
UNIVERSITE ZIANE ACHOUR DE DJELFA
Faculté des Sciences et de la Technologie
Département des Sciences et Technologie

Mémoire

Présenté par

ZOBIRI Dalila

Pour obtenir le titre de

Magister en Electronique

Option

Micro-ondes

Thème

**Simulation et optimisation d'antennes imprimées
des réseaux très large bande**

Soutenu le : / / 2011.

Devant le jury composé de :

MM :	L. BOUKEZZI	M. C.A. Univ. Djelfa	Président
	A. MAYOUF	M. C.A. Univ. Djelfa	Rapporteur
	F. DJAHLI	Prof. Univ. Sétif	Examineur
	D. CHIKOUCHE	Prof. Univ. M'sila	Examineur
	K. GUESMI	M. C.A. Univ. Djelfa	Examineur

Année universitaire : 2010/2011.

Je dédie ce modeste travail :

*- À toutes les personnes qui me sont chères,
en particulier mes PARENTS.*

Remerciements

Ce Mémoire de magister a été préparé au sein de l'équipe **Dispositifs Micro-ondes et Communication** du laboratoire de recherche DIMMER (**Dispositifs Micro-ondes et Matériaux pour les Energies Renouvelables**) de Djelfa, dans le cadre du projet de recherche intitulé : "Conception, modélisation et caractérisation d'antennes multifréquence et large bande. Applications aux télécommunications large bande" agréé sous le code : J0202820080017 par le Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique et dirigé par Dr. A. MAYOUF.

Je tiens à remercier tout d'abord **DIEU** le tout puissant qui m'a donné durant toutes ces années la santé, le courage et la foi en même pour arriver à ce jour.

Le Docteur MAYOUF Abdelhalim a proposé le sujet de ce mémoire de magister et en a assuré la direction. Tout au long de ces deux années, ses compétences, son soutien actif, son aide et ses encouragements qu'il m'a prodigués, m'ont permis de mener à bien ce travail jusqu'à son terme. Je tiens à lui exprimer sincèrement toute ma reconnaissance et mes profonds respects.

J'exprime ma gratitude au Dr. BOUKEZZI Larbi pour avoir accepté de présider le jury.

Je remercie également les membres du jury : Prof. DJAHLI Farid, Prof. CHIKOUCHE Djamel et Dr. GUESMI Kamel qui se sont intéressés à mon étude et qui m'ont fait l'honneur d'accepter de juger ce modeste travail.

Enfin, j'exprime mes remerciements à tous ceux qui ont contribué de près ou de loin à la finalisation de ce modeste travail.

Résumé

Ce Mémoire de magister a été effectué au sein de l'équipe DMIC (**D**ispositifs **M**icro-ondes et **C**ommunication) du laboratoire de recherche DIMMER (**D**ispositifs **M**icro-ondes et **M**atériaux pour les **E**nergies **R**enouvelables) de l'université de Djelfa, dans le cadre du projet de recherche intitulé : "Conception, modélisation et caractérisation d'antennes multifréquence et large bande. Applications aux télécommunications large bande" agréé sous le code : J0202820080017 par le Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique et dirigé par Dr. A. MAYOUF.

Ce travail de magister entre dans le cadre du développement d'un outil CAO dit " μ -Wave Lab" consacré à la simulation des différents dispositifs micro-ondes que l'équipe DMIC a entamé depuis 2004. Notre contribution réside dans l'élaboration d'un progiciel dédié à la simulation et l'optimisation des réseaux d'antennes patch de formes personnalisées.

Ce travail s'articule au tour de quatre chapitres. Le premier chapitre donne un aperçu sur la théorie des antennes patch. Le deuxième chapitre décrit les différentes sous-routines du progiciel développé. Le troisième chapitre expose les résultats de simulation obtenus concernant l'impédance d'entrée de l'antenne, la distribution de l'intensité de rayonnement, le gain et le diagramme de rayonnement. Le quatrième chapitre, illustre l'effet des paramètres géométriques de l'antenne patch rectangulaire isolée et/ou composée sur ses caractéristiques physiques intrinsèques.

Les résultats de simulation et de caractérisation obtenus comparés à ceux théoriques et aux mesures prouvent l'efficacité et la précision du progiciel développé.

Mots Clés : Modélisation, simulation, conception, optimisation, antenne patch, réseau, UWB.

Sommaire

INTRODUCTION	1
CHAPITRE 1 : <i>Théorie des antennes imprimées</i>	
Introduction.....	4
1. Antennes patch.....	5
1.1. Technologies de fabrication.....	6
1.2. Avantages et inconvénients.....	7
1.3. Principe de fonctionnement.....	8
2. Modélisation et méthodes d'analyse.....	9
2.1. Méthodes analytiques.....	9
2.2. Méthodes numériques "Full-wave".....	10
3. Géométries de base.....	12
3.1. Rectangle.....	13
3.2. Disque.....	14
3.3. Triangle.....	15
3.4. Anneau.....	15
3.5. Ellipse.....	15
3.6. Autres géométries.....	16
4. Techniques d'alimentations.....	16
4.1. Ligne à microruban.....	16
4.2. Sonde coaxiale.....	18
4.3. Fente.....	18
4.4. Guide d'ondes coplanaire.....	19
4.5. Ligne couplée.....	20
5. Propriétés générales.....	21
5.1. Adaptation.....	21
5.2. Bande passante.....	22
5.3. Diagramme de rayonnement.....	22
5.4. Polarisation.....	23
6. Types de réseaux d'antennes.....	25
6.1. Réseau linéaire.....	26
6.2. Réseau circulaire.....	26
6.3. Réseau plan.....	26
CHAPITRE 2 : <i>Simulation des antennes imprimées</i>	
Introduction.....	27
1. Simulation des antennes patch.....	27
1.1. Organigramme du progiciel développé.....	28
1.2. Modèle de la probe d'excitation.....	30
1.3. Génération de la structure de l'antenne.....	31
1.4. Modélisation du substrat diélectrique.....	35

CHAPITRE 3 : *Modélisation des antennes patch*

Introduction	37
1. Résultats de simulation	37
1.1. Maillage des antennes.....	37
1.2. Antenne patch rectangulaire	37
1.3. Antenne patch en V.....	42
1.4. Effet du diélectrique	46

CHAPITRE 4 : *Caractérisation géométrique des antennes patch*

Introduction	50
1. Antenne isolée.....	50
1.1. Effet de l'épaisseur du substrat	50
1.2. Effet de la longueur du patch	51
1.3. Effet de la largeur du patch.....	52
1.4. Effet de la position du point d'excitation	53
1.5. Effet de la taille du point d'excitation	54
2. Antenne composée	55
2.1. Effet de la distance entre les éléments rayonnants.....	55

CONCLUSION	57
-------------------------	----

REFERENCES	58
-------------------------	----

ANNEXES	59
----------------------	----

LEGENDE DES FIGURES

CHAPITRE 1 : *Théorie des antennes imprimées*

Fig. 1.	Mode fondamental d'une antenne imprimée microruban.	5
Fig. 2.	Diverses géométries d'antennes patch et dimensions associées.	13
Fig. 3.	Alimentation par ligne microruban.	17
Fig. 4.	Alimentation par sonde coaxiale.	18
Fig. 5.	Alimentation par ligne microruban et fente.	19
Fig. 6.	Alimentation par guide d'ondes coplanaire.	20
Fig. 7.	Alimentation par ligne couplée.	21
Fig. 8.	Diagramme de rayonnement d'un élément carré.	23
Fig. 9.	Antennes de forme carrée rayonnant selon Oz avec une polarisation rectiligne.	24
Fig. 10.	Excitation en deux points.	25
Fig. 11.	Excitation en un point.	25
Fig. 12.	Différents types de dissymétries.	25
Fig. 13.	Configurations des réseaux : (a) linéaire, (b) circulaire et (c) planaire.	26

CHAPITRE 2 : *Simulation des antennes imprimées*

Fig. 1.	Organigramme de rayonnement de l'antenne patch.	29
Fig. 2.	Modèle de la probe d'alimentation.	30
Fig. 3.	Les quatre étapes de génération de l'antenne patch.	33
Fig. 4.	La structure de l'antenne patch après l'exécution de " <i>patchgenerator.m</i> ".	34
Fig. 5.	Distribution du champ électrique quasi-statique dans un substrat diélectrique.	35

CHAPITRE 3 : *Modélisation des antennes patch*

Fig. 1.	Génération du maillage de l'antenne patch.	38
Fig. 2.	Variation de l'impédance d'entrée de l'antenne en fonction de la fréquence.	39
Fig. 3.	Variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence.	39
Fig. 4.	Distribution du courant de l'antenne patch rectangulaire.	40
Fig. 5.	Diagramme de rayonnement dans le plan xz de l'antenne patch rectangulaire.	41
Fig. 6.	Diagramme de rayonnement dans le plan yz de l'antenne patch rectangulaire.	41
Fig. 7.	Génération du maillage de l'antenne patch en V.	42
Fig. 8.	Variation de l'impédance d'entrée de l'antenne en fonction de la fréquence.	43
Fig. 9.	Variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence.	44
Fig. 10.	Distribution du courant de l'antenne patch en V.	44
Fig. 11.	Diagramme de rayonnement dans le plan xz de l'antenne patch en V.	45
Fig. 12.	Diagramme de rayonnement dans le plan yz de l'antenne patch en V.	45
Fig. 13.	Maillage de l'antenne patch rectangulaire avec probe compactée.	46
Fig. 14.	Variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence.	47
Fig. 15.	Effet de la variation de ϵ_r sur la distribution du courant dans l'antenne.	48

CHAPITRE 4 : *Caractérisation géométrique des antennes patch*

Fig. 1.	Effet de l'épaisseur du substrat du diélectrique sur l'antenne.	51
Fig. 2.	Effet de la longueur du patch sur le rayonnement de l'antenne.	52
Fig. 3.	Effet de la largeur du patch sur le rayonnement de l'antenne.	53
Fig. 4.	Effet de la position du point d'excitation sur le rayonnement de l'antenne.	53
Fig. 5.	Effet de la taille du point d'excitation sur le rayonnement de l'antenne.	54
Fig. 6.	Réseau d'antennes plan (N=4).	55
Fig. 7.	Diagrammes de rayonnement dans le plan xz pour différentes distances.	56

Introduction

Durant les trois dernières décennies, pour faire face à l'encombrement des bandes de fréquences utilisées pour la transmission d'informations, on a essentiellement cherché à réduire la largeur de bande nécessaire pour transmettre ces informations avec un taux d'erreurs acceptable. Ce n'est que récemment que le concept d'ultra large bande UWB (Ultra Wide Band) a retrouvé un intérêt principalement suscité par le développement des transmissions à courte distance [1-3].

Si le terme "ultra large bande" est relativement récent le concept lui même est par contre bien plus ancien [1-7] :

- La grande majorité des techniques de transmission actuelles utilisent des modulations avec porteuses (Bluetooth,...). Dès la fin du 19^{ème} siècle, Heinrich Hertz avait eu l'idée d'utiliser des décharges électriques pour produire des ondes électromagnétiques. C'était la base de la technique UWB.
- Dans les années 60, Ross et Bennett [2] étudient pour la première fois la propagation d'ondes électromagnétiques d'un point de vue temporel plutôt que d'un point de vue fréquentiel. Dans leur publication, apparaissent pour la première fois, des applications liées à cette nouvelle technique : les communications et les radars.
- Dans les années 1970-1994, la majorité des travaux vise à améliorer certains sous-systèmes de cette nouvelle technique. A cette époque, on lui donne plusieurs noms : technologie "sans porteuse", ou en "bande de base" ou encore technologie "impulsionnelle". C'est en 1989 que le terme UWB apparaît dans une publication du ministère de la Défense aux Etats-Unis. Les travaux concernant cette technologie sont effectués, pour la plupart, dans le cadre de programmes confidentiels américains (militaires).
- En 1994, la confidentialité des travaux liés à UWB est levée : La recherche se développe de façon importante aussi bien dans l'industrie que dans les universités.
- En 2002, la FCC (Federal Communication Commission) [2], l'organisme de régulation des communications américain, réglemente UWB : Elle en donne une définition précise et définit les niveaux de puissance maximale autorisés (-41dBm/MHz pour la bande haute).

La définition de l'Ultra large bande donnée par la FCC en février 2002 est la suivante. Un signal est dit ultra large bande si [3-14] :

- Sa bande passante est au minimum de 500 MHz (à -10dB).
- Sa bande passante relative $BP_{relative}$ est supérieure à 0.2 :

$$BP_{relative} = 2 \times \left(\frac{f_{max} - f_{min}}{f_{max} + f_{min}} \right) > 0.2$$

avec f_{max} et f_{min} présentent respectivement les fréquences limites hautes et basses du spectre de signal, fréquences prises à -10dB. Les deux conditions ne sont pas forcément remplies en même temps.

La plupart des concepteurs de systèmes UWB adoptent une autre définition, à savoir une bande passante -10dB supérieure à 1.5GHz (ou une bande passante fractionnelle supérieure à 0.25 par rapport à la fréquence centrale du système). Un exemple pratique est un système radio centré à 2GHz, de bande passante à -10dB de 1.6GHz [1,8].

Les réseaux d'antennes très large bande occupent une place de plus en plus importante dans les nouveaux systèmes de communications. La mise en œuvre de systèmes regroupant plusieurs fonctions électromagnétiques se traduit ainsi par un besoin en réseaux d'antennes ayant des capacités d'agilité en fréquence sur un spectre très large, de balayage du faisceau sur un secteur angulaire large et d'agilité en polarisation. Ce besoin couplé généralement à des contraintes d'intégration fortes favorise par ailleurs des solutions de type antennes imprimées. Des travaux récents ont par ailleurs montré l'intérêt de réseaux d'antennes imprimées à fort couplage et/ou contacts électriques entre antennes voisines pour obtenir des performances large bande en impédance et rayonnement. Ces approches sont basées sur des motifs simples d'antennes élémentaires de type dipôles, patchs ou fentes [9-13].

Le but de ce sujet est la simulation et la conception pour des applications très large bande des réseaux d'antennes imprimées à motif optimisé en géométrie et en structure diélectrique. Lors de la phase de la conception, le réseau sera considéré comme une structure périodique d'antennes ce qui permet de faire l'optimisation à l'échelle de l'antenne élémentaire du réseau.

Dans cette étude, nous contribuons au développement d'un outil CAO dit " μ -Wave Lab" consacré à la simulation des différents dispositifs micro-ondes en concevant un progiciel dédié à la simulation et l'optimisation des réseaux d'antennes patch de formes personnalisées.

Ce mémoire s'articule en quatre chapitres distincts et complémentaires.

Le premier chapitre est consacré à une étude théorique des antennes patch permettant de mieux comprendre leurs principaux paramètres.

Le deuxième chapitre présente les sous-routines utilisées dans le but de simuler et puis caractériser les antennes imprimées ayant des éléments rayonnants de formes patch rectangulaire ou personnalisée et patch avec alimentation compactée.

Le troisième chapitre expose les résultats de simulation obtenus par le progiciel développé. Ces résultats concernent surtout : l'impédance d'entrée de l'antenne, la distribution de l'intensité de rayonnement, le gain et le diagramme de rayonnement. En plus, de l'effet de la dispersion traité dans ce chapitre pour les antennes patch de formes rectangulaire et en V, des exemples de validation du progiciel élaboré sont aussi rapportés.

Le quatrième chapitre, traite l'effet des paramètres géométriques (h : épaisseur du substrat, l_p : longueur du patch, w_p : largeur du patch, excitation et distance entre les éléments rayonnants) sur les caractéristiques des antennes patch rectangulaire isolée et/ou composée.

Les résultats obtenus comparés à ceux théoriques prouvent l'efficacité et la précision du progiciel développé.

Théorie des antennes imprimées

Introduction

Avant de donner un aperçu sur les antennes patch il est très intéressant de signaler qu'il n'y a pas, pour le moment, de terme français établi par l'usage pour désigner l'antenne élémentaire dont le nom anglais est "patch" ("pavé" ou "pastille" en français). On utilise le plus souvent "antenne imprimée" ou "antenne microruban" car les premières antennes imprimées rectangulaires étaient constituées par une partie de ligne microruban rayonnante. Nous utilisons ici de façon alternée ces termes.

Le concept d'antenne imprimée fut pour la première fois imaginé en 1953 par Georges Deschamps [5], qui suggérait de canaliser efficacement les rayonnements parasites engendrés par les discontinuités qui existent dans les circuits micro-ondes planaires. Le premier brevet reprenant ce concept fut déposé en 1956 par Henri Gutton et Georges Boissinot [6-13]. Il consistait à introduire judicieusement des discontinuités le long d'une ligne microruban pour la faire rayonner. Il était alors envisagé d'intégrer cet élément rayonnant dans un fuselage. Il fallut cependant attendre les années 1970 pour voir apparaître la réalisation des premiers prototypes, notamment grâce à l'amélioration des techniques de photolithographie du cuivre et de l'or sur substrat diélectrique, ainsi que des progrès dans la modélisation. En 1972, John Howell réalisa des antennes imprimées à polarisations linéaire et circulaire en bandes L et UHF (Ultra High Frequency) pour la NASA [6-12]. À la même période, Robert Munson de Ball Aerospace Systems conçut et breveta une antenne imprimée conformée sur toute la circonférence d'un missile pour des applications de type télémétrie entre ce missile et une station de poursuite au sol [6]. Cette antenne, décrite en détail dans [6], fut quelques années plus tard combinée avec des éléments rayonnants identiques pour former ce qui fut le premier réseau d'antennes imprimées, le but étant alors d'augmenter la directivité du diagramme de rayonnement. Dans ce même article [6], Munson proposa et réalisa également de façon très probante le premier réseau d'antennes imprimées à balayage électronique en incorporant dans chaque circuit d'alimentation des déphaseurs à base de coupleurs hybrides chargés par des diodes PIN. Dès lors, un véritable engouement allait naître dans la communauté scientifique des "antennistes". Ces antennes particulières allaient faire l'objet d'une recherche-développement intensive avec pour objectif de sans cesse repousser leurs limitations intrinsèques, ce qui a bien évidemment conduit à développer de nombreux éléments dérivés

de l'antenne originelle. Ainsi, de nombreux codes de calculs furent développés dans beaucoup de laboratoires universitaires et privés. Aujourd'hui, les éléments rayonnants imprimés ont largement dépassé le statut de technique spécialisée pour atteindre celui de technologie majeure et surtout mature dans le monde des antennes. Elles sont industriellement exploitées dans tous les domaines et standards de transmissions sans fil micro-ondes allant des bandes UHF aux bandes millimétriques (100 MHz à 100 GHz) soit en tant qu'antenne complète mono ou multipolarisation, soit en tant qu'élément de base pour des antennes réseau. L'ingénieur-concepteur dispose désormais de nombreux logiciels de simulations commerciaux qui permettent de l'aider dans sa tâche tandis que les chercheurs ont toujours parmi leurs objectifs la conception d'antennes imprimées universelles, utilisables dans de multiples standards de communication et donc pour cela reconfigurable à souhait.

1. Antennes patch [7]

Une antenne imprimée est, comme le montre la figure 1, constituée d'une métallisation de forme géométrique appropriée, déposée sur une face d'un substrat diélectrique tandis que l'autre face est le plus souvent complètement ou partiellement métallisée.

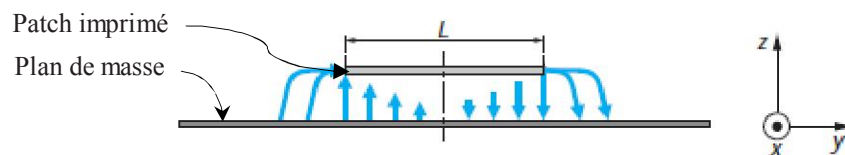


Fig. 1. Mode fondamental d'une antenne imprimée microruban.

L'antenne de base consiste en une métallisation partielle de forme simple (carré, rectangle, disque) pour l'élément rayonnant et une métallisation complète pour la partie inférieure du substrat (plan de masse). Aujourd'hui, on trouve des structures avec des motifs plus élaborés comportant des fentes, des stubs, d'autres éléments adjacents et même parfois les circuits d'alimentation, d'adaptation, de déphasage mais aussi des composants actifs rapportés sur cette face du substrat. Il faut savoir que c'est principalement cette métallisation (pastille, pavé ou patch) qui détermine toutes les spécificités de l'antenne c'est-à-dire ses performances et son type de fonctionnement. Généralement, les dimensions du patch sont de l'ordre de la demi-longueur d'onde mais il n'est pas rare de rencontrer des dimensions de patch de l'ordre de quelques longueurs d'ondes en vue d'une augmentation de la directivité mais aussi de quelques dixièmes de longueur d'ondes lorsque l'on cherche à miniaturiser l'élément rayonnant.

Le plan de masse doit être théoriquement de dimension infinie mais en pratique celui-ci est plutôt, pour des raisons d'encombrement, de l'ordre de 3 ou 4 longueurs d'onde. Il arrive cependant que celui-ci soit très réduit, ce qui bien évidemment modifie les caractéristiques de l'antenne initiale, parfois de manière très prononcée.

Les caractéristiques du substrat conditionnent également le comportement de l'antenne. On choisit en général un diélectrique de faible hauteur vis-à-vis de la longueur d'onde λ d'utilisation (quelques $\lambda/10$). Idéalement, la permittivité relative du substrat ϵ_r doit être assez faible. Il est également recommandé d'utiliser des substrats à faibles pertes : $6 \times 10^{-4} \leq \tan(\delta) \leq 2 \times 10^{-3}$.

Lorsque le substrat utilisé est l'air, il n'est plus possible d'obtenir une antenne par dépôt métallique et par conséquent le patch est constitué d'une pièce en tôle métallique fine de forme appropriée : on parle plutôt d'antenne planaire.

De façon générale, les constituants pertinents d'une antenne planaire sont situés dans des plans parallèles (couches planaires diélectriques en mille-feuille).

Aujourd'hui, il existe un très grand nombre de structures et de configurations répertoriées et il est difficile de faire le distinguo entre une antenne imprimée et une antenne planaire ; c'est pourquoi le terme générique "antennes imprimées" est en pratique celui qui reste le plus utilisé.

