tapis de Sierpinski..... | 51 |
| Figure 2. 25: Variation la phase réfléchi de l'itération 2 de l'antenne tapis de Sierpinski, avec et sans ouverture dans le plan de masse..... | 52 |
| Figure 2. 26: L'antenne étoile de Koch..... | 53 |
| Figure 2. 27: Variation de la phase réfléchi de l'antenne étoile de Koch avec et sans ouverture dans le plan de masse..... | 54 |
| Figure 2. 28: Géométrie de la cellule Bowtie..... | 54 |
| Figure 2. 29: La phase réfléchi de l'antenne Bowtie en fonction de la longueur pour différentes largeurs η | 55 |
| Figure 2. 30: Réponse fréquentiel (dB)..... | 56 |
| Figure 2. 31: Distribution de courant de l'antenne Bowtie..... | 56 |
| Figure 2. 32: Antenne Bowtie chargée par une fente inclinée..... | 57 |
| Figure 2. 33: La phase réfléchi de l'antenne Bowtie simple..... | 58 |
| Figure 2. 34: La phase réfléchi de l'antenne Bowtie avec fente..... | 58 |
| Figure 2. 35: Bowtie chargé par deux fentes symétriques par rapport à l'axe y..... | 59 |
| Figure 2. 36: La phase réfléchi en fonction de la taille du Bowtie chargé par deux fentes parallèles suivant y..... | 59 |
| Figure 2. 37: Bowtie chargée par deux fentes parallèles à la diagonale..... | 60 |
| Figure 2. 38: La phase réfléchi en fonction de la taille du Bowtie chargé par deux fentes parallèles à la diagonale..... | 60 |
| Figure 2. 39: Bowtie chargée par deux fentes symétriques par rapport à l'axe x..... | 61 |
| Figure 2. 40: La phase réfléchi en fonction de la taille du Bowtie chargé par deux fentes parallèles à l'axe x..... | 61 |
| Figure 2. 41: Représentation du paramètre S11 (dB, deg)..... | 62 |
| Figure 2. 42: Bowtie avec une fente carrée..... | 63 |
| Figure 2. 43: Simulation de l'antenne Bowtie avec et sans fente..... | 63 |
| Figure 2. 44: Bowtie avec deux fentes..... | 63 |
| Figure 2. 45: Comparaison entre les différentes simulations..... | 64 |
| Figure 2. 46: Bowtie avec fentes aux extrémités..... | 64 |
| Figure 2. 47: Simulation de l'antenne Bowtie avec fentes placées aux extrémités..... | 65 |

Liste Des Figures

CHAPITRE 3

| | |
|---|----|
| Figure 3. 1: Représentation géométrique du Reflectarray..... | 72 |
| Figure 3. 2: Géométrie d'une antenne cornet rectangulaire..... | 72 |
| Figure 3. 3: Diagramme de rayonnement de la source primaire..... | 73 |
| Figure 3. 4: Diagramme de rayonnement en 3D de la source primaire sous CST..... | 74 |
| Figure 3. 5: Reflectarray repéré par les angles (θ, Φ)..... | 74 |
| Figure 3. 6: Rayonnement transversal ($\theta=0^\circ$)..... | 75 |
| Figure 3. 7: Rayonnement avec dépointage($\theta=15^\circ$)..... | 76 |
| Figure 3. 8: Couverture à lobe formé | 76 |
| Figure 3. 9: Reflectarray avec rayonnement transversale | 77 |
| Figure 3. 10: Reflectarray avec rayonnement dépointé..... | 78 |
| Figure 3. 11: Caractéristique de la cellule du Reflectarray 1..... | 79 |
| Figure 3. 12: Configuration du Reflectarray 1..... | 80 |
| Figure 3. 13: Diagramme de rayonnement en 2D du Reflectarray 1..... | 80 |
| Figure 3. 14: Diagramme de rayonnement en 3D du Reflectarray 1..... | 80 |
| Figure 3. 15: Caractéristique de la cellule du Reflectarray 2..... | 81 |
| Figure 3. 16: Configuration du Reflectarray 2..... | 81 |
| Figure 3. 17: Diagramme de rayonnement en 2D du Reflectarray 2..... | 82 |
| Figure 3. 18: Diagramme de rayonnement en 3D du Reflectarray 2..... | 82 |
| Figure 3. 19: Caractéristique de la cellule du Reflectarray 3..... | 83 |
| Figure 3. 20: Configuration du Reflectarray 3..... | 83 |
| Figure 3. 21: Diagramme de rayonnement en 2D du Reflectarray 3..... | 84 |
| Figure 3. 22: Caractéristique de la cellule du Reflectarray 4..... | 84 |
| Figure 3. 23: Configuration du Reflectarray 4..... | 85 |

Liste Des Figures

| | |
|---|----|
| Figure 3. 24: Diagramme de rayonnement en 2D du Reflectarray 4..... | 85 |
| Figure 3. 25: Caractéristique de la cellule du Reflectarray 5..... | 86 |
| Figure 3. 26: Configuration du Reflectarray 5..... | 86 |
| Figure 3. 27: Diagramme de rayonnement en 2D du Reflectarray 5..... | 87 |
| Figure 3. 28: Diagramme de rayonnement en 3D du Reflectarray 5..... | 87 |
| Figure 3. 29: Diagramme de rayonnement en 2D du Reflectarray 5 composé de 37*29 cellules..... | 88 |
| Figure 3. 30: Diagramme de rayonnement en 3D du Reflectarray 5 composé de 37*29 cellules..... | 89 |
| Figure 3. 31: Diagramme de rayonnement en 3D du Reflectarray proposé par [9]..... | 89 |
| Figure 3. 32: Diagramme de rayonnement en 2D avec un dépointage de -10° | 90 |
| Figure 3. 33: Diagramme de rayonnement en 3D avec un dépointage de -10° | 90 |
| Figure 3. 34: Diagramme de rayonnement en 2D avec un dépointage de -10° | 91 |
| Figure 3. 35: Diagramme de rayonnement en 3D avec un dépointage de 10° | 91 |
| Figure 3.36: Diagramme de rayonnement 2D avec un dépointage de -20° | 91 |
| Figure 3. 37: Diagramme de rayonnement 3D avec un dépointage de -20° | 92 |
| Figure 3. 38: Diagramme de rayonnement 2D avec un dépointage de 20° | 92 |
| Figure 3. 39: Diagramme de rayonnement 3D avec un dépointage de 20° | 92 |

CHAPITRE 4

| | |
|--|-----|
| Figure 4. 1: Actionnement des dipôles par des courts circuits..... | 98 |
| Figure 4. 2: Description d'une antenne Reflectarray électroniquement reconfigurable..... | 98 |
| Figure 4. 3: Reconfiguration du diagramme de rayonnement..... | 100 |

Liste Des Figures

| | |
|---|-----|
| Figure 4.4: Reconfiguration en polarisation..... | 101 |
| Figure 4. 5: Cellule active attaché par un stub chargée par une diode PIN..... | 102 |
| Figure 4. 6: Commutateur Mems à l'état bloqué (a) et passant (b)..... | 104 |
| Figure 4. 7: (a): Cellule patch chargé par une diode varicap; (b): Cellule patch chargé par deux diodes varicap | 104 |
| Figure 4. 8: Représentation électrique d'une diode PIN..... | 106 |
| Figure 4. 9: Patch carré avec fente chargée par une diode Pin..... | 107 |
| Figure 4. 10: Réponse fréquentielle de la phase réfléchi du patch carré (a): dB; (b): en degré..... | 108 |
| Figure 4. 11: Intégration de deux diodes Pin au sein de l'antenne Bowtie | 109 |
| Figure 4. 12: Réponse fréquentielle de la phase réfléchi de l'antenne Bowtie (a): dB; (b): en degré..... | 109 |
| Figure 4. 13: Modèle électrique de la diode varicap..... | 110 |
| Figure 4. 14: Variation de la capacité en fonction de la polarisation donnée par le constructeur..... | 111 |
| Figure 4. 15: Bowtie avec diode varicap..... | 112 |
| Figure 4. 16: Antenne Bowtie avec diode pour différentes valeurs de capacités (a): coefficient de réflexion (dB), (b): Réponse fréquentielle..... | 113 |
| Figure 4. 17: Variation de la phase réfléchi en fonction de la capacité de la diode..... | 114 |
| Figure 4. 18: Bowtie chargée par deux diodes varicap à ses extrémités..... | 115 |
| Figure 4. 19: Variation de la phase réfléchi en fonction de la capacité des deux diodes varicaps.... | 116 |
| Figure 4.20: Diagramme de rayonnement du Reflectarray reconfigurable..... | 117 |

LISTE DES ABREVIATIONS

| | |
|---------|--|
| HFSS | High Frequency Structural Simulator |
| CST | Computer Simulation Technology |
| MWS | Microwave Studio |
| PIRE | Puissance Isotrope Rayonné Equivalente |
| BP | Bande Passante |
| RF | Radio Fréquence |
| TEM | transverse Electric and Magnetic |
| WGA | Wave guide Approach |
| FIT | Finite Integration technique |
| PEC | Perfect electric conductor |
| PMC | Perfect Magnetic conductor |
| MEMS | Micro-Electro-Mechanical-System |
| PIN | Positive Intrinsic Negative |
| RLC | Resistor, Inductor, Capacitor |
| VARICAP | Capacité variable |

INTRODUCTION GENERALE

INTRODUCTION GENERALE

Les réseaux d'antennes réflecteurs imprimées « Reflectarrays » ont reçu une attention particulière ces dernières années notamment pour des applications satellitaires. Une antenne à réseau réflecteur "Reflectarray" est un mélange entre le concept de réflecteur et celui de réseau d'antennes. Un réseau réflecteur est constitué d'une source principale qui éclaire le réseau diffractant, cette unique source alimente le réseau et évite la mise en place d'un circuit de distribution complexe et dissipatif propre aux antennes réseaux. Ce réseau diffractant, dans sa forme la plus simple, n'est autre qu'un réseau planaire d'antennes imprimés sur substrat, lui même plaqué sur un plan de masse. Le réseau est conçu pour que l'onde réfléchi par chacune des cellules soit une onde plane, déphasée par rapport à la source principale.

Le diagramme de rayonnement d'un Reflectarray est défini par la loi de phase réalisée par l'ensemble de ses éléments. La phase que doit re-rayonner chaque cellule élémentaire doit notamment compenser les différences de trajet entre la source primaire et l'élément en question. La gamme de phase à compenser peut être importante et dépasser même 360° . Une reconfiguration du diagramme de rayonnement peut être obtenue de manière électronique en introduisant des éléments actifs dans chacune des cellules.

Dans ce contexte, la thèse a pour but la conception de nouvelles topologies de cellules déphaseuses passives et actives pour des applications satellitaires dans la bande X. Ces cellules permettent, tout en conservant une relative simplicité de conception, d'offrir une large bande passante. De plus, le contrôle de la phase, dans le cas de cellules actives, doit être réalisé avec un nombre réduit de composants afin de respecter la contrainte de faible coût de fabrication.

Cette thèse s'articule autour de quatre chapitres :

- Le premier chapitre constitue une présentation générale du principe de fonctionnement des antennes à réseau réflecteur "Reflectarray" et les principales avancées qui ont marqué leur développement. Une présentation des principaux paramètres du

Reflectarray est donnée, ainsi que les différentes techniques de contrôles de la phase de l'onde réfléchie sont énumérés.

- Dans le deuxième chapitre nous proposons de nouvelles cellules passives pour réseau d'antennes réflecteur « Reflectarray », analysées par l'approche du guide d'onde WGA. Le contrôle de la phase, qui sera évoqué dans cette section, se fera par deux techniques:
 - Par la variation de la taille de l'élément élémentaire: il convient de rappeler qu'une caractéristique essentielle de cette méthode concerne la grande sensibilité de la phase réfléchie en fonction de la taille de l'élément.
 - Et aussi par l'ajout de différentes fentes au niveau de l'élément rayonnant: L'ouverture de la fente perturbe le trajet du courant permettant de rallonger artificiellement la longueur électrique de l'élément rayonnant, ce qui nous a permis d'améliorer la plage de variation de la phase. Aussi, la linéarité de la plage de variation de la phase réfléchie est obtenue en ajoutant une petite ouverture dans le plan de masse.
- Le troisième chapitre est consacré à l'étude par simulation électromagnétique du Reflectarray complet composé de cellules passives, le diagramme de rayonnement est obtenu selon deux cas: rayonnement transversale et rayonnement dépointé, avec des gains importants.
- Le dernier chapitre repose sur la conception de réseau réflecteur reconfigurable en utilisant des cellules actives à partir de cellules passives. En effet, en intégrant des éléments actifs tels que les diodes PIN ou les diodes varicap sur l'élément rayonnant, la variation des valeurs des capacités de ces éléments permet un contrôle électronique de la phase réfléchie.
- Enfin, en conclusion nous rappelons l'essentiel de cette thèse.

CHAPITRE 1

LES RESEAUX REFLECTEURS
IMPRIMES REFLECTARRAY

I.1 Introduction

De nombreux systèmes de télécommunication exploitent actuellement des satellites afin d'assurer des services fixes (satellite – Terre) ou mobiles (satellites – véhicule aéroporté, terrestre ou naval). Les applications peuvent être de type civil ou militaire pour le transfert de données internet, la télévision numérique, la téléphonie.... La plupart des systèmes fonctionnent actuellement entre 1 et 30 GHz. Ces satellites étant positionnés sur l'orbite géostationnaire (36000 Km) tournent à la même vitesse que la Terre. Ils apparaissent donc immobiles par rapport à celle-ci. Un tel satellite permet donc d'illuminer une zone particulière de la Terre. Il devient ainsi possible d'assurer une couverture de la planète avec un nombre limité de satellites. Cependant, étant très éloignés de la terre, il est nécessaire d'émettre de fortes puissances et d'utiliser des antennes à fort gain pour assurer la liaison[1].

