

UNIVERSITÉ DU QUÉBEC EN ABITIBI-TÉMISCAMINGUE

CONCEPTION D'UNE ANTENNE RÉSEAU RÉFLECTEUR POUR LES
SYSTÈMES DE COMMUNICATIONS SANS FIL POUR LE STANDARD 5G

MEMOIRE

PRÉSENTÉ COMME EXIGENCE PARTIELLE DE
MAITRISE EN TÉLÉCOMMUNICATIONS

PAR

ABDENNOUR BEN TERKI

Juin 2019



BIBLIOTHÈQUE

Cégep de l'Abitibi-Témiscamingue
Université du Québec en Abitibi-Témiscamingue

Mise en garde

La bibliothèque du Cégep de l'Abitibi-Témiscamingue et de l'Université du Québec en Abitibi-Témiscamingue a obtenu l'autorisation de l'auteur de ce document afin de diffuser, dans un but non lucratif, une copie de son œuvre dans Depositum, site d'archives numériques, gratuit et accessible à tous.

L'auteur conserve néanmoins ses droits de propriété intellectuelle, dont son droit d'auteur, sur cette œuvre. Il est donc interdit de reproduire ou de publier en totalité ou en partie ce document sans l'autorisation de l'auteur.

Warning

The library of the Cégep de l'Abitibi-Témiscamingue and the Université du Québec en Abitibi-Témiscamingue obtained the permission of the author to use a copy of this document for non-profit purposes in order to put it in the open archives Depositum, which is free and accessible to all.

The author retains ownership of the copyright on this document. Neither the whole document, nor substantial extracts from it, may be printed or otherwise reproduced without the author's permission.

REMERCIEMENTS

Je tiens une profonde gratitude, pour ce modeste travail, envers monsieur Mourad Nedil, Professeur et Directeur de thèse à l'UQAT, pour avoir encadré et dirigé ce travail ainsi que pour leur patience et leur disponibilité. Veuillez trouver ici l'expression de mes respectueuses considérations et ma profonde admiration pour toutes vos qualités scientifiques et humaines.

Je tiens à exprimer nos profonds remerciements aux messieurs Nahi Kandil et Fouad Slaoui Hasnaoui Professeurs à l'UQAT, pour avoir fait l'honneur d'être membre de jury, et pour l'honneur qu'ils nous font d'examiner et de critiquer ce mémoire.

Enfin, je tiens à remercier tous les gens ayant participé de près ou de loin qui m'ont aidé et soutenu tout au long de mes études.

TABLE DES MATIÈRES

REMERCIEMENTS.....	II
TABLE DES MATIÈRES	III
LISTE DES ABRÉVIATIONS, SIGLES ET ACRONYMES.....	V
LISTE DES FIGURES	VI
LISTE DES TABLEAUX	VIII
RÉSUMÉ.....	IX
ABSTRACT.....	XI
CHAPITRE 1 INTRODUCTION GÉNÉRALE.....	1
1.1 Motivation.....	1
1.2 Problématique	1
1.3 Objectif :.....	2
1.4 État de l’art.....	3
1.5 Contribution.....	7
1.6 Plan de la thèse	7
CHAPITRE 2 LES ANTENNES À RÉSEAU RÉFLECTEUR	9
2.1 Analyse et conception des éléments de l’antenne RA.....	9
2.2 La distribution de phase sur l’ouverture de l’antenne RA :.....	10
2.3 Techniques de réglage de phase pour les éléments de RA :.....	12
2.3.1 Éléments avec lignes de transmission déphaseuses (Stubs)	13
2.3.2 Éléments de tailles variables.....	14
2.3.3 Éléments d’angles de rotation variables.....	16
2.4 Les méthodes d’analyse des éléments du RA :.....	16
2.4.1 Conditions aux limites périodiques et excitation avec port Floquet	17
2.4.2 Guide d’onde métallique :.....	18
2.4.3 Modèle de circuit équivalent.....	19
2.4.4 Comparaison des techniques d’analyse des éléments	20
2.5 Exemples des éléments d’une antenne RA.....	21
2.5.1 Patch rectangulaire avec stubs	21
2.5.2 Patch carré de taille variable	22
2.5.3 Anneau à fente unique (single slot ring en anglais).....	23
2.6 Caractéristiques et considérations de conception des éléments du RA.....	24

2.6.1 Comportement fréquentiel du coefficient de réflexion des éléments	24
2.6.2 Effets d'angle d'incidence obliques sur le coefficient de réflexion des éléments :. .	24
2.6.3 Sources d'erreur de phase dans la conception des éléments.....	25
2.7 Mesures des éléments du RAs	25
CHAPITRE 3 CONCEPTION DE LA CELLULE UNITAIRE	27
3.1 Introduction	27
3.2 Méthode de conception.....	27
3.2.1 Conception à double paramètre.....	29
3.3 Considérations de conception	29
3.4 Procédure de conception.....	32
3.5 Conception des éléments	33
3.5.1 Fréquence de travail	33
3.5.2 Caractéristiques du substrat	34
3.5.3 Espacement entre éléments	34
3.5.4 Dimensions de la cellule.....	35
3.5.5 Foam	35
3.5.6 Forme du patch.....	35
3.6 Résultats et discussions	35
3.6.1 Simulation électromagnétique	36
3.6.2 Technique Floquet's Port.....	36
3.7 Résultats de simulations	38
3.7.1 Dimensions de la cellule.....	39
3.7.2 Épaisseur du foam.....	40
3.7.3 Forme du patch.....	43
3.8 Conclusion.....	46
CHAPITRE 4 CONCEPTION DE L'ANTENNE RA.....	48
4.1 Introduction	48
4.2 Conception des antennes Reflectarrays	48
4.3 Implémentation de l'antenne Reflectarray	49
4.3.1 Conception de l'antenne cornet	50
4.3.2 Implémentation	54
4.3.3 Conception à l'aide de Matlab.....	54

4.4 Résultats numériques	54
4.4.1 Conception de l'antenne Reflectarray	55
4.4.2 Antenne Reflectarray 18 × 18	55
4.4.3 Antenne Reflectarray 36x36	57
4.5 Conclusions	60
CONCLUSION GÉNÉRALE.....	61
RÉFÉRENCES ET BIBLIOGRAPHIE	63
ANNEXE	68
Annexe A : Conception de l'antenne cornet.....	68

LISTE DES ABRÉVIATIONS, SIGLES ET ACRONYMES

5G : La cinquième génération de communication.

CU : Cellule unitaire.

LP : Périodicité locale.

LPC : Condition périodique locale.

mm : Millimétrique.

PP : Phase progressive.

RA : Réseau réflecteur.

RSP : Retard spatial de phase.

SSR : Anneau à fente unique.

TE : Mode transverse électrique.

TM : Mode transverse magnétique

LISTE DES FIGURES

FIGURE 1.1 REFLECTARRAY DE GUIDES D'ONDES COURT-CIRCUITÉS [7].3

FIGURE 1.2 STRUCTURE MULTICOUCHE DE REFLECTARRAY [10].....	5
FIGURE 2.1 UN MODÈLE TYPIQUE D'UNE ANTENNE RA [28].....	9
FIGURE 2.2 UNE ANTENNE RA ET SON ANTENNE D'ALIMENTATION [30].....	10
FIGURE 2.2 UNE ANTENNE RA ET SON ANTENNE D'ALIMENTATION [30].....	10
FIGURE 2.3 LA DISTRIBUTION DE PHASE D'UN RA [29].....	12
FIGURE 2.4 ÉLÉMENTS AVEC STUB [32].....	13
FIGURE 2.5 ÉLÉMENTS DE TAILLES VARIABLES [34].....	15
FIGURE 2.6 UNE COURBE DE PHASE EN S TYPIQUE [36].....	15
FIGURE 2.7 MODÈLE D'UN ÉLÉMENT À POLARISATION CIRCULAIRE [37].....	16
FIGURE 2.8 TECHNIQUE DU PORT FLOQUET [40].....	17
FIGURE 2.9 TECHNIQUE DE GUIDE D'ONDE MÉTALLIQUE[44].....	19
FIGURE 2.10 TECHNIQUE DE CIRCUIT ÉQUIVALENT [45].....	20
FIGURE 2.11 PATCH RECTANGULAIRE AVEC STUBS.....	21
FIGURE 2.12 PATCH CARRÉ DE TAILLE VARIABLE.....	22
FIGURE 2.13 ANNEAU À FENTE UNIQUE.....	23
FIGURE 2.14 LE BANC DE TEST D'UN ÉLÉMENT PATCH[52].....	26
FIGURE 3.1 (A) CELLULE UNITAIRE, (B) COURBE DE PHASES DE RÉFLEXION, (C) ANTENNE REFLECTARRAY [61].....	28
FIGURE 3.2 (A) EFFICACITÉ DE DÉBORDEMENT, EFFICACITÉ D'ILLUMINATION ET LEUR PRODUIT. (B) ANTENNE REFLECTARRAY PROPOSÉE. [63].....	31
FIGURE 3.3 STRUCTURE DE LA CELLULE UNITAIRE CONÇUE.....	33
FIGURE 3.4 STRUCTURE DE LA CELLULE UNITAIRE.....	37
FIGURE 3.5 APPROCHE DE LA TECHNIQUE FLOQUET'S PORT.....	38
FIGURE 3.6 (A) STRUCTURE DE CU1. (B)PHASE DE RÉFLEXION DE CU1 EN FONCTION DE (R), POUR D= 4MM.....	39
FIGURE 3.7 (A) STRUCTURE DE CU1. (B)PHASE DE RÉFLEXION DE CU1 EN FONCTION DE (R), POUR D= 10MM.....	40
FIGURE 3.8 (A) STRUCTURE DE CU1. (B)PHASE DE RÉFLEXION DE CU1 EN FONCTION DE (R), POUR D= 6MM.....	41
FIGURE 3.9 (A) STRUCTURE DE CU2. (B)PHASE DE RÉFLEXION EN FONCTION DE (R), POUR H_FOAM= 0.4MM.....	42
FIGURE 3.10 (A) STRUCTURE DE CU2. (B)PHASE DE RÉFLEXION EN FONCTION DE (R), POUR H_FOAM= 0.8MM.....	44
FIGURE 3.12 (A) STRUCTURE DE CU3. (B)PHASE DE RÉFLEXION EN FONCTION DE (R), POUR UN PATCH HEXAGONAL VIDE.	46
FIGURE 3.11 (A) STRUCTURE DE CU3. (B)PHASE DE RÉFLEXION EN FONCTION DE (R), POUR UN PATCH HEXAGONAL PLEIN.....	45
FIGURE 4.1 SCHÉMA SYNOPTIQUE D'UN ALGORITHME D'OPTIMISATION [72].....	49
FIGURE 4.2 STRUCTURE DE LA CELLULE UNITAIRE CONÇUE.....	50
FIGURE 4.4 (A) ANTENNE CORNET PYRAMIDALE (B) VUE TRANSVERSALE [73].....	53

FIGURE 4.3 DIAGRAMME DE RAYONNEMENT DE L'ANTENNE CORNET (PLANS E ET H)...	53
FIGURE 4.6 LA STRUCTURE DE L'ANTENNE RA À 18x18 ÉLÉMENTS	56
FIGURE 4.5 LE DIAGRAMME DE RAYONNEMENT DE L'ANTENNE RA À 18x18 ÉLÉMENTS	56
FIGURE 4.7 LE FAISCEAU RAYONNÉ PAR L'ANTENNE RA À 18x18 ÉLÉMENTS.....	57
FIGURE 4.9 LA STRUCTURE DE L'ANTENNE RA (36x36 ÉLÉMENTS).....	58
FIGURE 4.8 LE FAISCEAU RAYONNÉ PAR L'ANTENNE RA (36x36 ÉLÉMENTS).....	58
FIGURE 4.10 LE DIAGRAMME DE RAYONNEMENT DE L'ANTENNE RA À 36x36 ÉLÉMENTS	59

LISTE DES TABLEAUX

Tableau 3.1 Paramètres physiques de la cellule unitaire.....	37
--	----

Tableau 4.1 Paramètres de l'antenne cornet.....	51
Tableau 4.2 : Comparaison des deux antennes RA conçues.	58

RÉSUMÉ

Les communications sans fil connaissent une immense croissance mondiale. Presque partout, elles deviennent moins coûteuses et plus facile d'utiliser des

périphériques sans fil en raison de la rapidité d'installation d'un réseau sans fil que de la configuration d'une infrastructure câblée couvrant une zone géographique. La prochaine génération de systèmes de communication (5G) est censée d'offrir une vitesse de transfert de données de plusieurs Gbps. Pour atteindre cet objectif, la bande d'ondes millimétriques est suggérée. Dans ce domaine, les réflecteurs paraboliques sont utilisés pour leur efficacité. Cependant, la surface de réflexion non plane engendre des inconvénients en termes de taille et de masse. Une antenne réseau d'autre part, est composée de cellules 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.

En effet, une antenne réseau réflecteur, appelées reflectarrays en Anglais, est une combinaison des deux antennes. Un réseau de cellules unitaires, conçues avec des déphasages spécifiés sert à réfléchir l'onde émise par la source d'alimentation afin de former un faisceau dans une direction souhaitée. Le défi principal dans la conception d'une antenne Reflectarray est le nombre de cellules à concevoir, afin de rayonner l'onde incidente avec les phases requises. Plusieurs travaux de recherche ont été rapportés sur l'amélioration des cellules unitaires et leurs caractéristiques de réflexion par l'utilisation d'éléments de connexion multicouches, de cellules unitaires de guides d'ondes et de cellules unitaires à couplage d'ouverture. Néanmoins, ces cellules nécessitent un processus de fabrication complexe et l'utilisation de matériaux coûteux.

Ce travail propose une conception d'une antenne reflectarray en utilisant des cellules unitaires de forme géométrique hexagonale pour des applications de 5ème génération (5G). La forme hexagonale a été proposée pour avoir des cellules unitaires avec un intervalle de compensation de phase acceptable. De plus, le reflectarray est conçu sur une topologie à une seule couche, ce qui facilite la conception, donne une structure compacte et performante et diminuer le coût de la fabrication. Nous avons démontré que l'antenne reflectarray est une solution prometteuse pour assurer des communications sans-fil fiables et à haut débit pour les application de la 5G.

Mots-clés: antenne Reflectarray; ondes mm (ondes millimétriques); cellules de forme hexagonale, 5G.

ABSTRACT

Wireless communications are experiencing immense worldwide growth. In almost everywhere, it becomes cheaper and easier to use wireless devices due to the fastness of installing a wireless network than to set up a wired infrastructure to cover a

geographical area. The next generation of communication systems (5G) are supposed to offer many Gbps of data transfer rate. To achieve this goal, the millimeter-waves band is suggested. In this area, parabolic reflectors are used for their efficient. However, the curved surface of reflection causes large size and heavy mass. A network antenna, on the other hand, is composed of elementary cells distributed over a surface, generally flat, forming an array of elements. The control of the amplitude and the phase of each element makes it possible to control the radiation of the antenna. The electronic control allows very high scanning speeds. However, the supply circuit is complex and the larger the number of elements, the more induced losses become important.

In fact, a Reflectarray antenna consists on combining of both reflector and array antennas features. A planar array of unit cells, designed with specified phase shifts, to reflect feed's incident wave to form a beam in the desired direction. The main challenge of Reflectarray implementation is the number of unit cells to be designed, in order to reradiate the incident wave with the requested phases. Several research works have been reported on improving the unit cells design and reflection characteristics as using multilayer patch element, waveguide unit cells and aperture coupled unit cells. Nevertheless, these cells require a complex implementation process and using costly materials.

In this Work, a reflectarray antenna design using hexagonal shape unit cells for 5th Generation (5G) application is presented. The hexagonal shape has been proposed to design the unit cells with a 0° - 360° reflection phase range. Moreover, the reflectarray is designed on a single layer topology, to make the design easy, more compact and low-cost fabrication. We have demonstrated that the reflectarray antenna is a promising solution in providing reliable, high-speed wireless communications for 5G applications.

Keywords—Reflectarray antenna; millimeter-waves (mm-waves); hexagonal shape cells, 5G.

CHAPITRE 1 INTRODUCTION GÉNÉRALE

1.1 Motivation

Les antennes jouent un rôle essentiel dans tout système de communication sans fil car ces composants transmettent et reçoivent les signaux électromagnétiques d'un point à un autre. Elles ont été conçues en toutes sortes de formes et de tailles et ont été intégrées dans plusieurs domaines.

La prochaine génération de communications devrait offrir plusieurs Giga bits par seconde de taux de transfert de données [1]. Pour atteindre ce taux, la bande des ondes millimétriques est suggérée à utiliser. Dans ce domaine, les réflecteurs paraboliques et les antennes réseaux sont utilisés pour leurs efficacités. Cependant, la surface de réflexion incurvée de l'antenne parabolique provoque une grande taille et une masse importante. En outre, ce type d'antennes peut être conçu pour rayonner le faisceau principal avec quelques largeurs de bande loin de son point focal [2]. Une antenne réseau [3], d'autre part, est composée de cellules 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.

1.2 Problématique

Dans nombreuses applications, telles que les satellites ou les radars, la puissance rayonnée du signal doit être concentré sur une direction spécifique pour maximiser le gain au niveau des récepteurs. Dans ces cas, des antennes à gain élevé sont indispensables. Généralement, il existe deux approches pour obtenir des antennes à gain élevé: des antennes à grande ouverture ou des réseaux d'antennes. Les antennes à ouverture ont été les premières structures qui ont atteint un gain élevé en créant de grandes ouvertures éclairées par des sources externes. Plus l'ouverture est grande plus

la directivité sera élevée. Les antennes cornets et le réflecteur sont deux exemples typiques de ce genre d'approches. Cependant, les antennes à ouverture ont souvent une très grande dimension physique, ce qui donne une structure encombrante et lourde et par conséquent limite leurs applications aux systèmes de communication modernes.

La deuxième approche consiste à regrouper plusieurs antennes dans un réseau pour former une seule antenne capable de produire des diagrammes de rayonnement non produits par des antennes séparées. Les réseaux d'antennes peuvent être également reconfigurés car la phase de réseau peut être réglée électriquement en contrôlant l'excitation. De plus, les éléments du réseau peuvent être planaires ou conformes. Cependant, les réseaux d'antennes ont leurs propres inconvénients à savoir; la conception du réseau d'alimentation et les pertes. Chaque élément étant excité individuellement par une ligne de transmission, les réseaux d'antennes nécessitent un réseau d'alimentation complexe pour alimenter tous les éléments. De ce fait, les pertes dans la ligne de transmission augmentent avec la taille de la matrice. Ainsi, les pertes et la complexité associées au réseau d'alimentation constituent des limitations majeures pour les conceptions des réseaux d'antennes.

1.3 Objectif :

Les deux approches citées présentent des avantages et des limites. L'idée de combiner leurs avantages tels que: les techniques spatiales pour exciter un réseau d'antennes en utilisant une source unique d'alimentation et un réseau d'antennes passives, a été mise en œuvre, par exemple des antennes à réseau réflecteur [4]. Les antennes à réseau réflecteur sont généralement constituées d'une matrice d'éléments passifs, excité par une antenne cornet en réfléchissant l'onde transmise pour créer une phase uniforme comme une antenne à ouverture. Par rapport aux réflecteurs traditionnels, les antennes à réseau réflecteur ont les avantages d'être planaires ou conforme, souples et portatives [5].

1.4 État de l'art

Les antennes à réseau réflecteur, ou *Reflectarray Antennas* en anglais (RA), consistent d'une source d'alimentation éclairant une surface réfléchissante généralement plate, dont ses paramètres doivent être conçus de manière appropriée pour obtenir les performances requises [6]. Les antennes à réseau réflecteur ont été proposées pour la première fois en 1963 par Kennedy et al. [7], où la surface réfléchissante était constituée d'un réseau de guides d'ondes court-circuités de longueur variable, comme le montre la Figure 1.1. Cependant, les premières RA n'étaient pas toujours des antennes légères, faciles à gérer et à faible coût ou possèdent toute autres caractéristiques intéressantes, comparativement à celles d'aujourd'hui. C'est probablement la raison pour laquelle, pour plus de dix ans, cette solution n'avait pas montrée des avantages apparents par rapport aux réflecteurs paraboliques. Les antennes RAs n'ont pas été envisagées qu'en 1975, date à laquelle la réalisation de la première une antenne RA reconfigurable a vu le jour dans un brevet américain [8].

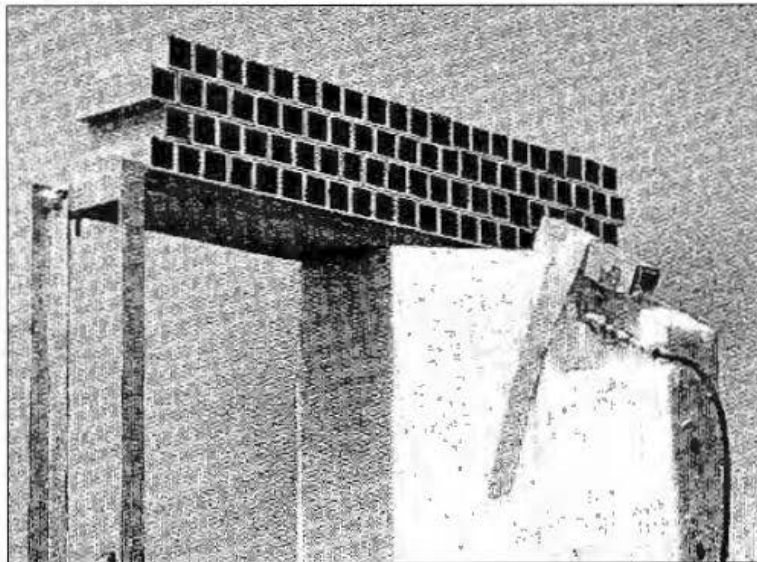


Figure 1.1 Reflectarray de guides d'ondes court-circuités [7].

Dans ce cas, une surface réfléchissante constituée par des antennes spirales a été proposée, où chaque élément rayonnant utilise un ensemble approprié de diodes pour gérer correctement la phase de l'onde réfléchi. Ainsi, il est possible de dire que, dès le

départ, l'amélioration des performances électromagnétiques des antennes RAs pour les introduire dans des applications réelles présentait un défi.

L'importance des antennes RAs est apparue avec l'évolution de la technologie des circuits imprimés qui a permis de mises en œuvre des antennes légères et avec un profil bas. En fait, même si le premier brevet qui a introduit une structure basée sur une antenne patch microstrip a été publié en 1977[9], ce n'est qu'à partir de la fin des années quatre-vingt que cette technologie est devenue attractive. De plus, et pour obtenir des performances élevées de l'antenne, il faut concevoir un très large réseau de patches en exploitant correctement tous les paramètres géométriques possibles, nécessitant, ainsi, l'adoption d'un simulateur électromagnétiques, des outils d'optimisation sophistiqués.

Récemment, et avec la disponibilité des outils de modélisation numérique, ces antennes ont remplacé autres technologies dans de nombreux domaines d'application ou il est important de satisfaire les contraintes telles que : un gain élevé, faisceau étroit avec un minimum de niveau des lobes secondaires, structure légère et moins volumineuse, la facilité de déploiement et la possibilité de pliage. La principale limitation de ce type de solutions est due au fait que les systèmes d'antennes les plus récents nécessitent une bande passante très large, multi-bandes ou la possibilité de diriger les faisceaux transmis, sont des objectifs difficiles à atteindre avec des antennes RAs. En fait, la bande passante est intrinsèquement limitée à cause de; la faible bande passante des éléments rayonnants imprimés eux-mêmes, généralement pas plus grande que les 3 à 6% et, plus important encore, la dépendance en fréquence du retard de la phase du champ incident. En particulier, ce deuxième aspect est assez critique et devient dominant dans les RAs [10], car il exige que les éléments rayonnants soient capables de compenser les différents retards de phase aux différentes fréquences de travail.

L'amélioration de la bande passante des antennes RA consiste à utiliser des éléments rayonnants composés d'au moins deux couches superposés [11-12]. Cependant, cette technique aboutit à une structure plus lourde, plus volumineuse et plus complexe, comme le montre la Figure 1.2, nécessitant une fabrication complexe et coûteuse qui présente certaines contraintes pour concevoir un système pliable.