1.1. Technologies de fabrication

Toutes les technologies de métallisation telles que la photogravure, le dépôt chimique ou l'utilisation d'encres conductrices peuvent être utilisées pour fabriquer des antennes imprimées.

La principale est directement issue des techniques utilisées pour la conception de circuits imprimés électroniques basses fréquences : la photogravure.

Pour une antenne planaire, il existe plusieurs technologies de fabrication spécifiques plus ou moins coûteuses. Lorsque l'on utilise une tôle métallique, il s'agit généralement d'usiner cette tôle : découpage à l'aide d'une machine-outil puis de l'emboutir et/ou de la plier selon la forme désirée.

Cette tôle est ensuite positionnée et bouterollée sur un support plastique évidé ayant une permittivité diélectrique le plus faible possible. Cette technologie est très utilisée dans les téléphones mobiles.

1.2. Avantages et inconvénients

Compte tenu de leur forme, les antennes imprimées ont de nombreux avantages mais aussi quelques inconvénients qui peuvent limiter leur usage.

Les principaux avantages de l'antenne imprimée sont :

- ses faibles masses, volume et épaisseur,
- la possibilité d'imprimer sur des substrats souples (surfaces d'accueil non planes : antennes conformées),
- la possibilité d'être intégrées dans des appareils électroniques nomades ou transportables (téléphones mobiles, ordinateurs personnels, récepteurs portables GPS "Global Positioning System", transpondeurs, appareils photos numériques),
- les facilités de fabrication telles que la mise en réseau et l'intégration aisée de composants ou de circuits actifs hybrides (réseaux linéaires ou planaires, technologie MIC "Microwave Integrated Circuits"),
- le faible coût de fabrication (Production automatisée de masse).

Les principaux inconvénients de l'antenne imprimée sont :

- sa bande passante souvent étroite, de l'ordre de 1 à 5 % (pour les éléments résonants de géométrie simple). Le fonctionnement large bande est obtenu au prix de l'utilisation : d'un substrat de hauteur élevée (quart d'onde) dans le cas d'antennes résonantes, d'antennes à ondes progressives de grandes dimensions (Vivaldi, Log périodiques) et de résonateurs parasites latéraux ou verticaux,
- sa directivité faible pour un élément seul (environ 6dB). Le gain peut être augmenté lors de la mise d'éléments en réseau, avec cependant une limitation à environ 30dB due aux pertes dans les lignes d'alimentation,
- sa faible tenue en puissance (Quelques watts à quelques dizaines de watts),
- son rendement limité de surface par les pertes diélectriques, par l'excitation d'ondes de surface dans le diélectrique et par les pertes dans les lignes d'alimentation,
- le risque de rayonnement parasite dû aux jonctions avec l'alimentation ou à la limitation du plan de masse,
- la difficulté d'élaborer des antennes à haute pureté de polarisation,
- les problèmes de tolérances de fabrication si les motifs imprimés sont petits.

1.3. Principe de fonctionnement

On peut recenser principalement deux classes de structures :

- antennes imprimées à ondes progressives,
- antennes imprimées à ondes stationnaires (résonantes).

Leur fonctionnement diffère sensiblement et il est difficile de les décrire sans se référer à leur moyen d'alimentation et aux diverses méthodes qui permettent de les analyser.

Pour les antennes à ondes progressives, une approche consiste à considérer que ce sont les courants surfaciques sur l'élément rayonnant (ou les parties métalliques associées) qui rayonnent.

Pour expliquer le fonctionnement d'une antenne imprimée ou planaire résonnante, une approche similaire consiste à considérer que ce sont à la fois les courants surfaciques sur le patch et le plan de masse qui rayonnent. Une deuxième méthode consiste à voir le patch comme une ligne microruban tronquée à ses extrémités. Le générateur est équivalent à une source de courant qui va générer un champ électrique dans la cavité. Le patch agit comme une capacité qui va stocker le champ : c'est le modèle de la cavité (4 murs latéraux magnétiques et 2 murs horizontaux électriques). Le rayonnement existe à cause de la fuite du champ électrique qui existe entre les bords du patch et le plan de masse. Si la longueur du patch L est approximativement égale à la moitié de la longueur d'onde dans le diélectrique $\lambda_g/2$, cette longueur est résonante et l'on obtient un transfert de puissance maximal à l'antenne. C'est le mode d'ordre 1 ou fréquence de résonance fondamentale du patch (si $L > W$ avec W largeur du patch) : le rayonnement à l'infini est effectif car le champ électrique sous la ligne et à ses deux extrémités se trouve en opposition de phase (fig. 1). Une valeur approchée qui permet un dimensionnement rapide est $L = 0,49 \lambda_g$.

Autour et sous le patch, le champ électrique comporte à la fois des composantes normales et des composantes parallèles au plan de masse. Nous pouvons distinguer les bords rayonnants espacés d'une longueur L des bords dits "non rayonnants" espacés de la largeur W . En ce qui concerne les bords rayonnants, les faibles composantes parallèles au plan de masse sont en phase. Les composantes normales situées de part et d'autre de ces bords rayonnants sont en opposition de phase car la longueur du patch est approximativement égale à $\lambda_g/2$: dans la direction normale au patch, le champ lointain généré par toutes ces contributions s'ajoute (cela est en particulier dû au fait que les normales aux bords rayonnants sont de sens opposé).

Si nous considérons l'un des deux bords "non rayonnants", la composante normale du champ électrique diminue progressivement, s'annule en son milieu et change de sens par la suite. De ce fait, la contribution au rayonnement à l'infini est nulle dans la direction normale du patch car les rayonnements engendrés par le champ le long de ce bord se compensent exactement. Le même raisonnement s'applique sur l'autre bord "non rayonnant" et nous admettons facilement que le rayonnement engendré dans l'axe du patch est lui aussi nul. Il est à noter qu'en dehors de cette direction normale, les bords "non rayonnants" génèrent un champ électromagnétique qui ne s'annule pas et qui contribue à la polarisation croisée de l'antenne.

En pratique, le choix de la largeur W d'un patch a de l'importance car il conditionne son impédance d'entrée. Traditionnellement : $\lambda_g/2 \leq W \leq \lambda_g$, mais rarement au-delà.

2. Modélisation et méthodes d'analyse [7-9]

Deux types de méthodes permettent d'analyser les antennes imprimées :

- méthodes analytiques,
- méthodes numériques "Full-wave".

Les méthodes analytiques sont issues d'une approche physique du phénomène ou des hypothèses simplificatrices permettent d'obtenir des équations assez simples mais en contrepartie, on obtient des résultats approchés. Ces méthodes sont généralement basées sur les courants magnétiques équivalents le long des bords du patch.

Les méthodes numériques "Full-wave" donnent des résultats plus précis au détriment de la perte de la signification du phénomène physique. Elles nécessitent l'utilisation d'algorithmes numériques puissants et un temps de calcul plus élevé que les méthodes analytiques. Elles sont généralement basées sur l'obtention des distributions de courants électriques sur le patch et sur le plan de masse.

Nous pouvons rajouter que lorsque les antennes patch à analyser possèdent des géométries simples, elles peuvent être facilement modélisées par des méthodes analytiques mais lorsque leur forme devient complexe et non intuitive, il faut alors utiliser des méthodes numériques.

2.1. Méthodes analytiques

Deux méthodes analytiques permettent de décrire simplement le fonctionnement des antennes imprimées résonnantes :

- le modèle de la ligne de transmission (valable notamment pour l'élément rectangulaire) ;
- le modèle de la cavité électromagnétique (valable notamment pour tout autre élément rayonnant de géométrie quelconque simple).

Ces modèles permettent une étude simplifiée avec des formules directement utilisables et des résultats satisfaisants. Cette approche fut celle utilisée par les premiers chercheurs à s'intéresser aux antennes imprimées dans les années 1970.

Ces modèles ne sont pas tous équivalents. Certains permettent de décrire plus facilement le fonctionnement de l'antenne en termes d'impédance (modèle ligne de transmission) ou bien plus facilement en termes de rayonnement (modèle de la cavité et des fentes rayonnantes).

Globalement, le modèle ligne de transmission est le plus simple mais aussi le moins précis ; le modèle de la cavité, plus précis, permet également une bonne approche physique du fonctionnement.

2.2. Méthodes numériques "Full-wave"

Il existe principalement quatre familles de méthodes numériques pour analyser les antennes imprimées. Elles sont issues des méthodes utilisées en électromagnétisme :

- la méthode des moments (MoM),
- la méthode des éléments finis (FEM),
- la méthode des différences finies dans les domaines temporel et fréquentiel (FDTD et FDFD),
- la méthode de la matrice des lignes de transmissions (TLM).

Ces méthodes permettent d'obtenir des résultats très précis au détriment de temps de calculs longs car il s'agit de discrétiser le volume ou la surface à analyser mais aussi le temps selon la méthode utilisée, ce qui conduit à un très grand nombre d'inconnues. Les temps de calculs peuvent cependant être réduits si l'on possède une puissance de calcul conséquente.

Parmi ces méthodes, une des plus utilisées dans le domaine des antennes imprimées est la méthode des moments. Il s'agit de résoudre les équations intégrales qui relient les courants inconnus sur le patch à l'excitation (qui est a priori connue) à l'aide des fonctions de Green relatives à la structure à analyser. Cette résolution s'effectue soit dans le domaine spectral en utilisant les modes propres des géométries de patch concernées, soit dans le

domaine spatial en discrétisant l'espace à l'aide de petits triangles, rectangles, polygones, de dimensions de l'ordre de $\lambda/10$ à $\lambda/20$. Une fois le courant obtenu, on peut facilement calculer l'impédance d'entrée du patch ainsi que les champs électriques et magnétiques. La méthode peut être étendue à des structures multicouches. Le principal avantage réside dans le fait que seulement les parties conductrices sont maillées. Un des principaux inconvénients originels réside dans le fait que, les substrats et les plans de masse des antennes imprimées sont considérés comme infinis, ce qui génère des approximations notamment sur les diagrammes de rayonnement. De plus, il est délicat de modéliser des structures 3D avec des courants verticaux. Cependant, aujourd'hui de plus en plus de logiciels intègrent cette possibilité ainsi que la prise en compte de substrats et plans de masse finis, ce qui augmente le temps de calcul et qui rend cette méthode utilisable pour l'analyse de structures 2.5D voire 3D sous certaines conditions.

La méthode des éléments finis (FEM) est basée sur la résolution des équations différentielles des champs électromagnétiques dans le domaine spectral. Il s'agit donc de résoudre un système linéaire d'équations, les champs étant les inconnus. Pour cela, on doit discrétiser entièrement en 3D le domaine où le champ à analyser existe : des triangles sont utilisés sur les surfaces et des tétraèdres dans les volumes. Cette discrétisation est particulièrement intéressante pour mailler des surfaces courbes. Il faut donc imposer les conditions aux limites sur l'antenne mais également des conditions absorbantes à une certaine distance de l'antenne nécessaire pour limiter le milieu à analyser. Le principal avantage de cette méthode réside dans le fait qu'elle permet d'analyser des objets 3D de formes quelconques et compliquées. De plus, les milieux inhomogènes peuvent aussi être traités de façon satisfaisante. Le principal inconvénient réside dans le fait qu'il faille disposer d'une puissance de calcul conséquente et s'attendre à des temps de calculs assez longs.

La FDTD est une méthode qui permet aussi d'analyser les antennes imprimées lorsqu'elles sont positionnées dans des milieux inhomogènes. Elle est basée sur la résolution directe des équations de Maxwell dans le domaine temporel. Il s'agit d'approximer ces équations par des formules aux différences centrales. La structure à analyser est maillée en 3D avec des cellules cubiques qui s'interpénètrent, une pour analyser les champs électriques, une pour analyser les champs magnétiques. On calcule ainsi de façon itérative et successive l'évolution des champs électrique et magnétique de proche en proche sur le domaine à analyser. Comme dans la FEM, le domaine d'analyse doit être terminé par une condition absorbante. Une transformée de Fourier discrète est utilisée pour obtenir les résultats dans le

domaine fréquentiel (FDFD). Il est évident que plus dense est la discrétisation, plus précise est la solution mais aussi plus grande est la puissance de calcul nécessaire. Le principal avantage de cette méthode réside dans le fait que le nombre d'inconnues et de matrices à stocker est considérablement réduit. Un des désavantages de cette méthode réside dans le fait que la grille de discrétisation ne peut pas être flexible, ce qui veut dire que les surfaces non planes doivent être maillées avec des cellules en marche d'escalier.

La méthode TLM (Transmission Line Matrix) dans le domaine temporel n'est pas décrite ici en raison d'un petit nombre d'études et de développements. Cette méthode présente beaucoup d'analogie avec la méthode FDTD.

En termes d'efficacité, il est difficile de privilégier une méthode par rapport à l'autre mais le succès qu'a connu la méthode des moments réside dans le fait qu'elle admet peu d'équations à résoudre. Cependant, il faut générer des fonctions de Green pour chaque problème et du fait de leurs natures, leur intégration numérique n'est pas aisée. Les approches FEM et FDTD sont mathématiquement plus simples et permettent d'analyser des milieux inhomogènes mais il faut apporter un soin tout particulier à la modélisation des conditions aux limites d'un problème ouvert "rayonnant", c'est-à-dire posséder des parois absorbantes efficaces. De plus, ces parois doivent être positionnées avec précaution, ce qui augmente considérablement le temps de calcul. Il faut également ajouter que dans n'importe quelle méthode numérique, la modélisation de la source d'excitation revêt une importance cruciale : la précision des résultats peut s'en trouver grandement affectée.

Dans les années 1980 et 1990, beaucoup de laboratoires académiques et privés ont développé leurs propres codes de calcul mais aujourd'hui, on trouve de très nombreux logiciels commerciaux performants, les uns étant responsables des autres. Cependant l'emploi de ces logiciels ne dispense pas d'une bonne connaissance de l'électromagnétisme et en particulier de la méthode d'analyse utilisée. L'ingénieur novice doit notamment faire l'effort de l'appréhender. Aujourd'hui, les efforts de recherche se portent sur le fait de combiner ces différentes méthodes pour constituer des méthodes dites hybrides et multi-échelles et ainsi obtenir de meilleurs résultats en termes de vitesse de calcul et de précision : MoM-FDTD, MoM-FEM, multi pôle GMT.

3. Géométries de base [7-10]

La fréquence de résonance d'un élément imprimé peut être définie à partir du maximum de partie réelle ou bien à partir de l'annulation de la partie imaginaire de son

impédance d'entrée. Dans le cas de pavés imprimés sur des substrats de faible épaisseur, on considère généralement que la fréquence de résonance correspond au maximum de partie réelle qui correspond lui-même généralement à une partie imaginaire proche de zéro. Les méthodes décrites précédemment permettent entre autres le calcul de la fréquence de résonance. Nous présentons ici des formules relativement simples, obtenues à partir de la méthode de la cavité, ce qui permettra de réaliser rapidement la synthèse d'éléments rayonnants pour les différents modes T_{mn} relatifs à chacune des géométries présentées sur la figure 2. Le mode fondamental est à chaque fois celui correspondant à la plus basse fréquence excitée.

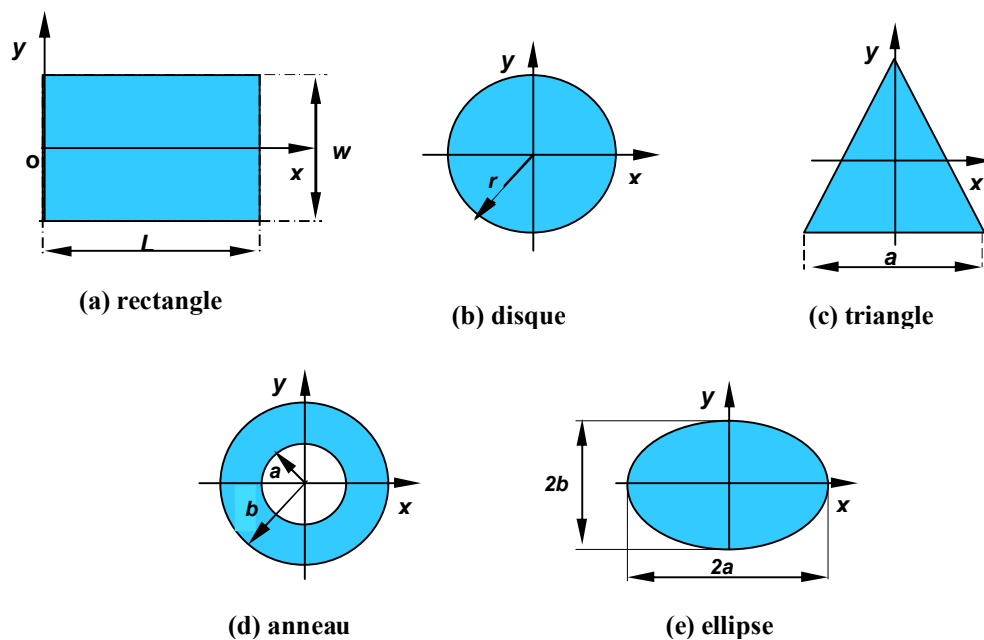


Fig. 2. Diverses géométries d'antennes patch et dimensions associées.

3.1. Rectangle

Le champ électrique d'un mode résonant TM_{mn} dans la cavité située sous un patch rectangulaire de longueur L et de largeur W est donné par :

$$E_z = E_0 \cos\left(\frac{m\pi x}{L}\right) \cos\left(\frac{n\pi y}{W}\right) \quad (1)$$

Les fréquences de résonance sont données par :

$$f_{mn} = \frac{c}{2\pi\sqrt{\epsilon_r}} \sqrt{\left(\frac{m}{L}\right)^2 + \left(\frac{n}{W}\right)^2} \quad (2)$$

avec c vitesse des ondes électromagnétiques dans le vide.

Il faut ajouter que le mode fondamental est le mode $(m,n)=(0,1)$ si $W > L$ et $(m,n)=(1,0)$ si $W < L$.

3.2. Disque

Le champ électrique d'un mode résonant TM_{mn} situé sous une cavité circulaire de rayon r peut être obtenu, dans un repère en coordonnées sphériques (ρ, φ) , de la manière suivante :

$$E_z = E_0 J_m(k_{mn} \rho) \cos(n\varphi) \quad (3)$$

avec J_m fonction de Bessel du premier type d'ordre m .

Le paramètre k_{mn} est donné par :

$$k_{mn} = \frac{\alpha_{mn}}{r} \quad (4)$$

avec α_{mn} racines de l'équation donnée par la dérivée première par rapport à x de la fonction de Bessel d'ordre m .

La fréquence de résonance associée à un mode TM_{mn} d'un élément circulaire est :

$$f_{mn} = \frac{ck_{mn}}{2\pi\sqrt{\epsilon_r}} = \frac{c\alpha_{mn}}{2\pi r\sqrt{\epsilon_r}} \quad (5)$$

avec r est le rayon du disque. Une valeur plus précise peut être obtenue par l'utilisation d'un rayon effectif r_{eff} . La valeur proposée par Chew & Kong est :

$$r_{\text{eff}} = r \sqrt{1 + \frac{2h}{\pi\epsilon_r r} \left[\ln\left(\frac{r}{2h}\right) + 1.41\epsilon_r + 1.77 + \frac{h(0.268\epsilon_r + 1.65)}{r} \right]} \quad (6)$$

3.3. Triangle

Le champ électrique d'un mode résonant TM_{mn} dans la cavité située sous un patch triangulaire équilatéral de côté a est donné par [10]. La fréquence de résonance associée à un mode TM_{mn} est alors obtenue par :

$$f_{mn} = \frac{2c}{3a\sqrt{\epsilon_r}} \sqrt{m^2 + mn + n^2} \quad (7)$$

Afin d'obtenir un résultat plus précis, on peut remplacer ϵ_r par ϵ_{reff} et a par a_{eff} [10].

3.4. Anneau

L'anneau est aussi un élément rayonnant qui a été largement étudié car il possède quelques propriétés intéressantes. À fréquence de résonance fixée, sa taille est sensiblement inférieure à celle du disque. Son espace central permet de loger un autre élément, ce qui permet un fonctionnement bifréquence. L'écart en fréquence entre modes peut être piloté par la différence entre le rayon intérieur \mathbf{a} et le rayon extérieur \mathbf{b} . Pour certains modes supérieurs, la bande passante est plus importante que celle obtenue avec d'autres géométries. Si l'on considère un anneau de rayon intérieur \mathbf{a} et de rayon extérieur \mathbf{b} dans lequel seul les modes TM peuvent exister, les fréquences de résonances sont données par :

$$f_{mn} = \frac{ck_{mn}}{2\pi\sqrt{\epsilon_r}} \quad (8)$$

les k_{mn} sont cette fois les racines de l'équation caractéristique suivante :

$$J'_m(k_{mn}b)Y'_m(ka) - J'_m(ka)Y'_m(k_{mn}b) = 0 \quad (9)$$

$J_m(x)$ et $Y_m(x)$ sont respectivement les fonctions de Bessel du premier et du second type d'ordre m , et $J'_m(x)$ et $Y'_m(x)$ leurs dérivées premières par rapport à x .

Ici aussi ϵ_{eff} peut remplacer ϵ_r afin de mieux modéliser le débordement du champ à la périphérie du patch. Les grandeurs a et b peuvent aussi être remplacées par a_{eff} et b_{eff} :

$$a_{\text{eff}} = a - \frac{3h}{4} \quad (10)$$

$$b_{\text{eff}} = b - \frac{3h}{4} \quad (11)$$

3.5. Ellipse

L'ellipse présente un avantage lié à sa structure dissymétrique qui permet d'obtenir une polarisation circulaire au moyen d'une seule alimentation grâce à la dégénérescence d'un mode. Pour cela, l'excentricité de l'ellipse est limitée à une différence de seulement quelques pour-cent entre le grand axe et le petit axe. La méthode de perturbation utilisée par Lo [8] donne la formule suivante :

$$\frac{a}{b} = 1 + \frac{1,0887}{Q} \quad (12)$$

avec Q facteur de qualité qui peut être calculé comme celui d'un patch circulaire de rayon \mathbf{a} ou \mathbf{b} .

Pour obtenir une polarisation circulaire, le point d'alimentation doit être situé à $+45^\circ$ (polarisation circulaire droite, figure 2) ou -45° (polarisation circulaire gauche) du grand axe de l'ellipse. Pour a donné, la première fréquence de résonance est :

$$f_{\text{res}} = \frac{c \cdot p}{a \sqrt{\epsilon_r}} \quad (13)$$

avec p constante comprise entre 0,27 et 0,29.