Le type d'antennes choisie pour ce genre d'application (notamment pour des applications de télécommunication en bande X), est l'antenne à réseau réflecteur imprimée ou le "Reflectarray". Ce concept combine les avantages des antennes réflecteurs (source unique, pertes réduites) et des antennes réseaux (encombrement réduit, formation et dépointage du faisceau).

Dans ce premier chapitre, après avoir décrit les caractéristiques des antennes satellitaires à savoir le gain, le rendement, le diagramme de rayonnement..., nous passerons à l'étude du Reflectarray, son principe de fonctionnement, et les différentes techniques de contrôle de la phase de l'onde réfléchie.

I.2 - Caractéristiques électromagnétiques des antennes satellitaires

I.2.1 – Gain et rendement

L'antenne satellitaire est un relais hertzien situé à 36000 Km de la terre (pour une orbite géostationnaire), il doit avoir un grand gain pour compenser l'affaiblissement des signaux hyperfréquences sur les trajets montants et descendants (**figure1.1**). 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) [2].

L'objectif majeur pour une antenne de télécommunications est donc de maximiser le gain dans une zone géographique de forme complexe. A l'interface entre l'espace libre et le répéteur, les antennes ont un rôle important pour obtenir la puissance isotrope rayonnée

équivalente (PIRE) à l'émission et un rapport gain sur température de bruit (G/T) satisfaisant à la réception.

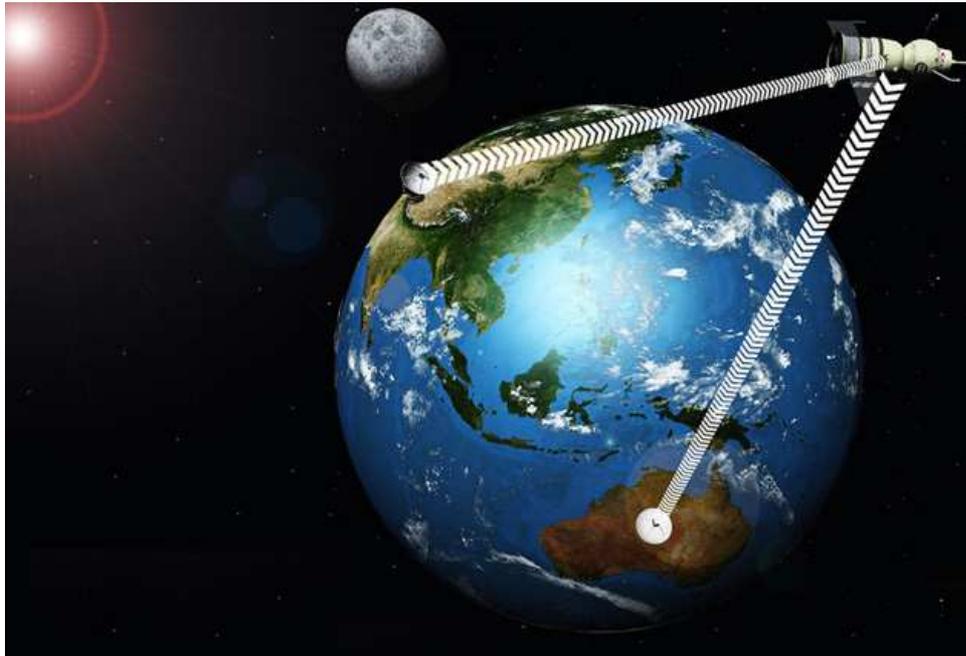


Figure 1. 1: Géométrie d'un satellite avec les liaisons montantes et descendantes

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

Le gain d'une antenne dans une direction (θ, ϕ) est le rapport entre la puissance rayonnée par une source isotrope alimentée avec la même puissance totale et la puissance rayonnée :

$$G(\theta, \phi) = \frac{P(\theta, \phi)}{P_t / 4\pi} \quad (1.1)$$

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

$$G = \frac{4\pi S}{\lambda^2} \quad (1.2)$$

Il existe des phénomènes qui diminuent le gain :

- Une partie de l'énergie est diffractée en dehors du lobe principal à niveau plus élevé que le cas de l'antenne parfaite,
- Une partie de l'énergie réfléchi dans le cas d'un réflecteur est interceptée par le cornet et n'est donc pas émise,
- Les pertes par effet joules.

On appelle rendement η d'une antenne d'aire S le rapport entre son gain et celui d'une ouverture équiphase de même aire :

$$\eta = \frac{G}{4\pi S / \lambda^2} \quad (1.3)$$

En pratique, on définit le rendement d'une antenne à partir de la directivité théorique et de la directivité mesurée :

$$\eta = 10^{-\left(\frac{D_{th} - D_m}{10}\right)} \quad (1.4)$$

Le rendement d'une antenne très directive est couramment de l'ordre de 0.5.

I.2.2 Directivité d'une antenne

La directivité d'une antenne caractérise la façon dont cette antenne concentre le rayonnement dans certaines directions de l'espace.

On définit la directivité d'une antenne comme le quotient de l'intensité de rayonnement dans une direction par la valeur moyenne de cette intensité de rayonnement pour toutes les directions de l'espace, c'est à dire :

$$D = \frac{\Psi}{\frac{1}{4\pi} \iint \Psi \, d\Omega} \quad (1.5)$$

Avec : Ψ : l'intensité de rayonnement, $d\Omega$: l'angle solide.

I.2.3 - La Bande passante

La bande passante (BP) d'une antenne est la plage de fréquences dans laquelle on peut normalement l'utiliser. Généralement on définit la largeur de bande en pourcentage % comme suit:

$$BP(\%) = 100 * \frac{f_2 - f_1}{f} \quad (1.6)$$

f_2 et f_1 sont les fréquences supérieure et inférieure, et f est la fréquence centrale d'utilisation pour laquelle l'antenne est conçue [3].

Selon la structure des antennes satellitaires, elles peuvent être capables de fonctionner, soit sur une plage étendue de fréquence (antennes aperiodiques), ou sur une fréquence préférentielle (antennes accordées).

I.2.4 - Couverture et faisceaux

Le diagramme de rayonnement d'une antenne spatiale est typiquement caractérisé par un lobe principal qui concentre la plupart de la puissance rayonnée dans une direction définie et des lobes secondaires bas afin de limiter les interférences. Le lobe principal est classiquement appelé faisceau (**figure 1.2**) et son intersection avec la terre constitue un spot (**figure 1.3**).

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

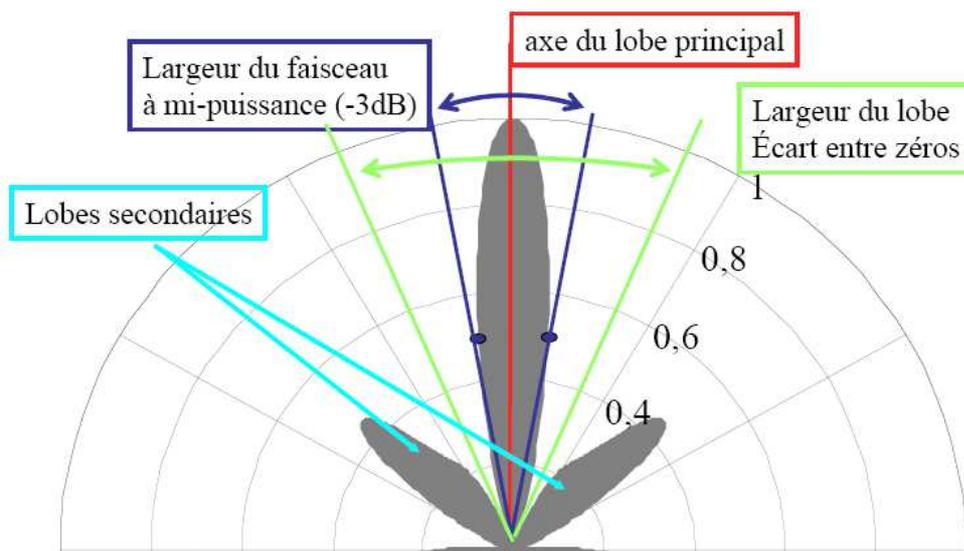


Figure 1. 2: Diagramme de rayonnement d'une antenne directif

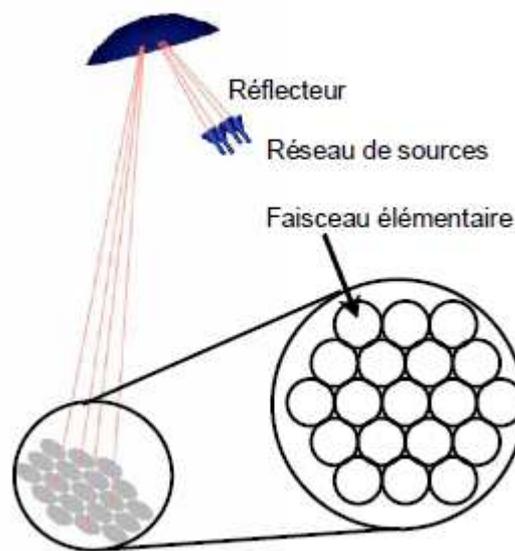


Figure 1. 3: Antenne spatiale multifaisceaux

I.2.5 – Diagramme de rayonnement :

La répartition dans l'espace de l'énergie rayonnée par une antenne est caractérisée par son diagramme de rayonnement. Soit dans l'espace libre, un repère (O, X, Y, Z) et un point P quelconque de l'espace. Considérons de plus un système de coordonnées sphériques (R, θ, ϕ) (figure 1.4)

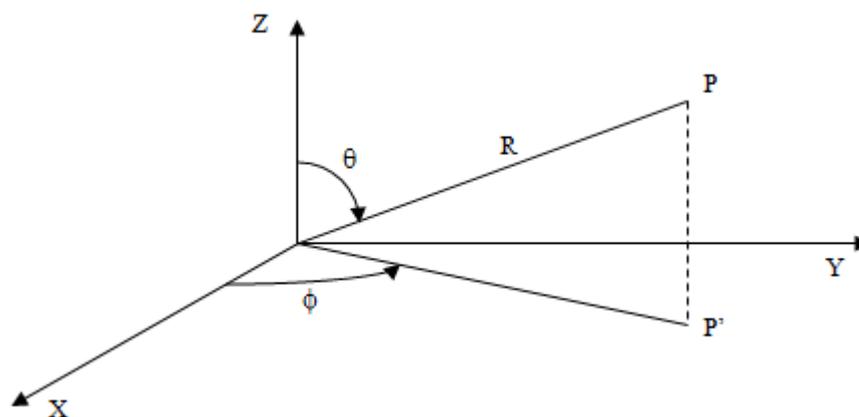


Figure 1. 4: système de coordonnées sphériques (R, θ, ϕ)

Soit $P(\theta, \phi)$ la puissance rayonné par une antenne, par unité d'angle solide. Considérons la direction définie par les angles θ et ϕ pour laquelle $P(\theta, \phi)$ passe par un maximum.

On caractérise alors la variation de puissance par rapport à la puissance maximum par la relation suivante :

$$r(\theta, \phi) = \frac{P(\theta, \phi)}{P(\theta_0, \phi_0)} \leq 1 \tag{1.7}$$

On exprime généralement cette fonction en décibel :

$$r(\theta, \phi)_{dB} = 10 \log \frac{P(\theta, \phi)}{P(\theta_0, \phi_0)} \tag{1.8}$$

Il est très difficile de définir le diagramme complet dans l'espace, en général on se contente de deux coupes perpendiculaires dans les plans privilégiés, l'un appelé plan E (contenant le vecteur champ électrique E) et l'autre appelé plan H contenant le vecteur champ magnétique H (voir **figure 1.5**).