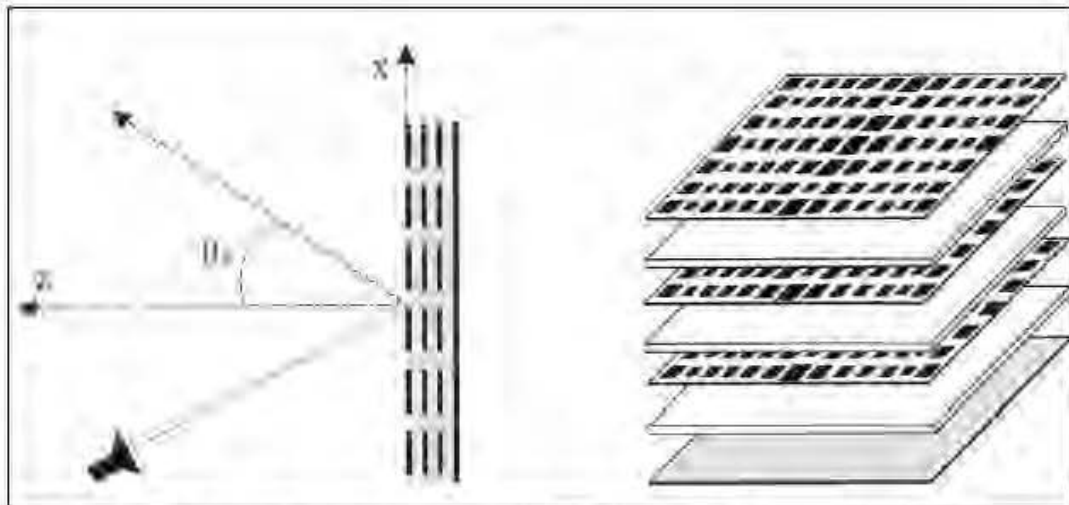


Figure 1.2 Structure multicouche de Reflectarray [10].

Récemment, des solutions alternatives ont été proposées, dans lesquelles les éléments de RAs sont des patchs imprimés à une seule couche de forme non conventionnelle [13-18]. Ces formes sont choisies correctement afin de présenter plus de degrés de liberté par rapport à celles généralement adoptées pour les structures basées sur des éléments multicouches conventionnelles [19]. Les formes non conventionnelles peuvent être utilisées pour compenser la variation de la phase avec la fréquence, et permettent aussi l'amélioration la bande passante.

Plus récemment, la conception des antennes RAs impliquait également l'utilisation des éléments de sous-longueur d'onde (sub-wavelength elements) pour améliorer la bande passante [20-24]. Initialement, le terme "surface d'impédance artificielle" a été utilisé pour exprimer la structure avec des éléments petits et proches l'un de l'autre [20], et a été remplacé par la suite par "élément sous-longueur d'onde". L'idée est de réduire la taille de l'élément pour éviter la résonance des cellules de taille demi-onde ($\lambda/2$). Les résultats rapportés ont montré une amélioration significative de

la bande passante de l'antenne. Cependant, l'inconvénient majeur de cette approche est l'intervalle de phase limité couvert par ces éléments. À mesure que la taille de la cellule diminue, l'intervalle de phases diminue et, par conséquent, le gain et les performances de l'antenne sont également réduits.

Ces dernières années, il existe une autre tendance dans la conception des antennes RAs, qui intègre des dispositifs électroniques afin de modifier les propriétés électriques de ces éléments pour reconfigurer le rayonnement des antennes RAs. Ce type est classé comme des antennes RAs reconfigurables (RRA). En fait, le premier RRA a été déjà conçu, lorsque Phelan [5] a mis en œuvre une technique de rotation sur les cellules spirales d'un RA afin de reconfigurer les ondes circulairement polarisées en changeant leurs polarisations. Cependant, jusqu'aux dernières années, plusieurs solutions alternatives pour les RRA ont été proposées, notamment l'utilisation de diodes varactor, de diodes PIN et de MEMS. Les RRA offrent des capacités de balayage dynamiques qui permettent de l'appliquer à plusieurs applications telles que les radars. Les RRA peuvent également être reconfigurées à différentes fréquences, ce qui augmenterait leur bande passante. Les limites des RRA sont toutefois la complexité des conceptions. Ce qui a abouti à une structure complexe ou à plusieurs couches avec des réseaux de contrôle des RRA.

La fabrication des antennes RA pour des applications modernes implique la conception des structures qui contiennent des centaines d'éléments, ce qui nécessite une méthode de conception précise pour sélectionner correctement les éléments de l'antenne RA. L'utilisation d'une procédure de synthèse basée sur un schéma d'optimisation pourrait être pratique car elle peut gérer un grand nombre de degrés de liberté et fournir une configuration répondant aux différentes contraintes.

En général, la conception des antennes RAs utilise souvent des techniques de compensation de phase, qui comportent deux étapes: la synthèse en phase seule (POS) est effectuée d'abord pour trouver la distribution de phase de tous les éléments afin d'atteindre le faisceau souhaité, puis les dimensions de chaque élément sont sélectionnées pour fournir la phase requise calculée dans la première étape. La seconde étape est souvent basée sur l'analyse de l'élément qui prend généralement l'hypothèse

de la périodicité locale (LP Local Periodic Assumption), c'est-à-dire que l'élément est analysé dans un environnement infini [25]. L'analyse LP est capable de capturer les effets de couplage mutuel entre des éléments identiques. Cependant, la structure finale de la RA est composée de différents éléments, dont les géométries varient potentiellement, modifiant ainsi l'interaction entre les éléments. Par conséquent, cela entraîne des changements significatifs dans les performances mesurées de la RA par rapport aux valeurs numériques présentées.

1.5 Contribution

Nous avons proposé dans ce travail, une antenne Reflectarray en prenant en compte les exigences de fonctionnement des applications à ondes millimétriques. Ainsi, nous avons conçu avec des cellules hexagonales pour couvrir les fréquences de la bande de travail du standard de la 5^e génération (5G).

Les travaux issus de ce mémoire ont fait l'objet de deux publications scientifiques :

1. A. Ben Terki, M. Nedil, K. Hettak, J. Shakar, "*Reflectarray Antenna Design Using Hexagonal Shape Unit Cells for 5G Application*," IEEE APS 2018.
2. A. Ben Terki, M. Nedil, Y. Braham Chaouche "*Design of Compact UWB Coplanar Waveguide-Fed Modified Sierpinski Carpet Fractal Antenna*," IEEE APS 2019

1.6 Plan de la thèse

Nous organisons le mémoire du projet de fin d'étude selon le plan suivant.

Le premier chapitre est une introduction générale qui présente l'état de l'art des antennes Reflectarrays.

Le deuxième chapitre est consacré aux concepts théoriques des antennes Reflectarrays et les cellules unitaires. A cela, nous ajoutons aussi une description des communications de la cinquième génération.

Dans le troisième chapitre, nous concevons une cellule unitaire en étudiant sa phase de réflexion. La simulation de cette cellule unitaire a pris en compte l'effet de couplage mutuel des autres cellules voisines en utilisant le port Floquet.

Le quatrième chapitre est consacré à la conception et à la simulation de l'antenne Reflectarray après avoir conçu une antenne cornet pyramidale comme une source d'alimentation

Nous clôturons par une conclusion générale.

CHAPITRE 2 LES ANTENNES À RÉSEAU RÉFLECTEUR

2.1 Analyse et conception des éléments de l'antenne RA

Une antenne RA consiste d'un réseau d'éléments excités par une antenne d'alimentation [28]. Un modèle typique d'une antenne RA est illustré dans la figure 2.1. Chaque élément est conçu de telle sorte, lorsqu'il est éclairé par l'antenne d'alimentation, il réfléchit une onde avec une certaine phase. La distribution des phases sur l'ouverture de RA est ensuite synthétisée pour que l'antenne puisse transmettre un faisceau dans la direction souhaitée. L'analyse et la conception des éléments du RA sont dotées d'une importance primordiale.

Il y a deux étapes essentielles à suivre dans la conception d'une antenne RA; La conception des éléments puis la conception de l'antenne entière. D'abord, nous étudions les bases de la distribution de phase sur l'antenne RA. Ensuite, les approches de réglage de phase pour les éléments de RA seront présentées. Dans autre mots, comment un élément unique est conçu pour rayonner des ondes électromagnétiques avec des phases désirées. De plus, des techniques pour l'analyse et la conception des éléments de RA seront citées. Quelques discussions sur ces techniques seront aussi présentées.

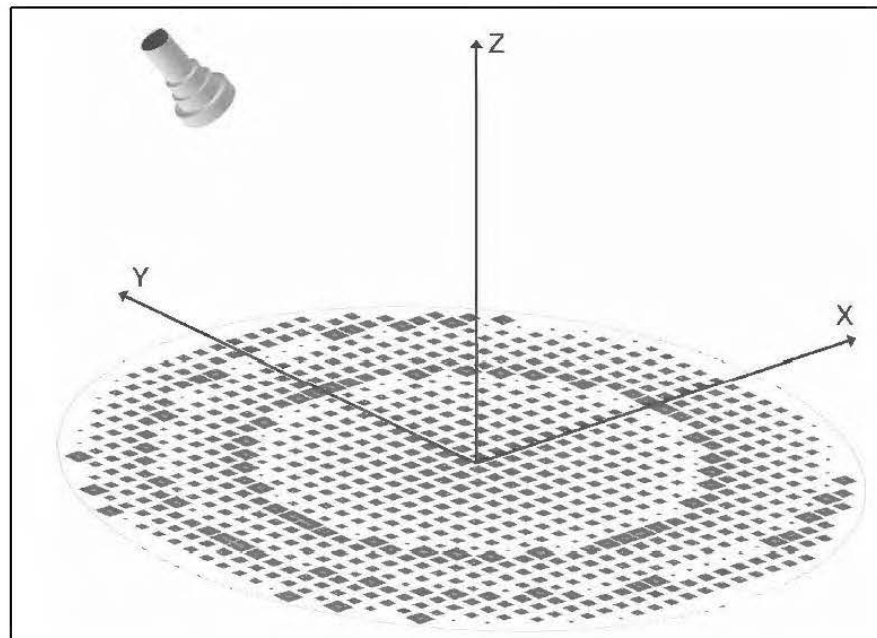


Figure 2.1 Un modèle typique d'une antenne RA [28]

2.2 La distribution de phase sur l'ouverture de l'antenne RA :

Dans les réseaux d'antennes planaires classiques, une distribution uniforme de la phase sur l'ouverture donnera un faisceau focal (*Collimated Beam* en Anglais) a rayonnement transversal (*Broadside* en Anglais), normal à l'antenne. Pour focaliser le faisceau dans un certaine direction, une distribution de phase précise est désignée aux éléments [29]. Pour les antennes RA, Il faut aussi tenir en compte de la position de l'antenne d'alimentation [30]. L'antenne d'alimentation est située à une certaine position par rapport au RA, comme illustré à la figure 2.1. Typiquement, les éléments de l'antenne situent dans le champ lointain de l'antenne d'alimentation; donc, le champ électromagnétique incident sur chaque élément peut être considéré une onde plane qui excite l'élément avec un certain angle d'incidence. Les champs électromagnétiques incidents sur l'ouverture du RA ont une phase proportionnelle à la distance parcourue, à laquelle on se réfère comme Retard Spatial de la Phase (RSP). Comme tel, Pour obtenir un faisceau focal, les éléments doivent compenser ce retard de phase. Un modèle géométrique de la structure, montrant la position de la source d'alimentation et le système de coordonnées est donné à la figure 2.2.

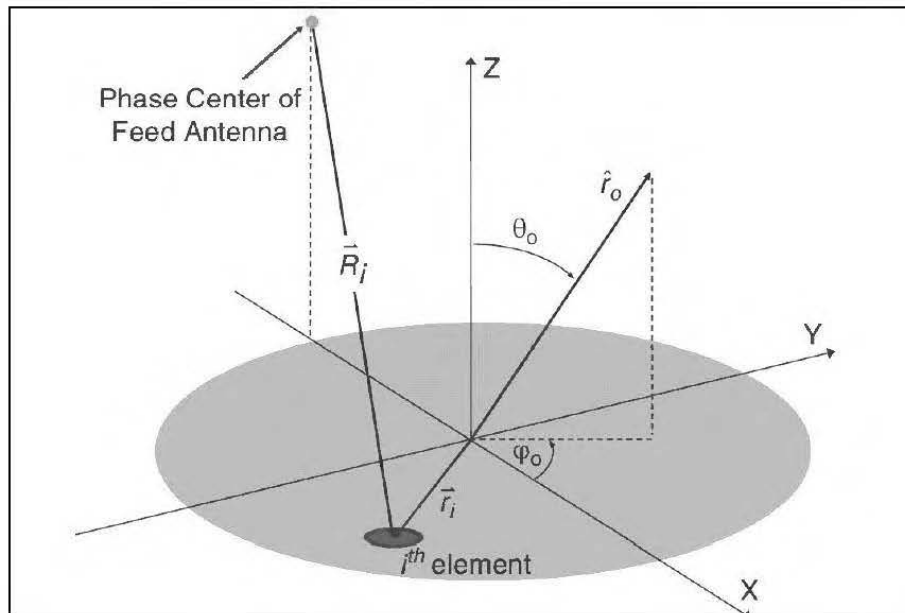


Figure 2.2 Une antenne RA et son antenne d'alimentation [30]

La phase de l'onde réfléchié d'un élément de RA devrait compenser le RSP de l'onde émise de la source d'alimentation à cet élément. Mathématiquement, cela est donné par :

$$\Phi_{RSP} = -k_0 R_i \quad (2.1)$$

Où R_i est la distance entre la source d'alimentation et le $i^{\text{ème}}$ élément, et k_0 est le nombre d'onde à la fréquence de travail. Telle distribution de phase sert à convertir l'onde plane émise par la source d'alimentation à un faisceau focal a rayonnement transversal, c'est-à-dire dans la direction Z par rapport à la figure 2.2. Pour diriger ce faisceau vers toute autre direction, une phase progressive (PP) pourrait être ajoutée aux éléments de l'antenne RA, qui est donnée sous forme vectorielle par :

$$\Phi_{PP} = -k_0 \vec{r}_i \hat{r}_0 \quad (2.2)$$

Où \vec{r}_i est le vecteur position du $i^{\text{ème}}$ élément, et \hat{r}_0 est la direction du faisceau principal, comme indiqué dans la figure 2.2. Dans le repère des coordonnées cartésiennes de la figure 2.2, la position de chaque élément peut être exprimée comme avec (x_i, y_i) , donc pour un faisceau dirigé dans une certaine direction (θ_0, φ_0) , cette équation peut être simplifiée :

$$\Phi_{PP} = -k_0 (x_i \sin \theta_0 \cos \varphi_0 + y_i \sin \theta_0 \sin \varphi_0) \quad (2.3)$$

La phase requise sur l'ouverture du RA (Φ_{RA}) donc c'est la combinaison du retard spatial de phase et la phase progressive, qui est donnée par :

$$\Phi_{RA} = k_0 (R_i - (x_i \sin \theta_0 \cos \varphi_0 + y_i \sin \theta_0 \sin \varphi_0)) \quad (2.4)$$

L'antenne RA est analogue à l'antenne parabolique, cependant, contrairement à la parabole, elle est constituée d'un certain nombre d'éléments et généralement disposés dans une grille cartésienne. Ainsi, la distribution de phase sur l'ouverture du RA est essentiellement pixélisée (pixelated en anglais) comme montre la figure 2.3, où chaque élément est assumé à avoir sa propre phase.

La distribution de phase présentée sur la figure 2.3 montre clairement que les éléments de RA doivent pouvoir fournir un intervalle complet de phase. Dans autres mots, un mécanisme est nécessaire pour changer la phase de réflexion des éléments de 0 à 2π . Dans la section suivante, des techniques de réglage de phase ont été développées afin de répondre à cette exigence fondamentale seront présentées.

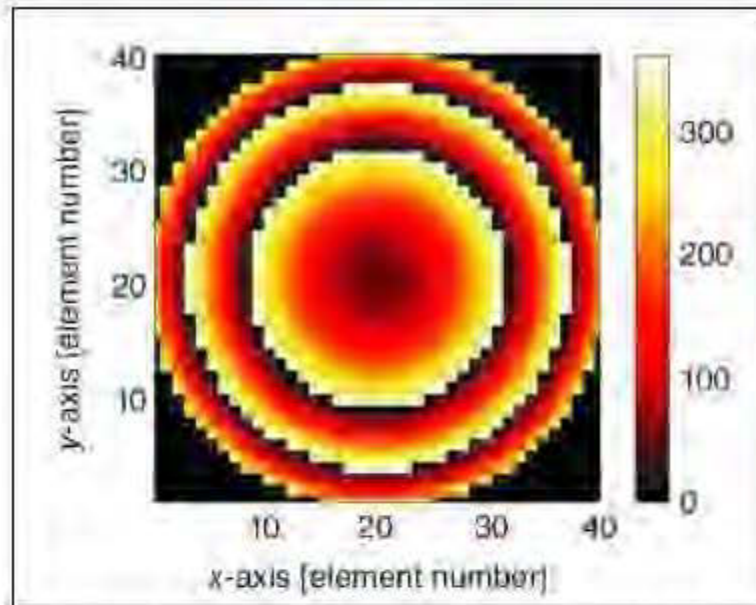


Figure 2.4 La distribution de phase d'un RA [29]

2.3 Techniques de réglage de phase pour les éléments de RA :

Dans la conception d'une antenne RA, la sélection de technique de réglage de phase qui permet aux éléments de RA à couvrir l'intervalle de phase souhaité est une étape critique. Une fois la technique de réglage est sélectionnée, les caractéristiques de l'élément peuvent être déterminées, qui est principalement utilisées pour définir les caractéristiques de radiation de l'antenne. Il existe différentes techniques pour régler la phase des éléments de RA [31], et généralement elles peuvent être catégorisées dans trois groupes:

1. Éléments avec lignes de transmission déphaseuses (Stubs),
2. Éléments de tailles variables,
3. Éléments d'angles de rotation variables.

Dans le premier groupe, l'onde incidente est reçue en premier par l'élément, puis déphasée à l'aide de la ligne déphaseuse et enfin rerayonnée. Cette méthodologie est le concept essentiellement utilisé par Berry [1] lorsqu'il a introduit la première antenne RA en 1963 en utilisant des éléments avec des guides d'ondes court-circuités. Pour le deuxième groupe, éléments de tailles variables, la phase est contrôlée en changeant les dimensions de l'élément, par exemple, la longueur ou la largeur du patch. Le dernier groupe, applicable uniquement aux éléments aux polarisations circulaires (PC), en tenant compte des propriétés d'une onde à PC émise pour régler la

phase. Dans cette section, les principes de base de ces trois approches de réglage de phase seront décrits.

2.3.1 Éléments avec lignes de transmission déphaseuses (Stubs)

Dans cette configuration, l'élément (qui est généralement un patch) reçoit une onde électromagnétique de l'antenne d'alimentation et la transfère en une onde guidée le long de la ligne de transmission (typiquement une ligne micro-ruban) avec une certaine longueur [32-33]. La ligne de transmission peut être terminée par un court-circuit ou un circuit ouvert. Le signal est réfléchi de la terminaison de la ligne de transmission et rayonné par l'élément. Un modèle schématisé de ce type d'élément est illustré à la figure 2.4.

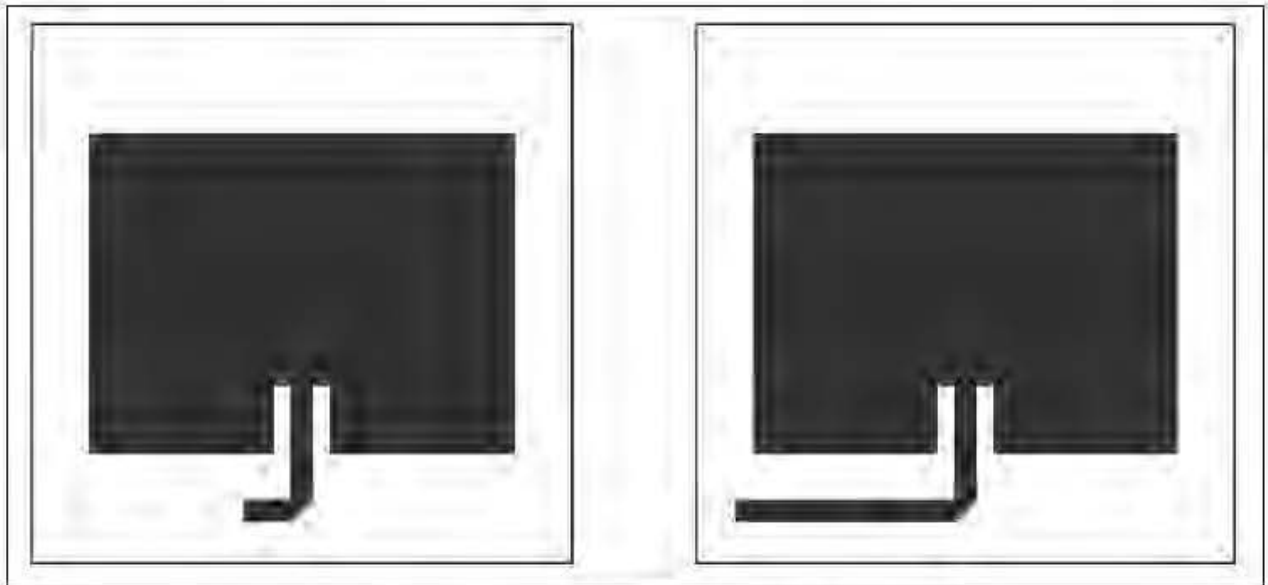


Figure 2.5 Éléments avec stub [32]

Dans cette approche, le décalage de phase est proportionnel à deux fois la longueur de la ligne, qui est donné par :

$$\Phi_{\text{ligne déphaseuse}} = 2k_l l \quad (2.5)$$

Où l est la longueur de la ligne et k la constante de propagation du signal le long de la ligne de transmission. La différence de déphase entre deux éléments de RA Δ , pourrait être atteinte en réglant la différence de la longueur physique, Δl , qui est égal à $\Delta/2k$.

Le principe de conception de cette approche est similaire à celui d'une antenne micro-ruban, où les dimensions du patch doivent être convenablement choisies telles qu'il résonne à la fréquence de l'onde incidente. La ligne de transmission (stub) doit être également adaptée au patch pour avoir une transmission sans pertes. C'est particulièrement important, car s'il n'y a pas une adaptation entre le patch et le stub, une partie de l'onde sera réfléchiée par le patch avant qu'elle traverse le stub. Dans ce cas, l'onde réfléchiée sera la somme de deux composantes, et sa phase ne sera non plus proportionnelle à deux fois la longueur du stub. C'est aussi critique à tenir en compte du couplage mutuel entre les éléments de l'antenne RA, donc la conception du patch et du stub devrait être effectuée lorsque l'élément est placé dans l'environnement du RA et non pas comme un élément isolé.

2.3.2 Éléments de tailles variables

Dans cette approche, la taille physique de l'élément est modifiée afin de régler la phase. Théoriquement, il est connu que le changement de la longueur d'un élément résonant change la fréquence de résonance de l'antenne, ce qui correspond à un changement de phase à une certaine fréquence. Le principe de fonctionnement de la technique de taille variable est basé donc sur le fait que la phase réfléchiée des éléments de tailles différentes en résonance serait différente. Cette méthode unique a été introduite pour la première fois dans [34] pour des dipôles imprimés croisés et dans [35] pour des patches rectangulaires. La technique des éléments de tailles variables, bien qu'elle adopte de manière conventionnelle une géométrie de patch carré ou circulaire, permet des choix plus diversifiés pour les géométries des éléments [36].

Un patch est un élément résonant avec un grand facteur de qualité Q , donc un petit changement dans sa taille produit des changements de phase sur l'onde réfléchiée. Idéalement, une seule résonance pourrait fournir un intervalle complet de phase de 360° , cependant, en pratique, l'intervalle total de phase obtenu dépend d'un certain nombre de facteurs tels que l'isolation entre les patches voisins et l'épaisseur du substrat, et il est moins qu'un cycle complet. Pour des substrats minces, typiquement moins d'un dixième de la longueur d'onde, un intervalle de phase supérieure à 300° est généralement atteint, ce qui est suffisant pour la plupart des conceptions des antennes RA. Un modèle schématique de ce type d'élément est donné dans la figure 2.5.