Pour obtenir une impédance d'entrée d'environ 50Ω , le point d'alimentation doit alors se trouver à une distance proche de $0,28a$ du centre de l'élément.

3.6. Autres géométries

Tout élément de forme quelconque, réalisé dans la même technologie, peut résonner à une fréquence donnée. Cette fréquence dépend de la géométrie de l'élément et de la position du point d'alimentation. Il est cependant difficile de trouver l'adaptation à 50Ω sans l'utilisation de méthodes numériques associées à un ordinateur relativement puissant. De nombreuses géométries ont ainsi été étudiées : le dipôle, le secteur circulaire, le secteur angulaire, le secteur annulaire, diverses étoiles, l'anneau rectangulaire, l'élément en H, l'ellipse annulaire, le pentagramme, l'élément en U, etc. Toutes ces formes, à part le cas particulier du dipôle, ne semblent cependant pas apporter beaucoup d'avantages par rapport à l'utilisation d'éléments de géométries simples.

4. Techniques d'alimentations [7,12]

L'un des problèmes du fonctionnement des antennes imprimées réside aussi dans la réalisation d'une alimentation de qualité. L'excitation par guides d'ondes rectangulaire ou cylindrique est généralement écartée. Bien que l'alimentation coaxiale soit fréquente, on utilise de préférence des lignes imprimées, notamment dans le cas où plusieurs éléments doivent être alimentés. Dans les exemples ci-après, il s'agit toujours d'alimenter une antenne rectangulaire excitée sur son mode fondamental TM_{01} , c'est-à-dire avec des courants de surface générés selon la direction Oy.

4.1. Ligne à microruban

Cette technique est sûrement la moins coûteuse et la plus aisée (fig. 3). L'antenne est considérée comme une charge, identique à l'impédance mesurée sur le bord de l'élément. Elle est connectée à une ligne d'impédance caractéristique fonction de sa largeur, de son hauteur et du matériau diélectrique qui la supporte.

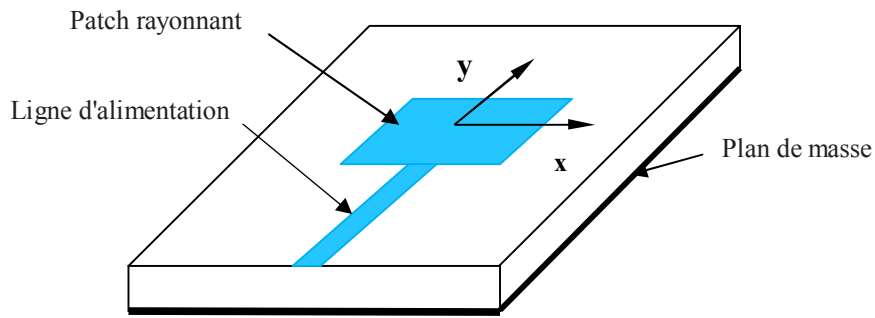


Fig. 3. Alimentation par ligne microruban.

Le choix de la ligne d'alimentation peut s'effectuer de la façon suivante : une fois la dimension de l'élément rayonnant choisie, l'impédance en bord est soit mesurée à l'aide d'une ligne d'alimentation d'impédance caractéristique 50Ω , soit calculée. On détermine ensuite le transformateur d'impédance permettant d'adapter l'antenne au reste du circuit d'alimentation. Cependant, si ce point d'accès se trouve au bord du patch sur une position centrale, il présente généralement une forte impédance (de 200 à 1000Ω) qui rend difficile l'adaptation. Le point de contact de la ligne peut alors être déplacé vers l'un des bords du patch afin d'obtenir une valeur d'impédance plus propice à l'adaptation 50Ω . Un point d'alimentation d'impédance plus faible peut aussi être obtenu en pénétrant dans l'élément par prolongement de la ligne dans une encoche pratiquée dans le patch. Il faut cependant noter que la position du point d'alimentation détermine aussi le mode excité. Une autre méthode consiste à interrompre la ligne quelques dixièmes de millimètre avant le patch. On introduit ainsi un effet capacitif permettant de compenser une partie imaginaire trop inductive mais aussi d'isoler en régime statique l'antenne, ce qui est intéressant dans le cas d'éléments actifs intégrés et d'une polarisation continue.

L'un des inconvénients de cette alimentation apparaît lorsqu'il faut conformer le substrat sur une surface non plane : la forte contrainte mécanique peut parfois générer des microfissures dans la ligne et le substrat. Un autre inconvénient est le rayonnement parasite engendré par la ligne pouvant perturber le rayonnement propre de l'antenne. Une solution consiste à réaliser l'alimentation sous une seconde plaque de substrat et à relier ensuite l'extrémité de la ligne au patch par un conducteur fin. On réalise ainsi une alimentation triplaque, intéressante par sa simplicité et son isolation, mais pouvant cependant provoquer une excitation de modes parallèles dans le cas de substrats épais. Une modélisation possible et simple de l'ensemble ligne/antenne est celle donnée par la méthode des lignes de transmission.

4.2. Sonde coaxiale

Cette alimentation a l'avantage d'être située à l'arrière de l'élément et d'utiliser une ligne blindée (fig. 4). Dans le cas de substrats de faibles épaisseurs, un point d'impédance réelle et quasiment égale à 50Ω est obtenu pour le mode fondamental, pour une sonde située à environ $1/3$ de la longueur résonante du patch. Cette valeur permet l'adaptation à la plupart des coaxiaux HF d'impédance caractéristique 50Ω .

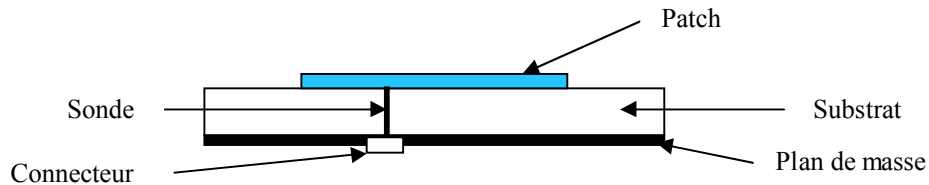


Fig. 4. Alimentation par sonde coaxiale.

Par contre, dans le cas de substrats épais, la réactance inductive supplémentaire apportée par la sonde (qui peut aussi sensiblement rayonner) affecte la bande passante. Pour corriger cette partie inductive, certains auteurs ont proposé l'introduction d'un effet capacitif par la réalisation :

- d'une fente annulaire pratiquée dans le patch autour de la sonde coaxiale,
- d'une pastille terminale connectée à une sonde plus courte, séparée du patch par du diélectrique.

L'utilisation de sondes engendre aussi des problèmes de réalisation tels que le perçage du substrat, la soudure (notamment dans le cas de fréquences élevées), peu de souplesse de conformation des manipulations difficiles des câbles à l'intérieur d'un petit volume... La modélisation par la méthode des lignes de transmission se prête assez bien à ce type d'alimentation, même dans le cas d'une fente annulaire additionnelle.

4.3. Fente

Dans cette technique, le transfert de puissance de la ligne à l'élément se fait par couplage depuis la ligne à travers une fente, électriquement petite. Cette méthode nécessite un positionnement très précis qui n'est pas toujours facile à obtenir dans le cas de structures conformées ou de petites dimensions. Elle permet cependant d'isoler le circuit d'alimentation de l'antenne (fig. 5) du point de vue statique. Il n'existe plus de rayonnement parasite dans le demi-espace supérieur du patch, mais un rayonnement arrière apparaît. Un accroissement de bande passante peut même être obtenu par couplage entre la résonance du patch et celle de la

fente lorsque sa longueur approche de celle du patch. Le rayonnement arrière augmente cependant car la fente se comporte alors à la fois comme un élément rayonnant propre et comme un iris de couplage. Pour supprimer cet inconvénient, on peut disposer sous la ligne microruban une plaque de substrat à face inférieure métallisée, au détriment de la souplesse et du poids de la structure.

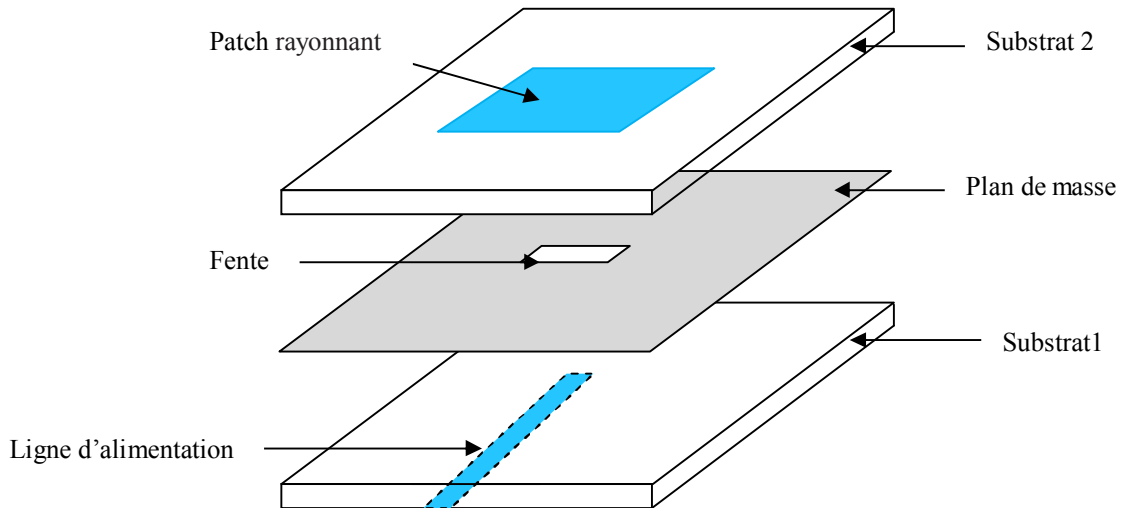


Fig. 5. Alimentation par ligne microruban et fente.

L'adaptation de l'antenne à la ligne est aussi un problème classique. Dans le plan de la fente, on peut ramener une charge équivalente à l'ensemble couplé de l'ouverture et du patch. Cette impédance possède une partie réelle que l'on peut ajuster à l'impédance de la ligne en modifiant les dimensions de la fente. La partie imaginaire ramenée peut être corrigée par la longueur de la ligne au-delà de la fente qui agit ainsi comme un stub. Pour des patches sur substrats classiques, cette longueur est généralement de l'ordre de $\lambda_g/4$. L'ensemble ligne + fente + patch peut être modélisé par un transformateur équivalent dans la méthode des lignes de transmission.

4.4. Guide d'ondes coplanaire

Le guide d'ondes coplanaire (fig. 6), plus couramment désigné par CPW (Coplanar Wave Guide), permet d'avoir sur la même face d'un substrat la ligne d'alimentation et le plan de masse. Cela permet ainsi la connexion d'éléments de type CMS (composant monté en surface), ce qui est particulièrement intéressant dans le cas d'antennes actives ou de réseaux. Le couplage avec le patch se fait de manière capacitive en terminant le CPW par un circuit ouvert qui agit de la même manière qu'une fente. Cette fente peut d'ailleurs être élargie, ce qui permet un degré de liberté supplémentaire ou l'introduction d'un stub CPW. Un couplage inductif peut aussi être obtenu au moyen d'une terminaison en court-circuit.

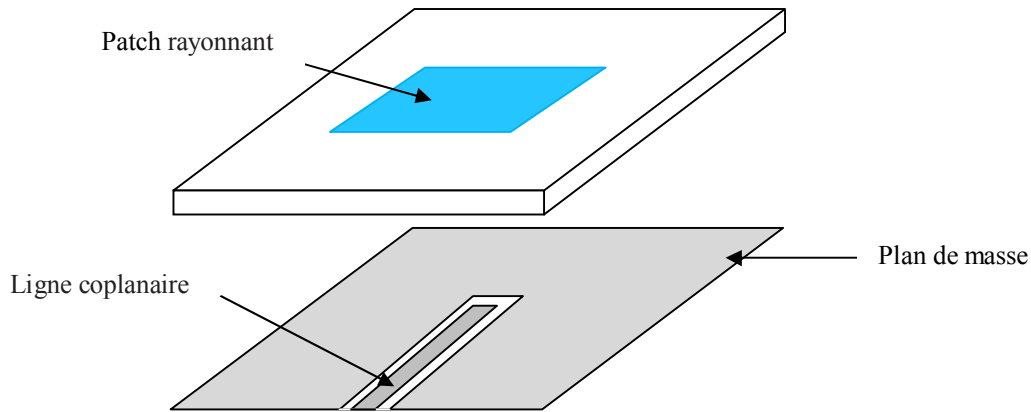


Fig. 6. Alimentation par guide d'ondes coplanaire.

Le guide d'ondes coplanaire peut cependant propager simultanément les modes pair et impair. En pratique, seul le mode impair est désiré, mais des dissymétries ou des discontinuités peuvent entraîner la génération et la propagation du mode pair. Des "ponts à airs" sont alors nécessaires pour égaliser les potentiels de part et d'autre du ruban central. Ces lignes permettent la réalisation d'alimentations souples, particulièrement utiles dans le cas de réseaux à déployer sur des surfaces conformes.

4.5. Ligne couplée

L'alimentation par couplage de proximité, moins répandue, utilise le couplage direct d'une ligne microruban située entre l'élément et le plan de masse et positionnée entre deux couches de diélectriques (fig. 7).

Le rayonnement de la ligne peut alors être considérablement réduit par l'utilisation d'un substrat inférieur assez fin et de permittivité élevée, alors que le rayonnement de l'élément est privilégié par l'utilisation d'un substrat plus épais et de constante diélectrique faible.

L'épaisseur et la permittivité du diélectrique total conditionnant le fonctionnement du patch peuvent être approchées par la somme des épaisseurs et les moyennes pondérées des permittivités diélectriques et des tangentes de pertes.

L'estimation de l'impédance ramenée est légèrement plus complexe que dans les cas précédents. Elle dépend aussi de la position relative de la ligne d'alimentation par rapport au centre de l'élément. Un cas limite consiste à avoir une épaisseur nulle pour le second substrat et la ligne positionnée dans le plan de l'élément. On passe ainsi d'une alimentation dite

"enfouie" (buried feed) à une alimentation coplanaire à couplage asymétrique (asymmetrical coplanar feed line).

Ce type d'alimentation peut aussi être approché par un circuit équivalent de type transformateur dans la méthode des lignes de transmission.

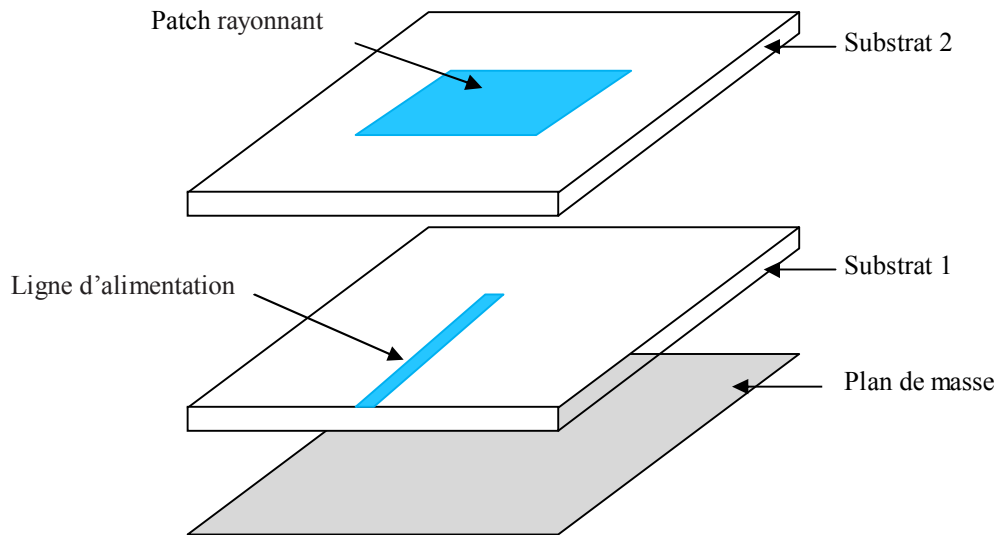


Fig. 7. Alimentation par ligne couplée.

5. Propriétés générales [7,13]

5.1. Adaptation (impédance d'entrée)

Une antenne patch alimentée par une ligne de transmission d'impédance caractéristique Z_c peut être considérée comme une impédance complexe $Z_a = R_a + jX_a$. Cette impédance dépend bien évidemment de la géométrie de l'antenne mais aussi du couplage entre la ligne et l'antenne.

Dans le cas d'une alimentation directe (ligne coaxiale, ligne microruban,...), l'impédance d'entrée dépend aussi de la position du point d'alimentation sur l'antenne. Elle est d'autant plus faible que le point d'excitation se trouve près du centre de l'élément et elle augmente quand il se déplace vers le bord. Dans le cas d'un patch carré, le point d'impédance d'entrée de 50Ω se trouve environ au tiers de la distance centre – bord de l'élément (côté centre).

Dans le cas d'une alimentation par sonde coaxiale, les caractéristiques de la sonde, diamètre et longueur (entre plan de masse et patch), introduisent une partie réactive à l'impédance d'entrée de l'antenne.

Les méthodes de calcul basées sur la méthode de moments sont les mieux adaptées au calcul de l'impédance d'entrée. Dans le cas d'éléments de géométrie simple réalisés sur un substrat de faible épaisseur, l'antenne peut être considérée comme un circuit résonnant parallèle caractérisé par son facteur de qualité Q lié aux pertes par rayonnement (utiles) et par dissipation thermique (nuisibles). Pour un tel circuit, l'impédance d'entrée autour de la résonance est donnée par la relation :

$$Z_a = R_a + jX_a = \frac{R}{1 + 2jQ\left(\frac{f - f_{\text{res}}}{f_{\text{res}}}\right)} \quad (14)$$

avec f et f_{res} fréquences d'alimentation et de résonance respectivement et R résistance de résonance.

5.2. Bande passante (comportement en fréquence)

La condition d'adaptation entre une antenne microruban et sa ligne d'alimentation s'exprime par la relation :

$$Z_a = R_a = Z_c \quad (15)$$

La bande passante donnée pour une certaine valeur de taux d'onde stationnaire (TOS), à l'entrée de l'antenne est donnée par :

$$\frac{\Delta f}{f_{\text{res}}} = \frac{\text{TOS} - 1}{Q\sqrt{\text{TOS}}} \quad (16)$$

Pour augmenter la bande passante d'une antenne, il faut alors diminuer le Q et donc augmenter les pertes, mais ce qui, dans certains cas entraîne une diminution de l'efficacité. Par ailleurs, il faut aussi noter que lorsque l'on diminue le volume utile de l'antenne, on augmente son facteur de qualité et la bande passante devient alors plus faible. Les bandes passantes des antennes de géométrie simple sont de l'ordre de 0.5 à 5 %.

5.3. Diagramme de rayonnement

Le diagramme de rayonnement d'un élément carré est représentatif de ce qui est obtenu généralement avec des éléments de géométrie simple. On observe sur la figure 8 que le diagramme dans le plan xOz (plan E) est plus large que dans le plan yOz (plan H).

Le gain des antennes imprimées dépend fortement de la géométrie de l'antenne et de la qualité des matériaux utilisés. Pour des géométries et matériaux classiques, il est de l'ordre de 4 à 5dB.

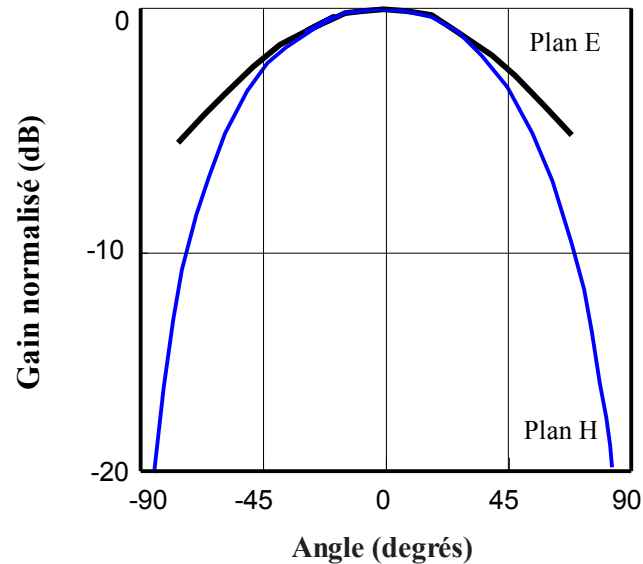


Fig. 8. Diagramme de rayonnement d'un élément carré.

5.4. Polarisation

Les ondes électromagnétiques propagent des champs vectoriels ; on dit qu'elles sont polarisées. Le champ magnétique d'une onde plane se déduisant directement du champ électrique, c'est le champ électrique seul qui est considéré pour définir la polarisation.

5.4.1. Polarisation rectiligne

Le champ électrique reste parallèle à une direction fixe orthogonale à la direction de propagation. Les antennes imprimées de géométrie simple fonctionnant dans leur mode fondamental rayonnent en polarisation rectiligne. La direction de polarisation résulte de l'orientation des courants sur la surface de l'élément. La position du point d'alimentation sur l'antenne est très importante pour la détermination de la direction de la polarisation qui est parallèle à la direction des courants sur l'élément. La figure 9 montre quelques exemples d'éléments carrés diversement alimentés. La polarisation comme l'orientation générale des courants sur les éléments est parallèle à Ox.

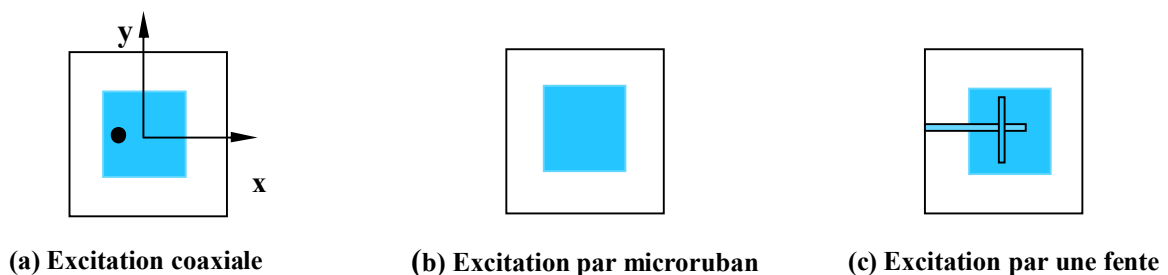


Fig. 9. Antennes de forme carrée rayonnant selon Oz avec une polarisation rectiligne.