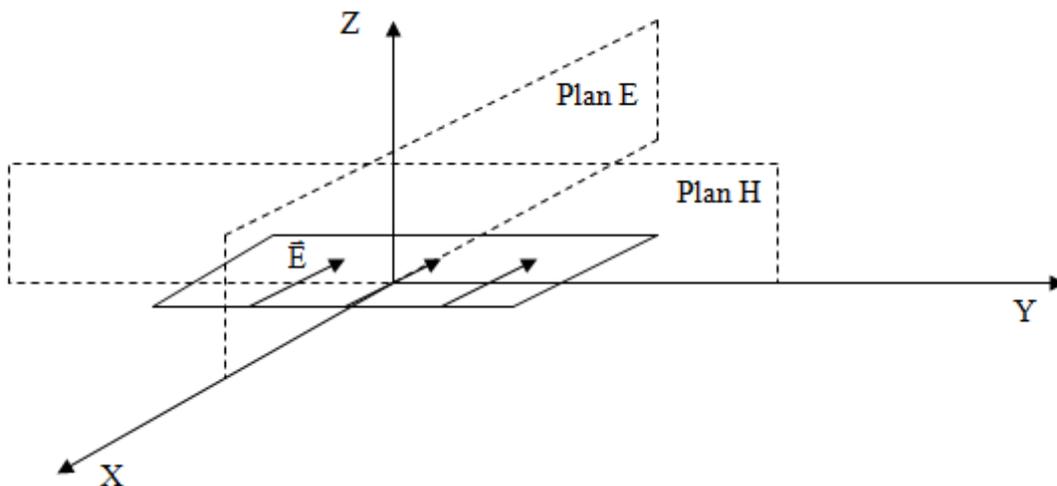


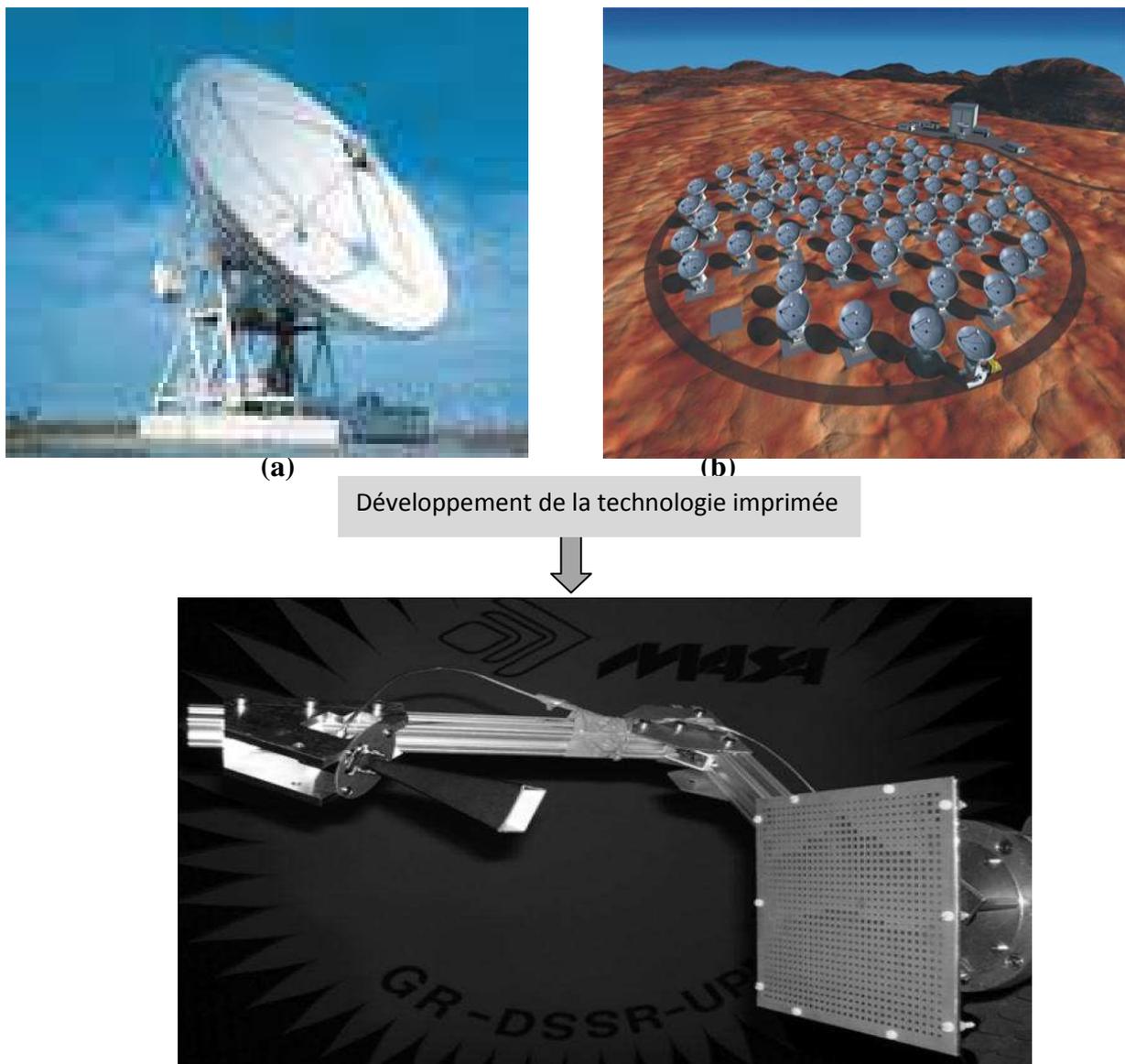
Figure 1. 5: Définition des deux plans principaux (E et H)

Avec une source polarisée parallèlement à l'axe OX , le plan E est caractérisé par $\phi = 0^\circ$ et θ variable, tandis que le plan H est caractérisé par $\phi = 90^\circ$ et θ variable.

Les diagrammes de rayonnement sont représentés en coordonnées polaires ou en coordonnées cartésiennes.

I.3 - Le réseau réflecteur imprimé "Reflectarray"

Dans de nombreuses applications terrestre et surtout par satellite le besoin d'antennes de haut gain est nécessaire pour satisfaire la directivité avec un faisceau principal à un certain angle. Une des solutions permettant la conception d'antennes à balayage électronique, principalement en technologie microruban, est la combinaison entre les antennes réseaux [4] et les antennes à réflecteurs[5], alimentées par une source primaire, une telle structure est dite antenne réseau réflecteur ou **Reflectarray** comme illustré par la **figure1.6**, ce réseau combine les avantages de chacune des antennes réseaux et à réflecteurs.



Développement de la technologie imprimée

Figure 1. 6: Concept du Reflectarray
(a): Antenne réflecteur; (b): Antenne réseau

Une antenne réseau est composée de sources élémentaires réparties sur une surface, généralement plane, formant un réseau d'éléments. Le contrôle de l'amplitude et de la phase de chaque élément permet de maîtriser le rayonnement de l'antenne. Le contrôle électronique autorise des vitesses de balayage très élevées. Cependant, le circuit d'alimentation est complexe et plus le nombre d'éléments est grand, plus les pertes induites deviennent importantes.

L'antenne à réflecteur quand à lui, est constituée d'une source primaire qui illumine une surface réfléchissante de forme courbe (parabolique par exemple). Elle a l'avantage d'utiliser une unique source réduisant ainsi les pertes et les coûts de fabrication. L'inconvénient est l'encombrement lié à la forme du réflecteur. Ces antennes nécessitent de coûteux mécanismes de pointage pour des applications radars et la reconfiguration mécanique de l'antenne est lente.

Les Reflectarray ne disposent pas de circuit d'alimentation, et permettent d'avoir des gains presque comparables à ceux des antennes paraboliques.

Le concept du Reflectarray apparaît en 1958 et est breveté par J. J. S. Duniam en 1961 [6]. D. G. Berry publie le premier papier sur les Reflectarrays en 1963 [7]. Par la suite, de nombreuses études lui ont succédé afin d'améliorer ses performances [8-17]. Un Reflectarray est constitué d'un réseau de cellules déphaseuses imprimées sur une surface plane et illuminé par une source externe. L'utilisation d'une source primaire évite l'implantation d'un réseau de répartition complexe et dissipatif, ce qui est un avantage indéniable pour les performances RF des reflectarrays. Plusieurs techniques peuvent être utilisées pour agir sur la phase réfléchie, à savoir l'ajout de stub microruban ou l'utilisation du patch à taille variable. Dans le chapitre suivant, nous présentons de nouvelles cellules pour réseau réflecteur imprimé.

I.3.1. Etat de l'art des Reflectarray

La première antenne réseau réflecteur était un ensemble de guides d'onde métalliques terminés chacune par un plan de court-circuit (**Figure 1.7**), cette antenne était trop encombrante [7], Le contrôle de la phase de l'onde réfléchie se faisait par la variation de la profondeur du guide. Ces structures ont évolué par la suite en intégrant des circuits intégrés permettant un contrôle dynamique de la phase de l'onde réfléchie [18]. L'inconvénient majeur de ces antennes c'est qu'elles ne peuvent pas être utilisées dans des applications par satellite à cause de leurs poids et leurs encombrement.

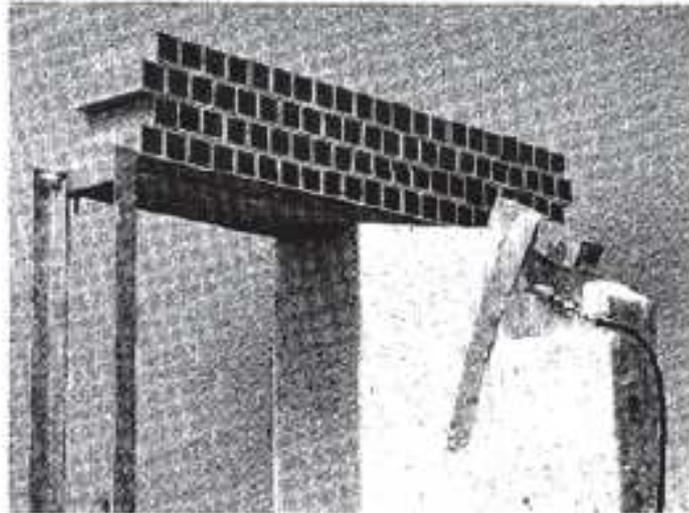


Figure 1. 7: Antenne Reflectarray avec des guides d'onde métalliques

Ce n'est qu'avec le développement de la technologie imprimée que les antennes réseaux réflecteurs ont évolué. En appliquant cette technologie, le poids et l'encombrement de ces antennes se trouvent alors réduits et leur utilisation dans le domaine spatial apparaît plus réaliste. Avec cette technologie, l'élément rayonnant de la cellule déphaseuse est imprimé sur un substrat au dessus d'un plan de masse. Dans les antennes réseaux réflecteurs, la source d'excitation est placée à une certaine distance de la surface réfléchissante, supprimant ainsi la caractéristique du volume réduit de la surface plane obtenue grâce à la technologie imprimée.

Une autre solution a été proposée dans [19-21], qui est constituée d'une surface réfléchissante plane avec une source d'excitation intégrée à son centre (**figure.1.8**), cette configuration est appelée « *folded reflectarrays* ». La principale caractéristique de cette configuration est qu'une grille de polarisation est placée parallèlement à une certaine distance du réseau, et utilisée pour illuminer les différentes cellules déphaseuses. Elle se comporte comme un réflecteur pour une polarisation du champ électrique tandis qu'elle est transparente pour la polarisation orthogonale. Chaque élément de la surface réfléchissante doit donc re-rayonner l'énergie réfléchi par la grille suivant la polarisation croisée.

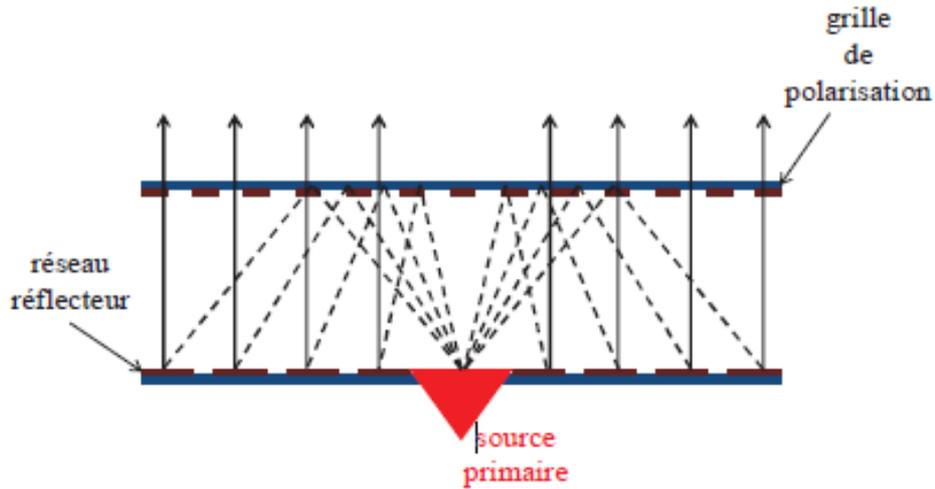


Figure 1. 8: Configuration d'un Folded Reflectarray

I.3.2. Présentation d'un Reflectarray

Le Reflectarray est composé de plusieurs éléments que nous appellerons cellules élémentaires, disposées sur une surface plane illuminée par une source primaire (**figure 1.9**). Ces éléments vont alors re-rayonner l'énergie incidente dans l'espace libre. Les champs ainsi re-rayonnés ne peuvent pas être en phase si tous les éléments et leurs terminaisons sont identiques du fait de la différence de marche entre la source et les éléments $S1, S2, S3... Sn$. La phase de chaque élément est alors ajustée pour compenser le retard de phase généré par la différence des distances. Le champ réfléchi par le réflecteur est alors en phase et concentré dans la direction souhaitée d'ou le concept du reflectarray.

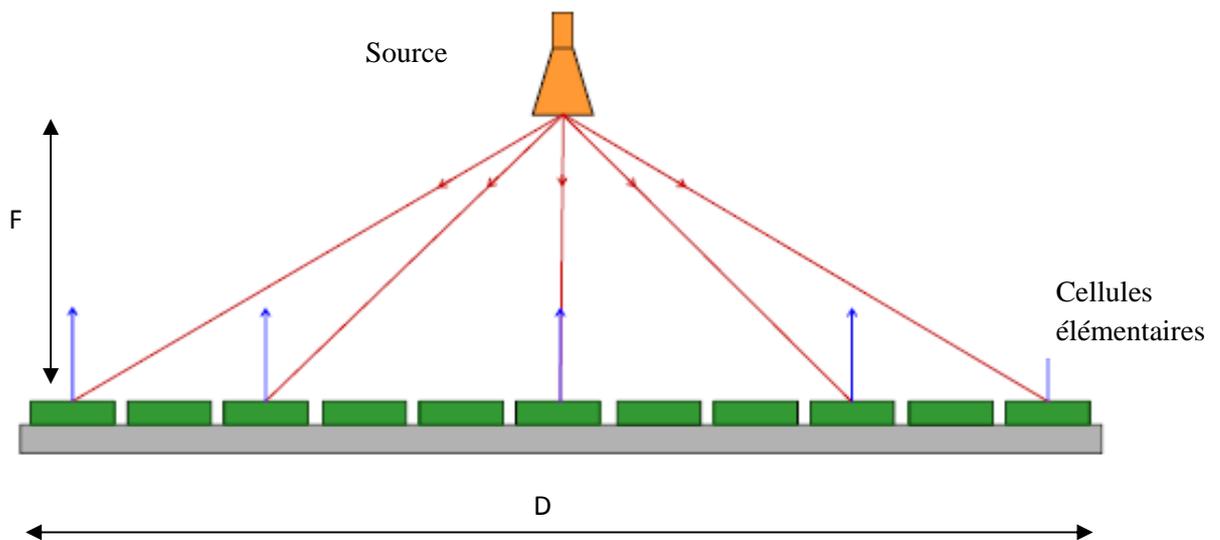


Figure 1. 9: Présentation d'un Reflectarray

Le réflecteur imprimé comme montré dans la **figure 1.9**, est composé de cellules élémentaires gravées sur une couche de substrat mince le tous imprimé sur un plan de masse. Ces cellules utilisées peuvent être des cornets, des dipôles, des guides d'ondes ou des *patches* rayonnants. Certaines de ces antennes élémentaires, tels que les cornets ou les guides d'ondes, sont de grande taille. D'autre part, lorsque plusieurs éléments sont placés sur un Reflectarray et pour en augmenter l'efficacité, ce dernier devient grand et lourd. La recherche de nouvelles antennes élémentaires est alors nécessaire.