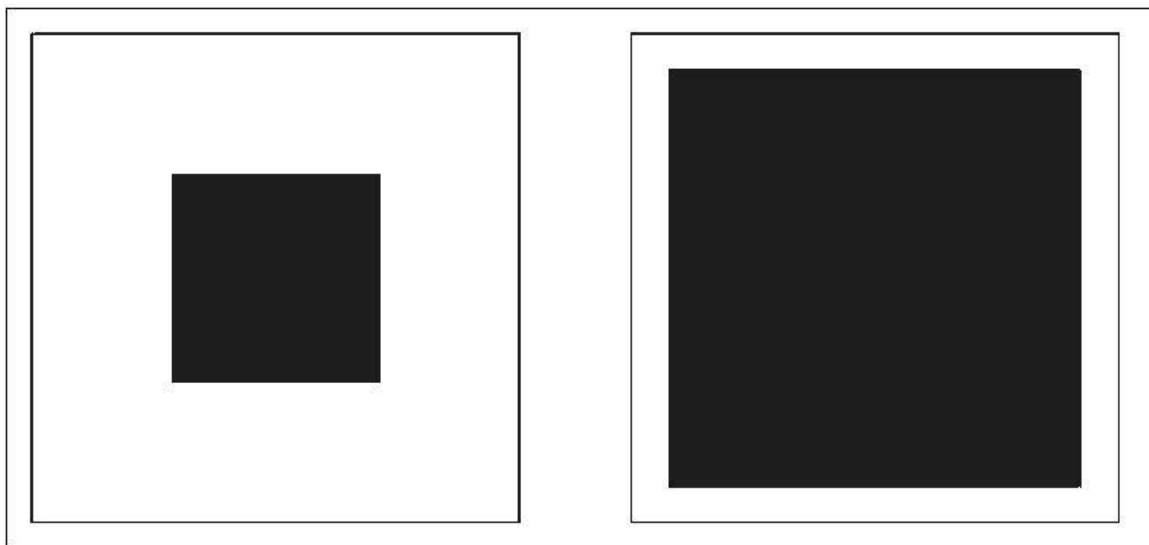


Figure 2.6 Éléments de tailles variables [34]

Il est important de noter que la variation de phase obtenue en utilisant cette approche est fortement non linéaire, principalement causé par la nature résonnante élevée du Q des patches sur des substrats minces. Ce qui donne une variation rapide de phase proche de la résonance et lente aux dimensions extrêmes. Bien que la forme de la courbe dépende de la conception des éléments, qui est généralement sous la forme d'un S . Une courbe en S typique pour les éléments de RA [36] est donnée dans la figure 2.6.

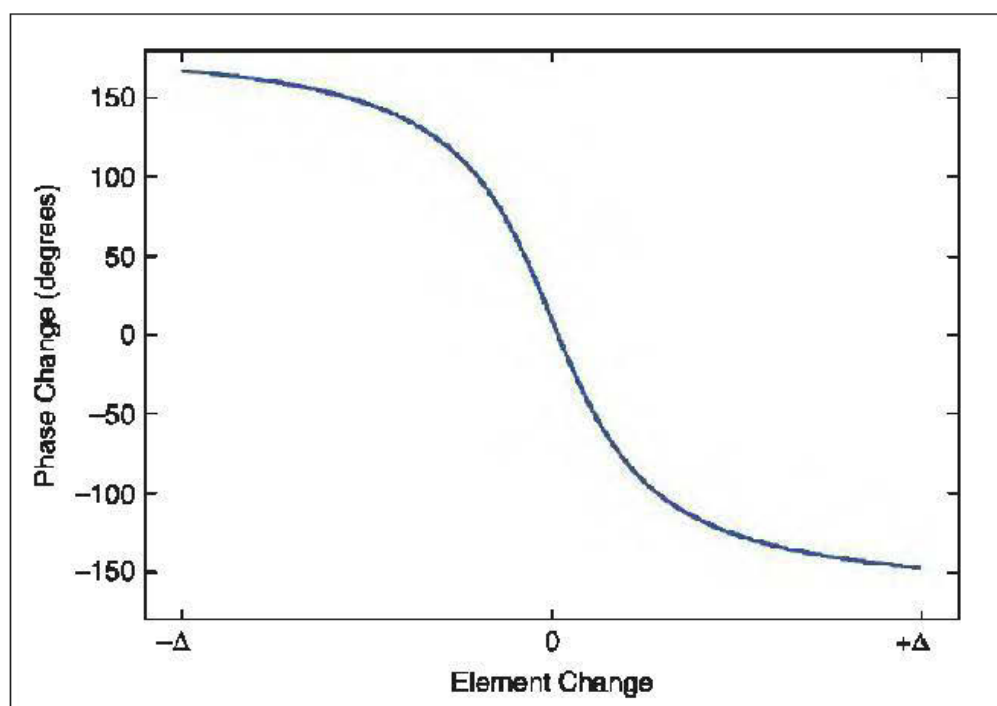


Figure 2.7 Une courbe de phase en S typique [36]

2.3.3 Éléments d'angles de rotation variables

Une technique de réglage de phase très astucieuse, qui se limite aux structures PC, qui est l'approche de rotation des éléments. Cette technique est basée sur le fait qu'une rotation d'un élément à PC autour de son origine (centre de l'élément) avec un angle ψ , entraîne le changement de la phase réfléchi par la même valeur en avance ou en retard tout dépend du sens de rotation [37]. Cette technique a été appliquée pour la première fois aux antennes RA en utilisant des éléments patch avec des stubs attachés [38]. Les patches ont été tournés par rapport à leurs origines, ce qui a entraîné un changement de phase de l'onde réfléchi comme une fonction linéaire de l'angle de rotation. Afin d'utiliser cette technique pour régler les phases des éléments du RA, il faut d'abord déterminer la relation directe entre l'angle de rotation et la phase de l'onde réfléchi. La figure 2.7 montre un modèle d'un élément à polarisation circulaire.

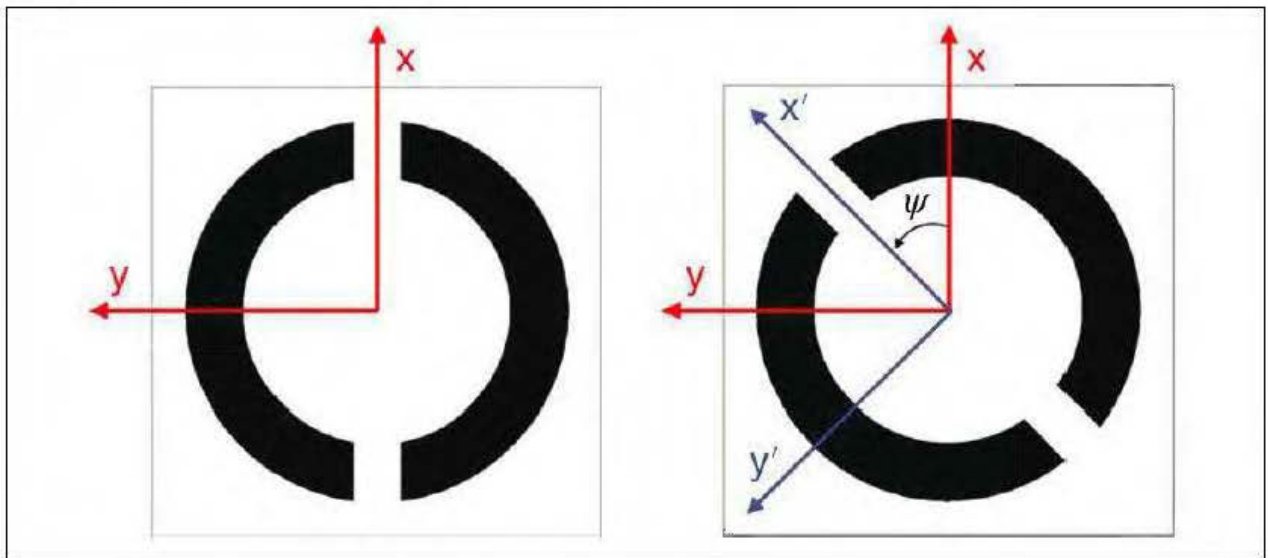


Figure 2.8 Modèle d'un élément à polarisation circulaire [37]

2.4 Les méthodes d'analyse des éléments du RA :

Les interactions électromagnétiques entre les éléments de l'antenne RA, appelées couplages mutuels, doit être prendre en compte, pendant l'analyse et la conception, plus en plus si l'espacement entre les éléments est inférieur à la longueur d'onde, qui est généralement le cas pour les RAs.

Dans un RA avec grand nombre d'éléments espacés uniformément, tous les éléments sauf ceux près du bord ont approximativement le même comportement

électrique. Dans un RA infini [39] chaque élément se comporte identiquement car il n'y a pas de bordures ou de variations aux voisinages des éléments. Donc les propriétés électromagnétiques de presque tous les éléments d'un RA fini peuvent être représentées par celles d'un élément d'un RA infini correspondant, qui a été considéré comme la meilleure base pour la conception des éléments des RAs finis. Il faut noter ici que l'approche par RA infini suppose que tous les éléments voisins sont identiques, c'est-à-dire la structure analysée est supposée être périodique. Cependant, dans le cas des antennes RAs les éléments ne sont pas identiques, et la structure est quasi périodique. Néanmoins, dans la plupart des cas, cette approximation périodique est assez adéquate pour caractériser les propriétés des éléments du RA.

Dans cette section, les différentes techniques qui ont été développées au cours des dernières années pour atteindre une analyse efficace des éléments du RA seront présentées.

2.4.1 Conditions aux limites périodiques et excitation avec port Floquet

Une technique qui pourrait être utilisée pour générer une onde plane avec une incidence normale à un élément est le simulateur de guides d'ondes parallèles [40]. Dans la plupart des cas, il est souhaitable d'étudier les caractéristiques de réflexion de l'élément, quand il est excité avec une onde plane incidente avec un angle quelconque (θ_i, φ_i) et une polarisation (TE, TM) . L'onde se reflète dans une direction avec une distribution d'amplitude et de phase. En plus, ce simulateur de guide d'onde parallèle puisse imiter avec précision l'excitation normale et oblique des ondes planes.

Dans cette approche, l'élément est placé au bout d'un cube rectangulaire (Cuboïde) où la largeur et la longueur de sa section sont identiques aux dimensions de l'élément [41]. Un modèle géométrique de cette configuration est donné sur la figure 2.8.

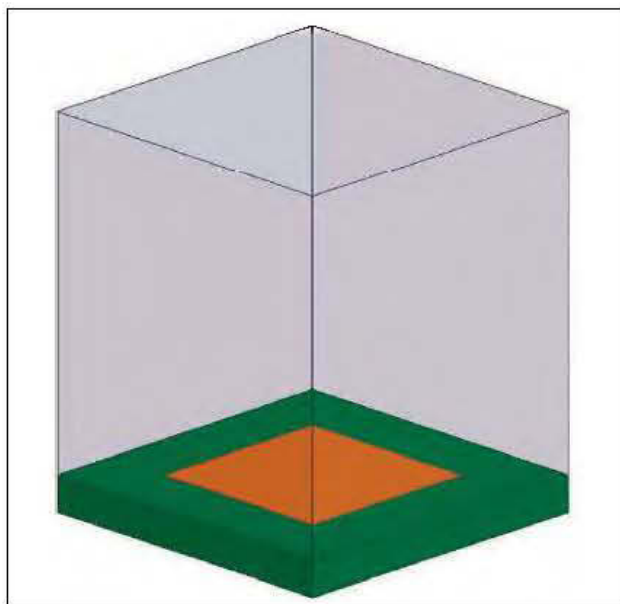


Figure 2.9 Technique du port Floquet [40]

Les quatre côtés de l'élément sont reliés avec les parois du cuboïde, ce qui permet de modéliser la périodicité de la structure. Puis, l'élément est excité avec un port Floquet, qui est situé sur la face supérieure du cuboïde, typiquement à une distance de $\lambda/2$ à la fréquence minimale. Le port Floquet excite avec un ensemble de modes, qui sont fondamentalement des ondes planes avec une direction propagation dépendent de la fréquence et la géométrie de la structure. C'est la configuration générale pour analyser un élément d'une antenne RA périodique pour n'importe quel angle d'incidence ou polarisation. Les paramètres du champ réfléchi peuvent être obtenus directement au port. Il est important de noter que plusieurs logiciels de simulation électromagnétique commerciaux sont disponibles pour cette analyse comme Ansys HFSS [37], CST Microwave Studio [42] et FEKO [43].

2.4.2 Guide d'onde métallique :

L'analyse en utilisant un guide d'onde métallique peut caractériser avec précision les propriétés de réflexion de l'élément sous certaines conditions. Dans cette technique, l'élément est placé à l'extrémité d'un guide d'ondes et excité avec le mode fondamental TE_{10} . Cette configuration de guide d'ondes crée essentiellement scénario d'un RA infini autour de l'élément, qui peut être expliqué en utilisant la théorie des images [44]. L'élément dans le guide d'ondes sera excité avec une onde plane en incidence oblique, donnée par :

$$\psi = \cos^{-1} \left(\sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{f} \right)^2} \right) = \cos^{-1} \left(\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{2a} \right)^2} \right) \quad (2.6)$$

Ici, f_c est la fréquence de coupure du mode fondamental, qui est directement liée à a , la plus grande dimension du guide d'onde rectangulaire. Chaque guide d'onde ne peut simuler qu'un seul angle d'incidence à chaque fréquence, plusieurs guides d'ondes différents doivent donc être construit afin d'analyser l'élément avec différents angles d'excitation aux plusieurs fréquences. À cause de ces limitations, cette approche est rarement utilisée pour la simulation d'éléments. Cependant, il est particulièrement utile pour mesurer les performances d'un élément.

Une configuration de mesure pour un élément patch carré à l'intérieur d'un guide d'onde rectangulaire standard est illustrée sur la figure 2.9. Bien que l'excitation au guide d'ondes ne soit pas d'une onde plane uniforme, elle permet de caractériser avec précision les propriétés de réflexion de l'élément du RA.

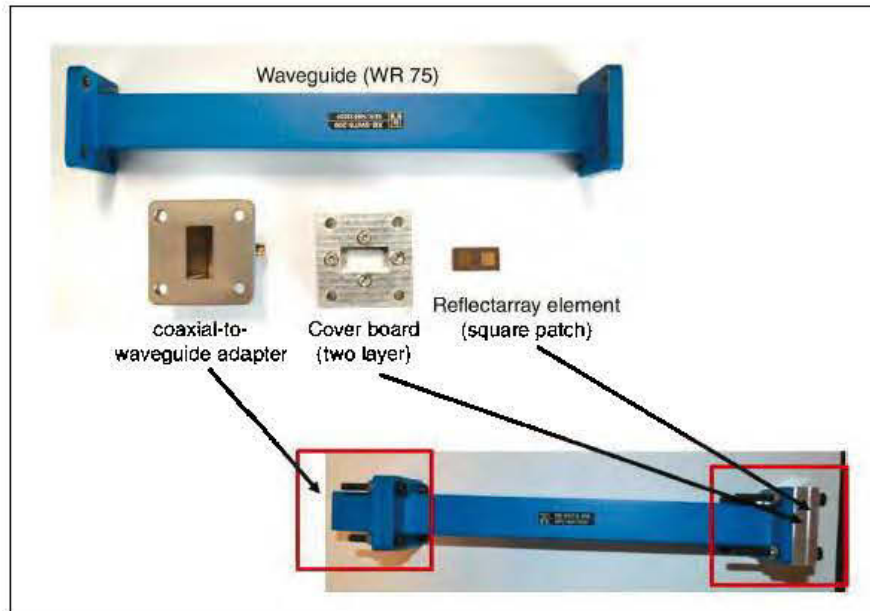


Figure 2.10 Technique de guide d'onde métallique[44]

2.4.3 Modèle de circuit équivalent

Les éléments d'une antenne RA peuvent être analysés en les considérant comme un circuit de ligne de transmission [45]. En fonction de la géométrie de l'élément, un modèle de circuit analogue doit être accordé pour l'analyser. Pour un élément patch carré, la surface métallique présente des condensateurs parallèles aux éléments adjacents, tandis que son plan de masse peut être modélisée avec des bobines parallèle. Les pertes dans le substrat diélectrique peuvent être modélisées par une résistance parallèle, finalement, tout l'élément est modélisé comme un circuit RLC parallèle. Les pertes de conducteur peuvent être également représentées par une résistance qui est connectée en série avec le condensateur comme indiqué dans [46]. En utilisant le circuit équivalent de l'élément, l'impédance vue de la surface supérieure de l'élément (Z_S) peut être calculée directement. Le coefficient de réflexion Γ d'une onde plane incidente sur l'élément peut être calculé aussi en utilisant la théorie des lignes de transmission, comme suit :

$$\Gamma = \frac{Z_S - Z_0}{Z_S + Z_0} \quad (2.7)$$

Où Z_0 est l'impédance d'espace libre et Z_S est l'impédance la surface de l'élément obtenu par la circuit modèle comme montré dans la figure 2.10.

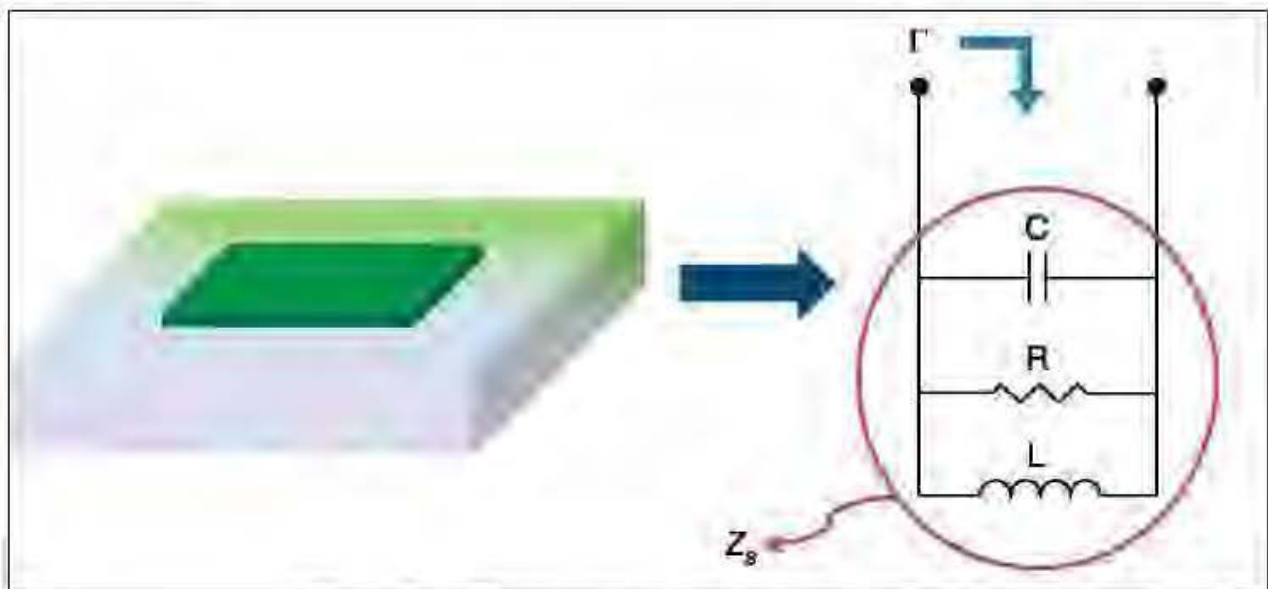


Figure 2.11 Technique de circuit équivalent [45]

Il est implicite que le défi principal de cette analyse est de tirer un circuit analogue correct de l'élément, avec des valeurs appropriées pour les éléments localisés (*lumped element* en anglais). Une fois le circuit équivalent a été obtenu, il est possible d'avoir des valeurs précises pour les éléments localisés en concevant un circuit résonant à la fréquence de travail, et en réglant ces valeurs obtenues afin que les courbes de réflexion du circuit équivalent et les courbes obtenues par la simulation directe de l'élément se superposent. En outre, le circuit équivalent est une analyse générale et les paramètres de la ligne de transmission peuvent être dérivés pour des angles d'incidence obliques. L'avantage du circuit équivalent c'est qu'elle fournit une information simple et directe sur le mécanisme de fonctionnement de l'élément.

2.4.4 Comparaison des techniques d'analyse des éléments

En résumé, diverses techniques sont disponibles pour analyser les éléments de l'antenne RA, ce qui permet de déterminer avec précision les caractéristiques de réflexion des éléments. Bien que chacune de ces méthodes ait son avantage, en général, la méthode de conditions aux limites périodiques et excitation avec port de Floquet est l'approche la plus appropriée pour l'analyse et la conception des éléments car elle peut être utilisée directement via un simulateur et permet également d'étudier les propriétés de l'élément sous différents angles d'incidence de l'onde d'excitation. Les deux autres techniques sont plus appropriées à utiliser après la conception de l'élément. En particulier, l'avantage de la technique de guides d'ondes c'est que les

caractéristiques de l'élément peuvent être obtenus expérimentalement à des fins de vérification, cependant elle a des limitations, car les dimensions de la cellule élémentaire sont généralement limitées aux dimensions du guide d'ondes, et le guide d'ondes ne peut exciter qu'avec un seul angle d'incidence à une fréquence. La méthode du circuit équivalent, en revanche, fournit un bon aperçu des caractéristiques physiques de l'élément.

2.5 Exemples des éléments d'une antenne RA

Dans la section précédente, trois techniques différentes ont été introduites qui permettent de régler la phase des éléments d'une antenne RA. Dans cette section, un exemple pour chaque technique de réglage de phase avec son principe de conception sera présenté.

2.5.1 Patch rectangulaire avec stubs

De cet exemple, l'élément patch reçoit l'onde émise de la source d'alimentation et la convertit en une onde guidée qui se propage au travers le stub. Le signal se reflète du stub vers le patch où il sera transmis. La conception est réalisée en deux étapes.

Tout d'abord, élément micro-ruban rectangulaire est conçu et excité en utilisant un port Floquet. Les dimensions de l'élément sont ajustées pour obtenir un rayonnement efficace. Selon la théorie de réciprocité, l'onde reçue par le patch sera convertie efficacement en une onde guidée. Une modélisation de l'élément est donnée dans la figure 2.11.

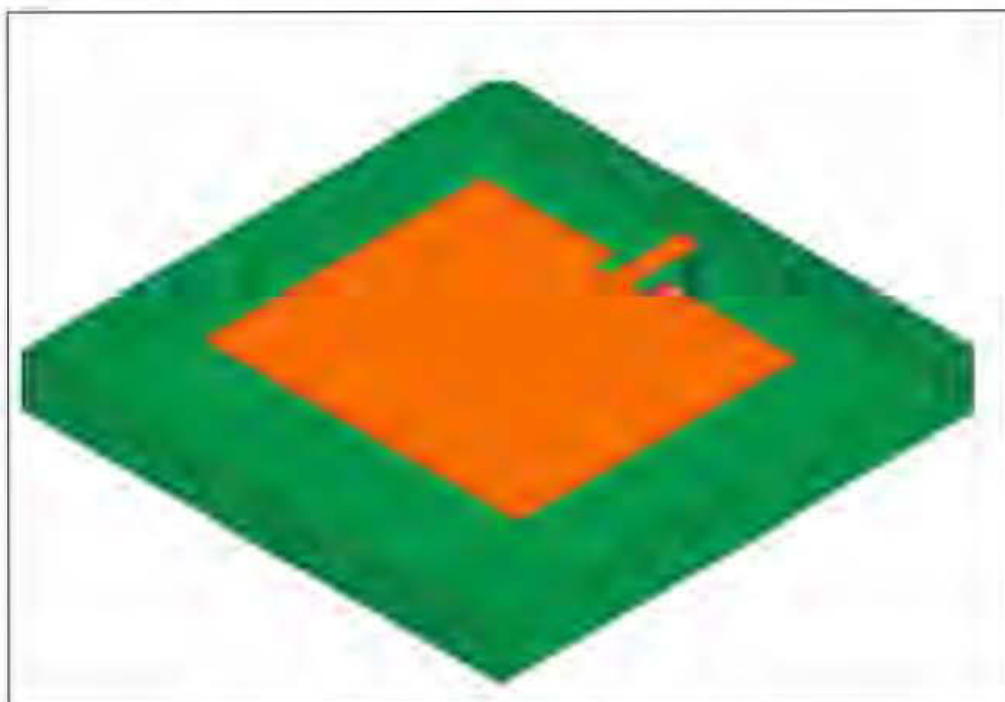


Figure 2.12 Patch rectangulaire avec stubs

Dans la deuxième étape, comme discuté précédemment, le déphasage fourni par le stub est proportionnel à deux fois sa longueur. Donc plusieurs changements de longueur du stub pour obtenir l'intervalle de phase nécessaire.

2.5.2 Patch carré de taille variable

Le patch carré de taille variable est l'élément des antennes RA le plus populaire. La simplicité de la conception et la forme basique de l'élément est très avantageux pour un faible coût de fabrication, particulièrement aux hautes fréquences. Pour un patch avec une largeur très petite la phase de réflexion est celle du substrat avec le plan de masse tout dépend de l'épaisseur du diélectrique. Lorsque la largeur du patch est grande, où le patch couvre presque toute la surface de l'élément où il se rapproche d'une feuille conductrice infinie, il donnera une réflexion au même sens de l'onde incidente. Le phase de réflexion varie avec la largeur du patch en courbe de forme S comme montre la figure 2.6. Un modèle de l'élément est donné à la figure 2.12.