5.4.2. Polarisation circulaire

La polarisation est dite circulaire si l'extrémité du vecteur champ électrique en un point de l'espace décrit un cercle lorsque les ondes se propagent. L'onde électromagnétique peut alors être considérée comme la somme de deux ondes planes à polarisation rectiligne donc les champs électriques sont d'égales amplitudes, perpendiculaires l'un à l'autre et déphasés de $\pm\pi/2$ (quadrature de phase). Par convention, la polarisation circulaire est dite "droite" si, pour l'observateur qui regarde l'onde qui s'éloigne, le vecteur polarisation tourne dans le sens trigonométrique. Elle est dite "gauche" dans le cas contraire.

Il existe deux principes fondamentaux pour obtenir une polarisation circulaire : excitation de l'élément rayonnant en 2 points ou en 1 point. La bande passante en polarisation circulaire obtenue avec l'excitation en 2 points est plus importante que celle obtenue avec l'excitation en 1 point.

- **Excitation en 2 points** : les deux points d'attaque excitent deux modes orthogonaux avec la même pondération en amplitude compte tenu de la symétrie de l'élément rayonnant. Deux exemples de mise en quadrature et de division par 2 de l'énergie sont présentés sur la figure 10 :
 - diviseur en T et ligne à retard $\lambda_g/4$. On ne peut obtenir une polarisation circulaire que d'un seul type (gauche ou droite). La bande passante du diviseur est étroite à cause du tronçon de ligne $\lambda_g/4$, ce qui limite la bande passante de l'antenne ;
 - coupleur hybride qui est de nature large bande pour un déphasage de $\pi/2$ entre ses sorties. On peut obtenir soit un accès en polarisation circulaire gauche, soit un accès en polarisation circulaire droite.

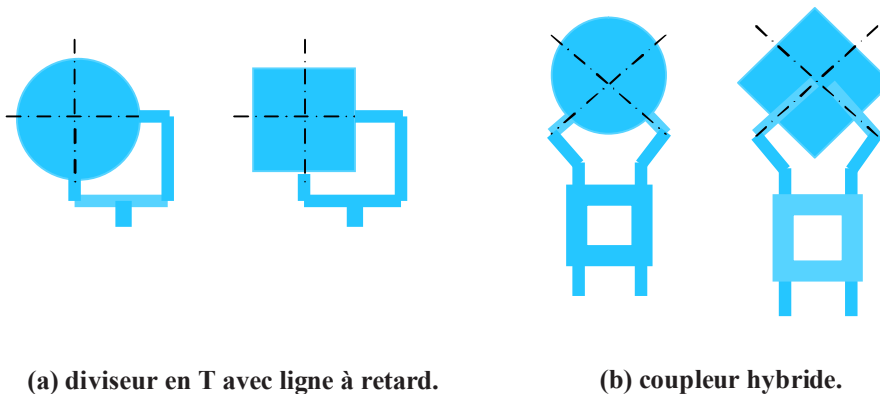


Fig. 10. Excitation en deux points.

- **Excitation en 1 point** : le principe consiste à positionner le point d'attaque de manière à exciter deux modes en quadrature et polarisés orthogonalement. Une géométrie légèrement dissymétrique de l'antenne produit deux fréquences de résonance voisines, de sorte qu'à la fréquence centrale de fonctionnement, les deux modes sont déphasés de $\pi/2$ (fig. 11).

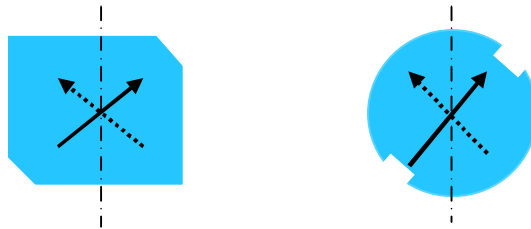


Fig. 11. Excitation en un point.

Différents types de dissymétries et d'excitations sont présentés sur la figure 12. Ils permettent l'obtention d'une polarisation circulaire droite ou gauche.

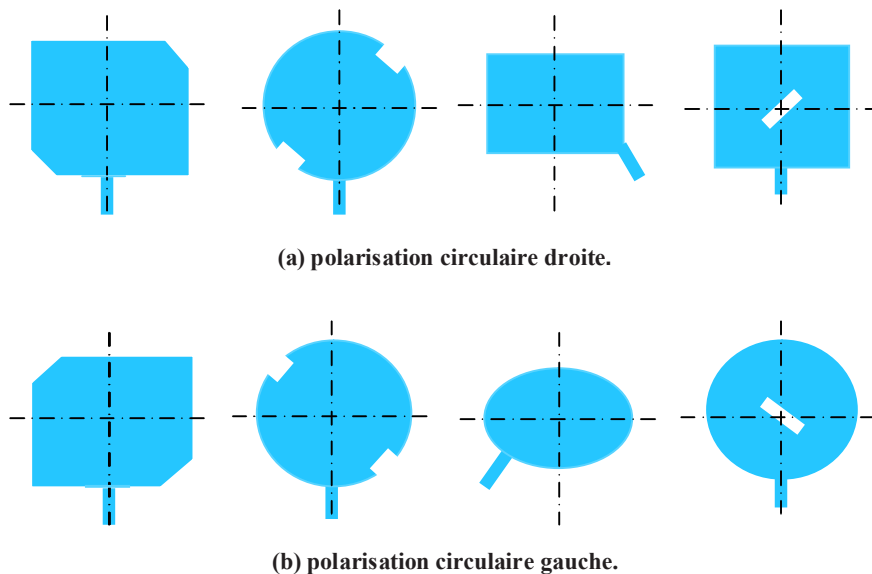


Fig. 12. Différents types de dissymétries.

6. Types de réseaux d'antennes

L'utilisation d'une antenne imprimée unitaire est insuffisante pour répondre aux contraintes de rayonnement imposé.

Pour améliorer les performances des antennes patch, on utilise une structure multicouche pour augmenter la bande passante jusqu'à 70% et associer les différents éléments rayonnants pour former un système appelé réseau, permettant de compenser les limitations des caractéristiques d'une antenne seule et jouer sur de nombreux facteurs (espacement et phase des patches et taille du plan de masse) pour avoir un gain plus élevé et un lobe principal conforme.

La Figure 13 présente trois configurations de réseaux d'antennes : réseaux linéaires, planaires et circulaires [14].

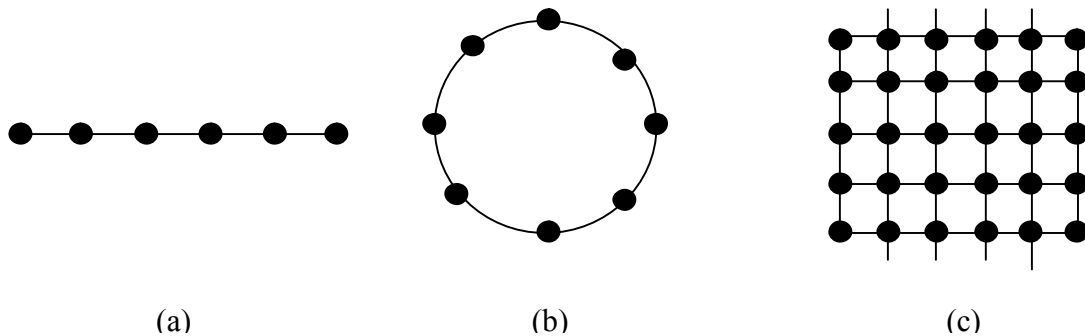


Fig. 13. Configurations des réseaux : (a) linéaire, (b) circulaire et (c) planaire.

6.1. Réseau linéaire

Pour un réseau linéaire, les éléments rayonnants sont placés l'un près de l'autre par des déplacements parallèles sur une même droite (fig. 7.a).

6.2. Réseau circulaire

Ce type de réseaux est constitué d'un groupement d'éléments rayonnants identiques dans lesquels chaque ensemble de points est placé sur un cercle comme l'illustre la figure 7.b.

6.3. Réseau plan

Pour un réseau plan, les éléments rayonnants se déduisent l'un de l'autre par des translations parallèles à un même plan (fig. 7.c).

On prend en considération les paramètres suivants pour contrôler la forme du rayonnement global :

- la géométrie du réseau : linéaire, plan...
- l'espacement relatif entre chaque élément.
- l'amplitude de l'excitation de chaque élément.
- la phase appliquée à chaque excitation.
- le diagramme de rayonnement propre à chaque élément.

Simulation des antennes imprimées

Introduction

Les grandes familles d'antennes à l'origine de l'ensemble des structures rayonnantes sont [15-44] :

- les antennes filaires (dipôle, monopôle, Yagi),
- les antennes à fentes (demi- ou quart- d'onde),
- les antennes patch (planaires),
- les antennes à ouverture (cornet, double cornet,...),
- les antennes à réflecteurs (paraboles).

La complexité croissante des géométries des antennes (fractales, spirales équiangulaires, log-périodiques,...) et de leurs matériaux de fabrication (non-linéaires, bianisotropes,...), d'une part et le passage à des fréquences de travail de plus en plus élevées, d'autre part, ont rendu la modélisation analytique de leur rayonnement impossible. En effet, l'analyse, la synthèse, la conception et l'optimisation de ces antennes ne peuvent être effectuées qu'à l'aide des approches numériques exigeant à leur tour des outils de conception assistée par ordinateur (CAO) de plus en plus précis et compliqués. De nombreux travaux de recherche déjà publiés ont essayé de proposer des sous-routines ou même des routines efficaces en termes de rapidité et de précision des résultats obtenus.

Dans ce chapitre nous présentons les sous-routines que nous avons utilisées dans le but de simuler les antennes imprimées ayant des éléments rayonnants de formes dipôle, patch rectangulaire et patch rectangulaire avec alimentation compactée.

1. Simulation des antennes patch

Les antennes patch ou microruban sont les plus utilisées actuellement. Elles sont importantes dans plusieurs applications commerciales telles que les communications sans fil et mobile. Ces antennes de profil étroit sont appropriées surfaces planaires et non-planaires.

En comparaison avec les autres formes d'antennes déjà modélisées par nos prédécesseurs, nous avons introduit deux nouveaux concepts dans l'étude des antennes patch. L'un concerne le support diélectrique et l'autre touche l'excitation (l'alimentation) de l'antenne. Les antennes patch sont très sensibles à la méthode d'alimentation.

Deux groupes d'antennes patch peuvent être considérés en fonction de la permittivité de leur substrat diélectrique : ceux de faible permittivité ($\epsilon_r \sim 1$) et ceux de forte permittivité ($2 \leq \epsilon_r \leq 50$). La présence d'un diélectrique de forte permittivité, généralement, réduit considérablement la valeur de la fréquence de travail et le facteur de qualité Q .

Dans ce travail de fin d'études nous étudions les antennes de faibles permittivités et de patches de dimensions finies. L'approximation d'un substrat mince électriquement est aussi considérée dans le dernier cas. Cette approximation ne complique pas les calculs de la méthode des moments. Aussi le temps de calcul reste presque inchangeable.

Il y a plusieurs configurations qu'on peut utiliser pour exciter les antennes patch (voir §4 du premier chapitre). Nous avons utilisé l'excitation via une probe coaxiale. La modélisation de la probe d'excitation est très similaire à celle d'un monopole avec plan de base.

L'excitation par une ligne à microruban peut aussi être introduite. Dans ce cas le bord d'excitation doit être un des bords du ruban. Le dipôle imprimé peut être simulé de la même manière. Donc, le bord d'excitation doit être le bord central du dipôle.

Nous utilisons un générateur simple de maillage de l'antenne patch pour créer rapidement les structures. Ce générateur emploie la fonction souris "ginput" du Matlab pour identifier les triangles du patch et la position de l'excitation. Plusieurs excitations et patches peuvent être introduits.

1.1. Organigramme du progiciel développé

La séquence des procédures du progiciel élaboré n'est qu'un compliment des progiciels déjà développés les trois dernières années pour la simulation des antennes boucles et hélices, bowties et fractales, spirales conique, biconique et d'Archimède, réseaux linéaires, circulaires et plans et ultra large bande. Cette séquence se base essentiellement sur celle déjà développée par S. N. Makarov [15]. L'algorithme du progiciel développé est donné par la figure 1.

Dans le but de simplifier le progiciel, nous omettons les intensités de rayonnement 3D. Des modifications significatives ont été effectuées sur la procédure **rwg3.m** dans le but de considérer l'effet du diélectrique. La constante diélectrique (permittivité électrique) ϵ du substrat doit être spécifiée au début de la procédure.

La procédure **rwg1.m** créant les éléments de bord RWG (en se basant sur les fonctions de base de Rao-Wilton-Glisson) introduit une nouvelle matrice **EdgeIndicator** pour identifier

les éléments de bords le long des différentes parties de l'antenne patch. Dans cette matrice, seules les valeurs suivantes qui sont valables :

- 0 : plan de base métallique,
- 1 : bords inférieurs de l'excitation,
- 2 : ruban de connexion (probe d'excitation),
- 3 : bords supérieurs de l'excitation,
- 4 : aire du patch.

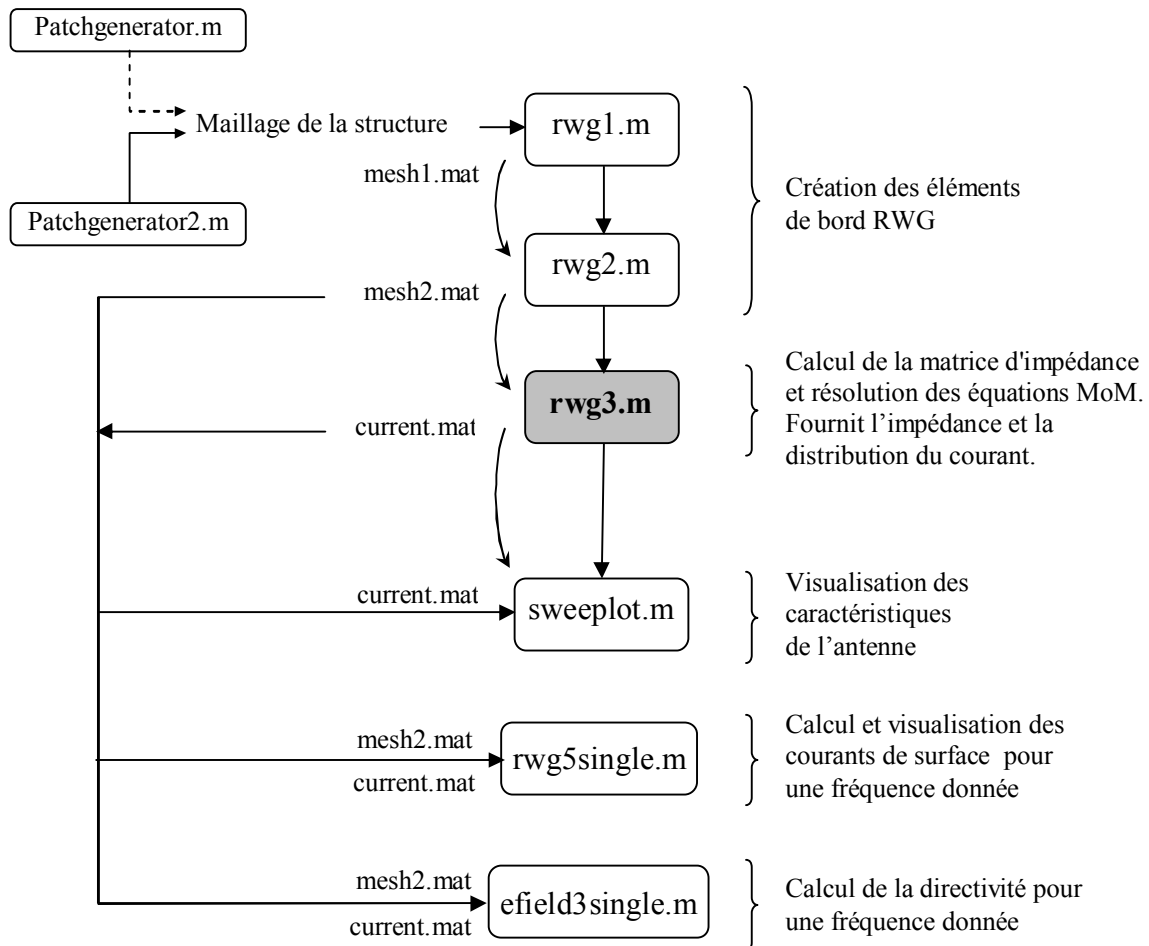


Fig. 1. Organigramme de rayonnement de l'antenne patch.

Les indexes 1 et 3 correspondent aux éléments de bords ayant un triangle menant à la probe d'excitation et un autre triangle conduisant au plan de masse ou au patch respectivement. Aussi, tous les triangles de la structure ont, maintenant, les nombres d'identification suivants :

- $t(4, :) = 0$: triangles du plan de base métallique,
- $t(4, :) = 1$: triangles de la probe d'excitation,
- $t(4, :) = 2$: triangles du patch,
- $t(4, :) = 3$: triangles de la limites supérieure du diélectrique.

1.2. Modèle de la probe d'excitation

Le modèle "ruban mince" de la probe d'alimentation (excitation) est basé sur l'algorithme déjà développé par notre équipe DMIC et il reproduit, essentiellement, le modèle pour le monopole alimenté en dessous. La figure 2 présente le modèle de la probe d'alimentation adapté aux éléments de bord RWG. Le point de départ est un ruban (fig. 2.a) qui modélise le connecteur probe. Deux éléments RWG, ayant le triangle commun T, supportent le courant de surface \vec{J} qui est dirigé exactement le long de l'axe du ruban. Pour un ruban mince le rayon du conducteur cylindrique équivalent est : $a_{eqv} = 0.25s$, où s est la largeur du ruban.

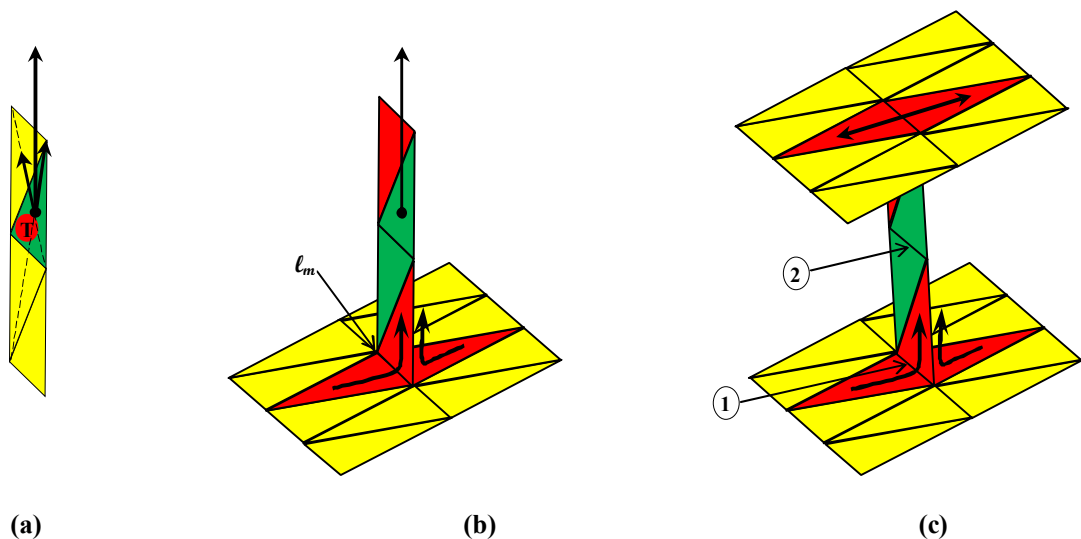


Fig. 2. Modèle de la probe d'alimentation. (a) Un ruban supportant un courant vertical ; (b) jonction ruban-plan ; (c) Un ruban connectant deux plans. ① et ② indiquent les deux positions possibles du bord d'excitation.

Un modèle de la jonction d'un plan-ruban est donné par la figure 2.b. Il y a deux éléments de bord qui ont le bord commun l_m . Un tel modèle peut connecter deux et plus plans ensemble comme le montre la figure 2.c.

Pour la probe à base contrôlée, le bord d'alimentation au niveau de la jonction l_m exige un traitement spécial. Il est commun entre le plan et le ruban. Par conséquent, deux éléments de RWG correspondent au même bord. Pour séparer ces deux éléments il est préférable de doubler le bord de la jonction, c-à-d, juste le répéter deux fois dans la procédure de maillage. Le générateur de la fonction delta est après appliqué au bord l_m . L'impédance d'entrée de l'antenne est obtenue par le rapport de la tension commune le long du bord l_m ($1V$) et la somme des courants des deux éléments de bord correspondants à l_m .

L'identification de l'alimentation est effectuée dans la procédure **rwg3.m**. Ceci est accompli en utilisant la matrice `EdgeIndicator` que nous avons introduit dans **rwg1.m**. Puisque la probe à base contrôlée est la plus utilisée (`EdgeIndicator==1`), le programme suivant est utilisé pour extraire l'impédance de l'antenne :

```
*****
Index=find(EdgeIndicator==1)
V(Index)=1*EdgeLength(Index);
. . . .
GapCurrent(FF)=sumn(I(Index).*EdgeLength(Index)');
GapVoltage(FF)=mean(V(Index)./EdgeLength(Index));
Impedance(FF)=GapVoltage(FF)/CapCurrent(FF)
*****
```

Le connecteur coaxial doit être assez petit en comparaison avec la taille de l'antenne. Autrement, le modèle de la vrille magnétique TEM doit être utilisé [17,43] pour modéliser convenablement l'excitation par ligne coaxiale.

1.3. Génération de la structure de l'antenne

Avant d'effectuer les calculs pour l'antenne patch, nous devons d'abord créer la structure de l'antenne. Ceci est fait dans la procédure **patchgenerator.m**.