Le réseau réflecteur peut être considéré comme un réseau infini périodique, composé de cellules d'éléments microrubans identiques, illuminés par une onde plane. Le plan de masse est sur le plan $z=0$, avec des éléments espacés de T_x dans la direction des x et T_y dans la direction des y . Le substrat a une permittivité relative ϵ_r et une épaisseur h (**figure1.10**).

Le champ incident est défini comme une onde plane de la forme :

$$\vec{E}^{inc} = \vec{E}_0 \cdot \exp(-j\vec{k} \cdot \vec{r}) \tag{1.9}$$

Où :

$$\vec{E}_0 = E_0 (\sin \theta_{pol} \cos \phi_{pol} \hat{x} + \sin \theta_{pol} \sin \phi_{pol} \hat{y} + \cos \theta_{pol} \hat{z})$$

$$\vec{k} = k_0 (\sin \theta_s \cos \phi_s \hat{x} + \sin \theta_s \sin \phi_s \hat{y} + \cos \theta_s \hat{z})$$

$$\vec{r} = x\hat{x} + y\hat{y} + z\hat{z}$$

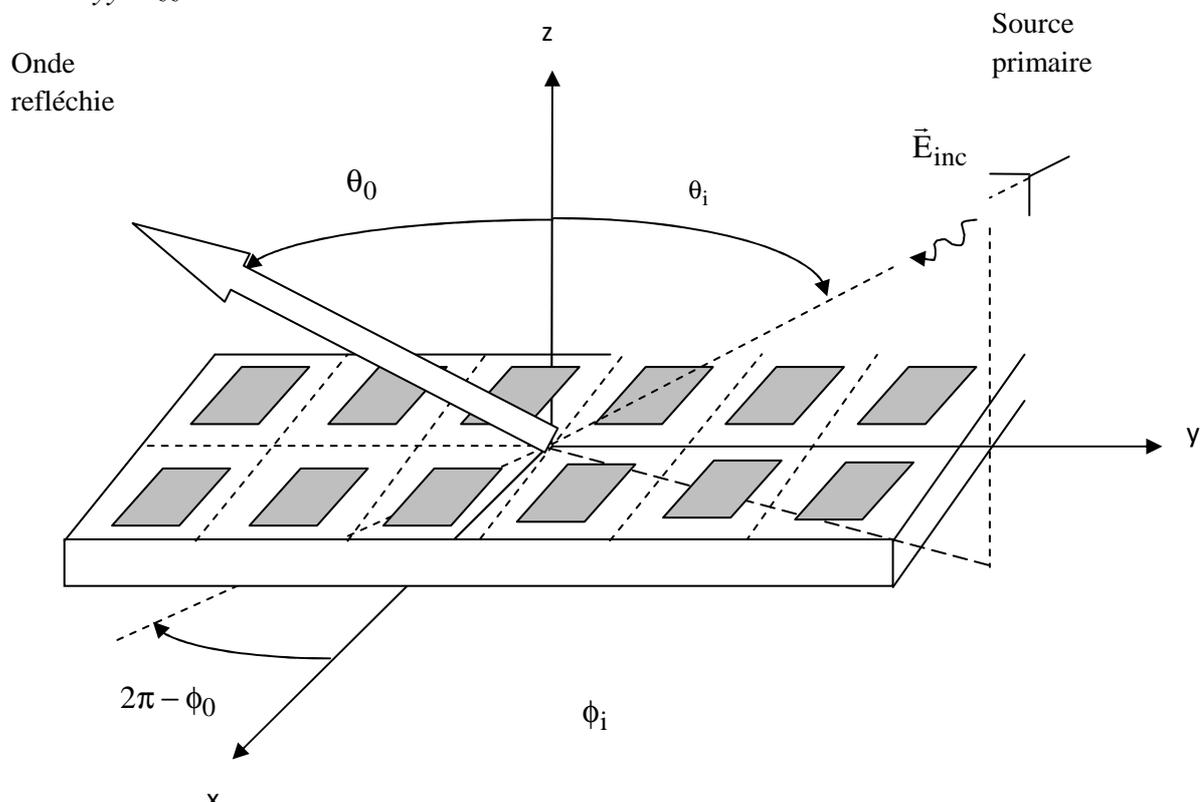


Figure 1. 10: Réseau infini périodique alimenté par une onde plane

Avec :

E_0 : définit l'amplitude et la polarisation du champ incident.

$\theta_{pol}, \theta_{pol}$: sont reliés à la polarisation du champ incident.

θ_s, θ_s : sont reliés à la direction du champ incident

Cette onde est caractérisée par son vecteur de propagation k qui définit avec le vecteur Oz, le plan d'incidence. Cette onde sera :

- En polarisation E (ou TM) si le vecteur E est contenu dans le plan d'incidence et que le champ magnétique est polarisé linéairement et perpendiculairement à celui-ci.
- En polarisation H (ou TE) si le vecteur H est contenu dans le plan d'incidence et le champ électrique est polarisé linéairement et perpendiculairement à celui-ci.

Dans le cas où il n'y a pas d'éléments métalliques à la surface du diélectrique, déposé sur le plan de masse (parfaitement conducteur), ce dernier va réfléchir une onde plane $E_{ref}(x,y,z)$ tel que le champ électrique total satisfait les conditions aux limites des différentes interfaces (métal diélectrique et métal-air). Ce qui permet d'écrire :

$$\vec{E}_{tot}(x,y,z) = \vec{E}_{inc}(x,y,z) + \vec{E}_{ref}(x,y,z) \quad (1.10)$$

Si un réseau périodique d'éléments métalliques est maintenant présent à la surface du diélectrique, il va s'ajouter à l'expression du champ total, un champ rayonné (ou diffracté) par les courants induits à la surface de chaque élément par l'onde incidente. Nous aurons alors comme expression du champ total :

$$\vec{E}_{tot}(x,y,z) = \vec{E}_{inc}(x,y,z) + \vec{E}_{ref}(x,y,z) + \vec{E}_{diff}(x,y,z) \quad (1.11)$$

Donc, le champ total réfléchi par le réseau réflecteur dans la direction spéculaire peut être :

$$\vec{E}_{ref}^T(x,y,z) = \vec{E}_{ref}(x,y,z) + \vec{E}_{diff}(x,y,z) \quad (1.12)$$

Les différents champs électriques peuvent se présenter sur une période par le schéma de la **figure 1.11**.

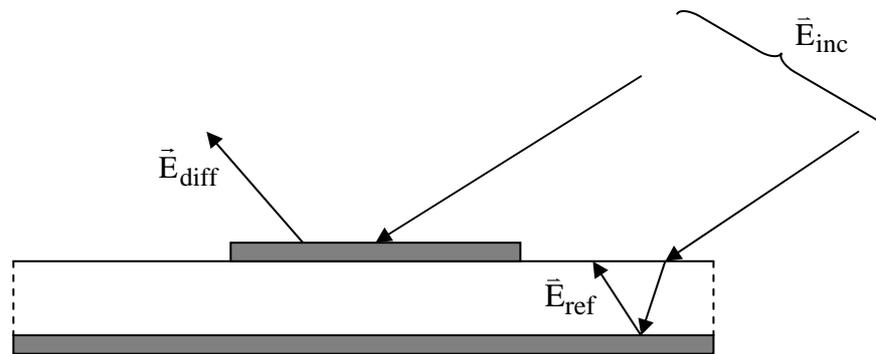


Figure 1. 11: Champs électriques pour une période du réseau infini

I.3.3 Principaux paramètres du Reflectarray

Dans cette section les paramètres de conception les plus importants du Reflectarray sont énumérés et comparés à ceux des antennes réflecteurs, et sont:

I.3.3.1 L'alimentation

Le Reflectarray peut employer les mêmes techniques d'alimentations de celle du réflecteur. Elles ont tous les deux le même cône d'illumination [22] comme montré par la **figure 1.12** :

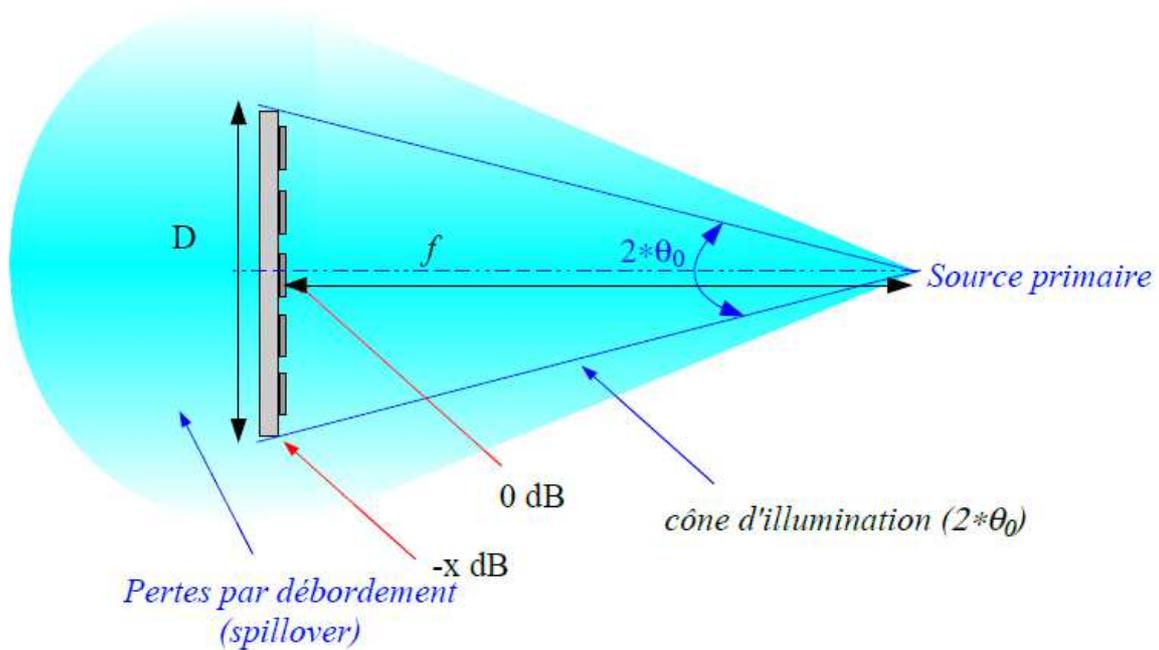


Figure 1. 12: Illumination de la source primaire sur le Reflectarray

Il est directement lié à la distance focale et au diamètre du réflecteur:

$$\tan \theta_0 = \frac{D}{2f} \quad (1.13)$$

Dans ce qui suit l'alimentation est une onde plane horizontal-polarisée le long de l'axe principal du réseau d'antennes. En général dans la mesure du Reflectarray l'alimentation est de types cornet ou guide d'onde. L'alimentation est placée au point focal de l'antenne qui est habituellement en champ lointain du Reflectarray, ce qui laisse supposer que ce dernier est illuminé avec des ondes planes.

I.3.3.2 L'efficacité de débordement et de cône

L'efficacité du Reflectarray est dominée par les efficacités de débordement et de cône. Pour illustrer ces dernières, un modèle d'alimentation est assumé par:

$$G_f(\theta) = \cos^n(\theta) \quad (1.14)$$

Pour ce modèle d'alimentation, les efficacités de cône et de débordement peuvent être trouvées dans les expressions suivantes:

- Efficacité de débordement (spillover)

$$\eta_s = 1 - \cos^{n+1}(\theta_0) \quad (1.15)$$

- Efficacité de cône (taper efficiency)

$$\eta_t = \frac{2\eta}{\tan^2(\theta_0)} \frac{(1 - \cos^{\frac{n-1}{2}}(\theta_0))^2}{(\frac{\eta}{2} - 1)^2 (1 - \cos^n(\theta_0))} \quad (1.16)$$

- L'efficacité globale du Reflectarray est donnée par:

$$\eta_a = \eta_s * \eta_t \quad (1.17)$$

La **figure 1.13** représente cette efficacité pour différents angles de demi-cône d'ouverture θ_0 et pour n variant de 1 à 10. La forme de cloche s'explique par la variation opposée de l'efficacité de cône à l'efficacité de débordement. Cette dernière est très élevée lorsque θ_0 est grand, c'est à dire, pour un diamètre de réflecteur donné, lorsque la distance focale est importante, ce qui nécessite une source primaire directive (n élevé). Cependant, pour θ_0 donné, l'efficacité de cône est d'autant plus faible que n augmente. D'une manière pratique, un compromis doit être trouvé entre le rapport f/D (où f correspond à la distance focale et D au diamètre du réflecteur) et l'amplitude d'éclairement sur les bords du réflecteur.