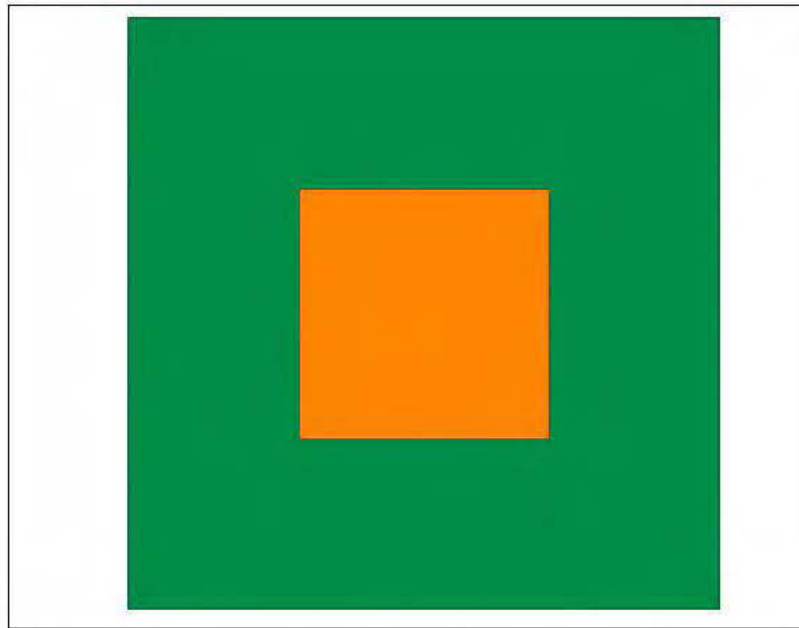


Figure 2.13 Patch carré de taille variable

Il est important à mentionner que les éléments dont les dimensions sont proches de la résonance donnent la plus grande variation de phase, mais avec des pertes considérables. Comme discuté plus tôt, excitation avec un port Floquet est utilisé pour analyser ce genre d'éléments.

2.5.3 Anneau à fente unique (single slot ring en anglais)

La technique de rotation des éléments est spécialement destinée pour les applications en polarisation circulaire. Les patchs carrés et les anneaux à fente unique SSR (*Single Slot Ring* en Anglais) ont été les formes d'éléments les plus utilisées. Cette technique de réglage de phase offre plusieurs avantages par rapport aux autres techniques déjà citées. En particulier, les tolérances de fabrication des éléments ne sont pas généralement aussi rigoureuses que les autres techniques, car la phase réfléchie par l'élément est indépendante de la fréquence de travail. Un exemple d'un élément SSR est illustré sur la figure 2.13. La phase réfléchie par l'élément est une fonction de son angle de rotation, en tournant l'élément de -90° à $+90^\circ$, un intervalle complet de phase est obtenu.

La technique de rotation des éléments est une approche très pratique pour le réglage de phase; cependant, il est limité aux structures PC. Proche de la fréquence de travail et pour une incidence normale, la polarisation croisée est presque négligeable, mais sa valeur s'augmente avec les changements de fréquence ce qui limite la bande passante de l'élément.

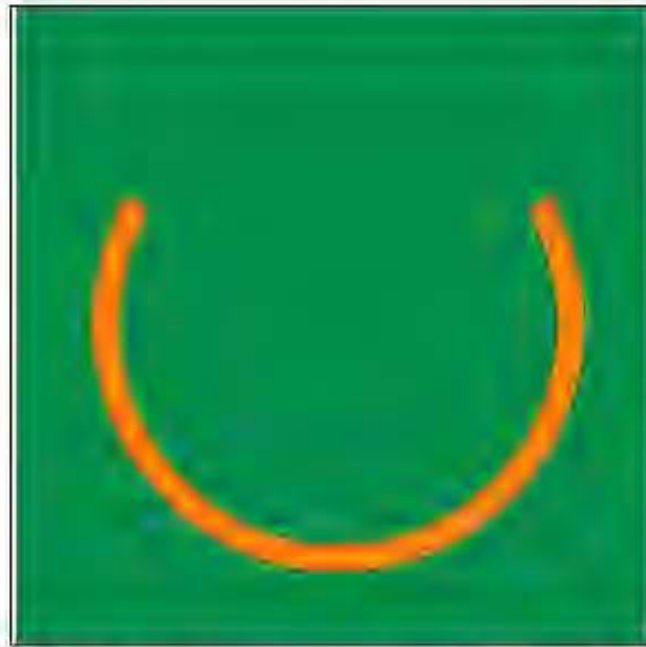


Figure 2.14 Anneau à fente unique

2.6 Caractéristiques et considérations de conception des éléments du RA

Dans les sections précédentes, les méthodologies de conception de base des éléments du RA, ainsi que les procédures pour une conception et une analyse efficaces étaient discutées. Dans ce qui suit, les caractéristiques principales des éléments seront présentées.

2.6.1 Comportement fréquentiel du coefficient de réflexion des éléments

Le coefficient de réflexion d'un élément est dépendant de la fréquence [47]. En tant que tel, la bande passante de l'élément est considérée comme un paramètre de conception de base, qui est liée à l'épaisseur du substrat; un substrat plus épais conduit à une meilleure bande passante. Toutefois, en fonction de la technique de réglage de phase utilisée, différentes contraintes limitent la bande passante de l'élément.

Dans la technique des lignes à stub, la bande passante des éléments est généralement considérée comme l'intervalle de variation de la phase de réflexion, Dehors cette bande de fréquence, l'élément ne reçoit plus, d'une façon efficace, de la puissance ce qui empêche le réglage de phase.

Pour la technique de rotation, la bande passante est principalement limitée par le niveau de la composante de polarisation croisée. Donc, la bande passante dans cette technique c'est le seuil toléré de la polarisation croisée imposé par les exigences de conception.

Pour la technique des éléments à taille variable, la définition de la bande passante est un peu plus compliquée [48]. Puisque la courbe de phase repose sur la taille de l'élément, alors que la taille est liée à la fréquence de résonance. La variation non linéaire en phase en fonction de la fréquence est la raison principale qui affecte la bande passante du RA avec des éléments à taille variable [49].

2.6.2 Effets d'angle d'incidence obliques sur le coefficient de réflexion des éléments :

Dans nombreux cas, les éléments du RA sont conçus sous angle d'incidence normal. Cependant en pratique, l'ouverture du RA sera excitée avec différents angles d'incidence et les effets de ce dernier dépendent généralement du choix de la méthode de réglage de phase. Pour les éléments avec des lignes stubs, généralement l'excitation oblique ne se manifeste que par une réduction de puissance reçue par l'élément, dont le niveau dépend de la forme de l'élément. Pour la technique de rotation, l'effet est principalement une augmentation du niveau de la polarisée croisée. Effets des angles d'incidence obliques sont plus compliqués pour les éléments à taille variable, car la phase et l'amplitude de l'élément sont dépendantes de l'angle d'incidence [50].

2.6.3 Sources d'erreur de phase dans la conception des éléments

Le réglage de phase des éléments est une étape primordiale pendant la conception des antennes Reflectarrays. Par conséquent, il est important de noter que la précision des éléments est susceptible aux erreurs résultantes de la méthode de conception, la fabrication ou approximations dans l'analyse [51]. Une description de chacune de ces erreurs est présentée ici.

- Erreurs de fabrication : en pratique, la précision de la fabrication permet d'avoir des éléments performants. Les dimensions ou le sens de rotation des éléments sont changés avec une certaine valeur en fonction de la précision de fabrication, et à ce titre, un contrôle continu de phase ne sera pas possible. Pour chaque élément de l'ouverture, la différence entre la phase idéale et la phase quantifiée est classé comme une erreur de fabrication.
- Erreurs d'intervalle de phase : Un autre facteur important dans la sélection des éléments est l'intervalle de phase fournit par chaque élément. Typiquement les éléments patch ont un intervalle proche de 360° . Si la plage de phase fournit est inférieure à un cycle complet, certains éléments vont être incapable de régler phase et ce problème pourrait être évité en sélectionnant des géométries d'élément adéquates pour minimise ces erreurs.
- Approximation du réseau infini : Comme indiqué précédemment, l'approche du réseau infini est utilisée pour simuler les éléments, qui suppose que les dimensions (ou sens de rotation) des éléments adjacents devrait être identiques ou au moins très proche. Pour une antenne RA avec des éléments de taille variable, la phase requise, et donc les dimensions des éléments adjacents, croissent progressivement dans chaque zone de Fresnel. Lorsque la zone est terminée, un changement de phase est observé et les dimensions des éléments passe d'une valeur maximale à une valeur minimale ou vice-versa, ce qui constitue une violation de l'approximation la périodicité et implique certaines erreurs dans les résultats.

2.7 Mesures des éléments du RAs

Un des grands avantages de la technique de simulation de guide d'onde métallique est la possibilité de la vérifier expérimentalement. La figure 2.14 montre la configuration utilisée pour les mesures d'un élément patch [52]. Dans cette configuration, lorsque l'élément est placé de telle sorte que l'onde incidente illumine sa partie supérieure, les pertes de l'élément peuvent être mesurées. De même, quand

l'élément est placé de telles sortes que l'onde illumine son plan de masse, ses pertes peuvent être aussi mesurées. Les configurations de mesure pour la partie supérieure et le plan de masse de l'élément sont illustrées à la figure 2.14. La procédure de mesure généralement utilisée est résumée ici.

1. Étalonnage du guide d'onde.
2. Insérer de l'élément au bout du guide d'onde, et mesurer le coefficient de réflexion de l'élément (phase et perte). La phase de réflexion de l'élément est obtenue dans cette étape.
3. Insérez l'élément au bout du guide d'onde en sens inverse et mesurez la perte dans le plan de masse. La perte de l'élément patch est la différence entre les pertes mesurées dans l'étape 2 et l'étape 3

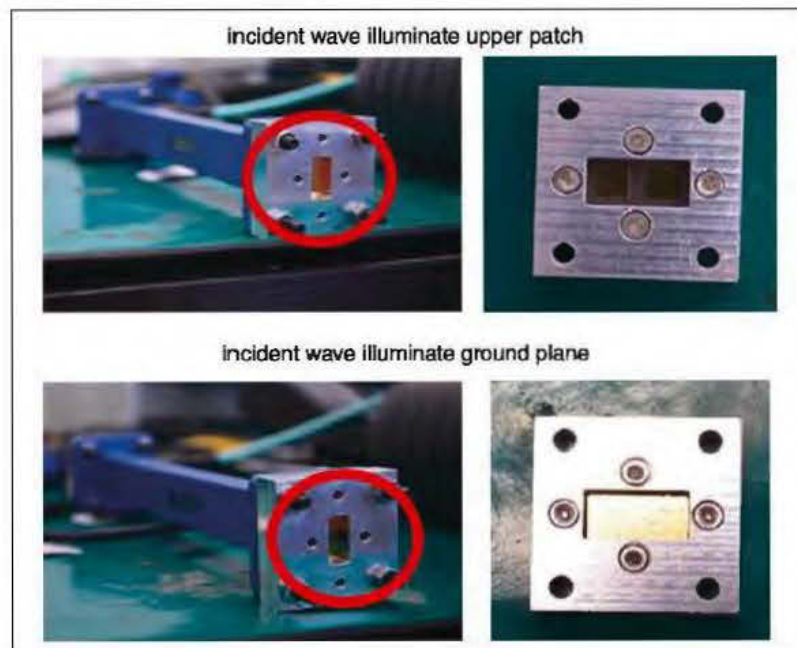


Figure 2.15 Le banc de test d'un élément patch[52].

CHAPITRE 3 CONCEPTION DE LA CELLULE UNITAIRE

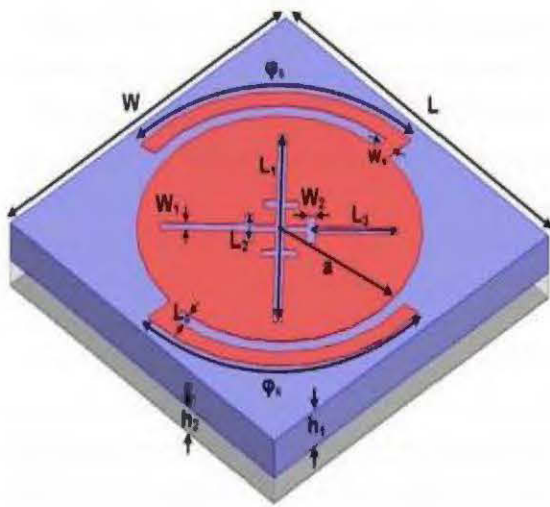
3.1 Introduction

Il a été mentionné de la section précédente, que les structures à une seule couche sont fortement suggérées pour la conception des antennes Reflectarray. Parmi tous les types des éléments envisagés à cette fin, un intérêt particulier a été accordé aux différentes formes de patches, car ce genre de choix semble prometteur en tant que compromis efficace entre une complexité géométrique modérée et une grande capacité de compensation de phase. De plus, ce type d'élément rayonnant présente des degrés de liberté intrinsèquement différents; la longueur et le rayon des éléments, par exemple, peuvent être modifiés indépendamment les uns des autres. En effet, il est possible de concevoir, en utilisant des éléments patches, une structure multicouche, dans laquelle les éléments de chaque couche fonctionnent dans une bande de fréquence différente, sans qu'une couche affecte une autre couche, ce qui permet la réalisation d'une structure multicouche et multi-bande.

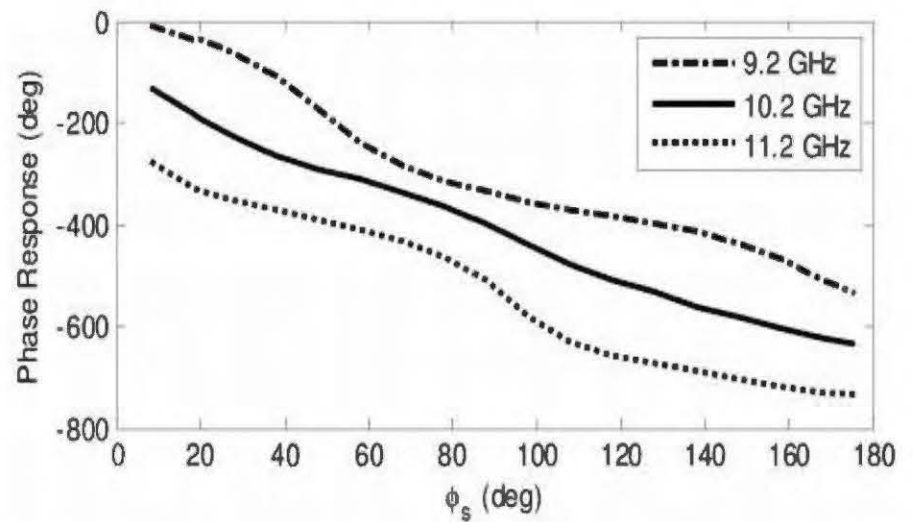
3.2 Méthode de conception

Malgré le grand nombre de degrés de liberté, dans la plupart des RA, idéalement, un seul paramètre géométrique pourra être modifié indépendamment [53-55], tandis que les autres sont modifiés proportionnellement au premier paramètre: de cette manière, il est possible d'élargir facilement la bande passante et compenser la phase. Un exemple [56] est donné sur la Fig. 3.1(a), où le paramètre modifiable est l'angle de rotation de l'élément. La courbe de phase de réflexion en fonction de la variation de l'angle de rotation est illustrée sur la Fig. 3.1 (b), et finalement l'antenne Reflectarray réalisée en utilisant cette cellule est photographiée sur la Fig. 3.1 (c). Dans le cadre de ce chapitre, la configuration choisie pour la cellule unitaire est le patch hexagonal, dans laquelle au moins deux paramètres géométriques peuvent être modifiés. De cette manière, il est possible, en changeant un paramètre, de compenser le déphasage de l'onde incidente de la source d'alimentation. Ce qui signifie que

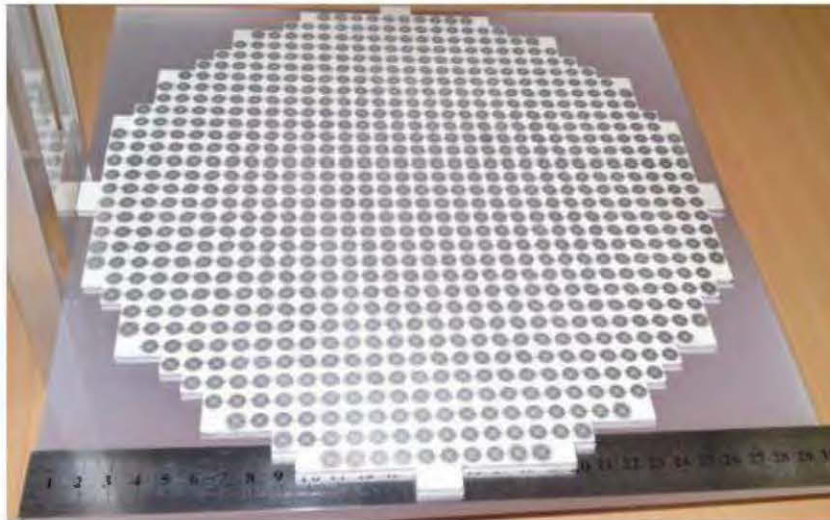
chaque élément du RA doit fournir une contribution de phase pour générer une onde qui varie à la fois avec la position de l'élément et avec la fréquence. Pour contrôler efficacement tous les degrés de liberté liés à la conception des cellules d'une antenne Reflectarray, une méthode de conception à deux paramètres sera mise en œuvre dans cette section.



(a)



(b)



(c)

Figure 3.1 (a) Cellule unitaire, (b) Courbe de phases de réflexion, (c) Antenne Reflectarray [61]

3.2.1 Conception à double paramètre

La méthode a été rapportée pour la première fois dans [57], où deux degrés de liberté sont contrôlés pour compenser les exigences de la phase. Dans un souci de simplicité, dans cette sous-section, la méthode est expliquée brièvement .

Initialement, la phase du champ réfléchi à la fréquence de travail est calculée par rapport à deux paramètres géométriques dépendants ou indépendants. Pour chaque retard de phase requis, un ensemble de valeurs géométriques de l'élément est sélectionné. Ensuite, la phase de l'onde réfléchie par toutes les cellules unitaire, sur la fréquence de travail, est tracé en fonction de ses valeurs géométriques. Finalement, la configuration de la cellule unitaire sera analysée et adoptée selon l'intervalle de phase couvert.

3.3 Considérations de conception

Les antennes Reflectarrays sont conçues pour atteindre certaines exigences comme la fréquence de travail et la direction de rayonnement. Sur la base de ces exigences, la cellule unitaire est conçue [7]. La forme et l'espacement entre les éléments sont définis pour atteindre les performances requises du RA et réduire autant que possible les lobes secondaires. Une équation clé de conception à respecter est donnée par [58]:

$$\frac{d}{\lambda_0} \leq \frac{1}{1 + \sin \theta} \quad (3.1)$$

où d représente l'espacement entre les éléments, θ représente l'angle d'incidence par rapport à la source d'alimentation et λ_0 représente la longueur d'onde dans l'espace libre.

L'un des paramètres de conception les plus importants est le rapport f/D , où f représente la distance entre le RA et la source d'alimentation et D la plus grande dimension de l'antenne RA. Ce rapport devrait être, généralement, compris entre 0.5 et 2 pour minimiser, d'une part, le niveau des lobes secondaires affecte le débordement et l'illumination (*Spillover and Illumination* en Anglais) du Reflectarray [7]. L'approche d'une antenne RA infinie alimentée par un port de guide d'ondes est adoptée pour la conception et la simulation des cellules unitaires. Cette approche suppose que tous les éléments au voisinage sont identiques et chaque élément est éclairé par une onde plane à une distance f , ensuite l'onde est rayonnée avec une certaine phase. La distance f est calculée comme suit [60]:

$$f = \frac{\lambda_g}{4} + h + 0.035 \quad (3.2)$$

où λ_g représente la longueur d'onde guidée et se calcule comme suit [61]:

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\varepsilon_{reff}}} \quad (3.3)$$

où λ_0 représente la longueur d'onde dans l'espace libre et ε_{reff} représente la constante diélectrique effective calculée comme suit [62]:

$$\varepsilon_{reff} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \left(1 + 12 \frac{h}{w}\right)^{-\frac{1}{2}} \quad eq. (3.4)$$

Où ε_r représente le constant diélectrique du substrat. h et w représentent l'épaisseur et la largeur du substrat, respectivement. Les courbes de La Fig. 3.2 (a) représentent l'efficacité de débordement et d'illumination de l'antenne Reflectarray conçue dans [63].

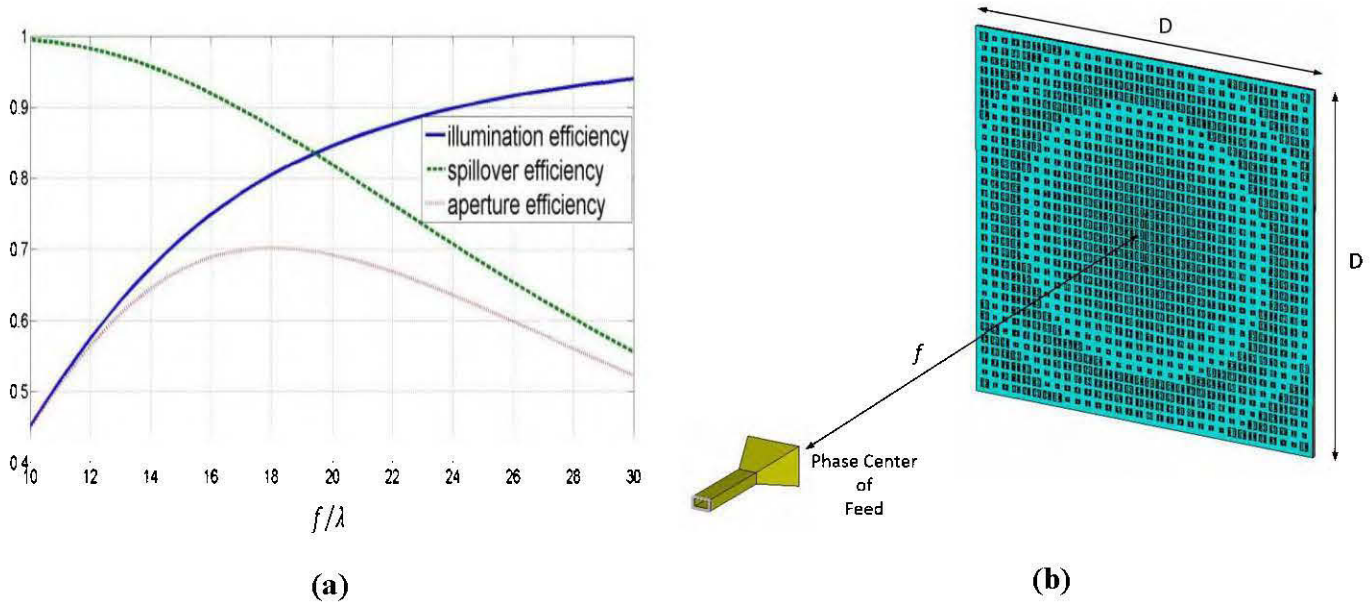


Figure 3.2 (a) Efficacité de débordement, efficacité d'illumination et leur produit.

(b) Antenne Reflectarray proposée. [63].

La première étape de la conception d'une antenne Reflectarray consiste à choisir une cellule unitaire pouvant couvrir un intervalle de phase de 360° en variant le paramètre de contrôle de cette cellule. En réalisant cette condition, le retard de phase de la source d'alimentation par rapport aux cellules du RA pourrait être compensé. Afin de remplir cette exigence, la phase de chaque élément doit répondre à l'équation déjà cité au chapitre précédent:

$$\Phi_R(x_i, y_i) = k_0(d_i - (x_i \cos \varphi + y_i \sin \varphi) \sin \theta) \quad (3.5)$$

Où k_0 est la constante de propagation dans le vide, (x_i, y_i) sont les coordonnées de l'élément i , d_i est la distance entre la source de l'alimentation et l'élément i , $\Phi_R(x_i, y_i)$ est le déphasage requis pour l'élément i et (φ, θ) est la direction du faisceau.

3.4 Procédure de conception

La procédure globale de conception d'une cellule d'une antenne Reflectarray, est décrite ci-dessous:

1. Sélection du substrat en fonction de la fréquence, de la largeur de bande, de la perte et du coût.
2. Création d'une courbe de phase de réflexion donnant la dimension du patch de chaque élément en fonction de sa phase de réflexion.
3. Détermination de la taille de patch requise pour chaque élément en utilisant l'équation. (5).

Le rayonnement d'une antenne patch entouré d'autres patches de taille différente peut être simulé en introduisant l'approche d'un réseau réflecteur infini constitué de patches de tailles égales [7]. Un avantage de cette approche c'est que le couplage mutuel entre les éléments est très faible pour des substrats micro ruban minces. Ainsi, l'effet des antennes patches voisines devient négligeable.

Les réflexions d'éléments identiques sont calculées, et cela est répété pour différentes tailles de patch pour créer un « dictionnaire » de tailles et de phases afin de constituer un réseau d'éléments avec différentes tailles satisfaisantes (Eq. (3.5)) pour chaque position. Cela garantira des délais de phase fixe de chaque élément, et donc un rayonnement total en phase.

3.5 Conception des éléments

La cellule unitaire conçue est illustrée à la Fig. 3.3. Sa structure est composée : d'un patch hexagonal, qui rayonne l'onde incidente de la source d'alimentation avec une certaine phase en fonction de ses dimensions, d'un substrat Rogers RT5880 carré avec un plan de masse. Le substrat est séparé du plan de masse par l'intermédiaire d'une couche de mousse (foam).