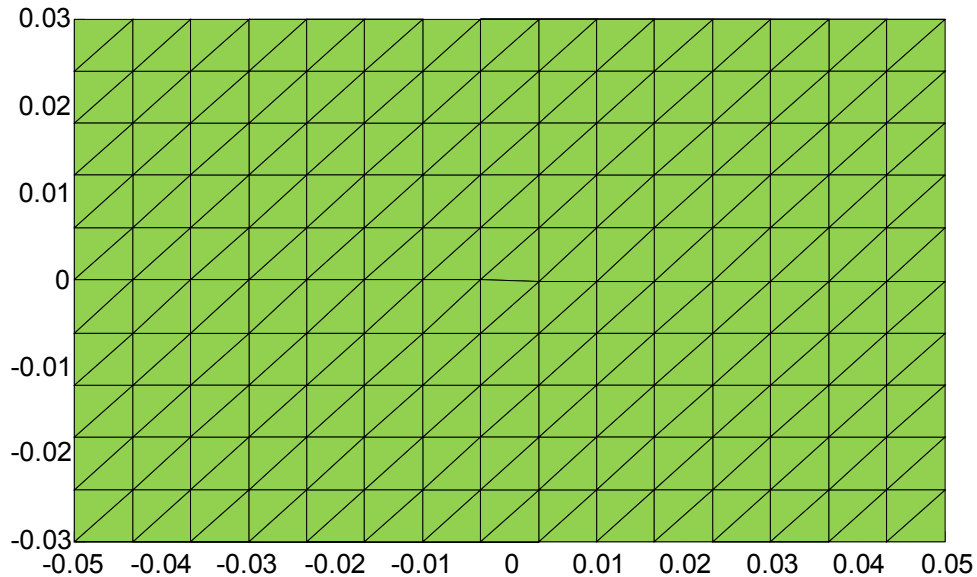
Comme exemple nous exécutons cette procédure pour l'antenne patch caractérisée par :

- un plan de masse de longueur $L=10\text{cm}$ et de largeur $W=6\text{cm}$ discrétisé en $N_x=15$ éléments selon sa longueur et en $N_y=10$ éléments selon sa largeur,
- un substrat diélectrique d'une hauteur $h=2\text{cm}$ et de permittivité $\epsilon_r=12.6$ (AsGa),
- un patch de taille et forme personnalisées : c'est le concepteur qui via la souris choisira sa forme et ses dimensions (l_p, w_p).
- un ruban d'excitation d'une hauteur (longueur normale au plan) de 3 rectangles, c-à-d, de largeur $w_s=W/N_y=6\text{cm}/10=6\text{mm}$ et de longueur $l_s=3 \times (L/N_x)=3 \times (10\text{cm}/15)=2\text{cm}$.

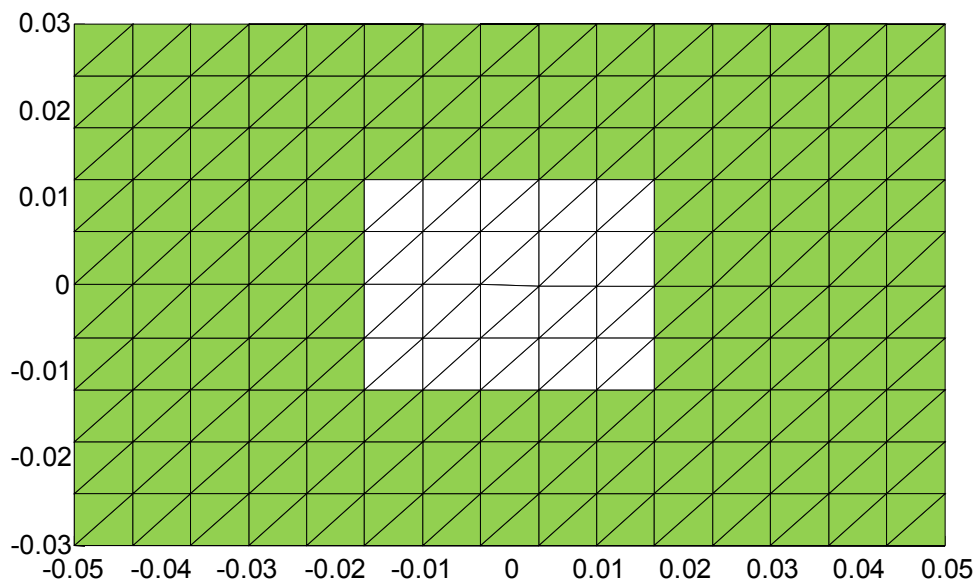
Le dessin de Matlab est implanté dans la figure 3.a. Cette figure montre le maillage du plan de masse de l'antenne patch que nous avons choisie comme exemple de démonstration. Les trois autres figures suivent les trois étapes suivantes :

1. Utiliser la croix de la souris de Matlab et le bouton gauche de la souris pour marquer les triangles blancs comme le montre la figure 3.b. Ces triangles appartiennent au patch.

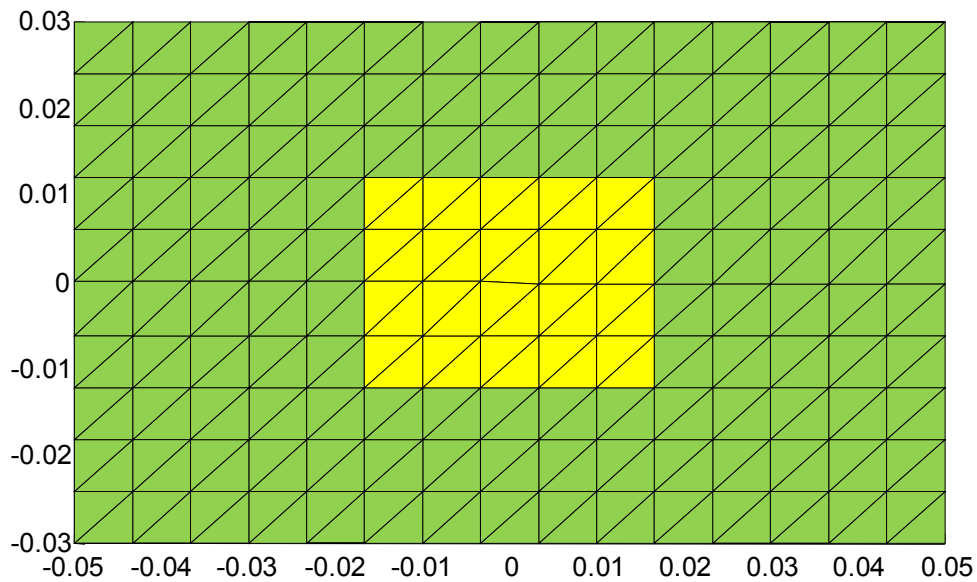
2. Appuyer sur la touche de retour-chariot (entrée) au moment où vous serez prêts. La touche retour-chariot fixe la structure du patch. La figure sera mise à jour comme le montre la figure 3.c.
3. Employer la croix de la souris de Matlab et le bouton gauche de la souris pour marquer les triangles rouges illustrés par la figure 3.d. Le bord entre ces triangles appartient à l'alimentation. Appuyer sur la touche retour-chariot.



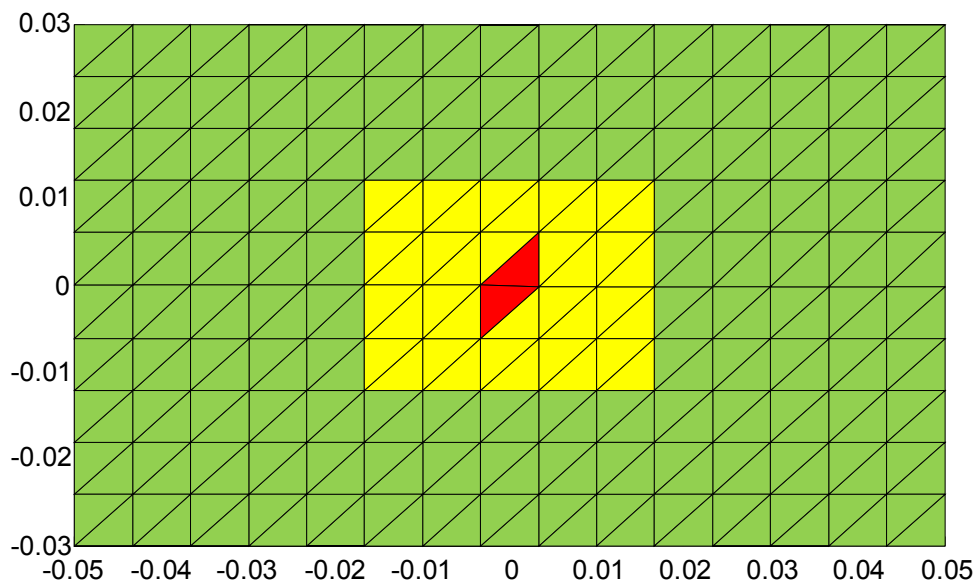
(a)



(b)



(c)



(d)

Fig. 3. Les quatre étapes de génération de l'antenne patch.

Après avoir accompli ces étapes, la structure de l'antenne est créée. Elle apparaît sur l'écran comme le montre la figure 4. La structure est une antenne finie alimentée par probe de taille de $10\text{cm} \times 6\text{cm} \times 1\text{cm}$, avec un patch de taille de $2.4\text{cm} \times 3.33\text{cm}$. Cette structure peut être tournée pour changer la direction d'observation.

La procédure `patchgenerator.m` utilise la fonction "`delaunay`" de Matlab pour créer le maillage du plan de masse. Après, elle sépare les triangles du patch en utilisant la méthode

d'images dans le plan de masse et les soulève à une certaine hauteur (épaisseur du diélectrique). En suite, la probe d'alimentation est introduite comme un bord commun à deux triangles identifiés lors de l'étape 3. La procédure **patchgenerator.m** permet la variation des paramètres suivants :

- la longueur L et la largeur W du plan de masse ainsi que les nombres d'éléments de sa discrétisation N_x (selon la longueur) et N_y (selon la largeur) ;
- la hauteur h du substrat diélectrique et sa permittivité ϵ_r ;
- la taille et la forme personnalisées du patch ;
- la taille du ruban d'excitation.

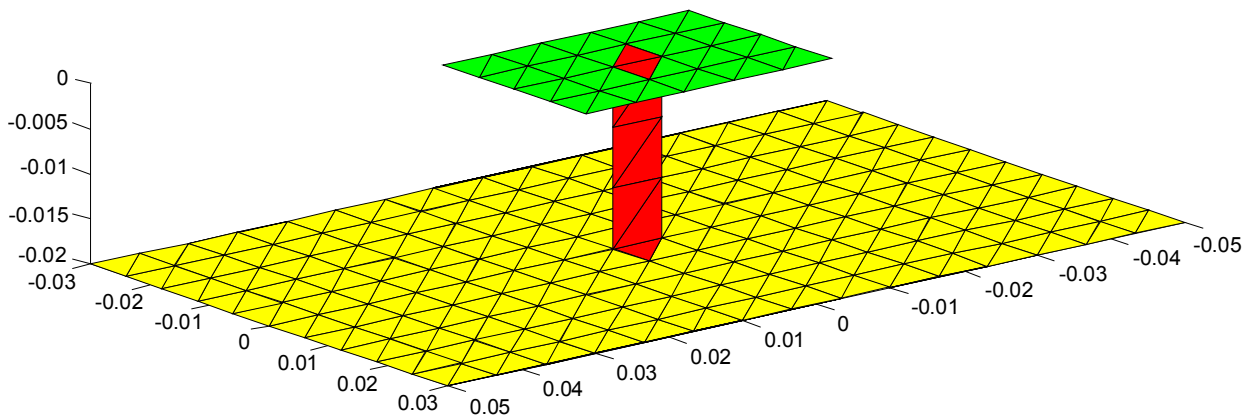


Fig. 4. La structure de l'antenne patch après l'exécution de "**patchgenerator.m**".

La procédure peut introduire plusieurs patches et excitations. La structure de l'antenne patch n'est pas limitée dans la taille, mais il est recommandé que le nombre total des triangles ne dépasse pas **4000**.

Il est à noter que la réponse de la souris de Matlab est sensible à la taille géométrique de la structure. Quand la taille de la structure est une petite fraction de 1 (ce qui est souvent le cas), la réponse de la souris peut arrêter de fonctionner correctement si le nombre de triangles dépasse **1000**. Par conséquent il est nécessaire de redimensionner l'antenne avant la génération du maillage.

Un autre problème avec la procédure **patchgenerator.m** est que la largeur ruban d'alimentation est limitée par l'affinement de la discrétisation du plan de masse. Les deux générateurs de patch considérés **patchgenerator1.m** et **patchgenerator2.m** résolvent ce problème en permettant l'affinement du maillage autour de la probe d'excitation.

1.4. Modélisation du substrat diélectrique

L'analyse Full-wave des antennes patch par la méthode des moments exige une complexité substantielle des calculs. Pour les substrats infinis, la fonction de Green d'un diélectrique avec plan de masse doit être évaluée soigneusement [8,17,25]. Pour les plans de masse finis, différents ensembles des fonctions de base sont nécessaires que ce soit pour la formulation 3D/2D ou pour les courants électriques et magnétiques de la méthode des équations intégrales du champ électrique "EFIE".

La solution simple par la méthode des moments décrite dans ce mémoire doit être considérée comme solution approximative valable pour diélectriques minces électriquement. Le diélectrique est enlevé et remplacé par les densités des courants de polarisation équivalents \vec{j} (A/m²) données par :

$$\vec{j} = j\omega\epsilon_0(\epsilon_r - 1)\vec{E} \quad (1)$$

avec ϵ_0 la permittivité du vide, ϵ_r la permittivité relative et \vec{E} le champ électrique dans le diélectrique. Le volume diélectrique est divisé en éléments de volume triangulaires comme le montre la figure 5. Les triangles du maillage de la surface sont utilisés pour ce but. Le champ électrique dans chaque élément de volume est supposé d'avoir une seule composante verticale significative. Cette composante est définie par les charges surfaciques au niveau des patches supérieur et inférieur de chaque élément de volume.

$$\vec{E} = \begin{cases} \frac{1}{2\epsilon}(\rho_s^+ - \rho_s^-)\vec{a}_z & \text{entre le plan de masse et la patch (fig. 5.a)} \\ \frac{1}{2\epsilon}(\rho_s^+ - 0)\vec{a}_z & \text{entre le plan de masse et le vide (fig. 5.b)} \end{cases} \quad (2)$$

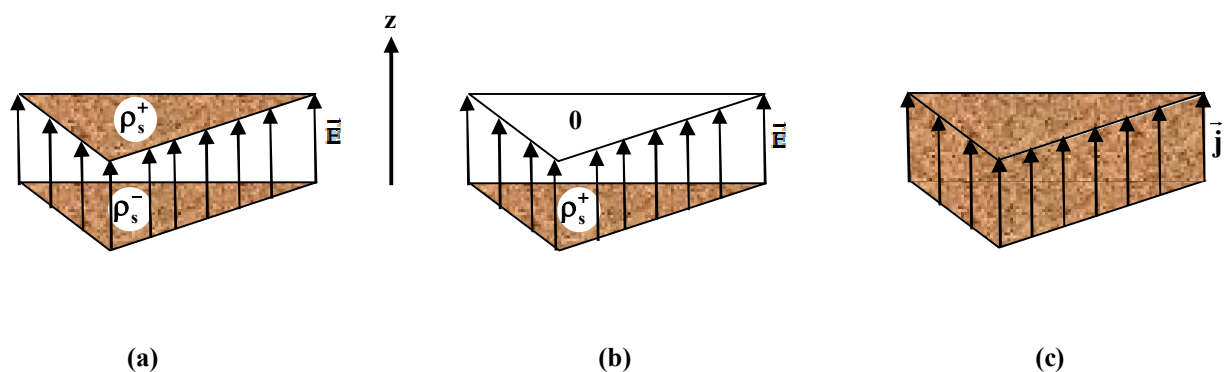


Fig. 5. Distribution du champ électrique quasi-statique dans un substrat diélectrique.

avec ρ_s^- et ρ_s^+ sont les densités de charges surfaciques du plan de masse et du patch respectivement. L'équation (2) est la relation quasi-statique de la capacité de deux plans parallèle. Les charges surfaciques sont celles des éléments RWG sur la surface du métal.

Les courants de polarisation volumiques exprimés par (1) alternent le champ électrique sur la surface du métal. Ils interagissent, également, l'un sur l'autre via le champ électrique rayonné. Le champ électrique rayonné d'un élément de volume simple (fig. 5.c) est obtenu en utilisant le modèle du dipôle. Le modèle de dipôle remplace le courant dans l'élément de volume par un dipôle vertical de longueur finie placé à une hauteur h . Pour une meilleure précision, on peut considérer plusieurs dipôles uniformément distribués sur la section S de l'élément de volume.

Les équations des moments modifiés prennent la forme suivante (les indices S et D représentent le métal et diélectrique respectivement) :

$$\begin{bmatrix} Z_{SS} & -Z_{DS} \\ Z_{SD} & Z_{DD} - 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_S \\ I_D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3)$$

avec I_D est le vecteur des courants volumiques inconnus. La matrice Z_{DS} est remplie en utilisant le modèle du dipôle. Son élément Z_{DSmn} est proportionnel au champ électrique dans l'élément RWG numéro " m " dû à l'élément du volume " n ". La fonction `point_m` est utilisée pour calculer le champ électrique d'un dipôle de longueur finie. La matrice Z_{SD} est remplie en utilisant le modèle de la capacité exprimé par (2). Son élément Z_{SDmn} est proportionnel au champ électrique dans l'élément du volume " m " dû à l'élément RWG " n ". La matrice carrée Z_{DD} (matrice d'auto-interaction) est, aussi, remplie à l'aide du modèle du dipôle.

Ces changements sont introduits dans la procédure `rwg3.m` où les matrices Z_{SS} , Z_{DS} , Z_{SD} et Z_{DD} sont calculées séparément. Le temps d'exécution total est approximativement **100%** plus grand que le d'exécution du modèle purement métallique. Le temps d'exécution peut être réduit en utilisant le programme de vectorisation.

Pour poursuivre la solution Full-wave, le courant électrique latéral dans le diélectrique doit être supporté. Ceci peut être fait en doublant la couche des éléments de bord RWG de la masse et en la soulevant vers le haut par $h/2$. Comme une couche intermédiaire, elle est capable de soutenir n'importe quelle distribution de courant latéral dans le diélectrique.

Modélisation des antennes imprimées

Introduction

Dans ce chapitre nous avons appliqué l'organigramme de rayonnement de l'antenne donné par le chapitre 2 à l'étude des antennes patch. Les points importants d'intérêt incluent :

- l'impédance d'entrée de l'antenne,
- la distribution de l'intensité de rayonnement,
- le gain et le diagramme de rayonnement.

L'effet de la dispersion a été traité pour les antennes patch. Les formes rectangulaire et en "V" du patch ont été étudiées avec affinement du maillage selon le besoin.

1. Résultats de simulation

1.1. Maillage des antennes

Dans une première phase, nous définissons les caractéristiques intrinsèques de l'antenne (la hauteur, la largeur du ruban, la conductivité,...), la bande passante de la fréquence de travail et, donc, le nombre de mailles qui en dépendent.

1.2. Antenne patch rectangulaire

Comme exemple nous exécutons la procédure **patchgenerator.m** pour l'antenne patch (fig. 1) caractérisée par :

- un plan de masse de longueur $L=10\text{cm}$ et de largeur $W=10\text{cm}$ discrétisé en $N_x=17$ éléments selon sa longueur et en $N_y=18$ éléments selon sa largeur,
- un substrat diélectrique d'une hauteur $h=1\text{cm}$ et de permittivité $\epsilon_r=1$ (Air),
- un patch de taille et forme personnalisées : nous avons choisi via la souris une forme rectangulaire et de longueur $l_p=9 \times L/N_x=90\text{cm}/17=5.29\text{cm}$ et de largeur $w_p=10 \times W/N_y=50\text{cm}/18=2.78\text{cm}$.
- un ruban d'excitation d'une hauteur (longueur normale au plan) de 3 rectangles, c-à-d, de largeur $w_s=W/N_y=5\text{cm}/10=5\text{mm}$ et de longueur $l_s=h=1\text{cm}$.

L'exécution de la procédure **rwg1.m** exige un temps de calcul pour un PC (Pentium IV Core 2 Duo, 2 Go de RAM et de carte mère du modèle Gigabyte 945 series) : **Elapsed-time= 4.490798seconds**. Elle crée les bords dont le nombre total est **EdgesTotal= 1011**. Après la

considération de l'amélioration et la correction de la structure, le nombre total pratique des triangles est **TrianglesTotal= 1230**.

Après avoir exécuté la procédure **rwg2.m** fournissant le fichier **mesh2.dat**, nous affectons à la procédure **rwg3.m** la bande de fréquences de notre modélisation (dans cet exemple $f \in [1, 6]$ GHz), la permittivité et la perméabilité relatives du diélectrique (on a choisi ici $\epsilon_r=1$ et $\mu_r=1$) ainsi que le pas de couverture de la plage des fréquences (**NumberOfSteps=21** \Rightarrow **pas**= $\Delta f/20=5\text{GHz}/20=250\text{MHz}$).

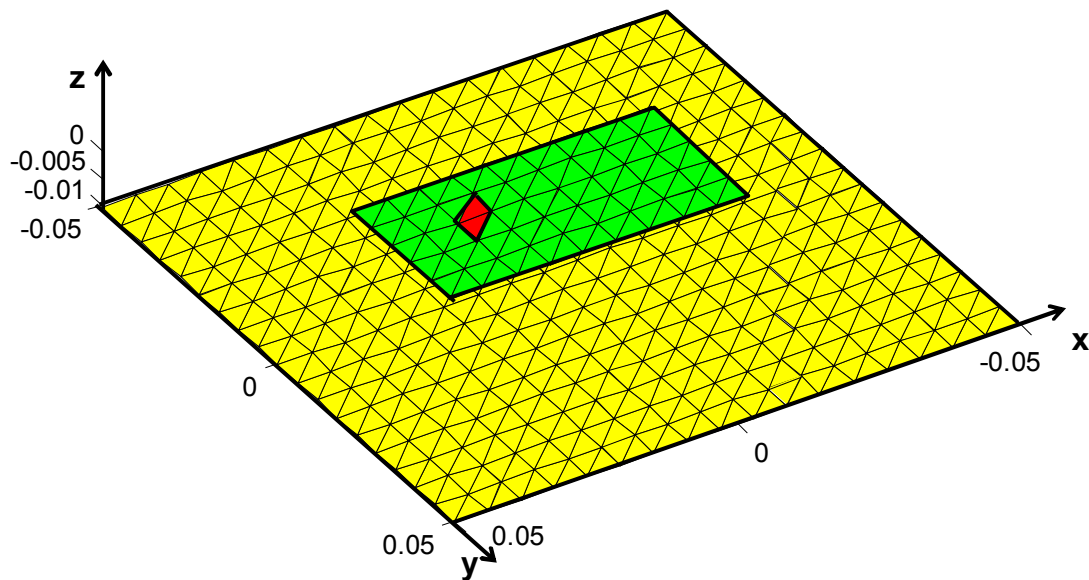


Fig. 1. Génération du maillage de l'antenne patch.