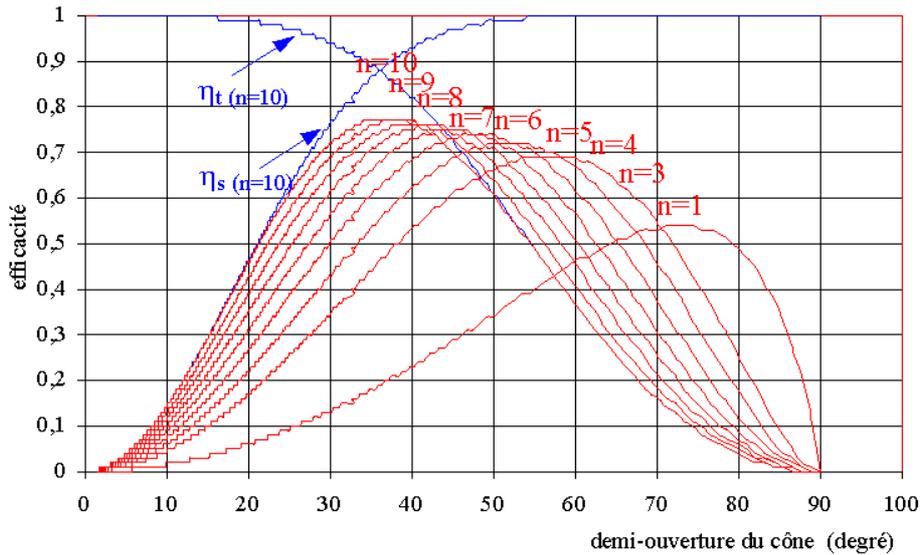


Figure 1. 13: Efficacité globale

I.3.3.3 Les pertes

Le Reflectarray est sensible aux pertes dues aux pertes du diélectrique, pertes de l'élément rayonnant ainsi qu'aux pertes de l'excitation de l'onde incidente.

Les pertes dues au diélectrique et de l'élément rayonnant sont autant importantes que celles dues à l'excitation de l'onde incidente . La **figure 1.14** présente les pertes du diélectrique en fonction de la variation de la longueur normalisée d'un patch qui travaille à 35GHz [23]. D'après la figure nous voyons bien que les pertes augmentent pour des substrats minces et avec une $\tan\delta$ qui est élevé, et vice versa.

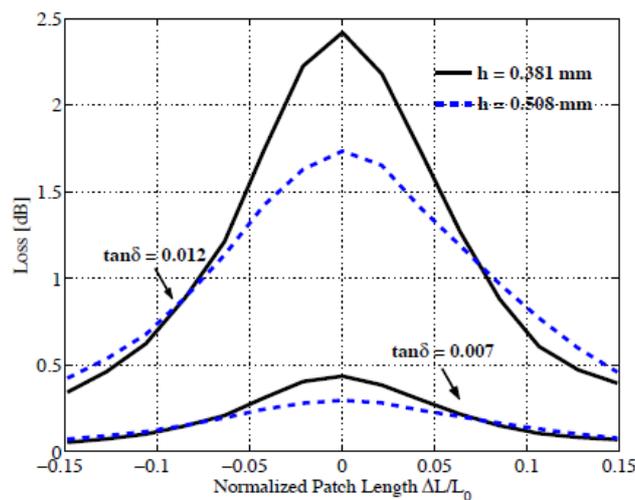


Figure 1. 14: Pertes (dB) en fonction de la taille du patch pour deux hauteurs de substrat différents , $f = 35. \text{GHz}$, $L_0 = 2.5 \text{mm}$, patch width $W = 3.3 \text{mm}$, $\epsilon_r = 2.33$

I.3.3.4 La Bande passante

La bande passante du Reflectarray est en fonction de la bande passante de la cellule élémentaire et de la géométrie de l'antenne [24-25]. La **figure 1.15** montre une variation linéaire de la réponse d'une cellule en fonction d'un ou de plusieurs paramètres de contrôle dans une bande fréquentielle $[f_{min} ; f_{max}]$ qui définit la bande passante de la cellule.

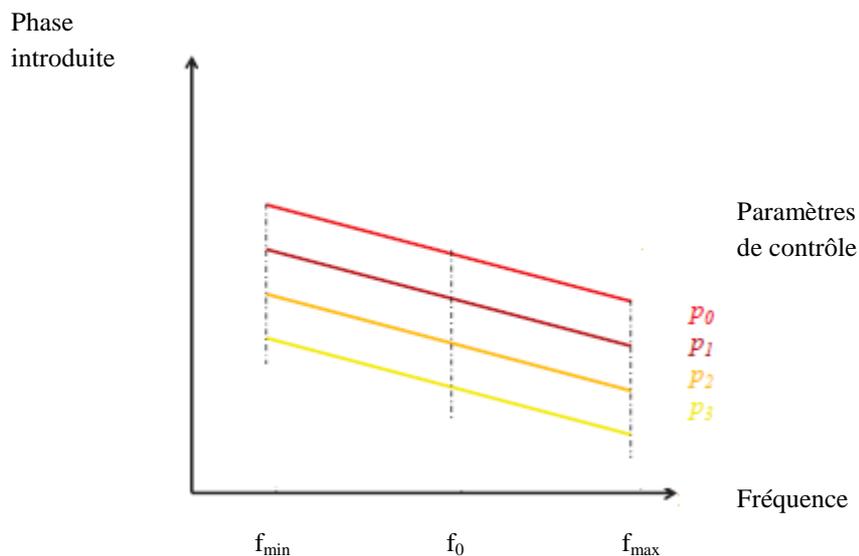


Figure 1. 15: Réponses fréquentielles souhaitées pour différents paramètres de contrôles

I.3.3.5 La cellule élémentaire

La cellule déphaseuse est l'élément de base d'un Reflectarray. Elle doit pouvoir introduire n'importe quelle phase dans l'intervalle $[0 ; 360^\circ]$, donc une gamme de phase minimale de 360° doit être assurée par la cellule déphaseuse.

En effet, pour une géométrie donnée, les performances globales de l'antenne dépendent principalement des performances de l'élément constitutif, d'où l'intérêt de l'optimisation de la cellule afin de réduire les pertes, élargir la bande passante et assurer la loi de phase qui permet l'obtention du diagramme de rayonnement voulu. Dans un réseau passif, il existe plusieurs façon de contrôler la phase de l'onde réfléchi qui seront décrit par la suite.

L'antenne réseau réflecteur est définie par le rapport « F/D » (**figure. 1.9**), où « F » correspond à la distance entre la source d'alimentation et le plan du réseau et « D » correspond

à la taille du réseau (ou le diamètre dans le cas d'un réseau circulaire). Ce rapport est souvent choisi entre 0,6 et 1 afin de maximiser le rendement de l'antenne [26].

- Réponse en phase

La réponse en phase de la cellule est défini par la courbe qui représente la variation de la phase introduite par la cellule « n » en fonction du paramètre de contrôle lié à la cellule à une fréquence f donnée comme présentée par la **figure 1.16**.

Phase introduire

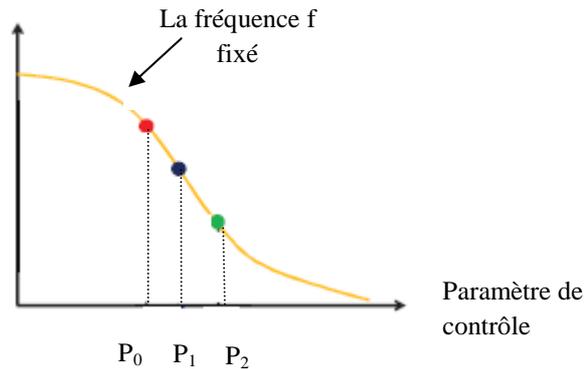


Figure 1. 16: Réponse en phase d'une cellule

- Réponse fréquentielle

La réponse fréquentielle est défini par la courbe qui représente la variation de la phase introduite par la cellule « n » en fonction de la fréquence, et cela pour un paramètre de contrôle qui est fixe, comme montrée par la **figure 1.17** .

Phase introduire

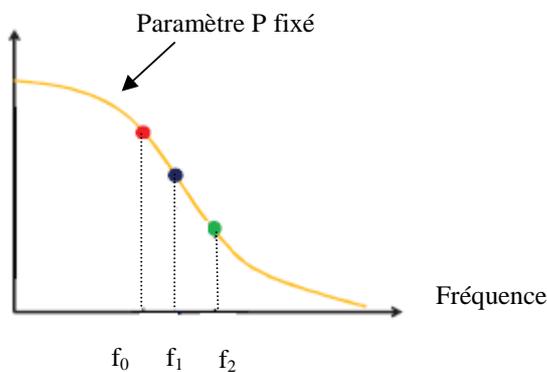


Figure 1. 17: Réponse fréquentielle d'une cellule déphaseuse

I.3.4 Techniques de contrôles de la phase réfléchi

Pour réaliser un Reflectarray, on doit fixer la position de la source qui l'illumine, le nombre d'élément, l'angle d'orientation du faisceau principal, ainsi que les paramètres habituels définissant un réseau: Positions des sources, fréquence de fonctionnement, caractéristique du substrat...A partir de cette étape, il faut calculer le déphasage à apporter sur chaque patch.

Dans la littérature il existe plusieurs techniques qui permettent de contrôler la phase de l'onde réfléchi. Ces techniques peuvent être passives (présentées dans la suite), ou actives (présentées dans le chapitre 4).

I.3.4.1 Contrôle par Variation de la longueur d'un stub

L'antenne de base a une taille fixe, attachée par un stub qui est de taille variable, cette technique a été proposée en 1987 (**figure 1.18**) [27]. L'énergie incidente est transmise au stub et se réfléchit sur l'extrémité de celui-ci. L'énergie réfléchi est rayonnée avec un déphasage proportionnel à la longueur du stub.



Figure 1. 18: Contrôle du déphasage par la variation de la longueur d'un stub

On détermine l'impédance ramenée par la ligne de longueur l en appliquant la méthode des lignes de transmission dans le cas où il n'y a pas de pertes :

$$Z_r = Z_0 \frac{Z_l + j Z_0 \operatorname{tg}(\beta l)}{Z_0 + j Z_l \operatorname{tg}(\beta l)} \quad (1.18)$$

Or, en bout de ligne, on a une impédance infinie donc :

$$Z_r = \frac{Z_0}{j \operatorname{tg}(\beta l)} \quad (1.19)$$

Avec : $\beta=2\pi/\lambda_g$

On en déduit le déphasage introduit :

$$\phi = \frac{2\pi}{\lambda_g} l \tag{1.20}$$

Avec l la longueur de la ligne, λ_g la longueur d'onde dans le substrat et ϕ le déphasage dû au temps de propagation de l'onde dans la ligne.

Pour les reflectarrays, l'impédance infinie en bout de ligne impose un coefficient de réflexion de +1, ce qui provoque une réflexion totale de l'onde. Donc, il faut tenir compte du temps de propagation du signal en aller et retour, ce qui se détermine de la façon suivante :

$$\phi_2 = \frac{4\pi}{\lambda_g} l = \frac{4\pi\sqrt{\epsilon_e}}{\lambda_0} l \tag{1.21}$$

Où :

$$\epsilon_e = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 2}{2} \left[1 + 12 \frac{h}{w} \right]^{-1/2} \tag{1.22}$$

ϵ_r : est la permittivité relative du substrat,

h : est l'épaisseur du substrat,

λ_0 : la longueur d'onde dans le vide.

Pour le cas d'une ligne microruban couplée à un patch ,la longueur l doit être égale à la longueur électrique, la phase réelle sera alors définie par :

$$\phi_2 = \frac{4\pi\sqrt{\epsilon_e}}{\lambda_0} (l + \Delta l) \tag{1.23}$$

Avec

$$\Delta l = 0.412 h \frac{\epsilon_e + 0.3}{\epsilon_e - 0.258} \frac{(w/h) + 0.264}{(w/h) + 0.8} \tag{1.24}$$

La ligne de transmission doit avoir une impédance caractéristique qui s'adapte à la résistance de rayonnement du patch, donnée par [28] :

$$R_{in} = \begin{cases} \frac{60\lambda_0}{W} & W > \lambda_0 \\ 45\left(\frac{\lambda_0}{W}\right)^2 & W < \lambda_0 \end{cases} \quad (1.25)$$

A la fréquence de résonance :

$$f_r = \frac{c}{2\sqrt{\epsilon_e}(L + 2\Delta L)} \quad (1.26)$$

I.3.4.2 Contrôle par Variation de la taille de l'antenne élémentaire

Cette technique de contrôle de la phase a été introduite par Pozar [29], puis développée par d'autres auteurs afin d'augmenter la plage de variation de la phase.

Le changement de taille de l'antenne élémentaire peut faire varier la phase réfléchie, ce dernier provoque un décalage de la fréquence de résonance ce qui entraîne une modification de la phase réfléchie.

Cette méthode a l'avantage de s'affranchir des inconvénients de l'utilisation des lignes à retard qui pose des problèmes d'adaptation des impédances du patch et de l'élément déphaseur, ainsi que l'élargissement du lobe principal [30].



Figure 1. 19: Contrôle du déphasage par la variation de la taille de l'élément rayonnant

I.3.4.3 Contrôle par Variation de la hauteur du substrat

Une autre solution consiste à placer des éléments rayonnants à une distance variable du plan de masse, donc d'utiliser des hauteurs de substrats différentes, afin de déphaser l'onde incidente. En effet, l'épaisseur du substrat influence fortement le déphasage de l'onde

incidente. La phase va alors dépendre de la profondeur à laquelle est imprimé cet élément ce qui va permettre d'obtenir des gammes de phase importantes. La limitation de cette solution est principalement la difficulté de reconfigurabilité et de l'utilisation d'épaisseurs de substrats conséquentes.

I.3.4.4 Contrôle par chargement d'une fente au niveau du patch

Une autre technique a été proposée dans [31]; c'est un patch chargé par une fente de dimensions variables, par exemple, quand la fente s'ouvre, les courants contournent la fente, ce qui permet de rallonger artificiellement la longueur résonnante de la cellule, ce qui permet de contrôler la phase de l'onde réfléchi. Cette technique permet d'augmenter la gamme de phase offerte par la cellule.



Figure 1. 20: Contrôle de la phase par le chargement d'une fente dans le patch

I.3.4.5 Contrôle par l'utilisation de la technologie multicouche

Une autre solution a été proposée par [32] en technologie multicouche, qui améliore la gamme de phases assurée par la cellule déphaseuse et la bande passante. Il s'agit d'une superposition de patches de dimensions différentes, imprimés au dessus d'un plan de masse, et séparés par des couches de diélectrique (**figure 1.20**).