La cellule unitaire est caractérisée par les paramètres physiques suivants : l'épaisseur ($h_{\text{substrate}}$) et l'arête (w) du substrat, l'épaisseur (t) du conducteur, l'épaisseur (h_{foam}) du foam, l'arête (a) et le rayon interne (r) du patch hexagonal, l'espacement (d) entre éléments et la distance (F) entre la cellule et la source d'alimentation. La conception consiste, donc, à dimensionner la structure de la cellule, en se basant sur certains critères établis à la suite de l'analyse du paramètre électrique le plus important qu'est la phase de réflexion. Par conséquent, il est impératif, après avoir choisi la fréquence de travail, de commencer par cette analyse.

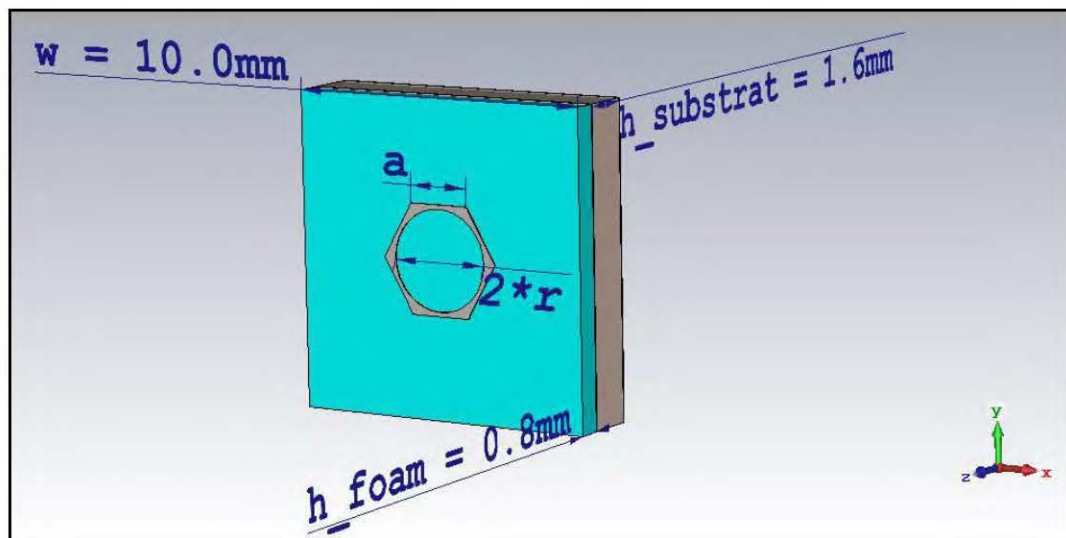


Figure 3.3 Structure de la cellule unitaire conçue

3.5.1 Fréquence de travail

L'antenne Reflectarray introduite dans ce travail pourrait être utilisée pour les communications de la cinquième génération. Comme tout système de transmission sans fil, le réseau de communication mobile de cinquième génération (5G) nécessite

également l'utilisation du spectre de fréquences pour la transmission de données. Afin de prendre en charge une bande passante plus élevée, la 5G nécessite une bande des ondes millimétriques. Les réseaux GSM et LTE conventionnels utilisent une plage de fréquences inférieure à 4 GHz ce qui crée une limitation au niveau de la bande passante. Une augmentation significative de la bande passante est nécessaire atteindre des hauts débits de communication.

Le choix de la fréquence 28 GHz comme la fréquence de travail de la cellule unitaire conçue est justifié par les points suivants:

1.Spectre non autorisé: la 5G utilisera un spectre d'onde millimétrique situé au-dessus de la gamme de 24 GHz [64] .

2.Onde millimétrique: elle joue un rôle important dans le système 5G en raison de la bande passante beaucoup plus grande. Les meilleurs candidats pour les futurs réseaux 5G sont les suivants: 24,25 à 27,5 GHz, 27,5 à 29,5 GHz, 37 GHz, 39 GHz et 57 à 71 GHz [64].

3.5.2 Caractéristiques du substrat

Le substrat, choisi, est le Rogers RT5880 avec une permittivité relative de : $\epsilon_r = 2.33$, $\tan \delta = 0.0005$ et une épaisseur h de 1.6mm. L'épaisseur t du conducteur de cuivre est de 0.035 mm et sa conductivité est $\sigma = 5.96 \times 10^7 \text{ S/m}$.

3.5.3 Espacement entre éléments

Tous les éléments adjacents du RA doivent avoir un espacement approprié entre eux afin d'éviter l'impact du couplage mutuelle. En plus, les éléments situés au bord du Reflectarray, les angles d'incidences de l'onde émise par la source d'alimentation pourraient être grands et les espacements entre éléments deviendront plus petits. Afin de rendre l'impact du couplage mutuel négligeable, les espacements devraient être régis par l'équation (3.1). En d'autres termes, les différentes simulations effectuées sous CST ont montrées que la phase réfléchiée reste la même pour (d) supérieur ou égal à 10mm.

3.5.4 Dimensions de la cellule

La cellule conçue est de forme carrée caractérisée par son arête (w) ou le patch est situé à son centre. Donc, pour respecter l'exigence de l'espacement entre les éléments, ses dimensions sont 10×10 mm, ce qui correspond à $0,933\lambda \times 0,933\lambda$ à 28 GHz, la fréquence de travail souhaitée.

3.5.5 Foam

Elle consiste d'une couche foam caractérisé par une épaisseur (h_{foam}) de 0.8mm et une constante diélectrique relative $\epsilon_r = 1.27$. Afin d'aboutir à cette configuration, différentes étapes de conception ont été effectuées. Initialement, la cellule unitaire était imprimée directement sur le substrat Rogers RT5880. Ensuite la cellule a montré une amélioration dans l'intervalle de phase réfléchi en ajoutant le foam.

3.5.6 Forme du patch

Une bonne performance de la cellule unitaire est directement reliée à la forme géométrique du patch, et comme il y a pas une règle générale pour choisir la forme, les performances d'une telle structure ne sera pas connues qu'après avoir évalué et analysé les résultats de simulation de phase de réflexion de l'élément. Donc, la forme géométrique choisie dans ce travail c'est un patch hexagonal avec une arête (a) et un rayon (r) qui a donné une bonne compensation du retard de l'onde émise par la source d'alimentation avec un intervalle de phase de 360° .

3.6 Résultats et discussions

L'objectif, dans cette section, est d'obtenir, après analyse, la phase de réflexion de la cellule unitaire. La cellule a été choisie de sorte qu'elle puisse couvrir un intervalle de phase de 360° , avec une minimisation de l'effet du couplage mutuel. Vu

que la cellule unitaire n'est pas modélisée par un circuit électrique exact, seule donc l'analyse électromagnétique, à l'aide de simulateur CST Microwave Studio [66], convient. Néanmoins, en représentant l'environnement par un modèle électromagnétique équivalent à la présence d'autres cellules unitaires en voisinage de celle conçue, ce qui amène à un résultat plus proche du cas réel.

L'objectif de l'analyse est d'établir une courbe qui associe la phase de réflexion, d'une cellule unitaire, aux dimensions de patch. Les valeurs de l'arête (a) du patch et son rayon (r), qui sont deux paramètres dépendants dans cette configuration, seront variés simultanément. En utilisant les fonctions fournies par le simulateur électromagnétique, la courbe qui donne la phase de réflexion en fonction des dimensions du patch sera finalement tracée.

3.6.1 Simulation électromagnétique

Le tableau 3.1 donne les paramètres physiques de la cellule unitaire déterminés précédemment. Ces paramètres sont utiles pour l'analyse électromagnétique des performances de la cellule. La structure de la figure 3.4 a été obtenue en respectant les règles de conception, exigées par le simulateur électromagnétique.

Après avoir préparé l'environnement de la simulation en utilisant la technique Floquet's Port, qui sera brièvement introduit, la simulation a été lancée, avec comme objectif, l'évaluation de la phase de réflexion en fonction des dimensions du patch dans la fréquence de travail.

3.6.2 Technique Floquet's Port

La Technique Floquet's Port [67], est utilisée exclusivement avec les structures planaires et périodiques. Les principaux exemples sont les antennes Reflectarray et les surfaces sélectives en fréquence, lorsque celles-ci peuvent être idéalement infiniment larges. L'analyse de la structure infinie est ensuite réalisée en analysant une cellule unitaire. Un réseau périodique unidimensionnel ou bidimensionnel de cellules patches imprimés sur un substrat avec un plan de masse, joue le rôle d'un réflecteur d'onde plane arrivant sous n'importe quel angle d'incidence.

Tableau 3.1 Paramètres physiques de la cellule unitaire

Paramètres physiques de la cellule unitaire	Valeur (mm)
Arête du substrat (w)	10
Épaisseur du substrat (h_substrat)	1.6
Épaisseur du foam (h_foam)	0.8
Espacement entre éléments (d)	10
Rayon du patch (r)	Varie entre 0.2 et 2
Arête du patch (a)	$1.25*r$
Fréquence de travail	28 GHz

La simulation d'un Reflectarray entier consomme une quantité considérable de temps et de ressource informatique [68]. L'utilisation des conditions aux limites des cellules unitaires de CST MWS dans les directions de périodicité permet une simulation relativement rapide avec une très bonne précision. L'utilisation de la bonne

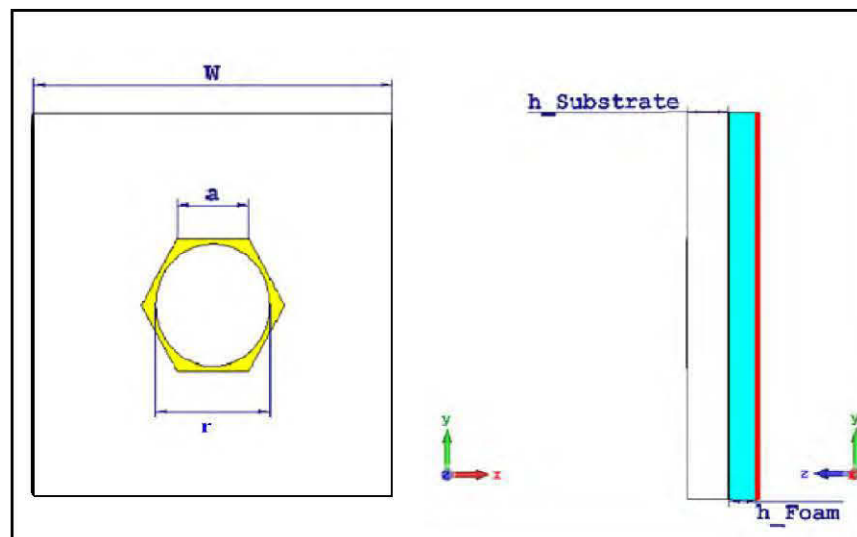


Figure 3.4 Structure de la cellule unitaire

configuration permet d'appliquer automatiquement les conditions aux limites des

cellules unitaires dans les directions x et y et définit les excitations du port de Floquet dans les directions z positive ou négative. La Fig. 3.5 illustre l'approche très populaire qui consiste à utiliser un guide d'ondes, dans lequel les surfaces supérieure et inférieure du guide d'ondes sont des parois électriques, tandis que les parois droite et gauche sont des parois magnétiques. Les ondes entrantes se propagent vers l'élément à la fin du guide d'ondes dans la direction de rayonnement, puis elles reflètent, selon la direction que la cellule unitaire est conçue pour la réfléchir, portant des informations sur l'amplitude et la phase.

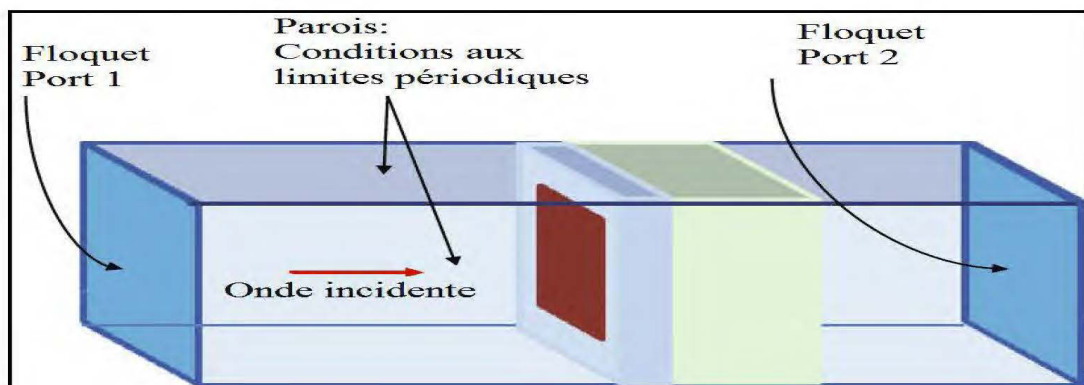


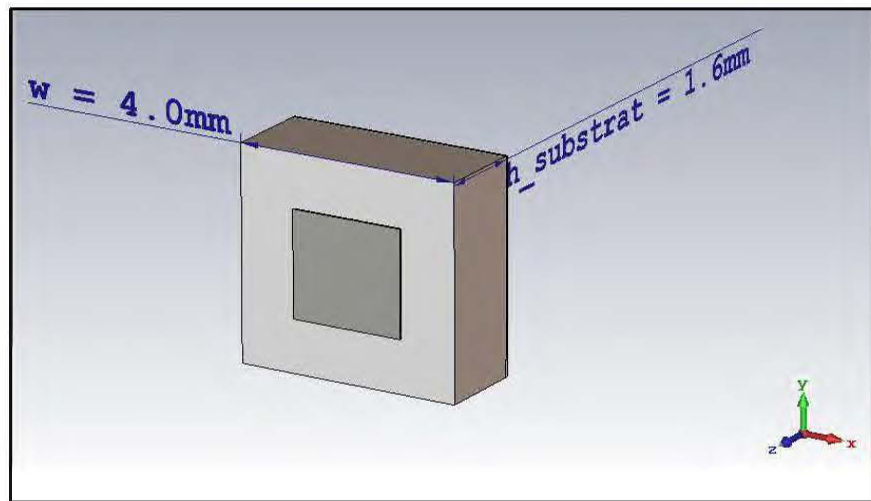
Figure 3.5 Approche de la technique Floquet's Port

3.7 Résultats de simulations

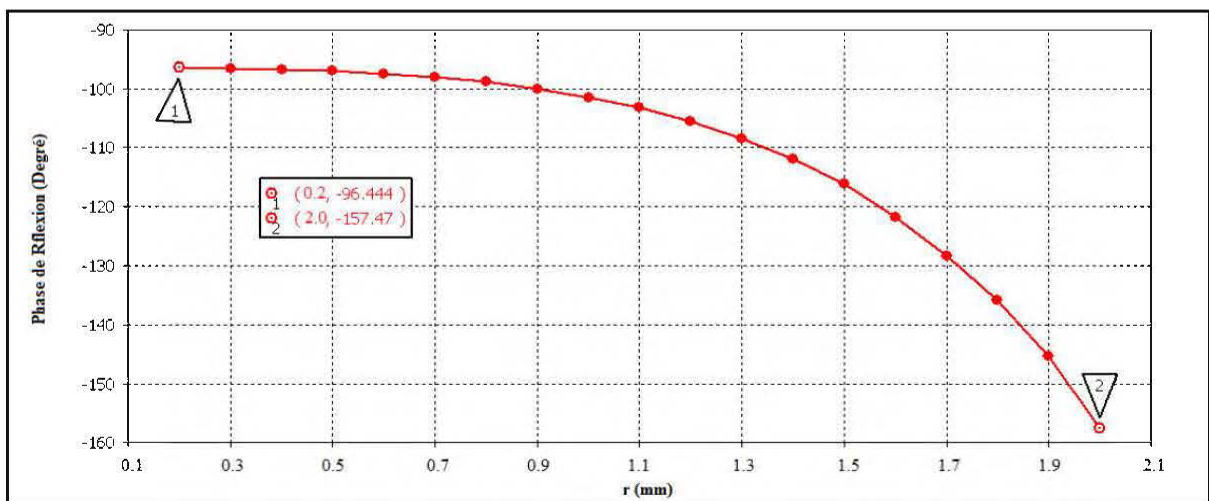
Une étude paramétrique sur la cellule unitaire a été effectuée pour obtenir la meilleure configuration. D'abord, la cellule (CU1) a subi des changements de largeur du substrat, ensuite l'épaisseur du foam de la cellule (CU2) est modifiée et enfin la forme du patch de la cellule (CU3) est changée, et à chaque fois en traçant la courbe de la phase de réflexion en fonction de la dimension du patch à la fréquence de travail 28 GHz. Les structures des cellules CU1, CU2 et CU3 sont illustrées sur les figures 3.1(a), 3.9(a) et 3.11(a), respectivement.

3.7.1 Dimensions de la cellule

L'espacement entre éléments est primordial : Il permet d'éliminer l'effet du couplage mutuel entre les cellules unitaires. L'influence de ce paramètre est illustrée sur les Figure 3.6(b), 3.7(b) et 3.8(b) en donnant les phases de réflexion de CU1 en changeant la largeur du substrat de 4mm, 6mm à 10mm, respectivement. Les résultats confirment l'importance de la largeur du substrat w . La diminution ou l'augmentation de ce paramètre affecte directement la phase de réflexion couverte par la structure. Le fait de modifier cette largeur permet de couvrir un intervalle de phases plus grand (de 60° pour $w = 4\text{mm}$ à 330° pour $w = 6\text{mm}$ et $w = 10\text{mm}$).

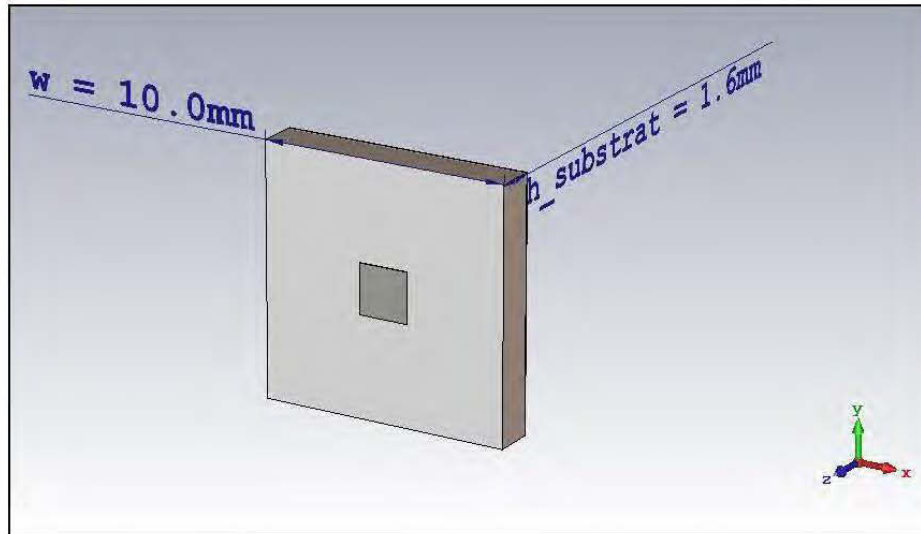


(a)

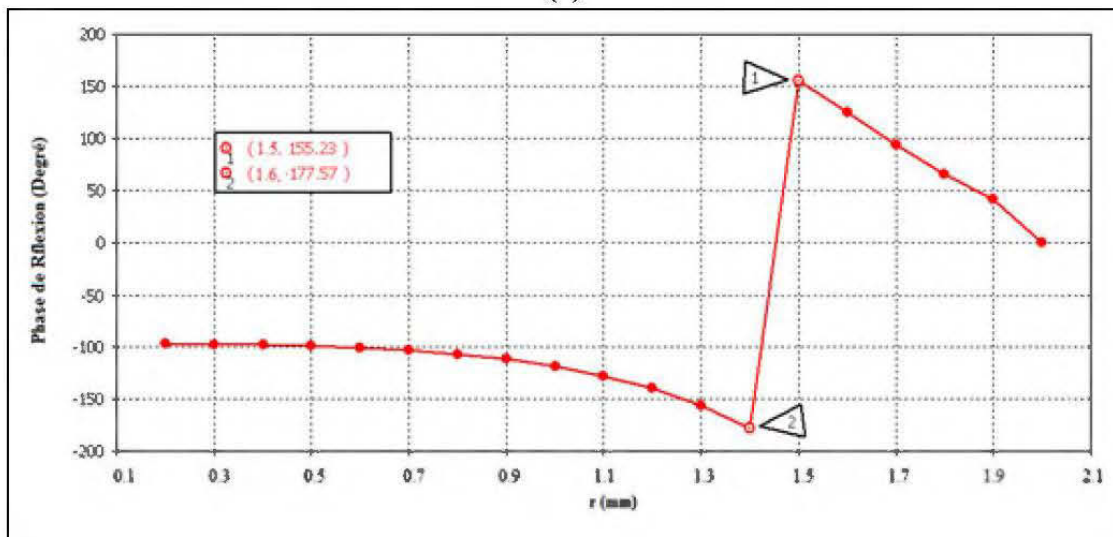


(b)

Figure 3.6 (a) Structure de CU1. (b)Phase de réflexion de CU1 en fonction de (r) , pour $d = 4\text{mm}$



(a)



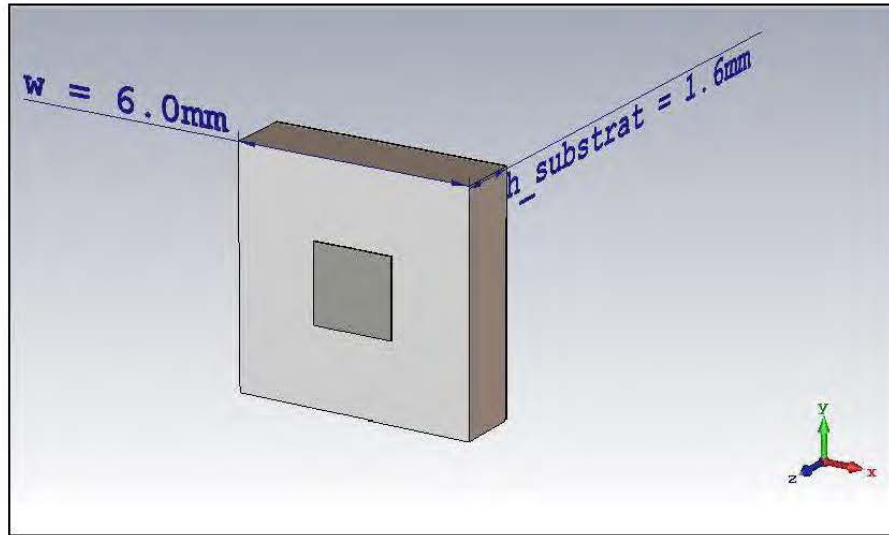
(b)

Figure 3.7 (a) Structure de CU1. (b)Phase de réflexion de CU1 en fonction de (r), pour d= 10mm

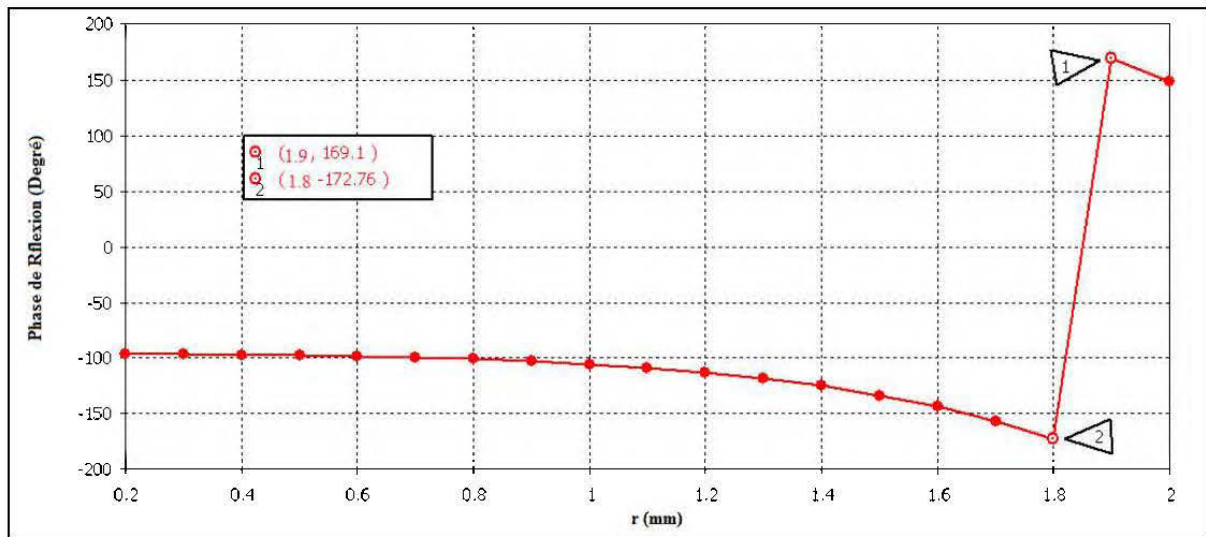
3.7.2 Épaisseur du foam

L'introduction du diélectrique séparant le substrat et le plan de masse est un facteur important dans le dimensionnement de cette cellule unitaire. Pour améliorer l'intervalle de phase de réflexion des éléments, une séparation entre le substrat et le patch a été introduite dans le but de réduire la pente de la courbe de phase donc, donne une variation lisse de phase de réflexion en fonction de dimensions du patch [65].