La procédure **rwg3.m** calcule la matrice impédance et résout les équations résultant de l'application de la méthode des moments "MoM". Par conséquent, elle fournit l'impédance d'entrée de l'antenne et la distribution du courant qui la traverse dans le fichier binaire **current.mat**.

La visualisation de la variation des deux parties réelle et imaginaire de l'impédance d'entrée de l'antenne en fonction de la fréquence est obtenue par l'exécution de la procédure **sweepplot.m**. La variation des parties réelle et imaginaire de l'impédance d'entrée de notre antenne est donnée par la figure 2.

Nous remarquons que l'impédance d'entrée de l'antenne est de 50Ω pour la fréquence 2.5GHz. Théoriquement, il y a deux points de résonance à 2.5GHz et à 4.44GHz. Pour le premier point la résistance est de 50Ω ce qui donne une très bonne adaptation. Le deuxième

point présente une résistance autour de 312Ω ce qui pose un problème d'adaptation surtout que la fréquence est devenue plus grande.

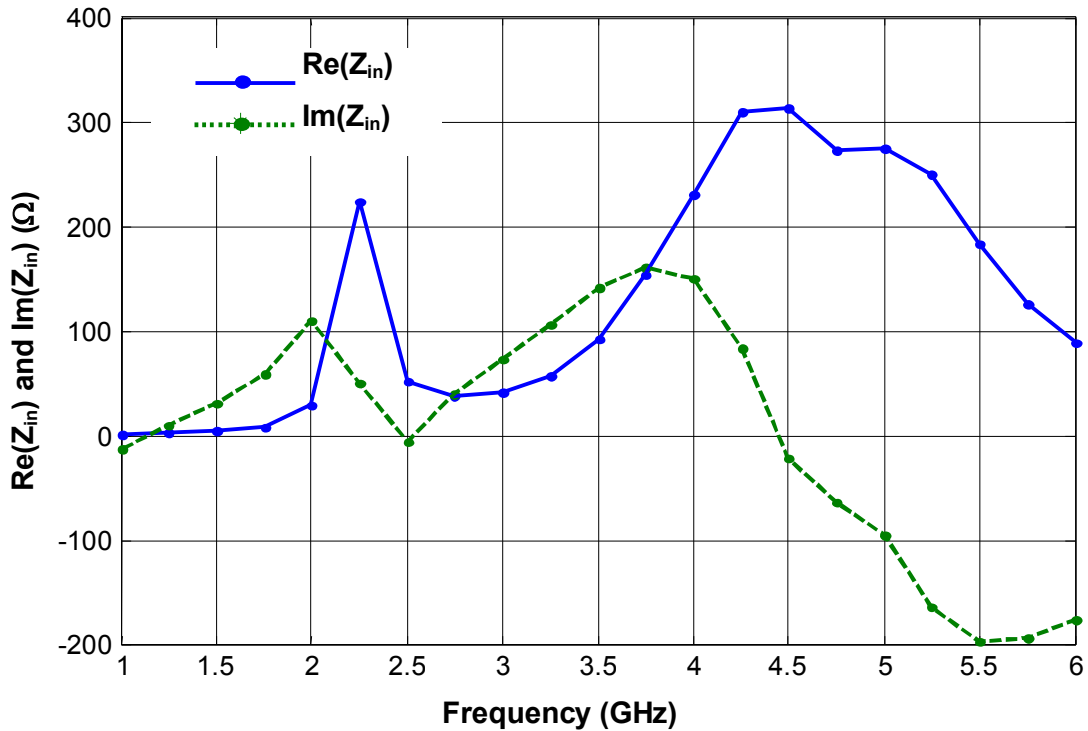


Fig. 2. Variation de l'impédance d'entrée de l'antenne en fonction de la fréquence.

Les résultats obtenus du coefficient de réflexion S_{11} (en dB) sont implantés dans la figure 3. Nous remarquons bien le soutien qu'elle apporte cette figure à notre point de vue.

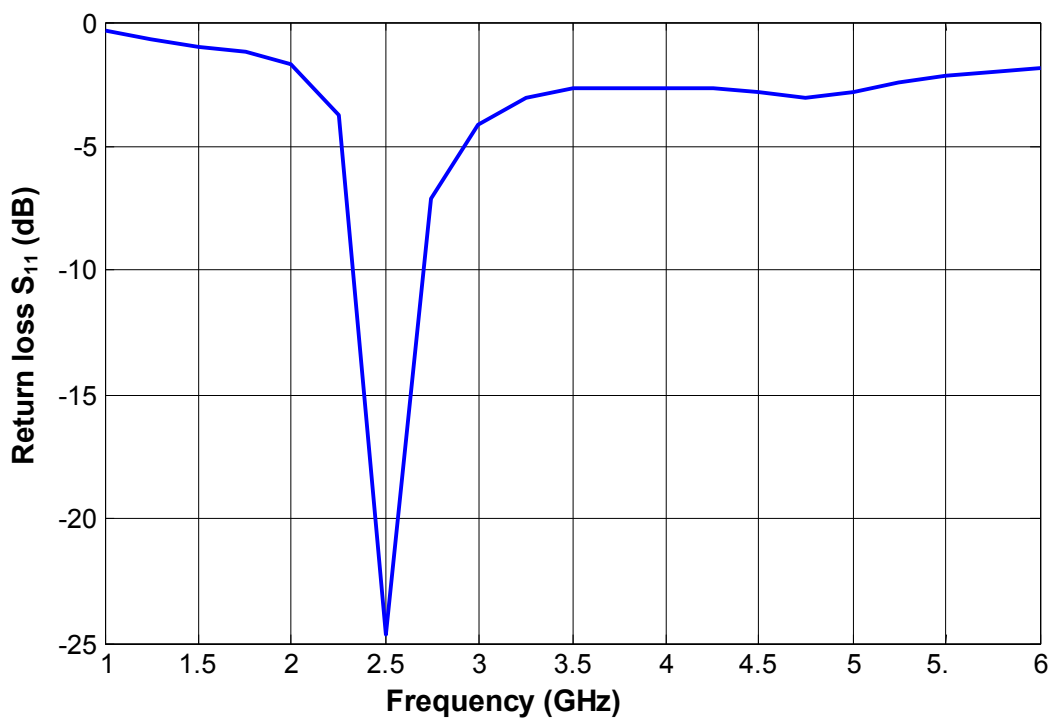


Fig. 3. Variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence.

Le minimum du coefficient de réflexion (S_{11}) est autour de **-24.5dB** correspondant à la fréquence **2.5GHz**. Pour cette fréquence l'impédance d'entrée vaut : $Z_{in}=50-j5.81 \Omega$.

L'exécution de la procédure **rwg5single.m** donne les courants maximum et minimum (distribution linéique) dans la surface de l'antenne :

- **Current max = 3.3107A/m,**
- **Current min = 0.0072A/m.**

La procédure **rwg5single.m** ne donne pas seulement le maximum et le minimum du courant électrique mais aussi la distribution du courant le long de l'antenne comme le montre la figure 4.

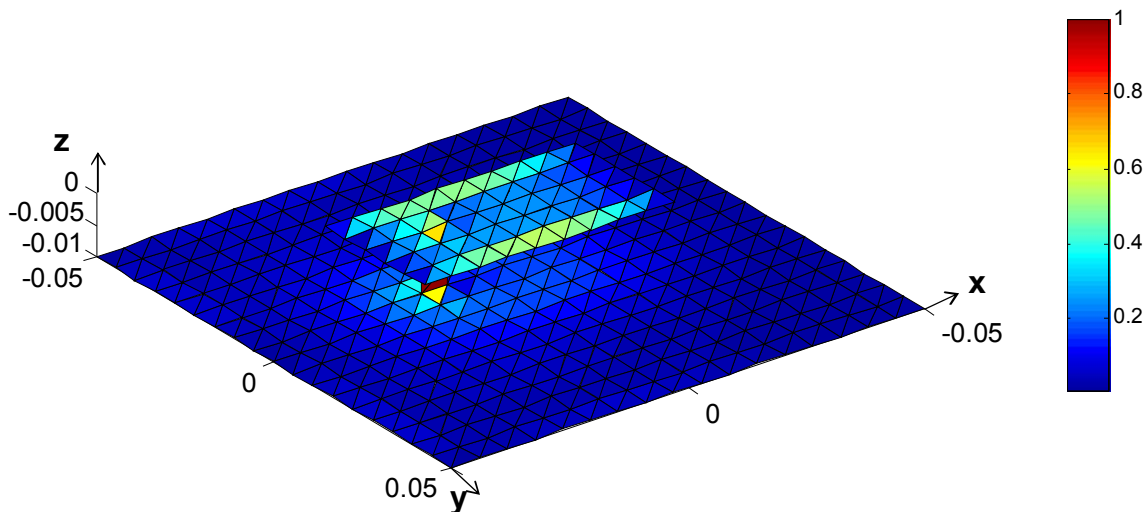


Fig. 4. Distribution du courant de l'antenne patch rectangulaire.

L'exécution de la procédure **efield3single.m** donne les diagrammes de rayonnement dans les plans yz , xz et xy .

Vu que le plan xy est parallèle à l'antenne, nous ne nous intéressons principalement qu'aux diagrammes de rayonnement de l'antenne patch rectangulaire dans les plans yz et xz donnés par les figures 5 et 6.

On remarque que les diagrammes de rayonnement dans les plan xz et yz de l'antenne patch ont la forme de flanc et qu'avec de petites modifications dans les paramètres physiques et géométriques de l'antenne, elle peut se rapprocher fortement à une antenne isotrope. En effet, cette antenne est plus directive dans le plan xz ($D_{xz,max} \cong 28dB$).

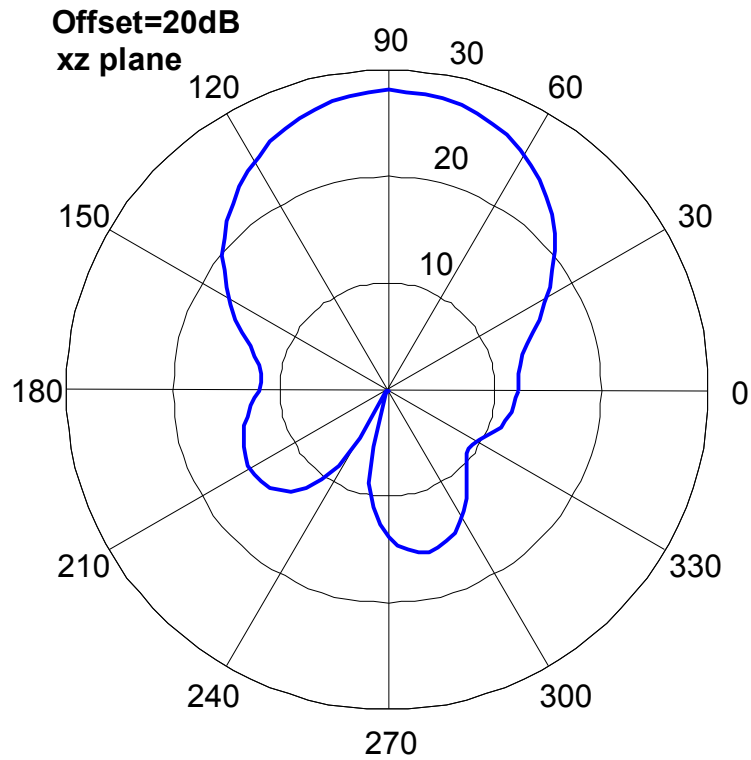


Fig. 5. Diagramme de rayonnement dans le plan xz de l'antenne patch rectangulaire.

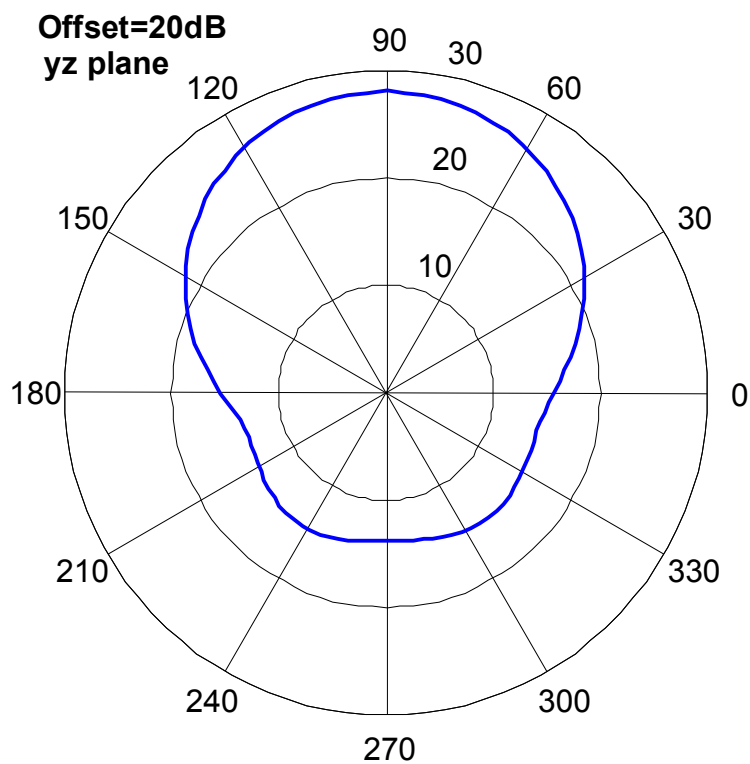


Fig. 6. Diagramme de rayonnement dans le plan yz de l'antenne patch rectangulaire.

1.3. Antenne patch en V

Dans le but de modéliser ce type d'antennes patch (fig. 7), nous exécutons la procédure **patchgenerator.m** pour :

- un plan de masse de longueur $L=10\text{cm}$ et de largeur $W=5\text{cm}$ discrétisé en $N_x=17$ éléments selon sa longueur et en $N_y=9$ éléments selon sa largeur,
- un substrat diélectrique d'une hauteur $h=1\text{cm}$ et de permittivité $\epsilon_r=1$ (Air),
- un patch de taille et forme personnalisées : nous avons choisi via la souris la forme V donnée par la figure 7 de longueur $l_p=6 \times L/N_x=60\text{cm}/17=3.53\text{cm}$ et de largeur $w_p=4 \times W/N_y=20\text{cm}/9=2.22\text{cm}$ et $l=L/N_x=10\text{cm}/17=0.58\text{cm}$, w personnalisée.
- un ruban d'excitation d'une hauteur (longueur normale au plan) de 3 rectangles, c-à-d, de largeur $w_s=L/N_x=10\text{cm}/17=5.88\text{mm}$ et de longueur $l_s=h=1\text{cm}$.

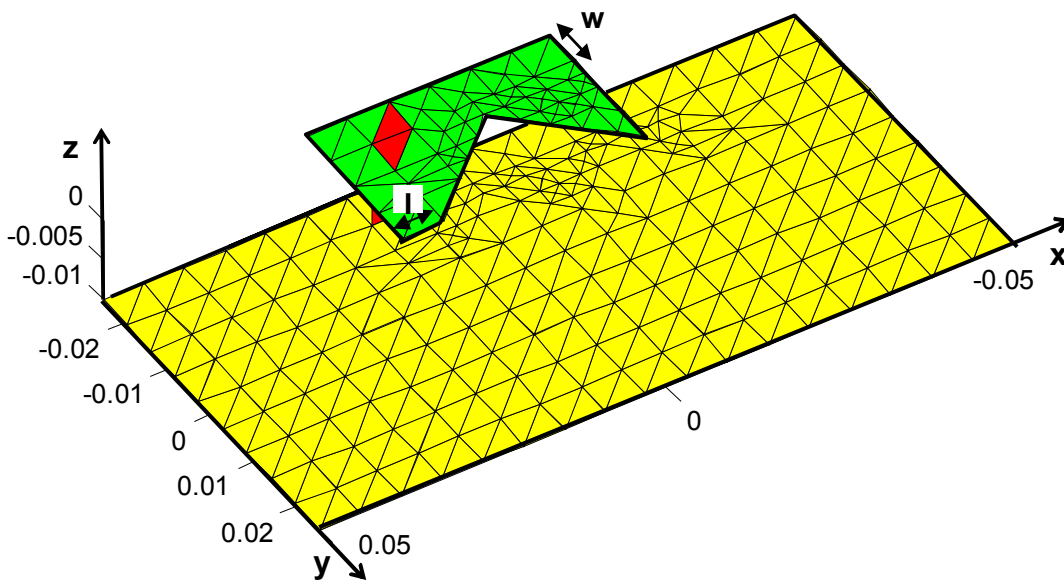


Fig. 7. Génération du maillage de l'antenne patch en V.

L'exécution de la séquence des procédures **rwg1.m**, **rwg2.m** et **rwg3.m** pour une bande de fréquences de $f \in [1, 8]$ GHz et un diélectrique de permittivité relative $\epsilon_r=1$ et perméabilité relative $\mu_r=1$ ainsi que pour un pas de couverture de la plage des fréquences (**NumberOfSteps=21** \Rightarrow **pas**= $\Delta f/20=7\text{GHz}/20=350\text{MHz}$) fournit les résultats de calcul de la matrice impédance et le courant dans un fichier de données **Current.dat**. La procédure **sweepplot.m** fournit la variation des parties réelle et imaginaire de l'impédance d'entrée de l'antenne en fonction de la fréquence comme le montre la figure 8.

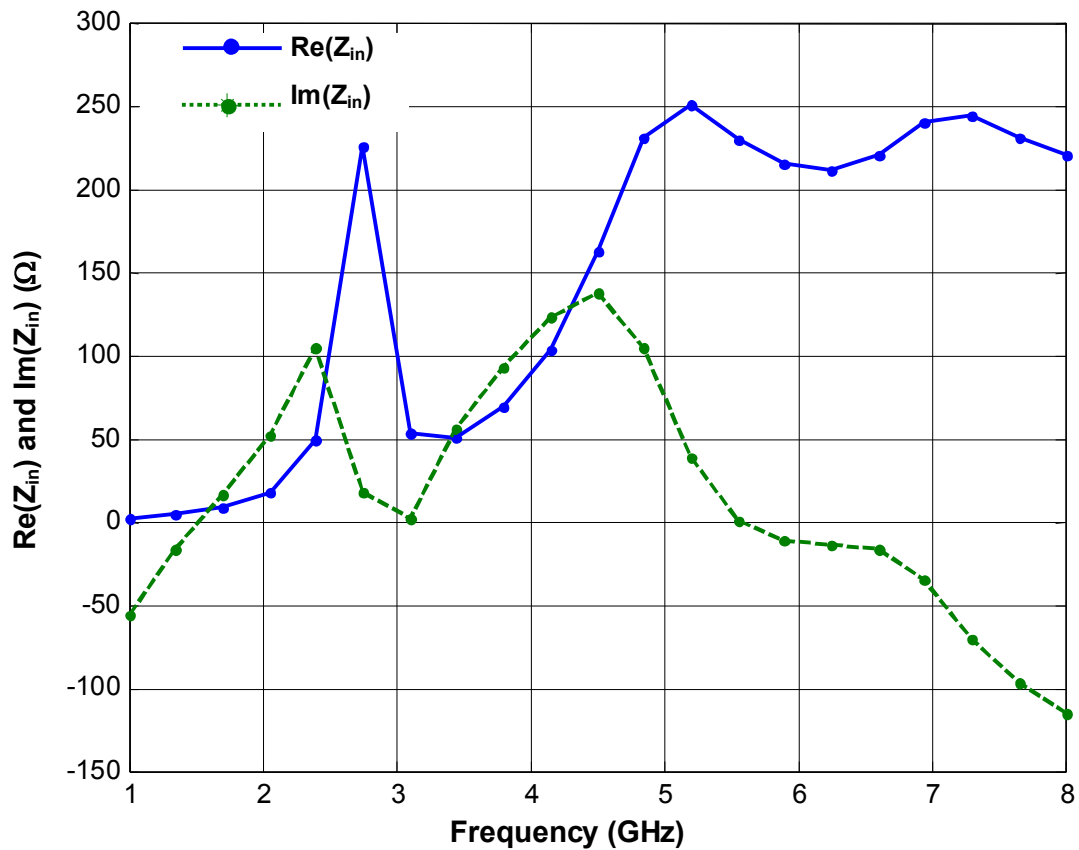


Fig. 8. Variation de l'impédance d'entrée de l'antenne en fonction de la fréquence.

En se basant sur les résultats implantés sur la figure 8, nous constatons que l'impédance d'entrée de l'antenne se rapproche à 50Ω pour les fréquences entre 3.1GHz et 3.45GHz. Théoriquement, il y a deux points de résonance à 3.1GHz et à 5.55GHz. Pour le premier point la résistance est autour de 53Ω ce qui est très proche à l'adaptation. Le deuxième point présente une résistance autour de 230Ω ce qui pose un problème d'adaptation surtout que la fréquence est devenue plus grande.

Les résultats obtenus du coefficient de réflexion S_{11} (en dB) sont implantés dans la figure 9. Nous remarquons bien que le minimum du coefficient de réflexion S_{11} est autour de -29dB et correspond à la fréquence 3.1GHz. Ceci consolide très bien notre interprétation rapportée sur la figure 8.

L'exécution de la procédure `rwg5single.m` donne les courants maximum et minimum dans la surface de l'antenne :

- **Current max = 6.1380A/m,**
- **Current min = 0.0354A/m.**

La procédure `rwg5single.m` offre en plus la distribution du courant le long de l'antenne comme le montre la figure 10.