Ces patches résonnent les uns après les autres assurant des gammes de phases très importantes une gamme de phases de 500° pour la cellule double couches [32,11], et une bande passante améliorée par rapport aux réseaux réflecteurs conventionnels en monocouche, et une gamme de phases de 800° est assurée avec la cellule triple couche [33]. L'inconvénient majeur de ces solutions réside dans la complexité de réalisation et le coût de fabrication relativement élevé.

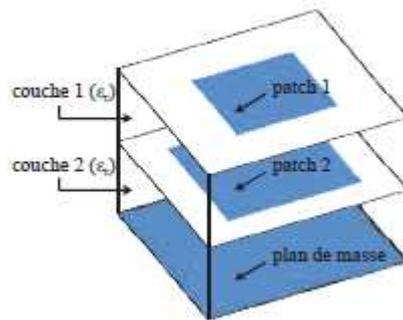


Figure 1. 21: Contrôle de la phase par l'utilisation de la technologie multicouche

1.4 Conclusion

Dans ce premier chapitre nous avons effectué une présentation générale des antennes réseau réflecteur "Reflectarray" destinées pour des applications satellitaires, de leur principe de fonctionnement et des principales solutions proposées qui ont marqué leur avancement.

Le deuxième chapitre sera consacré à la conception de cellules du Reflectarray, le défi majeur est de concevoir une cellule déphaseuse qui peut fournir une gamme de phases minimale de 360° avec une douce variation en fonction de la fréquence, ce qui se traduit par des pertes réduites et une large bande passante.

CONCLUSION GENERALE

Conclusion Générale

Le travail de thèse présenté dans ce manuscrit a porté sur la conception de nouvelles cellules en bande X pour antennes réseaux réflecteurs imprimées Reflectarray. L'analyse des cellules élémentaires du réseau Reflectarray s'est basée sur plusieurs techniques, en commençant par la technique du patch variable, à voir le patch carré ; ensuite nous introduisons des fentes de différentes formes sur le patch afin d'améliorer la plage de variation de la phase. Nous avons aussi définis d'autres formes d'antennes à base de l'antenne Bowtie. La forme Bowtie avec fentes aux extrémités permet d'aboutir à un bon contrôle de la phase de l'onde réfléchie avec une variation douce de la plage de variation de la phase. L'approche du guide d'onde WGA a été utilisée dans l'ensemble des simulations afin de déterminer la phase réfléchie. Les résultats de simulation présentés dans cette thèse ont été obtenus à l'aide du logiciel CST Microwave Studio (CST MWS) disponible dans notre laboratoire LTT.

La conception de réseaux réflecteurs Reflectarray à base de cellules de différentes formes a été faite, en analysant le diagramme de rayonnement dans les deux cas: avec et sans dépointage, ainsi que l'analyse des gains.

La reconfigurabilité de ces antennes est assurée en utilisant des composants actifs introduits au sein des cellules passives, tels que les commutateurs diode PIN, et des diodes varicap. Les résultats obtenus dans cette étude montrent que la conception de réseaux reconfigurables semble être très intéressante pour les applications à balayage de faisceau. Il fournit des avantages par rapport aux réseaux d'antennes actifs tels que la formation de faisceau et l'élimination d'interférences, qui peut être complexe et avec perte pour une antenne à haute directivité, ainsi les réseaux réflecteurs Reflectarray offrent encore de belles perspectives pour de futures recherches.

ANNEXE A

LES ANTENNES RESEAUX

A.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 ayant une forme voulue [1].

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 ;

La mise en réseau des éléments rayonnants permet également une augmentation du gain [2]. En effet, l'utilisation de N éléments permet de multiplier 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. La représentation symbolique d'un réseau à déphasage est donnée (**figure A.1**).

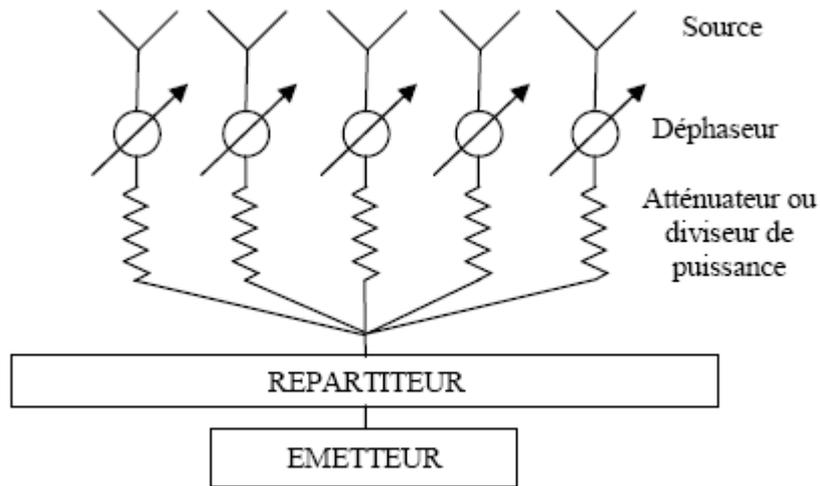


Figure A.1 : Représentation d'un réseau à déphasage

A.2 Configurations de l'antenne réseau

Les réseaux d'antennes peuvent avoir différentes géométries: réseaux linéaires, réseaux plans et réseaux circulaires (**figure A.2**), etc. Le champ total rayonné par le réseau est déterminé par l'addition des vecteurs champs rayonnés par les différents éléments.

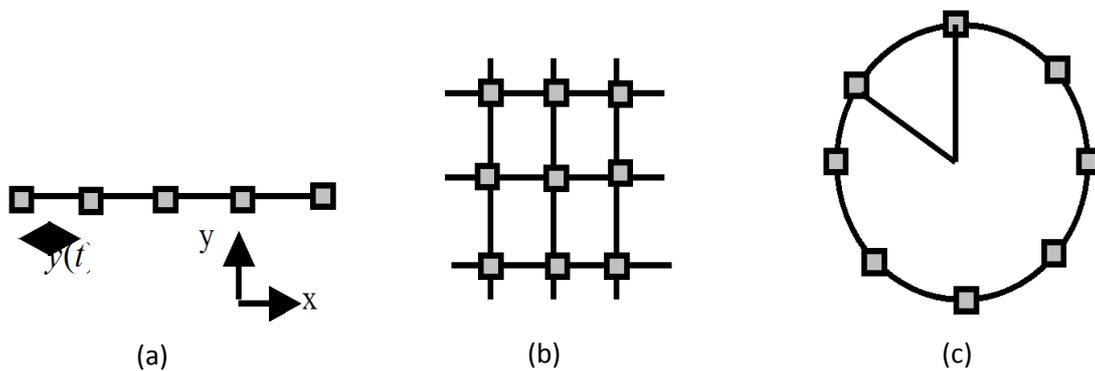


Figure A.2: Différentes configurations géométriques des réseaux,
 (a): linéaire,
 (b): plan,
 (c): circulaire.

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

- Configuration géométrique du réseau (linéaire, circulaire, plan, volumique),
- Espacement entre les sources,
- Amplitude d'excitation pour chaque élément,
- Phase d'excitation pour chaque élément,
- Diagramme de rayonnement élémentaire,
- Polarisation de chaque élément.

A.3 Application multifaisceaux

Avec un même réseau d'antenne, il est possible de générer une multitude de faisceaux 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 [3].

Les BFN sont très souvent réalisés avec des composants analogiques (coupleur, déphaseur, diviseur) 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 est appliqué une loi en phase et en amplitude spécifique au faisceau considéré.

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 [4].

Un exemple simple de circuit formateur de faisceaux analogique passif est donné (**figure A.3**). 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. Ce dispositif constitue la forme la plus simple de circuit formateur de faisceaux car il est essentiellement constitué de diviseur de puissance. 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 [5].

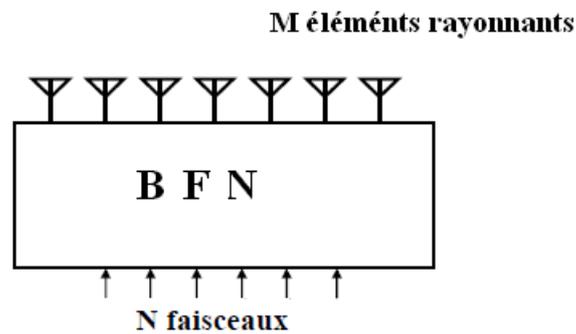


Figure A.3 : Circuit formateur de faisceaux passif associé à un réseau de m éléments

Les matrices de Butler [6] sont également très utilisées pour réaliser des circuits formateurs. Elles sont constituées d'une alternance de rangées de déphaseurs et de coupleurs qui permettent de réaliser, à partir de N accès, N lois d'illumination sur N éléments rayonnants. La loi est différente pour chaque accès et un accès correspond à un faisceau. Elles présentent l'avantage de nécessiter un nombre limité de coupleurs.

1.3.1.4 Diagramme de rayonnement des réseaux d'antennes

La possibilité de n'émettre un rayonnement électromagnétique que dans une direction donnée provient de la valeur de la longueur d'onde qui peut être inférieure aux dimensions géométriques d'une antenne. Il résulte de la théorie de la diffraction que si D représente la dimension maximale dans un plan donné d'une antenne et λ_0 la longueur d'onde émise, l'angle minimale dans lequel le rayonnement peut être concentré dans ce plan est donné par $\theta \approx \lambda_0/D$, si bien que plus la longueur d'onde est faible, plus il est possible d'avoir un système à la fois très directif et de faible dimensions. Ces propriétés sont utilisées aux mieux dans les satellites qui disposent d'une faible source d'énergie et d'antennes de dimensions réduites.

Les sources rayonnantes élémentaires sont associées en réseaux de manière plus ou moins régulière dans l'espace. Le plus souvent, les diverses antennes sont situées dans un même plan et régulièrement espacées à des distances respectives comprises entre la longueur d'onde et sa moitié. L'ensemble des antennes du réseau est alimenté à partir d'une source unique connectée à l'émetteur. On parle de réseaux plans lorsque toutes les sources sont disposées sur un même plan et de réseaux conformés lorsqu'elles sont situées sur des surfaces courbes telles qu'une sphère, un cône, un cylindre, etc....

Chaque source est alimentée avec un signal ayant une certaine amplitude et une certaine phase. L'ensemble des amplitudes et phases imposées à chacune de ces sources est appelé loi d'illumination ou loi de pondération. Le réseau ainsi défini est représenté sur la **figure A.4**.

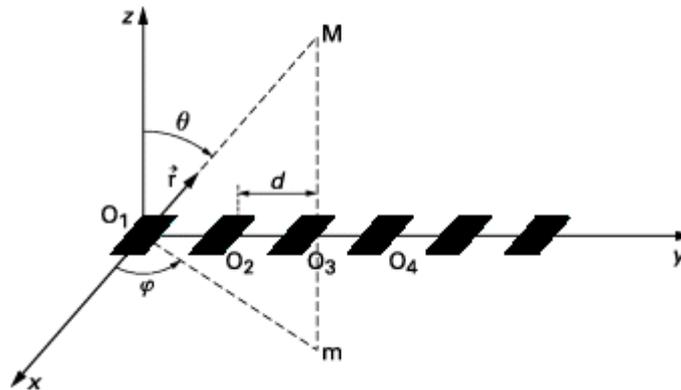


Figure A.4 : Réseau linéaire périodique

Les sources sont supposées ponctuelles, indépendantes les une des autres et séparées par une distance d . En un point M dans la direction \vec{u} et à la distance r de l'origine O , le champ électrique rayonné par la source S_0 s'exprime par :

$$\vec{E}_0 = \frac{e^{-jkr}}{kr} \vec{e}(\vec{u}) \quad (\text{A.1})$$

Avec $k = 2\pi/\lambda_0$ et $\vec{e}(\vec{u})$ champ rayonné par la source S_0 .

En supposant que le point M est placé suffisamment loin du réseau, on peut considérer que l'angle θ , fait par la direction \vec{u} d'observation avec la normale Z , est identique pour toutes les sources. Le rayonnement de la source S_n placée à la distance $n.d$ de la source S_0 s'obtient à partir de E_0 par le théorème de translation [7] :

$$\vec{E}_n = \vec{E}_0 e^{jknd(\vec{u} \cdot \vec{u}_x)} = \vec{E}_0 e^{jknd \sin \theta} \quad (\text{A.2})$$

En admettant que tous les éléments rayonnants soient identiques et que chaque élément en présence des autres possède le même diagramme de rayonnement $f(\theta)$. Le champ total rayonné par le réseau est la somme de tous ces champs élémentaires :

$$E_T = f(\theta) \sum_{n=0}^{N-1} a_n e^{j(knd \sin \theta - n\Delta\phi)} \quad (\text{A.3})$$

Cette expression pour le champ total est valable en zone lointaine, elle ne tient pas compte du couplage entre éléments rayonnants qui peut modifier leurs caractéristiques.

La somme discrète dans l'expression du champ total est appelée facteur de réseau et sera notée FR :

$$E_T(\theta) = f(\theta) \times FR(\theta) \quad (\text{A.4})$$

Considérons le cas où la loi d'illumination est de la forme :

$$a_n = e^{-jn\Delta\phi} \quad (\text{A.5})$$

FR dépend de la géométrie du réseau (position spatiale) et de sa loi d'excitation choisie (a_n des N sources).

Ceci est équivalent à alimenter le réseau avec un déphasage constant $\Delta\phi$ entre deux sources consécutives. Voyons comment cela va se traduire au niveau rayonnement du réseau.