L'empilement diélectrique choisi (CU2) est montré sur la Figure 3.7. Il s'agit d'une couche de foam « en sandwich » d'épaisseur $h_{\text{foam}} = 0.8\text{mm}$ entre le substrat et le plan de masse.



(a)

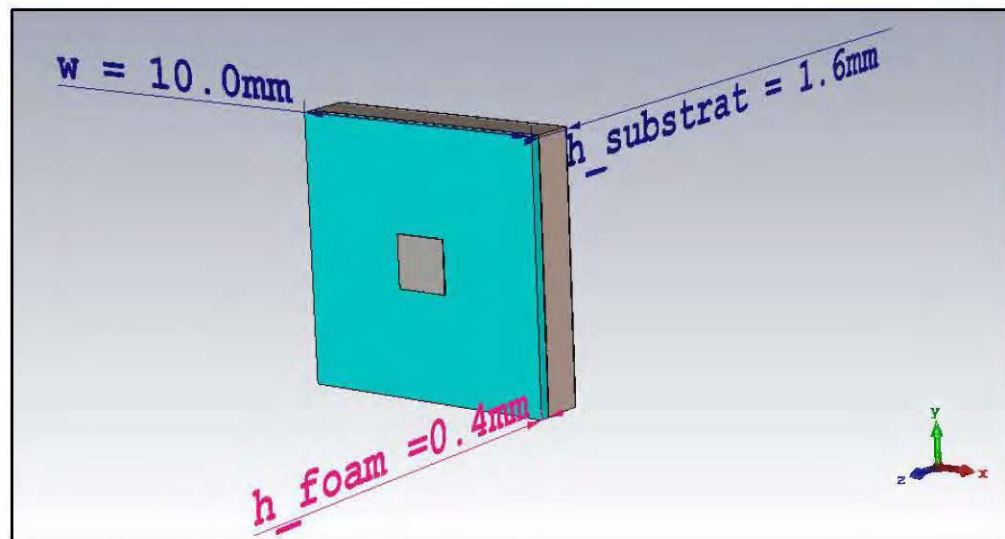


(b)

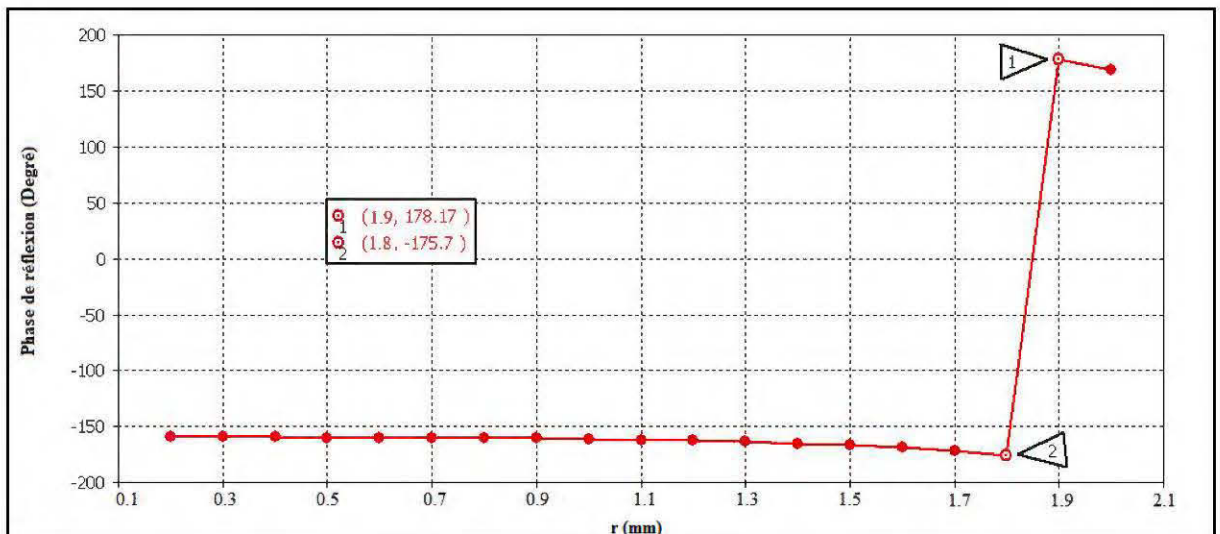
Figure 3.8 (a) Structure de CU1. (b)Phase de réflexion de CU1 en fonction de (r), pour $d = 6\text{mm}$

La phase de réflexion de CU2 est montrée dans les Figures 3.8(b), 3.9(b) et 3.10(b) en fonction de l'arête (a) du patch. En comparant la phase de réflexion sans couche de

foam et avec 0.4mm et 0.8mm d'épaisseur de foam (les Figures 3.8(a), 3.9(a) et 3.10(a), respectivement). Les figures montrent que le fait d'ajouter une couche de foam avec une épaisseur de 0.8mm et permittivité relative de 1.27, donne une amélioration de l'intervalle de phase couverte par la cellule (de 330° à 355°). En plus, la phase sera proportionnelle au changement de dimension de patch (entre $a=0.2\text{mm}$ et 2mm).



(a)

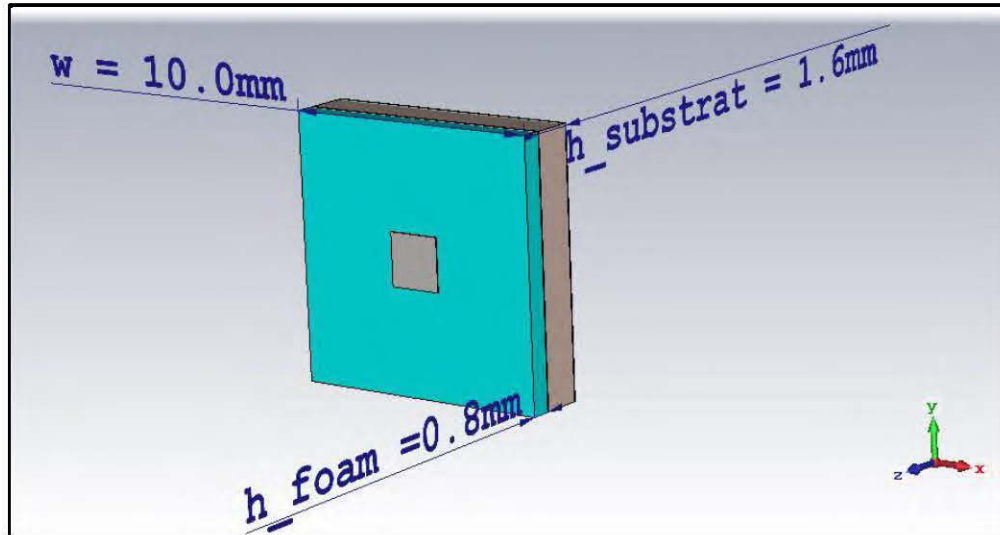


(b)

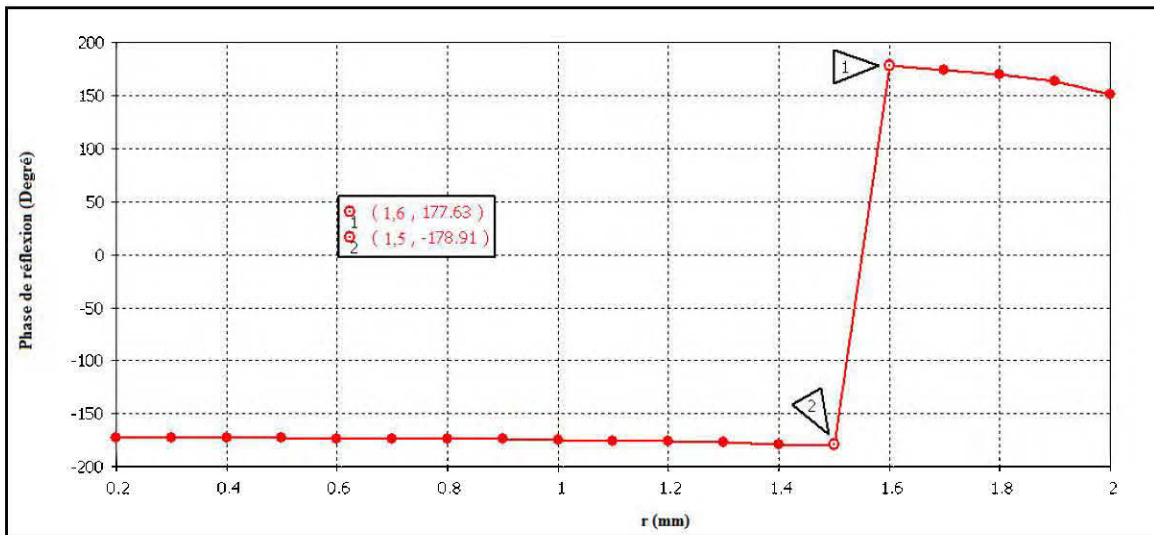
Figure 3.9 (a) Structure de CU2. (b)Phase de réflexion en fonction de (r), pour h_foam=

3.7.3 Forme du patch

Trois formes ont été considérées : Carrée, hexagonale pleine et hexagonale creuse. Les figures 3.10 (a), 3.11 (a) et 3.12 (a) montrent respectivement ces structures. La courbe de phase de réflexion obtenu par le patch carré est illustrée sur la figure 3.10 (b). Cette forme n'a pas un intervalle de phase acceptable sauf lorsque r varie entre 1.5 et 1.6 mm, ce qui engendre des difficultés de réalisation. Ceci justifie la nécessité de prévoir d'autres formes de patch qui est dans notre cas la forme hexagonale. Une simulation avec un patch hexagonal plein (Figure 3.11 (a)) et avec un patch hexagonal creux avec un rayon interne r (Figure 3.12 (a)) a été effectuée. En faisant varier le rayon interne ' r ' (qui dépend de l'arête ' a ' de l'hexagone, où $a = 1.25*r$) de l'hexagone de 0,2 mm à 2,0 mm, la phase de réflexion a été obtenue et tracée dans la Figure 3.11 (b) et 3.12 (b). La courbe de phase montre une forme de courbe en S, ce qui signifie qu'une variation de phase plus lisse et plus proportionnelle aux dimensions du patch par rapport à la structure avec un patch carré. En plus, la structure avec un patch hexagonal creux, la cellule unitaire peut couvrir, presque, un intervalle de phase de 360° , plus large que celle avec un patch hexagonal plein ce qui justifie le choix cette structure pour concevoir l'antenne Reflectarray.

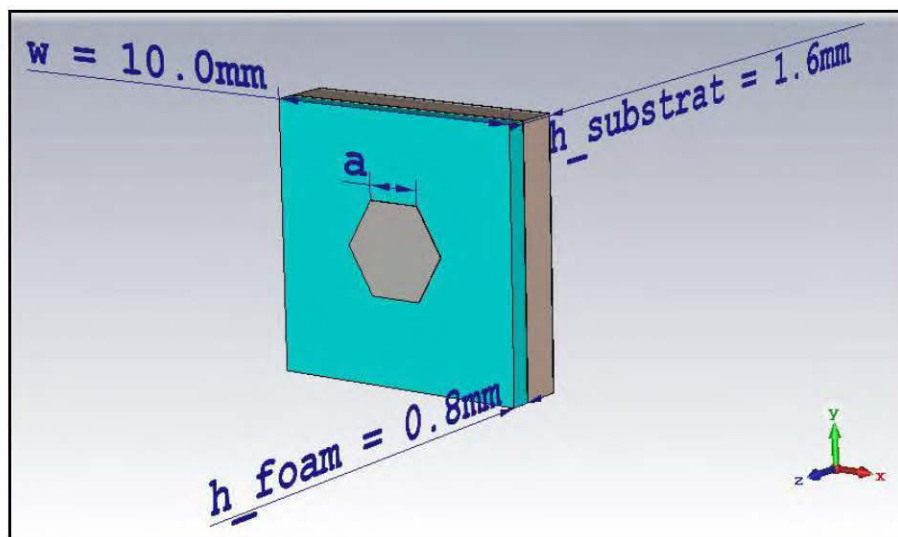


(a)

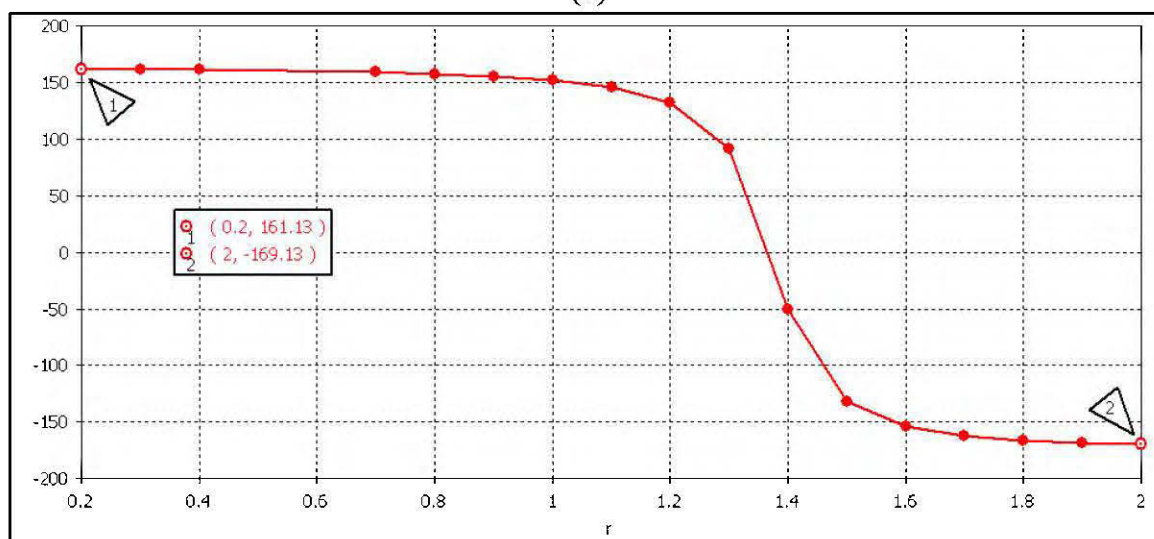


(b)

Figure 3.10 (a) Structure de CU2. (b)Phase de réflexion en fonction de (r), pour $h_{\text{foam}} = 0.8\text{mm}$

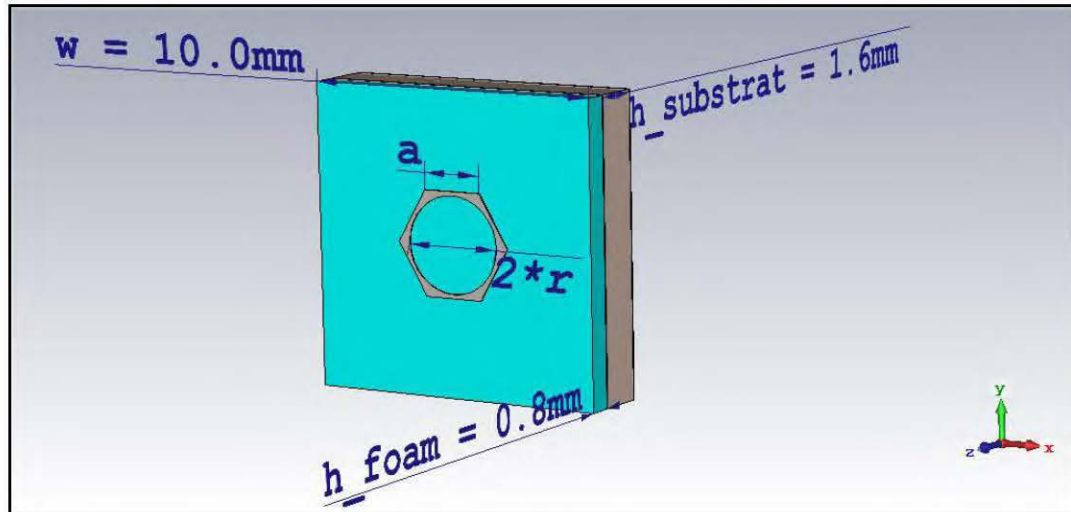


(a)

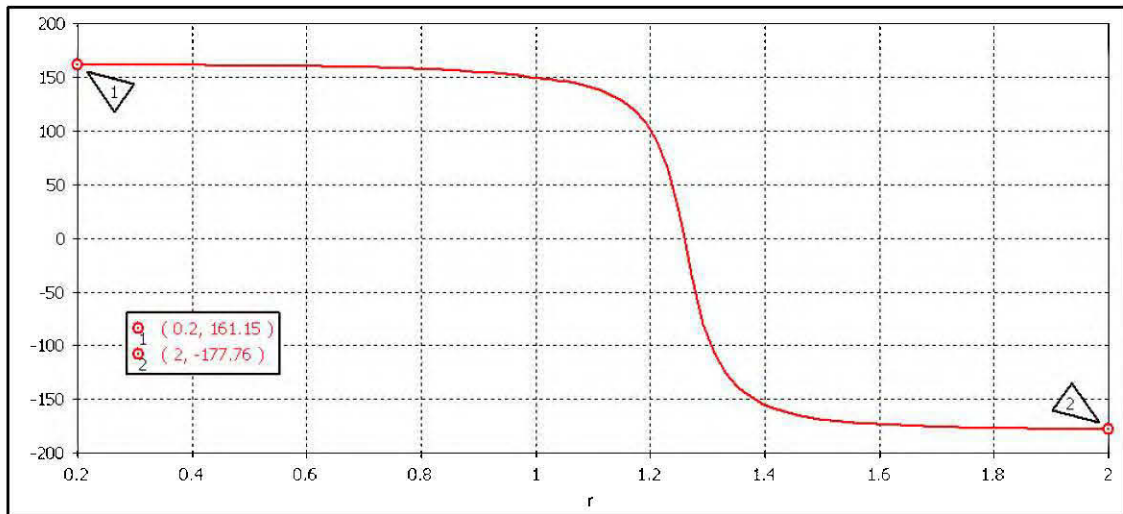


(b)

Figure 3.11 (a) Structure de CU3. (b)Phase de réflexion en fonction de (r), pour un patch hexagonal plein



(a)



(b)

Figure 3.12 (a) Structure de CU3. (b)Phase de réflexion en fonction de (r), pour

3.8 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons introduit la procédure de conception d'une cellule unitaire, basée sur des critères de performances et de faisabilité. En plus, la technique de simulation des cellules unitaires a été introduite en utilisant le Floquet's Port. Trois structures différentes sont conçues, simulées et étudiées. Ensuite, les courbes de phases de réflexion des trois cellules CU1, CU2 et CU3 sont comparées.

Après avoir fixé l'espacement entre éléments à 10mm, ajouté une couche de foam d'épaisseur 0.8mm et choisir la forme hexagonale creuse pour le patch, la cellule unitaire a pu couvrir un intervalle de phase de 360° , la structure CU3 a été choisie pour concevoir l'antenne Reflectarray.

CHAPITRE 4 CONCEPTION DE L'ANTENNE RA

4.1 Introduction

La technologie des antennes Reflectarrays (RA) est utilisée dans plusieurs applications, en raison des propriétés intéressantes, telles que le faible coût, le faible poids, le déploiement conforme et la possibilité de reconfigurabilité [69]. Cependant, elles présentent également des limitations et des inconvénients intrinsèques par rapport à d'autres solutions, notamment la bande passante relativement étroite, qui pourrait être élargie, mais généralement avec une augmentation considérable de la complexité de la structure en utilisant, par exemple, des structures multicouches [70].

Par conséquent, l'objectif de ce chapitre est de concevoir une antenne RA passive à une seule couche, dans laquelle ses éléments ont une forme non conventionnelle et possèdent suffisamment de degrés de liberté pour compenser la variation de phase. En particulier, les travaux portent ici sur une cellule unitaire, définie et décrite au chapitre 3, constituée d'un patch hexagonal dans lequel deux paramètres géométriques différents seront étudiés pour compenser la phase.

4.2 Conception des antennes Reflectarrays

La conception d'une antenne RA peut être effectuée en utilisant deux approches :

- ❖ Directement en contrôlant la phase de chaque élément pour créer un faisceau souhaité dans une direction bien déterminée, par ex. crayon (*Pencil Beam*), contours (*Contour Beam*), etc, c'est-à-dire une synthèse de phase seulement.
- ❖ Indirectement par optimisation, c'est-à-dire en utilisant des algorithmes d'optimisation [71-72]. L'avantage des optimiseurs globaux est qu'ils sont capables de gérer un grand nombre de degrés de liberté et de fournir une configuration qui satisfait aux contraintes prédéfinies. La Fig. 4.1 montre un exemple d'un schéma synoptique de la mise en œuvre d'un algorithme d'optimisation globale pour la

conception des antennes RA. Ces algorithmes d'optimisation peuvent être utilisés pour définir les paramètres des éléments du RA afin de produire la phase requise pour la création du faisceau souhaité. Cependant, cette approche se repose sur l'hypothèse de la périodicité locale (LP), et néglige donc le couplage mutuel entre les éléments pour analyser les performances des éléments du RA, ce qui affecte considérablement les performances du RA global (des niveaux élevés des lobes secondaires)

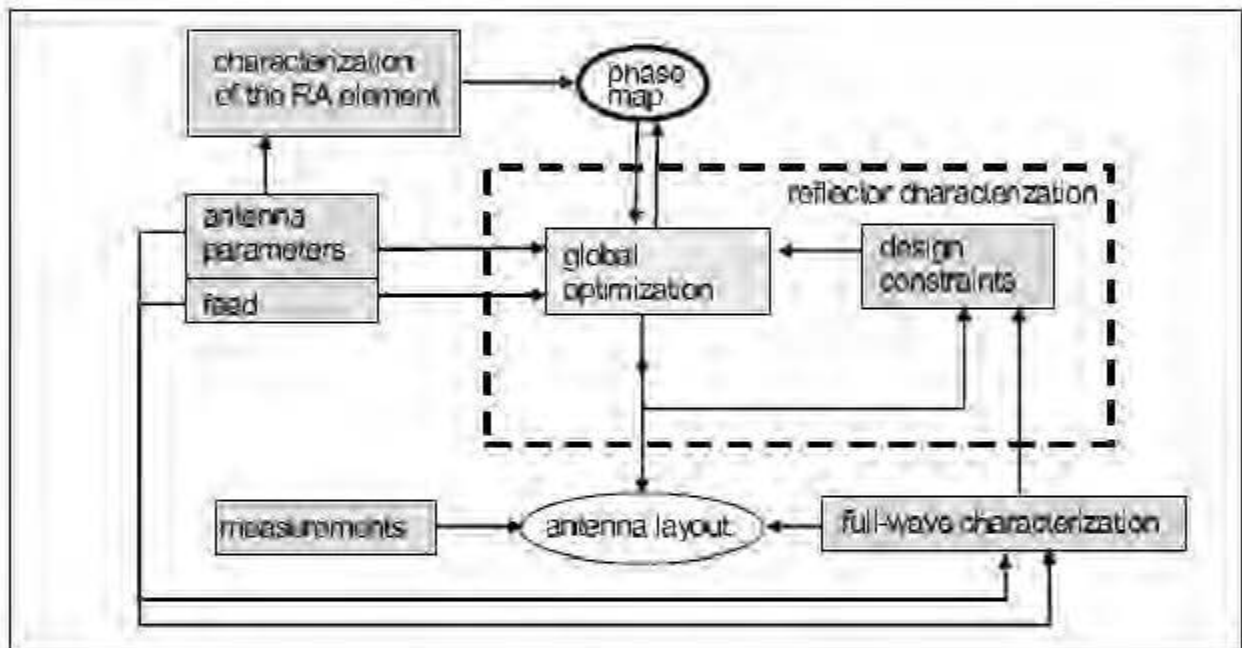


Figure 4.1 Schéma synoptique d'un algorithme d'optimisation [72]

4.3 Implémentation de l'antenne Reflectarray

Dans le chapitre précédent, la cellule unitaire à patch hexagonal qui possède deux degrés de liberté (l'arête (a) et le rayon interne (r)) a montré une bonne performance au niveau de compensation de phase, ce qui permet l'application potentielle de l'approche à double paramètre pour la conception du RA. Dans ce chapitre, la conception de l'antenne RA sera effectuée en utilisant cette cellule

unitaire, illustrée dans la Figure 4.2, combinée avec la méthode de conception directe décrite ci-dessus. La conception de l'antenne cornet, qui sera utilisée plus tard comme source d'alimentation pour le RA, est présentée en premier. Ensuite, la détermination des paramètres géométriques de chaque élément en fonction de sa position est effectuée.