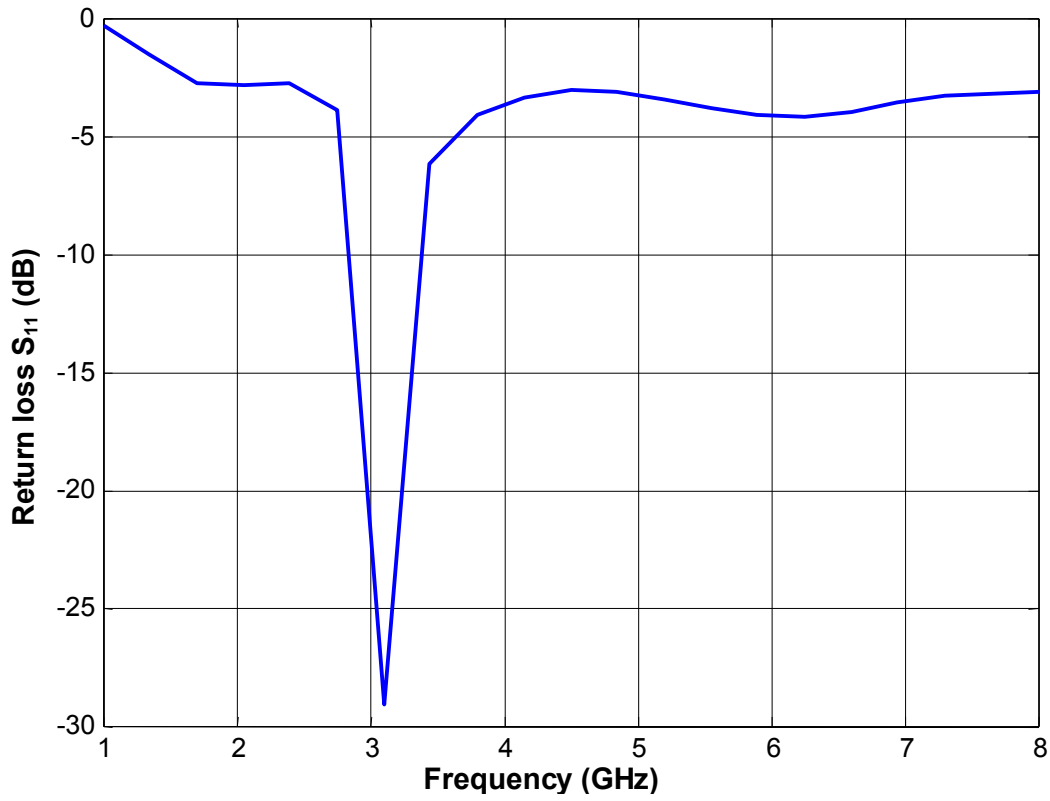


Fig. 9. Variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence.

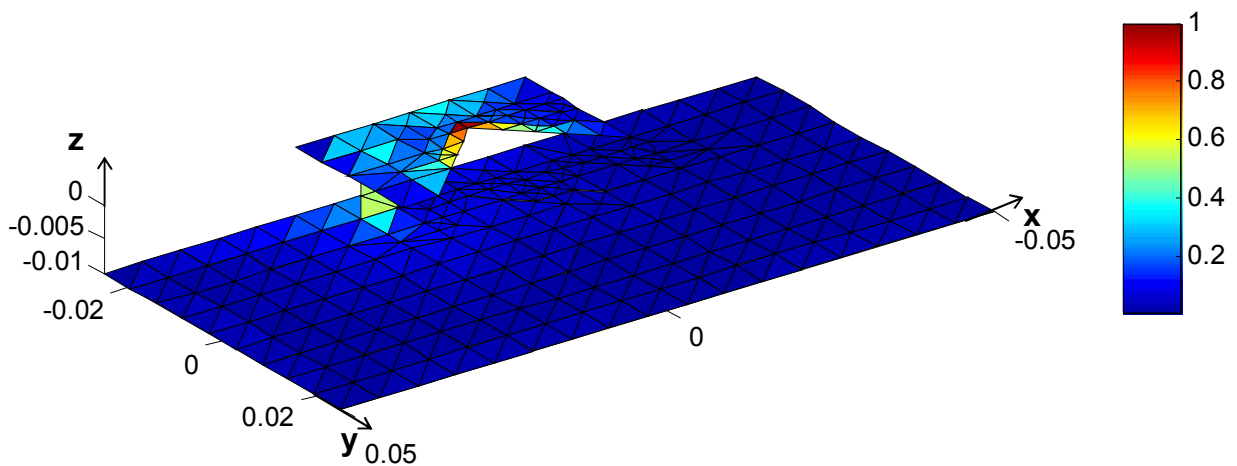


Fig. 10. Distribution du courant de l'antenne patch en V.

L'exécution de la procédure `efield3single.m` donne les diagrammes de rayonnement dans les plans yz , xz et xy . Les figures 11 et 12 donnent les diagrammes de rayonnement de l'antenne patch dans les plans yz et xz .

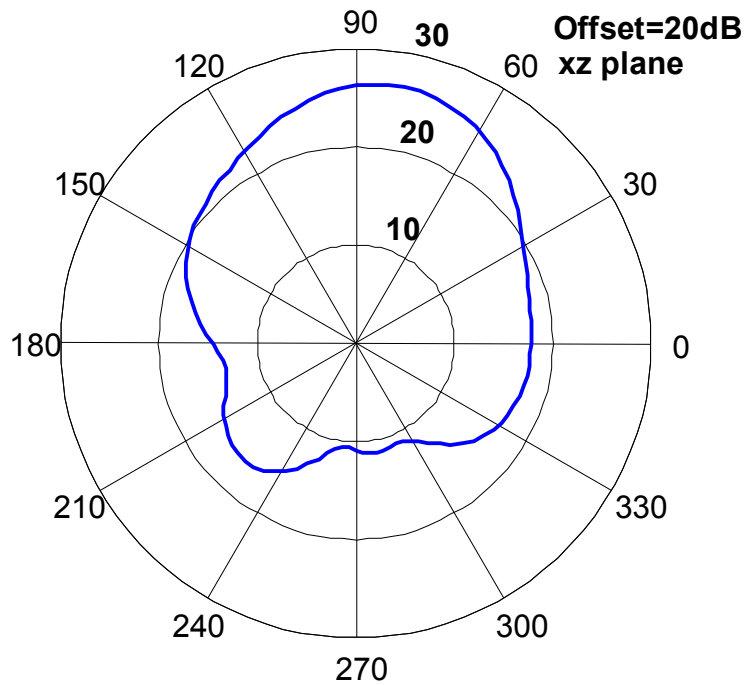


Fig. 11. Diagramme de rayonnement dans le plan xz de l'antenne patch en V.

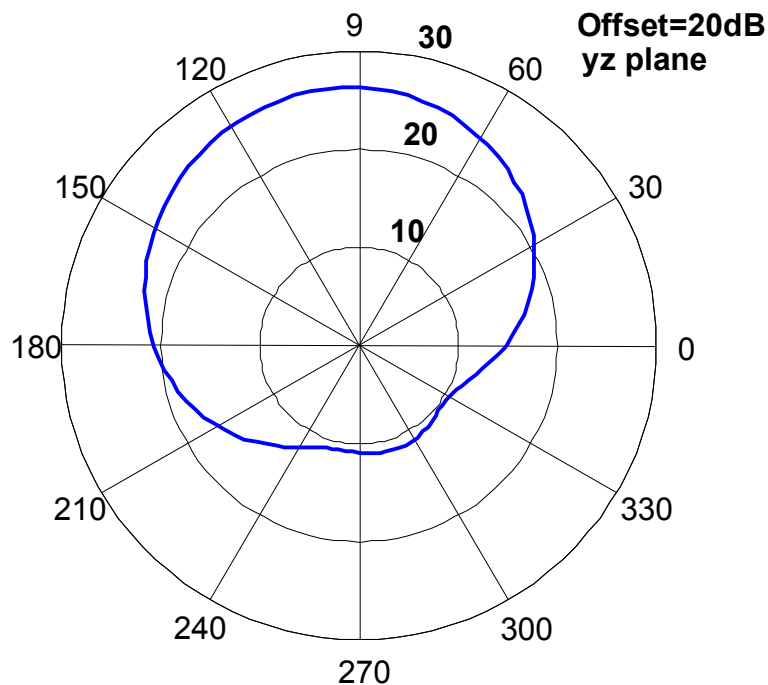


Fig. 12. Diagramme de rayonnement dans le plan yz de l'antenne patch en V.

On remarque que les diagrammes de rayonnement dans les plan xz et yz de l'antenne patch ont la forme de flanc et qu'avec de petites modifications dans les paramètres physiques et géométriques de l'antenne, cette dernière peut se rapprocher fortement à une antenne isotrope. En effet, cette antenne est plus directive dans le plan xz ($D_{xz \max} \cong 27\text{dB}$).

1.4. Effet du diélectrique

Dans cette phase, nous étudions l'effet de la permittivité ainsi que l'affinement de la probe d'excitation sur les différentes caractéristiques des antennes patch.

L'exemple de modélisation maillé par la procédure **patchgenerator2.m** et implanté sur la figure 13 est caractérisé par :

- un plan de masse de longueur $L=8\text{cm}$ et de largeur $W=4\text{cm}$ discrétisé en $N_x=12$ éléments selon sa longueur et en $N_y=8$ éléments selon sa largeur,
- un substrat diélectrique d'une hauteur $h=5\text{cm}$ et de permittivité $\epsilon_r=1, 1.5$ et 2.6 ,
- un patch de taille et forme personnalisées : nous avons choisi à l'aide de la souris une forme rectangulaire de longueur $l_p=6 \times L/N_x=480\text{cm}/12=40\text{cm}$ et de largeur $w_p=4 \times W/N_y=160\text{cm}/8=20\text{cm}$.
- un ruban d'excitation de $w_s=16.6\text{cm}$ et $l_s=h=5\text{cm}$.

Après avoir exécuté la séquence des procédures **rwg1.m**, **rwg2.m** et **rwg3.m** pour une bande de fréquences de $f \in [200, 400]$ MHz et des diélectriques de permittivités relatives $\epsilon_r=1, 1.5$ et 2.6 respectivement ainsi que pour un pas de couverture de la plage des fréquences $\text{pas}=\Delta f/20=200\text{MHz}/20=10\text{MHz}$, nous superposons les résultats obtenus du coefficient de réflexion S_{11} (en dB) pour les trois diélectriques dans la même figure 14.

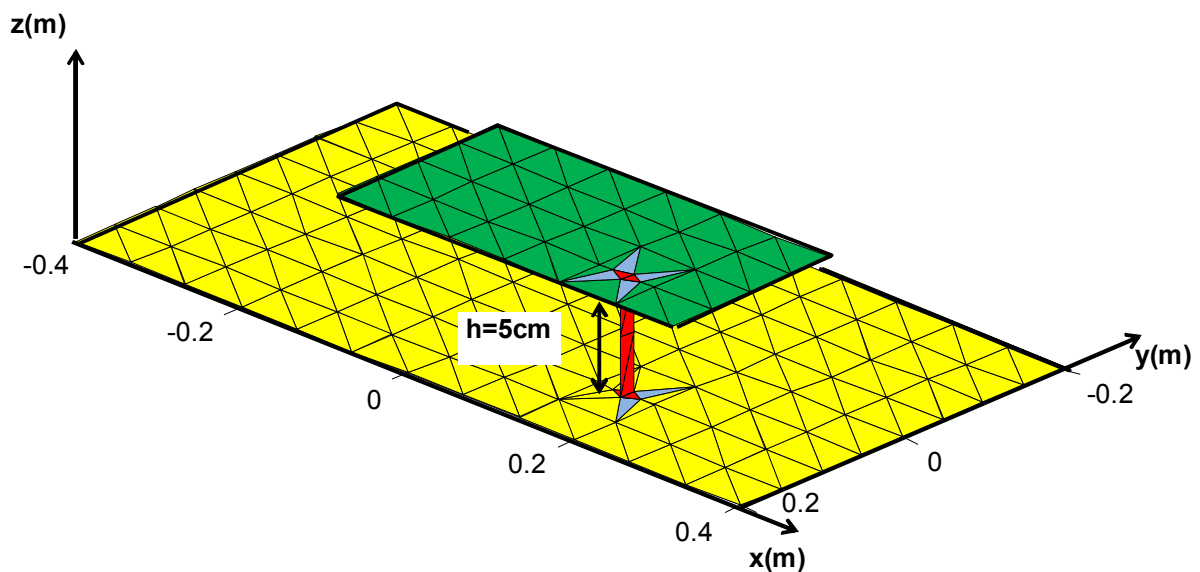


Fig. 13. Maillage de l'antenne patch rectangulaire avec probe compactée.

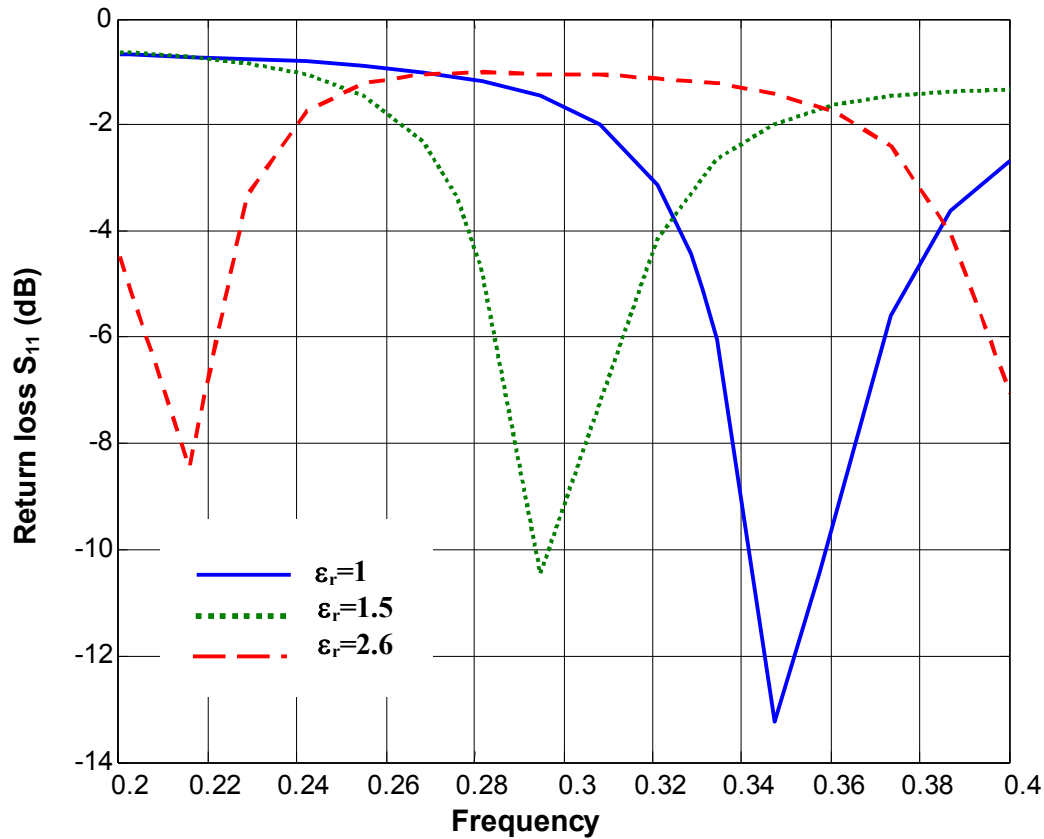


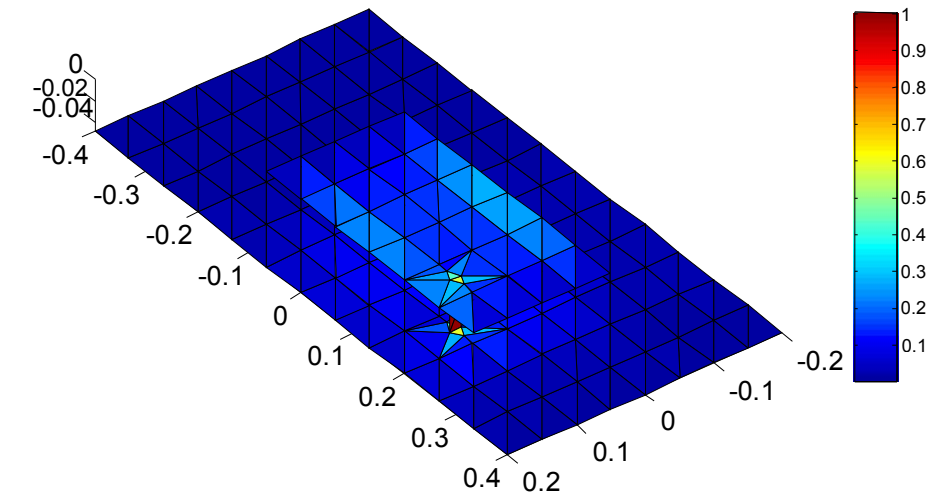
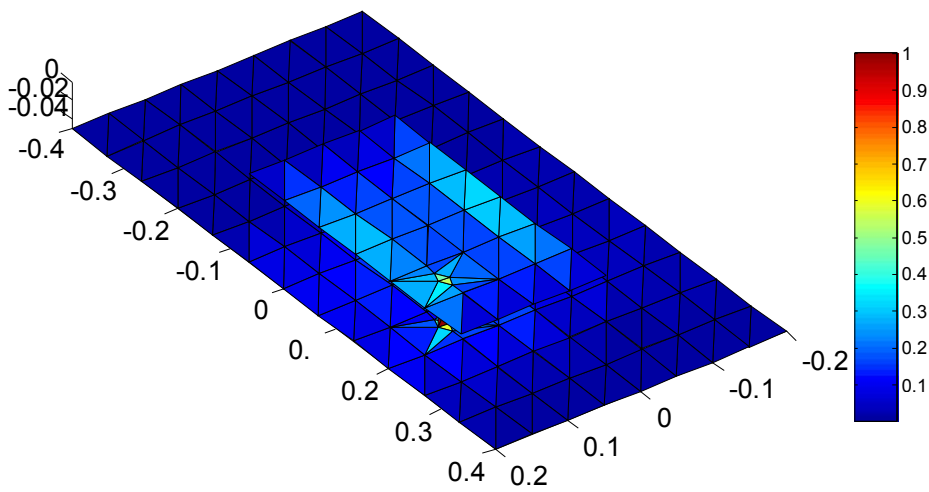
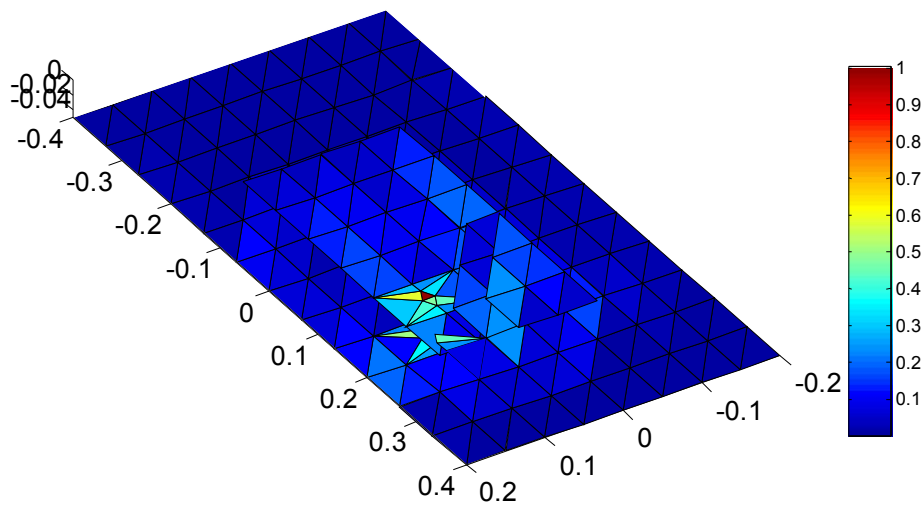
Fig. 14. Variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence.

Nous remarquons bien que le minimum du coefficient de réflexion est $S_{11}=-13.23$ dB correspondant à la fréquence $f=347$ MHz pour le diélectrique de $\epsilon_r=1$. Alors qu'il devient $S_{11}=-10.46$ dB à la fréquence $f=294$ MHz pour le diélectrique de $\epsilon_r=1.5$. Pour le diélectrique de $\epsilon_r=2.6$, le minimum du coefficient de réflexion est $S_{11}=-8.5$ dB pour la fréquence $f=215$ MHz.

On peut conclure, donc, que la permittivité relative influe considérablement sur le coefficient de réflexion et par conséquent la fréquence de résonance de l'antenne de telle façon que chaque décroissance dans la permittivité fait accroître la fréquence de résonance et la rend plus forte (la réflexion de plus en plus faible).

La procédure `rwg5single.m` fournit la distribution du courant le long de l'antenne comme le montre la figure 15 pour les trois substrats diélectriques de permittivités : $\epsilon_r=1$ (fig. 15.a), $\epsilon_r=1.5$ (fig. 15.b) et $\epsilon_r=2.6$ (fig. 15.c) respectivement.

Il est remarquable que la distribution du courant devient de plus en plus large en augmentant la permittivité relative du substrat. Alors qu'elle devient plus intense en diminuant la permittivité relative du diélectrique. Les résultats des maximums et minimums des distributions des courants donnés ci-dessous pour chaque cas justifient bien notre point de vue.

(a) $\epsilon_r=1$.(b) $\epsilon_r=1.5$.(c) $\epsilon_r=2.6$.**Fig. 15. Effet de la variation de ϵ_r sur la distribution du courant dans l'antenne.**

Nous donnons ici les distributions linéiques des courants maximum et minimum dans la surface de l'antenne pour chaque permittivité comme suit :

- pour $\epsilon_r = 1$:
 - **Current max = 1.1711A/m,**
 - **Current min = 0.009 A/m.**

- pour $\epsilon_r = 1.5$:
 - **Current max = 1.0532A/m,**
 - **Current min = 0.0022A/m.**

- pour $\epsilon_r = 2.6$:
 - **Current max = 2.1591A/m,**
 - **Current min = 0.0057A/m.**

Caractérisation géométrique des antennes patch

Introduction

Dans ce chapitre, nous avons extrait l'effet des paramètres géométriques (h : épaisseur du substrat, l_p : longueur du patch, w_p : largeur du patch, excitation et distance entre les éléments rayonnants) sur les caractéristiques de l'antenne patch rectangulaire isolée ou composée.