On a alors :

$$FR = \sum_{n=0}^{N-1} e^{j(knd \sin \theta - n\Delta\phi)} \quad (\text{A.6})$$

En ne considérant que le module de FR, il revient après simplification :

$$|FR| = \left| \frac{\sin \frac{N}{2} (kd \sin \theta - n\Delta\phi)}{\sin \frac{1}{2} (kd \sin \theta - n\Delta\phi)} \right| \quad (\text{A.7})$$

La représentation de $|FR|$ présente un maximum de rayonnement pour :

$$\theta = \theta_0 = \arcsin \frac{|\Delta\phi|}{kd} = \arcsin \frac{\lambda_0 |\Delta\phi|}{2\pi d} \quad (\text{A.8})$$

On remarque que la direction du maximum de rayonnement de l'antenne réseau dépend du déphasage $\Delta\phi$ introduit entre deux sources consécutives. Modifier $\Delta\phi$ électroniquement permet de dépointer le faisceau dans la direction θ_0 . Cette opération est plus simplement appelée "balayage électronique". Pour éviter d'avoir plusieurs maximum de rayonnement dans le demi espace $\theta \in [0^\circ, 90^\circ]$, la condition de suppression des lobes parasites (ou lobes d'ambiguïté) de réseau est donnée par [8]:

$$d < \frac{\lambda_0}{1 + \sin|\theta_{0_{max}}|} \quad (\text{A.9})$$

Où $\theta_{0_{max}}$ est l'angle maximum de dépointage désiré. La **figure A.5** montre le traçage de l'équation 1.19.

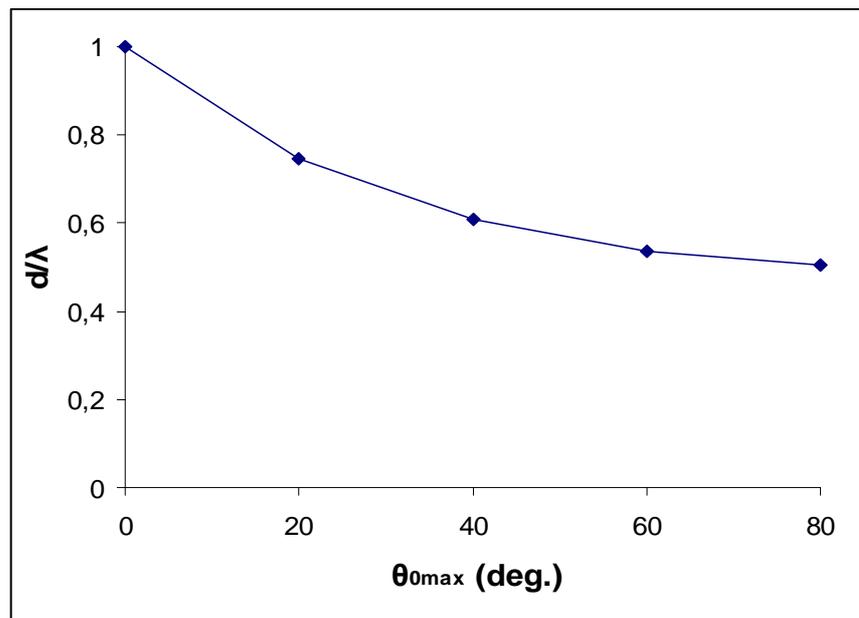


Figure A.5: Valeur maximale de l'espacement en fonction de l'angle maximum de dépointage

Si les déphaseurs sont contrôlés électroniquement dans une configuration de balayage électronique, l'on dispose de trois avantages essentiels :

- Celui de pouvoir changer quasi-instantanément la direction de pointage du rayonnement ;
- Celui de pouvoir changer quasi-instantanément la forme du faisceau rayonné (fin, large, monopulse) et donc d'obtenir un radar multifonctions ;
- Celui de pouvoir, s'il y'a un grand nombre d'éléments dans le réseau, introduire rapidement de légères modifications aux déphasages élémentaires en sorte que, sans changer de façon significative la forme du faisceau principal, on réduise de façon profonde le rayonnement parasite dans certaines directions (notamment celles des brouilleurs gênants).

- Réseau bidimensionnel

Le balayage électronique d'un réseau rectiligne à déphasage ne peut se produire que dans un plan perpendiculaire à la surface du réseau et colinéaire à l'alignement des sources.

Cependant, dans de nombreux cas, une exploration bidimensionnelle de l'espace s'impose. C'est pourquoi l'introduction d'un réseau plan est utile et présente un intérêt certain.

Le facteur de réseau d'un réseau bidimensionnel plan (**figure A.6**) avec des éléments localisés à :

$$r_{mn} = \hat{x}_m d_x + \hat{y}_n d_y \quad (\text{A.10})$$

Et en introduisant une phase pour le dépointage du lobe principal à (θ_0, Φ_0) , à la fréquence f , le facteur de réseau est alors donné par l'expression suivante :

$$FR(\theta, \phi) = \sum_{m,n} a_{mn} e^{\{jk_0 [md_x(u-u_0) + nd_y(v-v_0)]\}} \quad (\text{A.11})$$

Souvent, pour un réseau rectangulaire, la distribution d'amplitude est choisie comme :

$$a_{mn} = b_m c_n \quad (\text{A.12})$$

Et donc le facteur de réseau peut être écrit comme le produit de deux facteurs indépendants de u et v :

$$FR(\theta, \phi) = \sum_m b_m e^{\{jk_0 md_x(u-u_0)\}} \sum_n c_n e^{\{jk_0 nd_y(v-v_0)\}} \quad (\text{A.13})$$

Sous cette forme, il est clair que le diagramme d'un réseau rectiligne est d'énorme importance à cause de son rapport avec un réseau bidimensionnel à distribution d'amplitude séparable.

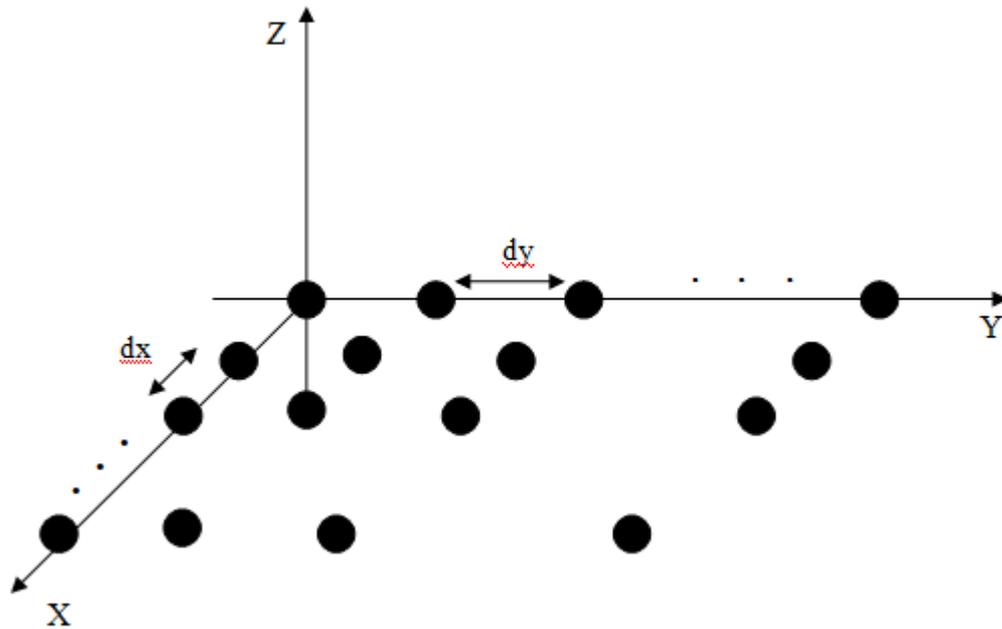


Figure A.6 : Réseau bidimensionnel plan

Pour des réseaux planaires relativement large, la directivité peut être donnée par la formule approximative suivante [9]:

$$D = \frac{32,4}{\theta_{x3}\theta_{y3}} \cos \theta_0 \quad (\text{A.14})$$

Cette formule, qui est largement utilisé en pratique pour approximer la directivité pour des dépointages θ_0 différente de $\pi/2$, montre bien que cette dernière diminue par le facteur produit des deux ouvertures du lobe principal dans les deux plans principaux (E et H), et aussi par le facteur cosinus de l'angle de dépointage du lobe principal.

REFERENCES *ANNEXE A*

Références Annexe A

- [1] R. Besancon "Contribution à l'étude de réseaux d'antennes imprimées à pointage électronique. Conception et réalisation de maquettes en bande C et Ka.", Thèse de Doctorat – n° 47-97 – U.E.R. des sciences – Université de Limoges – Décembre 1997.
- [2] C. Laumond "Conception de réseaux d'antennes imprimées large bande à fort gain.", Thèse de Doctorat – n°26-00 – U.E.R. des sciences – Université de Limoges – Juin 2000
- [3] E.Ramos and T.Jones "A multiple access payload for data relay applications using active arrays", 1990 IEEE AP-S Int Symposium Digest.
- [4] R.Young "The mesar array", Courtesy Siemens Plessey Radar and K M.O.D, 1990.
- [5] G. Hindman "*Globalstar Satellite Near-field Measurement Systems*" Antenna Measurement Techniques Association Conference, September 30 – October 3, 1996
- [6] J.Buttler, R.Lowe "Beam forming matrix simplifies design of electrically scanned antennas", Electronic design, April 12, 1961.
- [7] Roubine E., Boloney J. Ch., "Antennes : Tome 1 – Introduction générale". Masson -1978 - chap.4.
- [8] R. C .Johnson "Antenna Engineering Handbook", 3ed, McGraw-Hill 1993.
- [9] R.S.Elliot., "The Theory Of Antenna Arrays, In Microwave Scanning Antennas", R.C. Hanssen Ed, New York: Academic Press, 1966, pp. 44-45.

ANNEXE B

LES ANTENNES A REFLECTEUR

En hyperfréquences, les antennes peuvent utiliser des montages similaires à l'optique, avec des réflecteurs plans ou paraboliques comme montré sur la **figure B.1**.

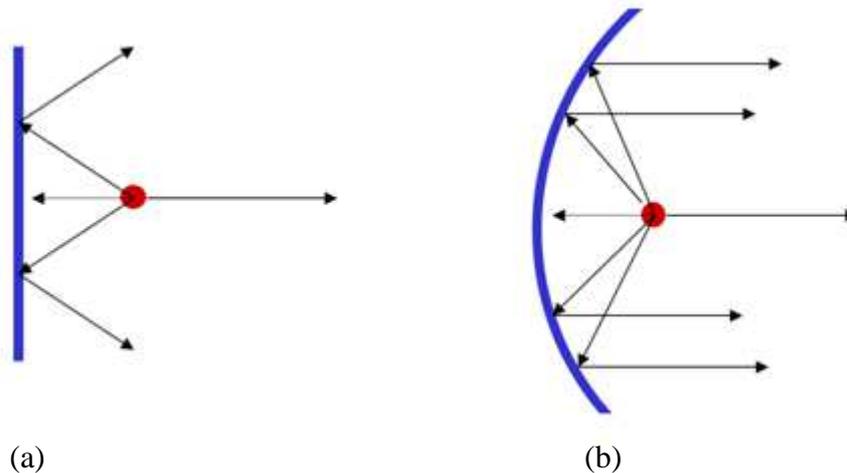


Figure B.1 : Représentation des antennes à réflecteurs

(a) : Réflecteur plan, (b) : Réflecteur parabolique

Les antennes à réflecteur sont conçues sur le principe des antennes paraboliques que l'on trouve dans les stations terriennes ou tout simplement chez les abonnés aux réseaux de diffusion de TV directe. Dans le cas des antennes satellites, la couverture désirée n'est pas toujours de formes fixée (pas toujours circulaire ou elliptique) mais doit correspondre à la zone à couvrir. Le réflecteur prend alors des formes plus complexes afin de modifier la section du faisceau généré par la source.

Suivant la taille du faisceau à former et la bande de fréquence, les antennes à réflecteurs peuvent atteindre des dimensions importantes (en bande C réflecteur d'environ 2.20m pour la couverture de l'Europe de l'Ouest avec un satellite géostationnaire). Il est donc nécessaire de pouvoir replier les réflecteurs lors de la phase de lancement pour limiter l'encombrement du satellite. On parle alors d'antennes déployables ou dépliables.

B.1 Les antennes paraboloides :

Les paraboles sont des antennes à projecteurs d'onde assimilables à des ouvertures rayonnantes de grandes dimensions par rapport à la longueur d'onde [1], [2]. Leur rôle est de

transformer une onde sphérique en une onde plane : la source est placée au point focal du système à réflecteur (**figure B.2**). Elle a pour rôle 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 [3]. Différentes antennes peuvent constituer la source primaire, mais dans la grande majorité des cas ce sont les cornets qui sont utilisés.

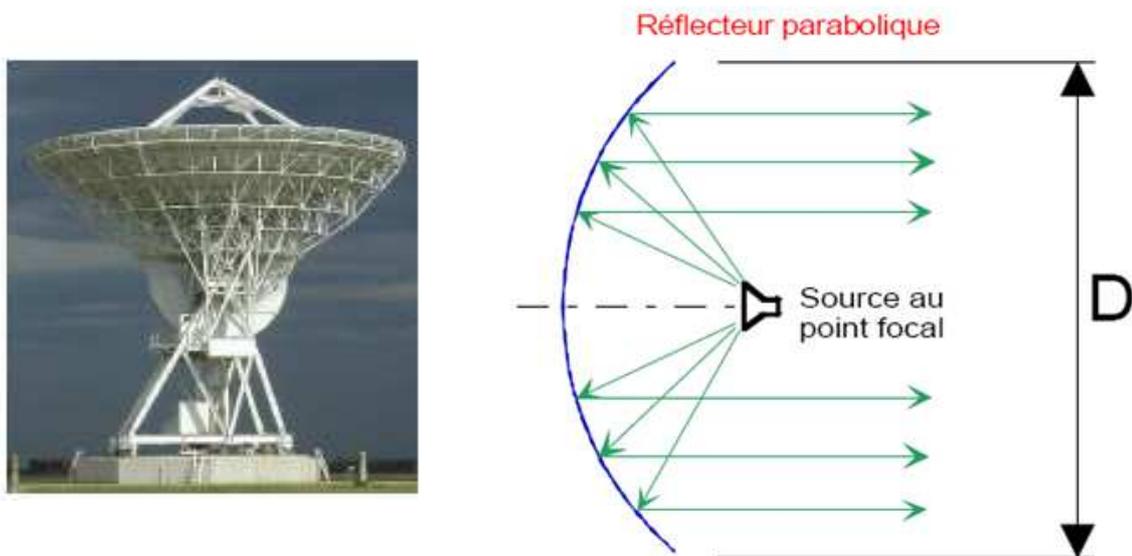


Figure B.2 : Principe des réflecteurs paraboliques

Avec des dimensions d'ouverture équivalente grandes devant la longueur d'onde, le rayonnement de ces systèmes à projecteur d'onde peut donc être assimilé à celui d'une ouverture circulaire rayonnante dont la loi d'illumination est équiphase mais varie en amplitude essentiellement en fonction du diagramme de la source primaire. (Pour être vraiment rigoureux, il faudrait tenir compte de la fonction de transfert du focaliseur qui dépend essentiellement de son état de surface et de sa constitution dans le cas des lentilles [4]).