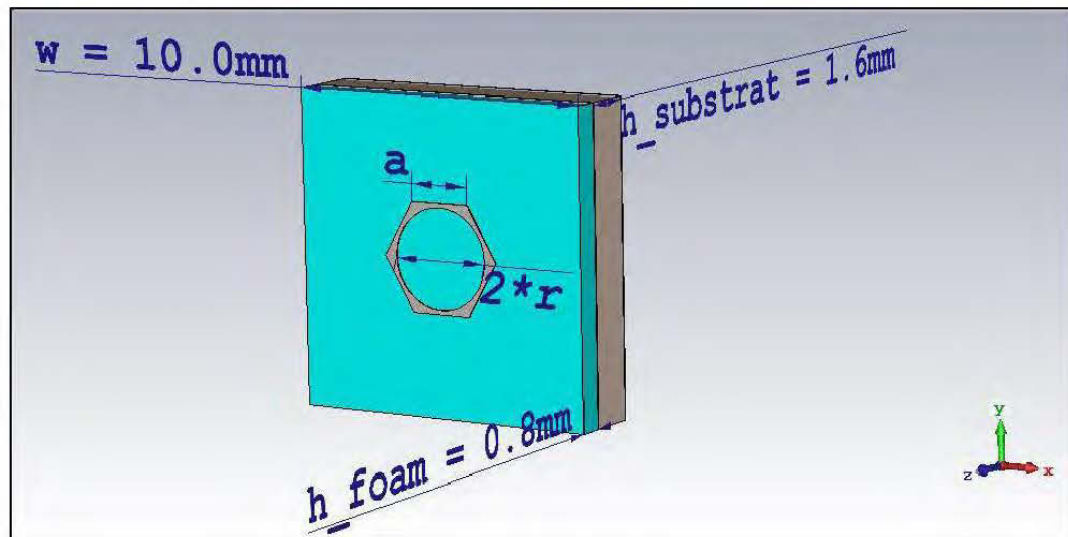


Figure 4.2 Structure de la cellule unitaire conçue

4.3.1 Conception de l'antenne cornet

Pour la conception du RA, une antenne cornet est implémentée en tant que source d'alimentation, conçue pour fonctionner en bande K, y compris la fréquence de travail 28 GHz. L'antenne source est une antenne cornet pyramidale, la conception respecte la méthode décrite dans [73]. Le prototype d'antenne cornet est décrit dans la Figure 4.3.

Pour concevoir une antenne cornet pyramidale, après avoir choisi le gain désiré G_0 et les dimensions a et b du guide d'onde d'alimentation qui dépendent de la fréquence de travail (Figure 4.3). L'objectif de la conception est de déterminer les autres paramètres ($a_1, b_1, \rho_e, \rho_h, P_e$ et P_h) qui donnent le gain maximal [26].

Les équations de conception sont dérivées en choisissant les valeurs de a_1 et b_1 qui donnent, respectivement, les directivités maximales pour les plans E et H en utilisant [26] :

$$b_1 = \sqrt{2\lambda\rho_1} \quad (4.1)$$

$$a_1 = \sqrt{3\lambda\rho_2} \quad (4.2)$$

Comme le gain de l'antenne dépend de sa surface physique [26], le gain pourrait être exprimé par :

$$G_0 = \frac{1}{2} \frac{4\pi}{\lambda^2} (a_1 b_1) = \frac{2\pi}{\lambda^2} \sqrt{3\lambda\rho_2} \sqrt{2\lambda\rho_1} \approx \frac{2\pi}{\lambda^2} \sqrt{3\lambda\rho_h} \sqrt{2\lambda\rho_e} \quad (4.3)$$

Et pour grandes antennes pyramidales $p_2 = p_h$ et $p_1 = p_e$ qui sont exprimés par :

$$P_e = (b_1 - b) \left[\left(\frac{\rho_e}{b_1} \right)^2 - \frac{1}{4} \right]^{1/2} \quad (4.4)$$

$$P_h = (a_1 - a) \left[\left(\frac{\rho_h}{a_1} \right)^2 - \frac{1}{4} \right]^{1/2} \quad (4.5)$$

Pour que cette antenne soit pratiquement réalisable, P_e et P_h de (4.4) et (4.5) devrait être égaux. En utilisant cette égalité, il est possible de réduire (4.3) à

$$\left(\sqrt{2\chi} - \frac{b}{\lambda} \right)^2 (2\chi - 1) = \left(\frac{G_0}{2\pi} \sqrt{\frac{3}{2\pi} \frac{1}{\chi}} - \frac{a}{\lambda} \right)^2 \left(\frac{G_0^2}{6\pi^3} \frac{1}{\chi} - 1 \right) \quad (4.6)$$

Où

$$\frac{\rho_e}{\lambda} = \chi \quad (4.7)$$

$$\frac{\rho_h}{\lambda} = \frac{G_0^2}{8\pi^3} \left(\frac{1}{\chi} \right) \quad (4.8)$$

Équation (4.6) c'est l'équation de conception d'une antenne cornet pyramidale où les calculs ont été effectués à l'aide d'un programme développé sous MatLab (Annexe A).

1. D'abord, il est nécessaire de trouver la valeur de χ qui satisfait l'équation 4.6) pour un gain désiré en utilisant une méthode itérative qui commence par une valeur initiale de :

$$\chi_{trial} = \chi_1 = \frac{G_0}{2\pi\sqrt{2\pi}} \quad (4.9)$$

2. Une fois la valeur correcte de χ a été obtenue, les valeurs de ρ_e et ρ_h peuvent être déterminées en utilisant (4.7) et (4.8) respectivement.
3. Calculer les valeurs correspondantes aux a_1 et b_1 déterminées en utilisant (4.1) et (4.2) où :

$$a_1 = \sqrt{3\lambda\rho_2} = \sqrt{3\lambda\rho_h} = \frac{G_0}{2\pi} \sqrt{\frac{3}{2\pi\chi}} \lambda \quad (4.10)$$

$$b_1 = \sqrt{2\lambda\rho_1} = \sqrt{2\lambda\rho_e} = \sqrt{2\chi} \lambda \quad (4.11)$$

4. Finalement, Les valeurs de P_e et P_h peuvent être trouvées déterminées en utilisant (4.4) et (4.5)

Les paramètres obtenues de l'antenne cornet sont énumérés dans tableau 4.1. La Figure 4.4 montre les diagrammes de rayonnement du cornet conçu à 28 GHz.

Tableau 4.1 : Paramètres de l'antenne cornet

Paramètres	a	b	l	a_1	b_1	$P_h = P_e$
Valeur (mm)	15	10	30	74	50	120

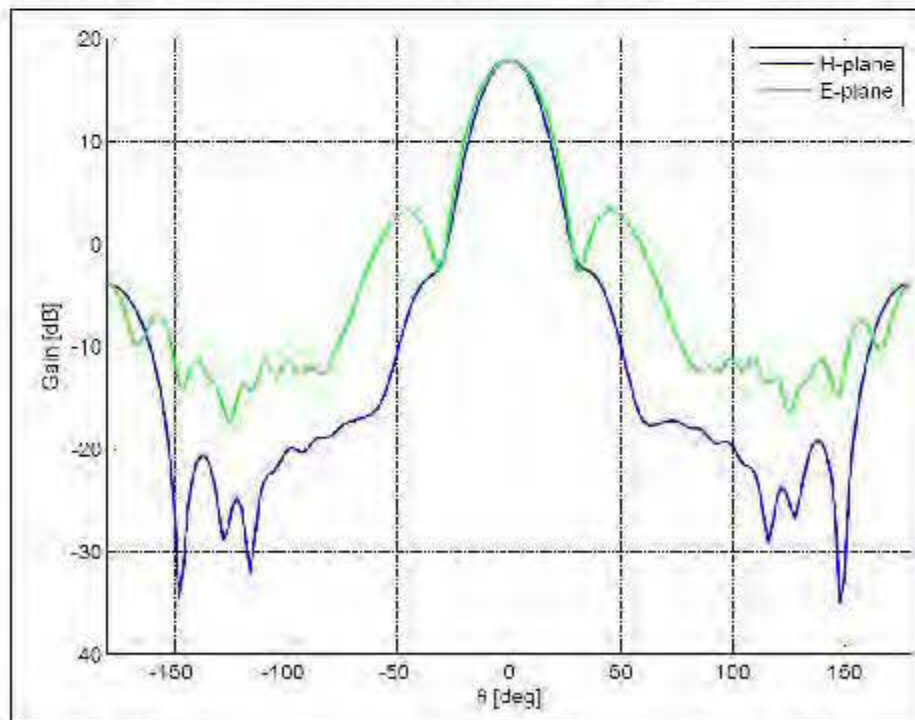
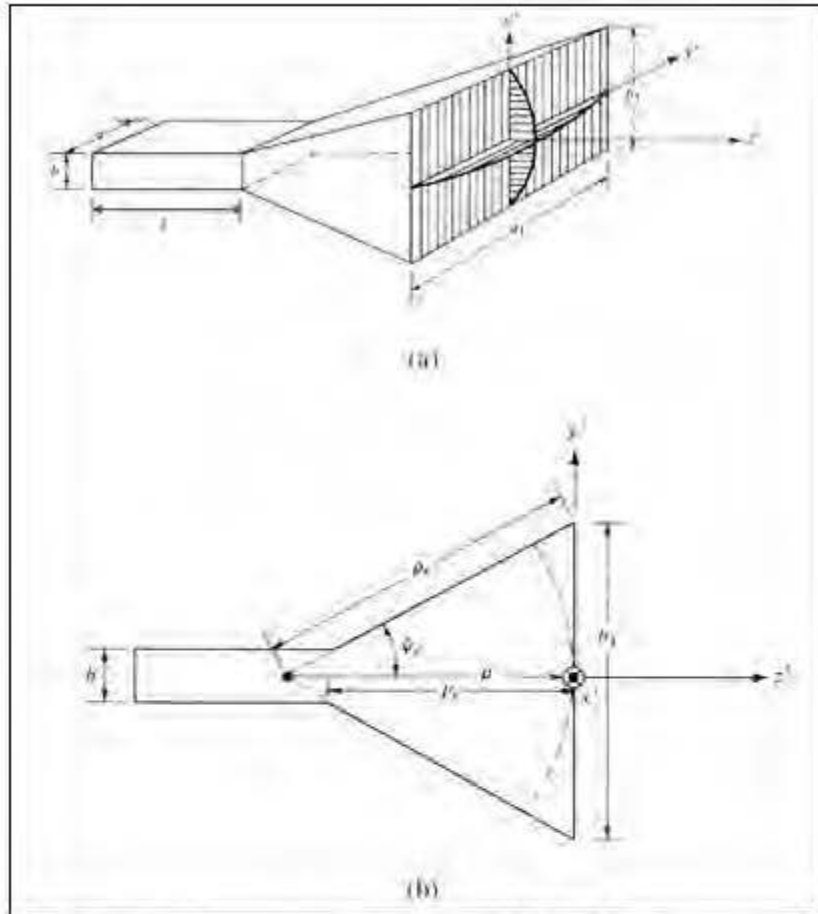


Figure 4.3 Diagramme de rayonnement de l'antenne cornet (plans E et H).

4.3.2 Implémentation

Dans cette section, l'objectif est de concevoir une antenne RA qui donne des faisceaux de crayon dirigée vers une direction prédéfinie. La phase requise pour chaque élément est déterminée par l'équation (3.5) présentée dans le chapitre précédent:

$$\Phi_R(x_i, y_i) = k_0(d_i - (x_i \cos \varphi + y_i \sin \varphi) \sin \theta) \quad (4.12)$$

Où k_0 est la constante de propagation dans le vide, (x_i, y_i) sont les coordonnées de l'élément i , d_i est la distance entre la source de l'alimentation et l'élément i , $\Phi_R(x_i, y_i)$ est le déphasage requis pour l'élément i et (φ, θ) est la direction du faisceau. Différents faisceaux, tels que le faisceau de contour (*Contour Beam*), pourraient être synthétisés de la même manière. Autres paramètres pourraient être manipulés pour obtenir la phase requise pour chaque élément. La méthode de conception à double paramètre est mise en œuvre afin d'améliorer la bande passante de l'antenne RA.

4.3.3 Conception à l'aide de Matlab

Le programme, que nous avons développé sous Matlab permet de concevoir, en communiquant avec le simulateur électromagnétique (CST Microwave Studio) automatiquement et sans l'intervention de l'utilisateur, avec comme points à considérer; l'antenne Reflectarray avec un nombre de cellule prédéfini, en fonction de la fréquence de travail et la direction de rayonnement souhaitée. Il est normal de considérer ce programme comme un outil indispensable pour l'étude et la conception des antennes RAs, soit dans ce travail ou même dans les travaux futurs, car il réduit le temps de la conception de plusieurs heures à quelques minutes et aussi élimine les problèmes dues aux erreurs humaines.

4.4 Résultats numériques

Dans cette section, les résultats numériques des antennes RAs conçues seront présentés. D'abord, un réseau de 16×16 éléments à patch hexagonal, en utilisant une antenne cornet comme source d'alimentation, est conçu pour valider les paramètres

obtenus par le code Matlab conception en visant à améliorer le gain de l'antenne RA. Ensuite, la conception d'une deuxième antenne RA de 32×32 éléments avec la source d'alimentation seront présentées.

4.4.1 Conception de l'antenne Reflectarray

Afin de valider la méthode de conception des antennes Reflectarray, deux configurations des antennes RA de taille différente ont été prises en compte. Les deux RAs sont alimentés avec un certain angle non nul par rapport à la normale, car dans ce cas, les distances entre la source d'alimentation et les côtés inférieur et supérieur du réflecteur sont très différentes et la compensation des retards introduits est plus complexe à atteindre. De ce fait, et afin de prendre en compte le cas le plus défavorable, les antennes ont été conçues de manière où la direction du rayonnement maximal soit inclinée par rapport au plan normal, de cette manière, il est possible de vérifier si la direction du rayonnement maximal reste la même aux différentes fréquences.

4.4.2 Antenne Reflectarray 18×18

La première structure conçue est celle illustrée dans la Figure 4.5, qui consiste d'une surface réfléchissante de 18×18 éléments alimentée par une antenne cornet rectangulaire située à une distance de 390 mm le long de l'axe z et de 140 mm le long de l'axe x du centre du système de coordonnées, qui coïncide avec le point central de la surface réfléchissante. La surface a été conçue en utilisant des cellules unitaires à patch hexagonal pour obtenir le rayonnement maximum dans une direction inclinée de 20° par rapport à la normale dans la bande de fréquence de travail (26 GHz, 28 GHz et 30 GHz), comme indiqué à la Figure. 4.6. La totalité de l'antenne RA a été analysée ainsi que les diagrammes de rayonnement ont été calculés à l'aide d'un simulateur électromagnétique commercial (*CST Microwave Studio*). La Figure. 4.6 montre les diagrammes de rayonnement sur le plan $\varphi = 0^\circ$ calculés au centre et aux extrémités de la bande de fréquences. Dans ce cas, la variation du gain n'est pas seulement très petite, mais elle est inférieure à 0,5 dB sur toute la bande, en plus, le niveau des lobes secondaire reste relativement bas.

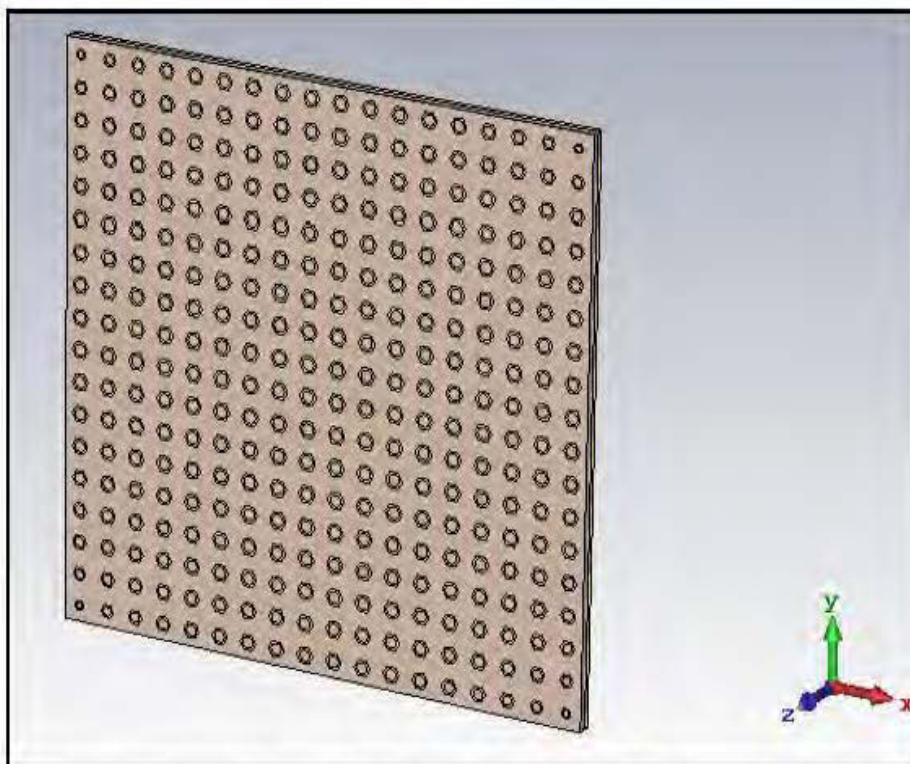


Figure 4.6 La structure de l'antenne RA à 18x18 éléments

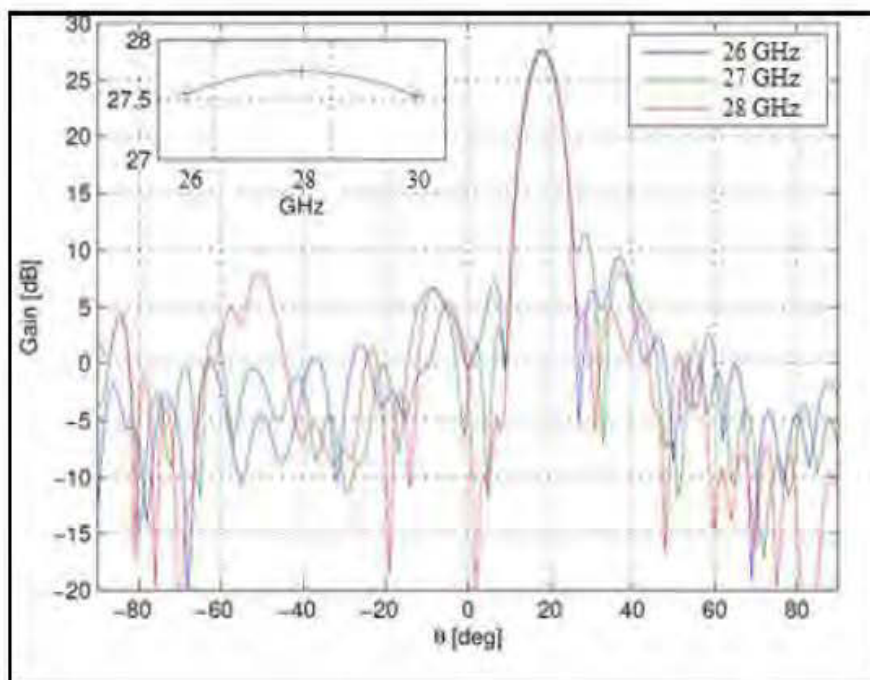


Figure 4.5 Le diagramme de rayonnement de l'antenne RA à 18x18 éléments

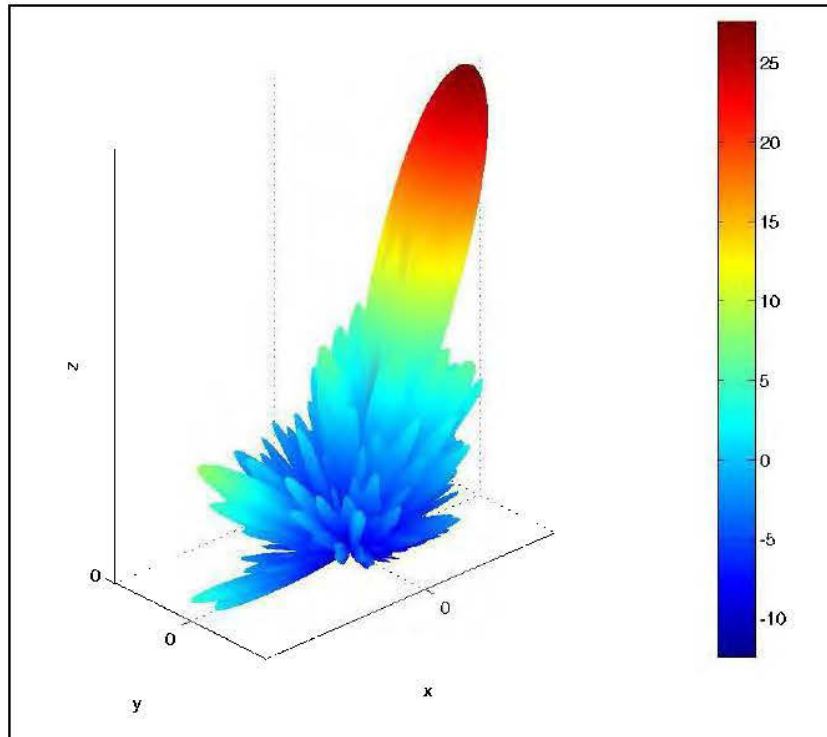


Figure 4.7 Le faisceau rayonné par l'antenne RA à 18x18 éléments.

4.4.3 Antenne Reflectarray 36x36

La deuxième configuration considérée est la surface réflectrice de 36x36 éléments illustrée sur la Figure 4.8. Dans ce cas, la source d'alimentation, qui est une antenne cornet rectangulaire, située à une distance de 670 mm, le long de l'axe z , et de 240 mm le long de l'axe x du centre du système de coordonnées, ce qui coïncide avec le point central de la surface. Comme dans la structure précédente, la même cellule unitaire est utilisée, dans le but d'avoir un rayonnement maximal à la direction inclinée de 20° par rapport au plan normal. La figure 4.9 donne le diagramme de rayonnement en 3D du Reflectarray, calculé aux fréquences 26 GHz, 28 GHz et 30 GHz, montrant la grande directivité de la structure conçue et l'absence des grands lobes indésirables sauf ceux situés autour du lobe principal. Les diagrammes de rayonnements pour les différentes bandes de fréquence sont montrés dans Figure 4.10. les lobes principaux sont presque les mêmes pour les trois cas, et aucun décalage du faisceau principal ne s'est produit en changeant la fréquence. Cependant, les lobes secondaires augmentent légèrement avec la fréquence, mais dans tous les cas leurs niveaux restent acceptables. Le comportement en fréquence du gain est indiqué dans l'encadré graphique, ce qui

montre que, dans ce cas également, il reste presque constant sur toute la largeur de bande.