De nombreux ouvrages exposent la théorie des ouvertures rayonnantes [5] et permettent de connaître l'expression des champs en zone de Fraunhofer et donc le rayonnement en champ lointain de ces systèmes focalisant. Il est rappelé que pour une ouverture rayonnante équiphase de plus grande dimension D , la zone de Fraunhofer qui correspond à la zone où les ondes sont sphériques et où la puissance décroît en $1/R^2$ se situe pour :

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

B.1.1 Avantages :

Le principal avantage des paraboles [6], est leur gain très élevé (supérieur à 30dB sans soucis), permettant ainsi des communications longues portées. Des faisceaux très fins sont obtenus (angle d'ouverture à -3dB inférieur à 1°).

Le domaine des communications grandes distances et les applications radars haute résolution nécessite, en plus des caractéristiques de fort gain et de faisceaux étroits, d'avoir des diagrammes comportant des faibles lobes secondaires, ce qui est le cas pour ce genre d'antenne. Un bon découplage de polarisation et une large bande passante sont également souhaités et obtenus.

B.1.2 – Inconvénients :

Ce dispositif a des inconvénients liés en particulier sur la forme du diagramme de rayonnement de la source primaire et à la géométrie de la parabole [7].

Plusieurs types de pertes nuisent au rendement de l'antenne. Tout d'abord les pertes par débordement ou spillover (**figure B.3**) correspondant à une énergie qui n'est pas interceptée par le réflecteur et qui n'est pas utilisée pour former le diagramme du paraboloïde. Cette illumination non parfaite de la parabole par la source primaire induit une diminution du gain de l'antenne (par l'intermédiaire du facteur de gain) et la création d'un lobe secondaire de révolution pouvant amener à des brouillages dans certains cas.

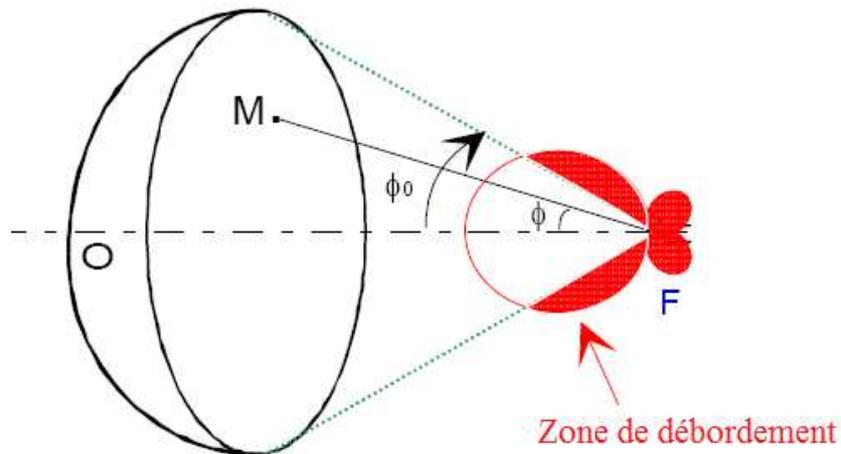


Figure B.3 : Pertes par débordement (Spillover)

L'antenne parabolique n'est par ailleurs pas illuminée de la même manière au centre et sur les bords du fait de la non uniformité du diagramme primaire présentant un maximum d'énergie au centre. Ces pertes par apodisation traduisent donc un écart de champ moyen et il convient donc de réduire ce niveau aux extrémités, de s'approcher du niveau d'illumination du centre sous peine de diminution du facteur de gain de la source.

On peut également noter des pertes dues à des erreurs de phase (erreurs d'usinage du réflecteur, défocalisation lorsque le centre de phase de la source n'est plus ponctuel) provoquent une perte de gain, un élargissement du lobe principal et une remontée des lobes secondaires

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

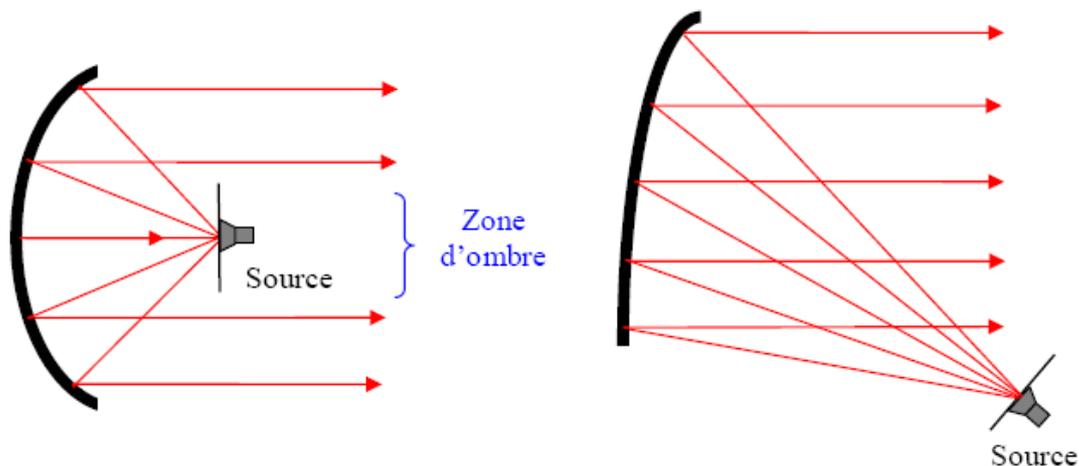


Figure B.4: Mise en offset du réflecteur parabolique

On peut enfin citer le mauvais rapport signal sur bruit des paraboloïdes simples, empêchant son utilisation pour les télécommunications spatiales.

B.2 Les antennes à réflecteur à source multiple

Il est parfois impossible de former des couvertures complexes en jouant juste sur le profil du réflecteur. Il est alors nécessaire de modifier la section du faisceau primaire généré par la source. On utilise pour cela une source multiple constituée de plusieurs éléments rayonnants. Cette dernière, située à proximité du plan focal du réflecteur, fonctionne comme une antenne réseau. C'est la combinaison des signaux pondérés en phase (et éventuellement en amplitude) sur chacun des éléments qui forment le faisceau primaire (BFN analogique).

B.3 Les antennes à bi-réflecteur

Ces antennes sont constituées du réflecteur principal associé à un premier réflecteur (appelé sub-réflecteur) hyperboloïdal de taille réduite. Ces antennes (**figure B.5**) sont principalement utilisées pour faciliter l'implantation de l'antenne sur la plate forme.

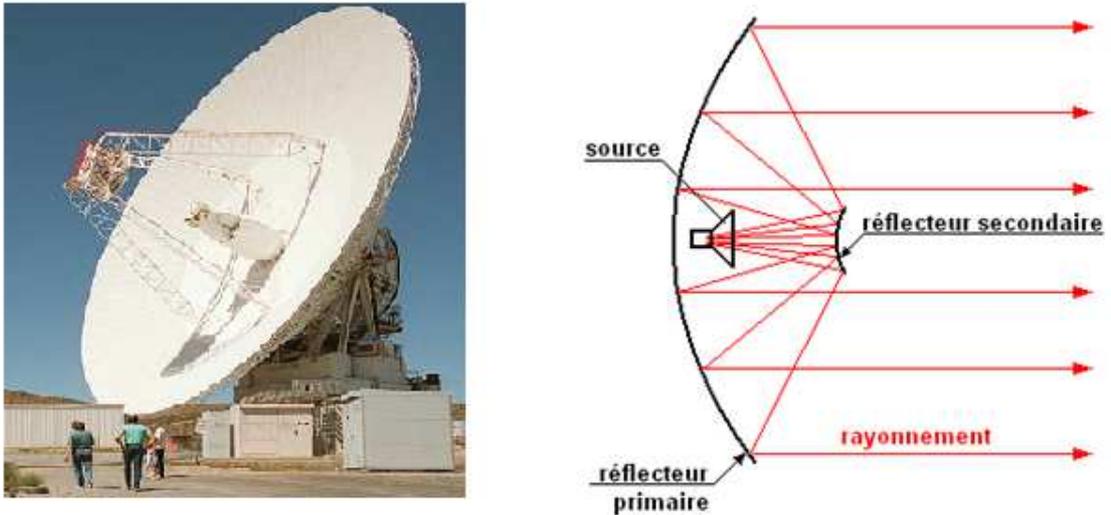


Figure B.5: Antenne à bi réflecteur

B.4 Les antennes à réflecteur à sources multiples indépendantes

Ces types d'antennes sont utilisés pour former une couverture multifaisceaux, telle que chaque antenne est affectée à un faisceau. Cette solution n'est applicable que pour un petit nombre de faisceau pour des raisons d'implantations sur la plate forme.

Une solution un peu plus efficace consiste à utiliser une antenne à réflecteur illuminée par un ensemble de sources indépendantes situées dans le plan focal de l'antenne. Chaque source contribue indépendamment des autres à la formation d'un faisceau et d'un seul (il n'y a pas de BFN, chaque faisceau n'étant formé que par une source).

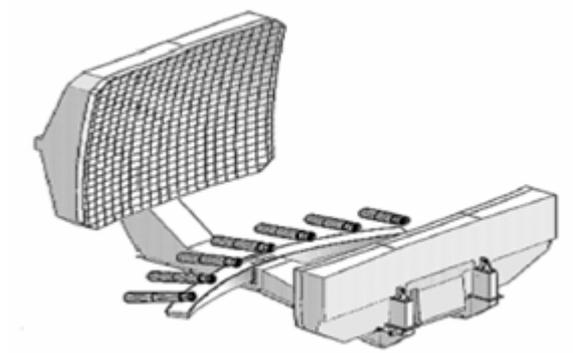


Figure B.6 : Antenne à réflecteur à sources multiples

REFERENCES *ANNEXE B*

Références ANNEXE B

- [1] L.Thourel "Calcul et conception des dispositifs en ondes centimétriques et millimétriques: les antennes", Tome2-Cepadue –Editions-TOULOUSE-1990
- [2] P.F.Combes "Micro_Ondes tome2 : Circuits passifs, Propagation, Antennes.", Dunod-1997 U.E.R des sciences – Université de Limoges- Novembre 1999.
- [3] Y.T.Lo – S.W.Lee "Antenna Handbook- Theory Application and design" ,Van Nostrand Reihnold Company- New- York- 1988
- [4] C.CHantenet "Etude De Dispositifs Rayonnants Millimétriques À Lentilles Diélectriques Alimentées Par Des Antennes Imprimées. Application À La Réalisation De Système De Télécommunication Haut Débit", Thèse De Doctorat- N°33- 1999.
- [5] O. Pascal "Rayonnement d'une antenne associant un cornet rainuré à une lentille diélectrique",Thèse de doctorat – Université de PAUL SABASTIER de TOULOUSE- Novembre 1996
- [6] C.Poumier "Réalisation d'un démonstrateur LMDS 40GHZ à Limoges",Contrat ANVAR N° A 97 07 028 K 00- CREAPE INGENIERIE- Juillet1999
- [7] P. Barthia- K.V.S.Rao- R.S. Tomar "Millimeter Wave Microstrip And Printed Circuit Antennas", Artech House – Boston 1991.

W.MOULESSEHOUL, SM.MERIAH "Analysis of a New Design Structure For Reflectarray Antennas" International Journal of Engineering Research Volume No.2, Issue No. 8, pp : 484-487: ISSN 2319-6890(online), 2347-5013(print) 01 Dec. 2013.

W.MOULESSEHOUL, SM.MERIAH" Phase Range Improvement of unit cell of Reflectarray Antenna" International Journal of Modern Sciences and Engineering Technology (IJMSET) ISSN 2349-3755; Volume 1, Issue 5, 2014, pp.120-124.

W.MOULESSEHOUL, SM.MERIAH" New design of Bowtie Antenna Loaded with Triangular Slot for Reflectarray Antennas" International Journal Of Microwave And Optical Technology -IJMOT-ISSN Publication acceptée et soumise après correction.

Liste des communications

W.MOULESSEHOUL, SM.MERIAH, " conception d'une nouvelle configuration d'antennes pour réseaux réflecteurs imprimés" 5^{ème} séminaire sur les systèmes de détection: architectures et technologies Dat'2011

W.MOULESSEHOUL, SM.MERIAH, " Conception de cellules rayonnantes a base d'antenne bowtie modifiée pour les reflectarray" International Congres on Télécommunication and Application'14 University of A.MIRA Bejaia, Algeria, 23-24 APRIL 2014.

W.MOULESSEHOUL, SM.MERIAH, " Conception d'une nouvelle cellule d'antenne imprimée pour le REFLECTARRAY" 2ème JLTT 2015, Université de Tlemcen

W.MOULESSEHOUL, SM.MERIAH, " Bowtie Antenna for Reconfigurable Microstrip Reflectarray antennas" International Conference on Advanced Communications Systems and Signal Processing ICOSIP'2015 , Tlemcen-Algeria, November 8-9, 2015