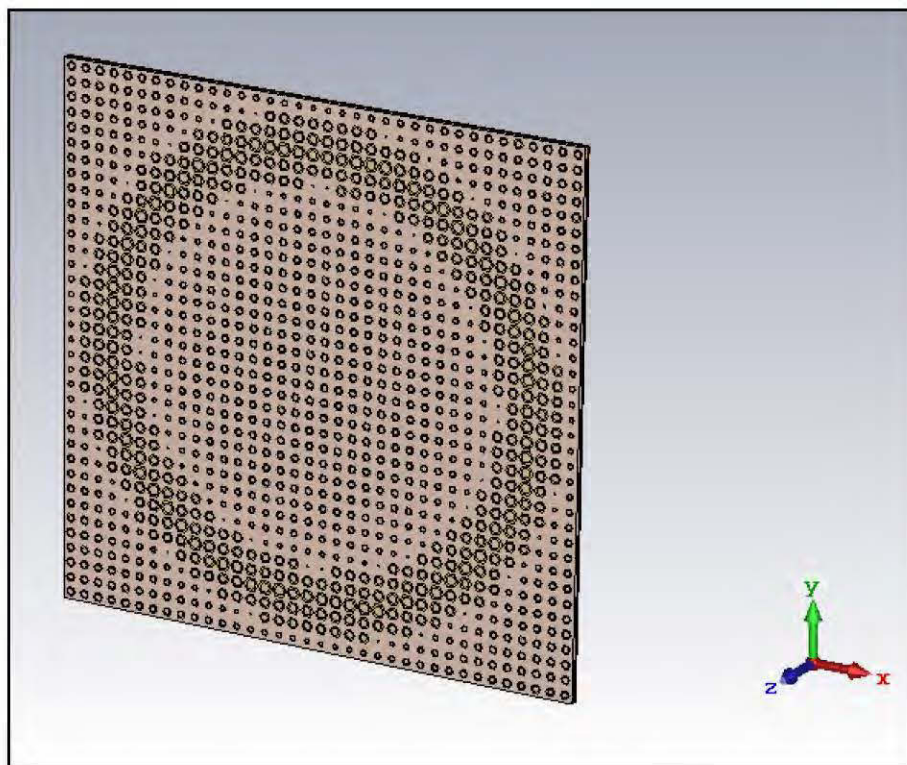


Figure 4.8 La structure de l'antenne RA (36x36 éléments)

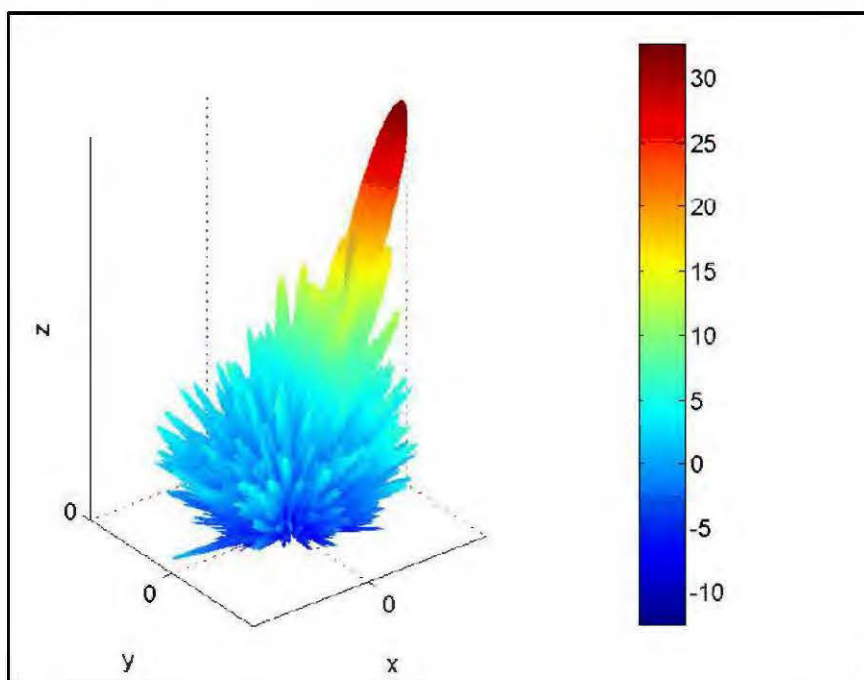


Figure 4.9 Le faisceau rayonné par l'antenne RA (36x36 éléments)

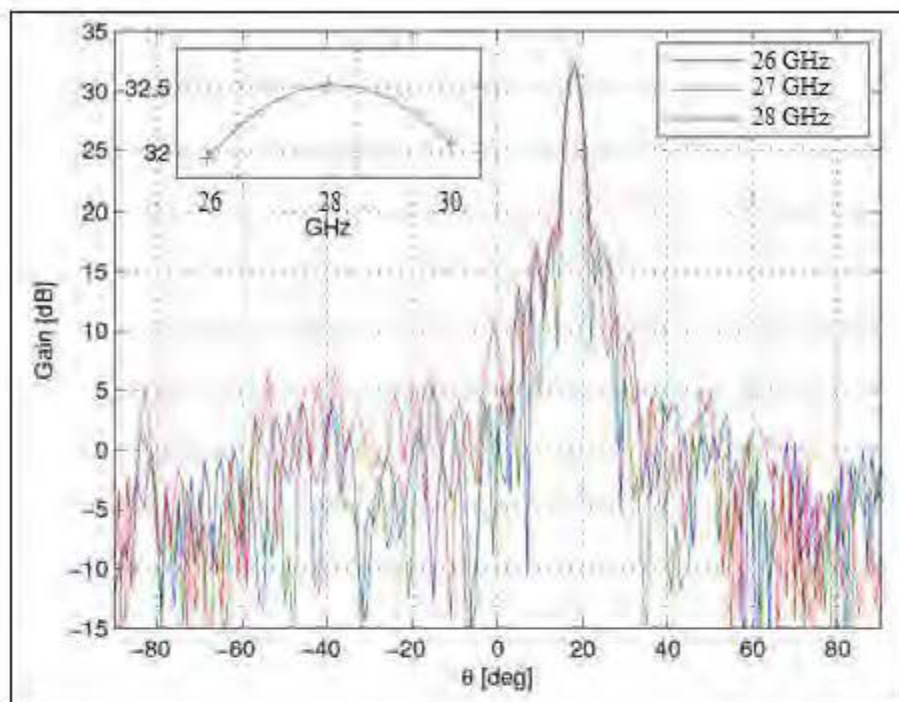


Figure 4.10 Le diagramme de rayonnement de l'antenne RA à 36x36 éléments

Le tableau 4.2 donne une comparaison entre les deux structures conçues.

Tableau 4.2 : Comparaison des deux antennes RA conçues.

Structure	Nombre de cellules	Dimension (mm *mm)	Distance de la source (mm)	Direction du faisceau rayonné	Gain (dB)	Niveau des lobes secondaires (dB)
1 ^{er} RA	324	180*180	390	20°	27	< 5
2 ^{eme} RA	1296	360*360	670	20°	32	< 7

4.5 Conclusions

Dans ce chapitre, la procédure de conception des antennes Reflectarray a été présentée. La cellule unitaire à patch hexagonal a été proposée comme un élément du RA pour compenser le retard de phase. La cellule unitaire couvre un intervalle de phase de 360° et offre deux degrés de liberté pour la conception des antennes RA. La méthode de conception à double paramètres a été également introduite, qui gère efficacement les paramètres de conception de la cellule unitaire à patch hexagonal afin de donner une bonne compensation de phase par les antennes RAs.

De plus, les résultats de simulation des deux configurations 16×16 éléments et 36×36 éléments du RA ont été mises en œuvre. Les résultats ont montré l'efficacité de la méthode de conception et des performances de compensation de phase achevée par la cellule unitaire proposée. Un faisceau rayonné vers la direction de 20° avec un niveau des lobes secondaires acceptables a été obtenu par les deux structures du RA.

CONCLUSION GÉNÉRALE

Le travail présenté dans cette thèse a porté sur l'étude, la conception et la simulation d'une antenne reflectarray en utilisant des cellules unitaires de forme géométrique hexagonale pour des applications de 5ème génération (5G).

D'abord, nous avons introduit la procédure de conception d'une cellule unitaire, basée sur des critères de performances et de faisabilité. En plus, la technique de simulation des cellules unitaires a été introduite en utilisant le Floquet's Port. Trois structures différentes sont conçues, simulées et étudiées.

Les courbes de phases de réflexion des trois cellules CU1, CU2 et CU3 sont comparées. Après avoir fixé l'espacement entre éléments à 10mm, ajouté une couche de foam d'épaisseur 0.8mm et choisir la forme hexagonale creuse pour le patch, la cellule unitaire a pu couvrir un intervalle de phase de 360° , la structure CU3 a été choisie pour concevoir l'antenne Reflectarray.

Ensuite, nous avons présenté la procédure de conception des antennes Reflectarray. La cellule unitaire à patch hexagonal a été proposée comme un élément du RA pour compenser le retard de phase. La cellule unitaire couvre un intervalle de phase de 360° et offre deux degrés de liberté pour la conception des antennes RA.

La méthode de conception à double paramètres a été également introduite, qui gère efficacement les paramètres de conception de la cellule unitaire à patch hexagonal afin de donner une bonne compensation de phase par les antennes RAs. De plus, les résultats de simulation des deux configurations 16 x 16 éléments et 36 x 36 éléments du RA ont été mises en œuvre. Les résultats ont montré l'efficacité de la méthode de conception et des performances de compensation de phase achevée par la cellule unitaire proposée. Un faisceau rayonné vers la direction de 20° avec un niveau des lobes secondaires acceptables a été obtenu par les deux structures du RA.

Comme perspective, il serait intéressant de valider les résultats de simulation obtenus de l'antenne reflectarray conçue en fabricant un prototype pour profiter des

performances et des avantages de ce type exceptionnel des antennes pour des applications de communication sans fil sur la bande des ondes millimétriques.

RÉFÉRENCES ET BIBLIOGRAPHIE

- [1] P. J. Wood, *Reflector Antenna Analysis and Design*, Peter Peregrinus LTD, Institute of Electrical Engineers, 1980, Chapitre 5.
- [2] C. A. Balanis, *“Antenna Theory : Analysis and Design”*, Wiley-Interscience, Apr. 2005.
- [3] Y. T. Lo, S.W. Lee, *“Antenna Handbook : Theory, Applications, and Design”*, Van Nostrand Reinhold, 1988.
- [4] A. W. Rudge, N. A. Adatia, *“Offset parabolic reflector antennas: A review”*, In *Proceedings of the IEEE*, vol. 66, pp. 1592–1618, Dec. 1978.
- [5] R. C. Hansen, *“Phased Array Antennas”*, Wiley-Interscience, 1998.
- [6] H. Unz, *“Linear Arrays with arbitrarily distributed elements”*, *IEEE Trans. Antennas Propag*, vol. 8, no. 2, pp. 222–223, Mar. 1960.
- [7] A. Ishimaru, *“Theory of unequally-spaced arrays”*, *IEEE Trans. Antennas Propag*, vol. 10, pp. 691-702, 1962.
- [8] D. M. Pozar, *“Microstrip antennas”*, In *Proceedings of the IEEE*, vol. 80, no. 1, pp 79–91, Jan. 1992.
- [9] R. C. Hansen, *“Array pattern control and synthesis”*. In *Proceedings of the IEEE*, vol. 80, no. 1, pp 141–151, Jan. 1992.
- [10] J. Huang, J. A. Encinar, *“Reflectarray Antennas”*, Wiley-Interscience, Oct. 2007.
- [11] J. S. Duniam, G. Hubertet , B. A. Langhorn, *“Electromagnetic wave lens and mirrorsystems”*, Brevet d’invention no. US2986734, May. 1961.
- [12] D. Berry, R. Malechet W. Kennedy, *“The reflectarray antenna”*, *IEEE Trans. Antennas Propag*, vol. 11, no. 6, pp. 645–651, Nov. 1963.
- [13] J. Huang, *“Microstrip reflectarray”*, *Antennas and Propagation Society International Symposium*, vol. 2, pp 612–615, Jun. 1991.
- [14] J. Huang, *“Analysis of a microstrip reflectarray”*, *Antenna for Micro-Spacecraft Telecommunications Equipment Station*, TDA Progress Report, pp. 153–173, Feb. 1995.
- [15] T. A. Metzler, *“Stub loaded microstrip reflectarrays”*, *Antennas and Propagation Society International Symposium*, vol. 1, pp. 574–577, Jun. 1995.
- [16] J. A. Encinar, *“Design of two-layer printed reflectarrays using patches of variable size”*, *IEEE Trans. Antennas Propag*, vol.49, no. 10, pp. 1403–1410, Oct. 2001.
- [17] F. F. Dubrovka, S. Y. Martynyuk, *“Wideband dual polarized planar antenna arrays”*, *4th International Conference on Antenna Theory and Techniques*, vol. 1, pp. 91–96, Sept. 2003.
- [18] D. Cadoret, R. Gillard, A. Laisne, *“A new reflectarray cell using microstrip patches loaded with slots”*, *Microwave Optical Technology Letters*, vol.44, no. 3, pp 270–272, Feb. 2005.
- [19] J. A. Zornoza, R. Leberer, J.A. Encinar, W. Menzel, *“Folded multilayer microstrip reflectarray with shaped pattern”*, *IEEE Trans. Antennas Propag*, vol. 54, no. 2, pp. 510–518, Feb. 2006.

- [20] M. R. Chaharmir, J. Shaker, H. Legay, "FSS-backed reflectarray with broadband squareloop cell elements for dualband application", *Antennas and Propagation Society International Symposium*, pp. 1–4, 2008.
- [21] M. R. Chaharmir, J. Shaker, "Broadband reflectarray with combination of cross and rectangle loop elements", *Electronics Letters*, vol. 44, no. 11, pp. 658–659, May. 2008.
- [22] M. R. Chaharmir, J. Shaker, N. Gagnon, "Broadband dual-band linear orthogonal polarization reflectarray", *Electronics Letters*, vol. 45, no. 1, pp 13–14, Jan. 2009.
- [23] D. Cadoret, "Etude de cellules déphaseuses imprimées combinant patchs et fentes - Application à la réalisation de réseaux réflecteurs simple couche", Institut National des Sciences Appliquées de Rennes, Thèse de Doctorat, 2006.
- [24] D. Cadoret, A. Laisne, R. Gillard, L. Le Coq, H. Legay, "Design and measurement of new reflectarray antenna using microstrip patches loaded with slot", *Electronics Letters*, vol. 41, no. 11, May. 2005.
- [25] F. Venneri, S. Costanzo, G. Di Massa, "Design and Validation of a reconfigurable Single varactor-tuned reflectarray", *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 61, no. 2, pp 635-645, Feb. 2013.
- [26] J. Perruisseau-Carrier, "Dual-Polarized and Polarization-Flexible Reflective Cells With Dynamic Phase Control", *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 58, no. 5, pp. 1494-1502, May. 2010.
- [27] C. Cheymol, T. Dousset, P. Dumon, M. Labeyrie, C. Renard, "A X-band electronically scanned reflectarray antenna for space telemetry", *Proceedings of the 3rd European Conference Antennas and Propag.*, Berlin, Germany, 23-27 Mar. 2009.
- [28] D. Pozar, "Bandwidth of reflectarrays", *Electronics Letters*, vol. 39, 2003.
- [29] K. Y. Sze, L. Shafal, "Analysis of phase variation due to varying patch length in a microstrip reflectarray", *Antennas and Propagation Society International Symposium*, vol. 2, pp. 1134–1137, Jun. 1998.
- [30] J. Huang, "Bandwidth study of microstrip reflectarray and a novel phased reflectarray concept", *Antennas and Propagation Society International Symposium*, vol. 1, pp. 582–585, Jun. 1995.
- [31] Capozzoli, A. Curcio, C. Delia, G. Lisenò, A. Bresciani, and D. Legay, "Fast Phase-Only Synthesis of Faceted Reflectarrays", *Proceedings of the 3rd European Conference Antennas and Propag.*, Berlin, Germany, 23-27 Mar. 2009.
- [32] A. Yu, F. Yang, A. Z. Elsherbeni, J. Huang, Y. Kimn, "An Offset-Fed X-Band Reflectarray Antenna Using a Modified Element Rotation Technique", *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 60, no. 3, pp.1619-1624, Mar. 2012.
- [33] S. D. Targonski, D.M. Pozar, "Analysis and design of a microstrip Reflectarray using patches of variable size", *Antennas and Propagation Society International Symposium*, vol. 3, pp. 1820-1823, Jun. 1994.

- [34] D. M. Pozar, S. D. Targonski, "Design of Millimeter Wave Microstrip Reflectarray", IEEE Trans. Antennas Propag, vol. 45, no. 2, Feb. 1997.
- [35] J. Shaker, M. Cuhaci, "Planar reflector for LMCS applications", Electronics Letters, vol. 35, no. 2, pp. 103-104, Jan. 1999.
- [36] J. Encinar, "Design of two layer printed reflectarrays using patches of variable size", IEEE Trans. Antennas Propag, vol. 49, no.10, Oct. 2001.
- [37] J. Encinar "Design of a Dual Frequency Reflectarray using Microstrip Stacked Patches of variable size", Electronics letters, vol. 32, no. 12, Jun. 1996.
- [38] R. D. Javor, X. D. Wu, "Offset-fed microstrip reflectarray antenna", Electronics letters, vol. 30, no. 17, Aug. 1994.
- [39] R. D. Javor, X. D. Wu, "Dual polarisation of microstrip reflectarray antenna", Electronics letters, vol. 30, no. 13, Jun. 1994.
- [40] R. D. Javor, X. D. Wu, "Design and Performance of a Microstrip Reflectarray Antenna", Electronics letters, vol. 30, no. 13, Jun. 1994.
- [41] E. Carrasco, M. Barba, and J. A. Encinar, "Reflectarray Element Based on Aperture- Coupled Patches with Slots and Lines of Variable Length," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 55, no. 3, pp. 820-825, March 2007.
- [42] P. M. Bafrooei, L. Shafai, "Characteristics of Single- and Double-Layer Microstrip Square-Ring Antennas", IEEE Trans. Antennas Propag, vol. 47, no. 10, pp. 1633-1639, Oct. 1999.
- [43] F. Yang, Y. Rahmat-Samii, "Switchable dual-band circularly polarised patch antenna with single feed", Electronics Letters, vol. 37, no. 16, Aug. 2001.
- [44] F. Yang, Y. Rahmat-Samii, "Patch antenna with switchable slot (PASS): dual-frequency operation", Microwave and Optical Technology Letters, vol. 31, no. 3, pp. 165-168, Nov. 2001.
- [45] H.Tosi, J. L. Dubard, J-M. Laheurte, "Modélisation d'une fente rayonnante reconfigurable a diode PIN par la méthode TLM", JNM Journée Nationales Microondes, 21- 22-23 Mai 2003.
- [46] J. M. Laheurte, "Switchable CPW-fed slot antenna for multi-frequency operation", Electronics letters, vol. 37, no. 25, dec. 2001.
- [47] M. L. Oberhart, Y. T. Lo, "Simple method of experimentally investigating scanning microstrip antenna arrays phase-shifting devices", Electronics Letters, vol. 25, pp. 1042-1043, Aug. 1989.
- [48] J. Huang, R. J. Pogorzelski, "Microstrip reflectarray with elements having variable rotation angles", Antennas and Propagation Society International Symposium, vol. 2, pp. 1280-1283, Jul. 1997.
- [49] A. Georgiadis, A. Collado, J. Perruisseau-Carrier, "Reconfigurable Reflectarray Antennas", brevet d'invention n° 18744761, Déc. 2008.
- [50] J. Huang, R. J. Pogorzelski, "Microstrip reflectarray with elements having variable rotation angles", IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 46, pp. 650-655, May. 1998.

- [51] M. E. Cooley, J. F. Walker, D. G. Gonzalez, "Novel reflectarray element with variable phase characteristics", *Antennas and Propagation Society International Symposium*, vol. 144, no. 2, pp. 149-151, Apr. 1997.
- [52] D. E. Heckaman, D. B. Kanaly, "Flat panel-configured electronically steerable phased array antenna having spatially distributed array of fanned dipole sub-arrays controlled by triode-configured field emission control devices", *Brevet d'invention no. US5835062*, 1998.
- [53] R. Pereira, R. Gillard, R. Sauleau, P. Potier, T. Dousset, X. Delestre, "Dual linearly- polarized unit-cells with nearly 2-bit resolution for reflectarray applications in X-band," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 60, no. 12, pp. 6042-6048, Dec. 2012.
- [54] R. Sorrentino, "Mems-based reconfigurable reflectarrays", *Proceedings of the 2nd European Conference Antennas and Propag.*, Edinburgh, Nov. 2007.
- [55] E. Girard, "Conception et simulation de cellules rayonnantes déphaseuses pour réseau réflecteur à polarisation circulaire", *Thèse de Doctorat*, Nov. 2003.
- [56] H. Salti, E. Fourn, R. Gillard, H. Legay, and H. Aubert, "Mems breakdown effects on the radiation of a mems based reconfigurable reflectarray", *Proceedings of the 3rd European Conference Antennas and Propag.*, Berlin, Germany, 23-27 Mar. 2009.
- [57] M. Charrier, T. Dean, A. Ziaei, H. Legay, B. Pinte, R. Gillard, E. Girard, R. Moulinet, "Cellule déphaseuse pour antenne à réseau réflecteur», *Brevet d'invention no. WO03001899*, 2003.
- [58] G. le Ray, H. Himdi, "Frequency agile slot-fed patch antenna", *Electronic Letters*, vol. 32, Janv.1996
- [59] L. Boccia, F. Venneri, "Experimental Investigation of a Varactor Loaded reflectarray antenna", *IEEE Microwave Symposium Digest*, vol. 1 pp. 69-73, Seattle, 2002.
- [60] S. B. Brown, J. J. Rawnick, "Fluid dielectric reflectarray", *Brevet d'invention no. US20050035916*, 2005.
- [61] D. Pozar, T. Metzler, "Analysis of a reflectarray antenna using microstrip patches of variable size", *Electronics Letters*, vol. 29, Apr. 1993.
- [62] M. Albooyeh, N. Komjani, "Circularly Polarized Element for Reflectarray Antennas", *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 8, 2009.
- [63] G. Zhao, Y. Jiao, F. Zhang, F. Zhang, "A Subwavelength Element for Broadband Circularly Polarized Reflectarrays", *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 9, 2010.
- [64] Z. H. Wu, W. X. Zhang, Z. G. Liu, W. Shen, "Circularly polarised reflectarray with linearly polarised feed", *Electronics letters*, vol. 41, no. 7, Mar. 2005.
- [65] L. Ren, Y. Jiao, F. Li, J. Zhao, G. Zhao, "A Dual-Layer T-Shaped Element for Broadband Circularly Polarized Reflectarray With Linearly

Polarized Feed”, IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 10, 2011.

[66] M. R. Chaharmir, J. Shaker, M. Cuhaci, “Development of a dual band circularly polarized microstrip reflectarray”, 33rd European Microwave Conference, vol. 3, pp. 1075- 1078, Munich, Oct. 2003.

[67] M. R. Chaharmir, J. Shaker, M. Cuhaci, A. Sebak, “Circularly polarised reflectarray with cross-slot of varying arms on ground plane”, Electronics letters, vol. 38, no. 24. Nov. 2002.

[68] J. Huang, R. J. Pogorzelski, “A ka-band microstrip reflectarray with elements having variable rotation angles”, IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 46, no. 5, pp. 650-656, May. 1998.

[69] A. E. Martynyuk, J. I. Martinez Lopez, “Reflective Antenna Arrays Based on Shorted Ring Slots”, IEEE Microwave Symposium Digest, vol. 2, pp. 1379-1382, Phoenix, May. 2001.

[70] A. Yu, F. Yang, A. Z. Elsherbeni, J. Huang, “An X-Band Circularly Polarized Reflectarray Using Split Square Ring Elements and the Modified Element Rotation Technique”, Antennas and Propagation Society International Symposium, Jul. 2008.

[71] A. Yu, F. Yang, A. Z. Elsherbeni, J. Huang, “Design and Measurement of a circularly polarized Ka-band reflectarray antenna”, Proceedings of the 3rd European Conference Antennas and Propag., Berlin, Germany, 23-27 Mar. 2009.

[72] B. Strassner, C. Han, K. Chang, “Circularly Polarized Reflectarray With Microstrip Ring Elements Having Variable Rotation Angles”, IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 52, no. 4, Apr. 2004.

[73] M. Zhao, G. Zhang, X. Lei, J. Wu, J. Shang, “Design of New Single-Layer Multiple- Resonance Broadband Circularly Polarized Reflectarrays”, IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 12, pp. 356-359, 2013.

ANNEXE

Annexe A : Conception de l'antenne cornet

```

function [R1] = gByW_OPT (WByh,h)
me1 = 1.565/((WByh)^0.16) - 1 ;
ke1 = 1.97 - 0.03/WByh ;
mo1 = WByh * (0.619*log10(WByh)- 0.3853);
ko1 = 4.26 - 1.453*log10(WByh);
me1_05 = 0.8675 ;
ke1_05 = 2.043*WByh^0.12 ;
Ce1_ByW1_96_05 = 10^-12*12*((0.5)^me1_05)*exp(ke1_05);
W=WByh * h;
CeX_05 = 0.01*10^-12 : 0.01*10^-12 : Ce1_ByW1_96_05 ;
for i = 1: length(CeX_05)
ge1(i) =(exp(log(CeX_05(i)/(12*W1*exp(ke1_05)))/me1_05))*W1;
end
CeX = 0.01*10^-12 : 0.01*10^-12 : 200*10^-12;
for i = length(CeX_05): length(CeX)
ge1(i) =(exp(log(CeX(i)/(12*W1*exp(ke1)))/me1))*W1;
end
CoX = 200*10^-12:-0.01*10^-12:0.01*10^-12;
for k =1:length(CoX)
go1(k) =(exp(log(CoX(k)/(12*W1*exp(ko1)))/mo1))*W1;
end
for j =1:length(CeX)
m= 20001-j;
diff(j) = abs(ge1(j)-go1(m));
end
R1 = ge1(find(diff==min(diff)))/W1 ;
End

function [I]=invC(b,a,n,haut,WByh,dByh,er_s,er_d)
h=(b-a)/n;
s1=0;s2=0;
for i=1:2:n-1
s1=s1+invC_Variational(a+i*h,haut,WByh,dByh,er_s,er_d);
end
for i=2:2:n-2
s2=s2+invC_Variational(a+i*h,haut,WByh,dByh,er_s,er_d);
end
I=(h/3)*(invC_Variational(a,haut,WByh,dByh,er_s,er_d)+invC_Variational(b,haut,WByh,dByh,er_s,er_d)+4*s1+2*s2);
end

```