1. Antenne isolée

1.1. Effet de l'épaisseur du substrat

Nous exécutons la procédure **patchgenerator.m** pour l'antenne patch rectangulaire caractérisée par :

- un plan de masse de longueur $L=10\text{cm}$ et de largeur $W=10\text{cm}$ discrétisé en $N_x=17$ éléments selon sa longueur et en $N_y=18$ éléments selon sa largeur,
- un patch de taille et forme personnalisées : nous avons choisi via la souris une forme rectangulaire et de longueur $l_p=9 \times L/N_x=90\text{cm}/17=5.29\text{cm}$ et de largeur $w_p=10 \times W/N_y=50\text{cm}/18=2.78\text{cm}$.
- un ruban d'excitation d'une hauteur (longueur normale au plan) de 3 rectangles, c-à-d, de largeur $w_s=W/N_y=5\text{cm}/10=5\text{mm}$ et de longueur $l_s=h=1\text{cm}$.

Nos calculs ont été effectués pour trois différentes épaisseurs du substrat diélectrique de permittivité $\epsilon_r=1$ (Air) : $h=1\text{cm}$, 1.5cm et 2cm .

Les résultats obtenus du coefficient de réflexion S_{11} (en dB) pour les trois épaisseurs sont implantés dans la figure 1.

Le minimum du module du coefficient de réflexion S_{11} passe de -16.7dB pour $h=1\text{cm}$ au tour de la fréquence $f=2.5\text{GHz}$ à -5.12dB pour $h=1.5\text{cm}$ au tour de $f=2.4\text{GHz}$ et à -3.8dB pour $h=2\text{cm}$ au tour de $f=2.25\text{GHz}$.

En effet, nous remarquons bien que le plan de masse devient presque découplé du patch lorsque l'épaisseur du substrat dépasse 1cm . Il est à noter que la longueur d'onde est de 12cm pour la fréquence $f=2.5\text{GHz}$. Alors, pour garder le couplage il faut que l'épaisseur du

substrat diélectrique soit inférieur ou égale à l'un dixième de la longueur d'onde guidée ($h \leq \lambda/10$).

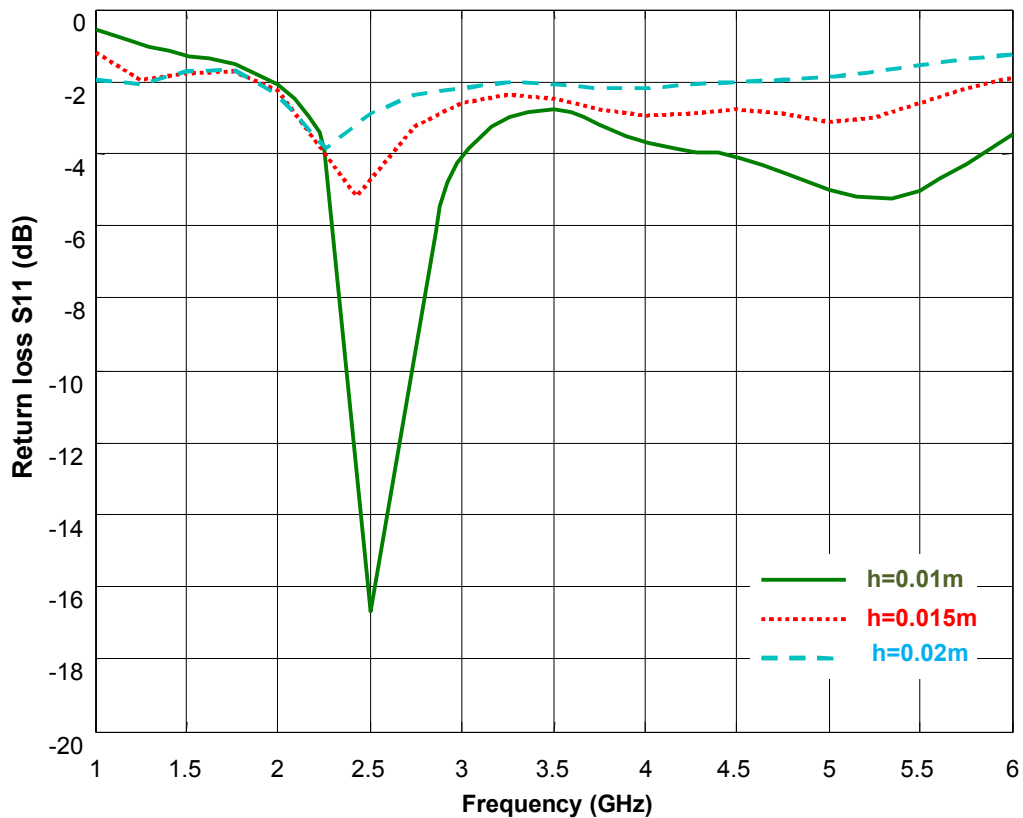


Fig. 1. Effet de l'épaisseur du substrat du diélectrique sur l'antenne.

1.2. Effet de la longueur du patch

Nous exploitons la même antenne patch rectangulaire de la première section pour une épaisseur du diélectrique $h=1\text{cm}$ mais on calcule cette fois-ci le coefficient de réflexion pour trois différentes longueurs du patch : $l_p=9 \times L/N_x=90\text{cm}/17=5.29\text{cm}$, $11 \times L/N_x=110\text{cm}/17=6.47\text{cm}$ et $13 \times L/N_x=130\text{cm}/17=7.65\text{cm}$.

Les résultats obtenus du coefficient de réflexion S_{11} (en dB) pour les trois longueurs du patch sont donnés par la figure 2.

Le minimum du module du coefficient de réflexion S_{11} passe de -16.7dB pour $l_p=5.29\text{cm}$ au tour de la fréquence $f=2.5\text{GHz}$ à -15.12dB pour $l_p=6.47\text{cm}$ au tour de $f=2.2\text{GHz}$ et à -13.8dB pour $l_p=7.65\text{cm}$ au tour de $f=1.75\text{GHz}$.

Nous constatons, d'une part, que la fréquence de résonance est inversement proportionnelle à la longueur du patch. D'autre part, la dispersion est plus importante pour le

patch le plus petit. Ceci est très logique du fait que de plus en plus le patch devient long, l'onde électromagnétique sera plus piégée (guidée) entre les parois ce qui encourage la propagation d'ondes de surface. Par contre, de plus en plus le patch devient étroit, l'onde électromagnétique sera moins piégée entre les deux parois ce qui encourage la propagation des ondes d'espace et donc la dispersion.

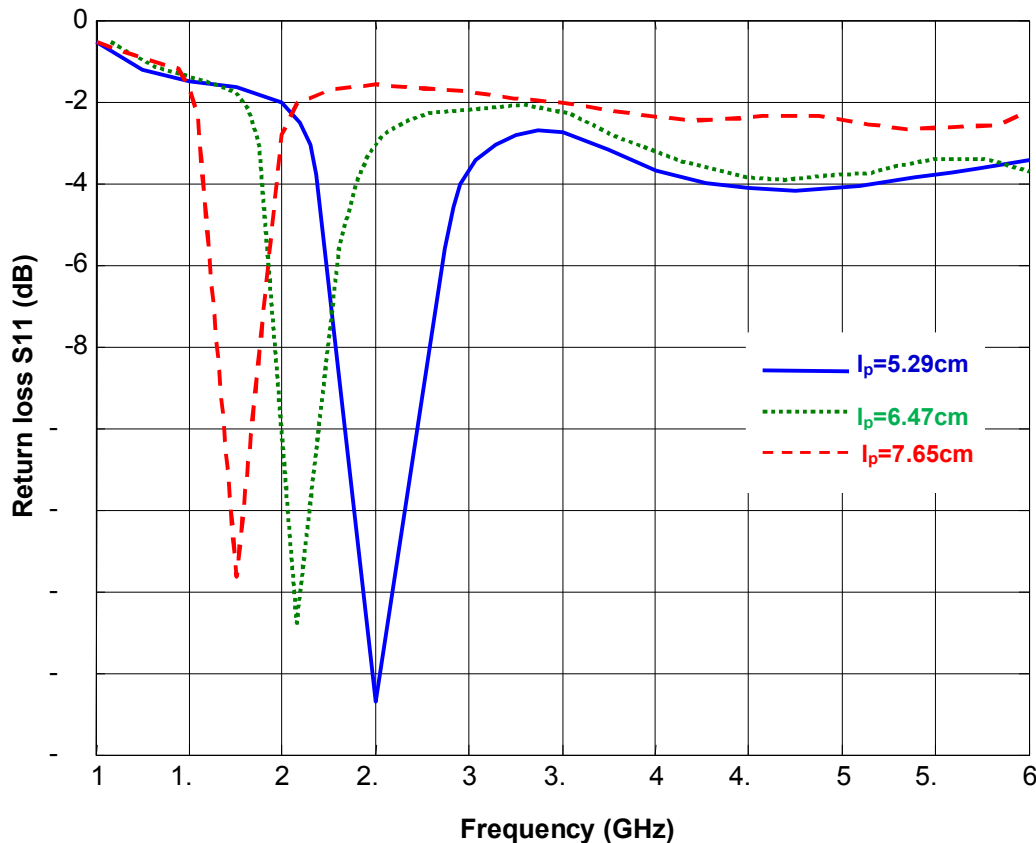


Fig. 2. Effet de la longueur du patch sur le rayonnement de l'antenne.

1.3. Effet de la largeur du patch

Nous calculons cette fois-ci pour la même antenne patch rectangulaire le coefficient de réflexion pour trois différentes largeurs du patch : $w_p=2 \times W/N_y=10\text{cm}/18=0.56\text{cm}$, $3 \times W/N_y=15\text{cm}/18=0.83\text{cm}$ et $5 \times W/N_y=25\text{cm}/18=1.39\text{cm}$.

Les résultats obtenus du coefficient de réflexion S_{11} (en dB) pour les trois largeurs du patch sont donnés par la figure 3.

Le minimum du module du coefficient de réflexion S_{11} passe de -16.7dB pour $w_p=0.56\text{cm}$ au tour de la fréquence $f=3\text{GHz}$ à -20.6dB pour $w_p=0.83\text{cm}$ au tour de $f=2.75\text{GHz}$ et à -16.8dB pour $w_p=1.39\text{cm}$ au tour de $f=2.5\text{GHz}$.

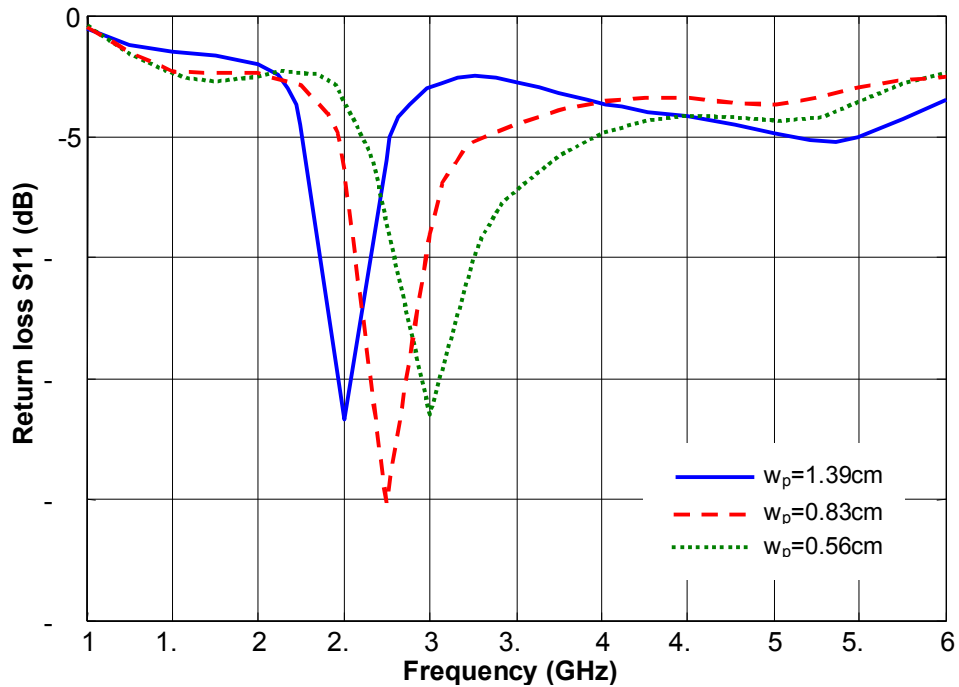


Fig. 3. Effet de la largeur du patch sur le rayonnement de l'antenne.

Nous remarquons que la fréquence de résonance est inversement proportionnelle à la largeur du patch. Ces résultats consolident bien notre interprétation précédente.

1.4. Effet de la position du point d'excitation

Les calculs du coefficient de réflexion pour trois différentes positions du point d'excitation (centre et extrêmes gauche et droite du patch) sont illustrés par la figure 4.

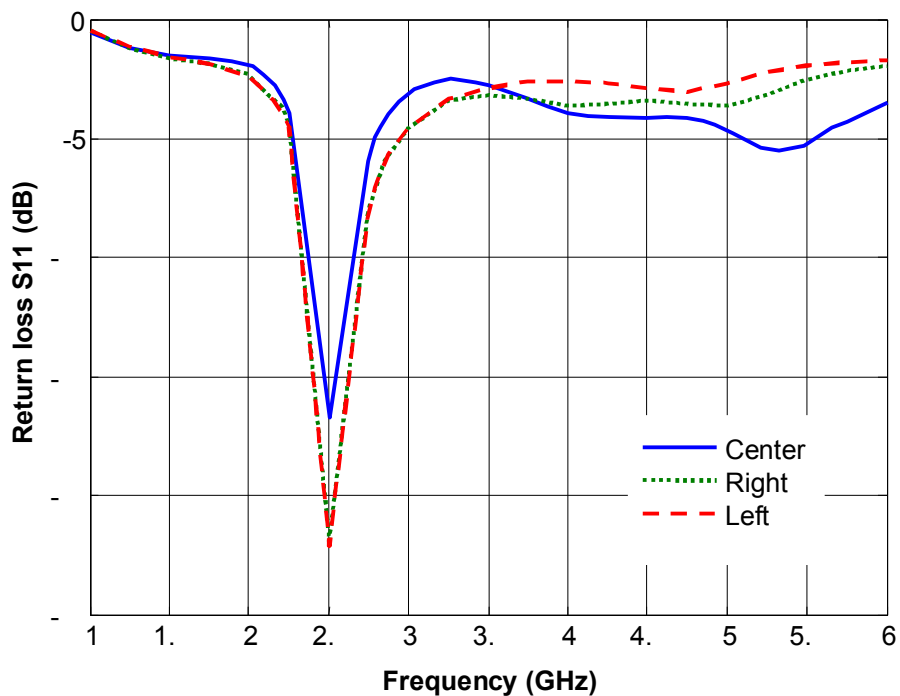


Fig. 4. Effet de la position du point d'excitation sur le rayonnement de l'antenne.

On remarque que pour trois positions du point d'excitation, la fréquence de résonance est presque la même.

Toutefois, le module du coefficient de réflexion devient plus important pour les positions extrêmes gauche et droite que pour le cas de la position centre. Ces résultats prouvent aussi le principe de réciprocité de dispersion.

1.5. Effet de la taille du point d'excitation

L'excitation est considérée dans cette étude comme ruban de largeur w_s . Pour illustrer l'effet de la taille du point d'excitation (théoriquement infinitésimal ou 0-dimension) sur le rayonnement de l'antenne patch, nous avons calculé le module du coefficient de réflexion pour la même structure mais avec quatre différentes excitations ($w_s=0.625\text{mm}$, 1.25mm , 2.5mm et 5mm). Les résultats que nous avons obtenus sont implantés dans la figure 5.

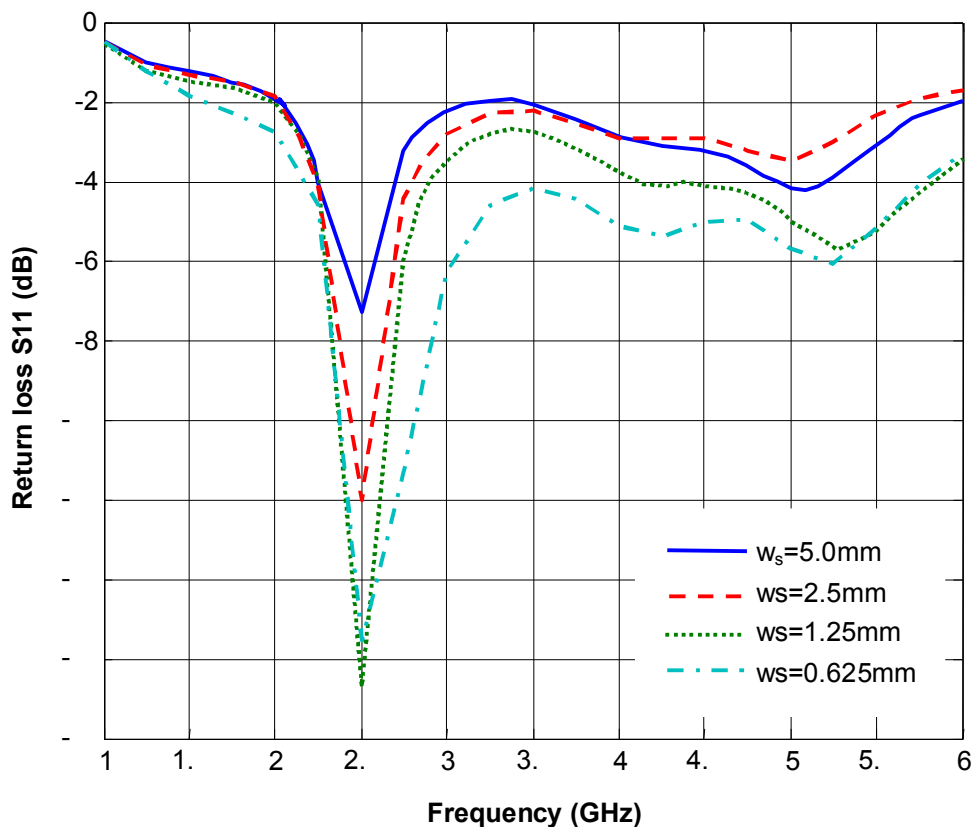


Fig. 5. Effet de la taille du point d'excitation sur le rayonnement de l'antenne.

On remarque que pour différentes largeurs du ruban d'excitation, la fréquence de résonance est presque la même. Cependant, la dispersion devient plus importante pour les rubans de plus en plus étroits (plus proches au cas idéal).

2. Antenne composée

2.1. Effet de la distance entre les éléments rayonnants

Dans cette partie, nous avons étudié l'effet de la distance entre les éléments rayonnants sur le diagramme de rayonnement d'un réseau de quatre patches identiques (fig. 6) de trois éléments de largeur par six de longueur implantés sur la structure de base déjà étudiée dans la première section de ce chapitre.

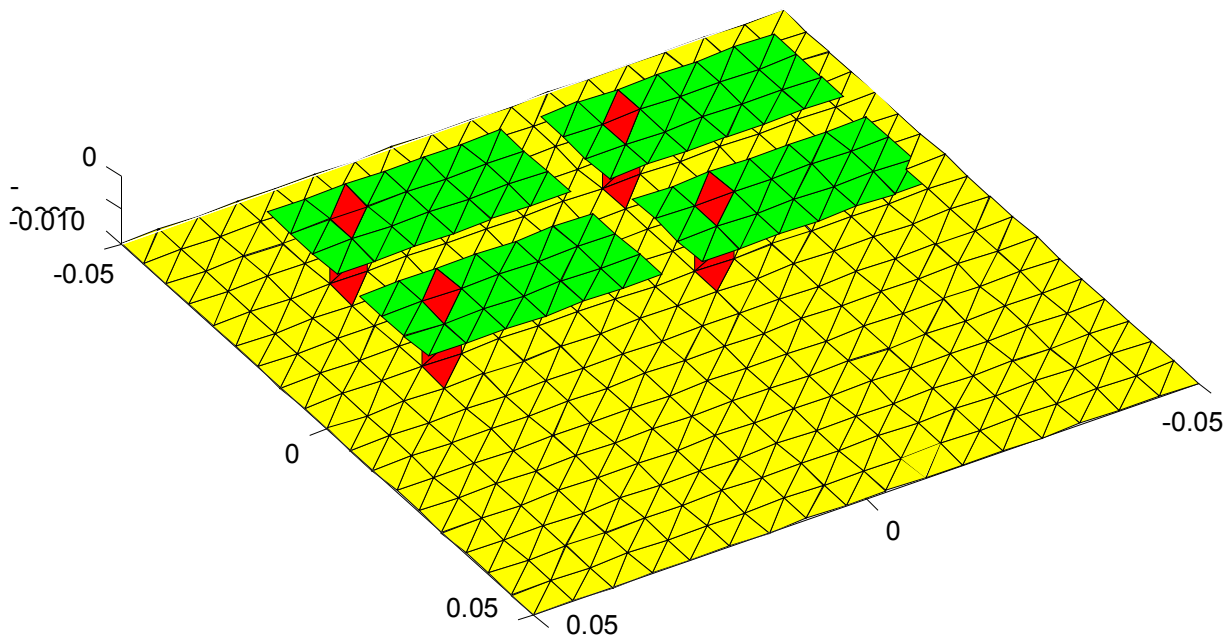


Fig. 6. Réseau d'antennes plan (N=4).

Les résultats obtenus du diagramme de rayonnement dans le plan xz sont implantés dans la figure 7 pour trois différentes distances entre les éléments rayonnants du réseau (1, 3 et 5 mailles). Ces distances sont donc de : $10\text{cm}/17=0.59\text{cm}$ selon les x et de $5\text{cm}/18=0.28\text{cm}$ selon les y pour le premier cas. Pour les deuxième et troisième cas sont respectivement : (1.76cm, 0.83cm) et (2.94cm, 1.39cm).

Nous remarquons que lorsque les éléments rayonnants sont plus proches les uns des autres, l'ouverture du lobe principal augmente, le nombre des lobes secondaires diminue et la directivité devient plus petite.

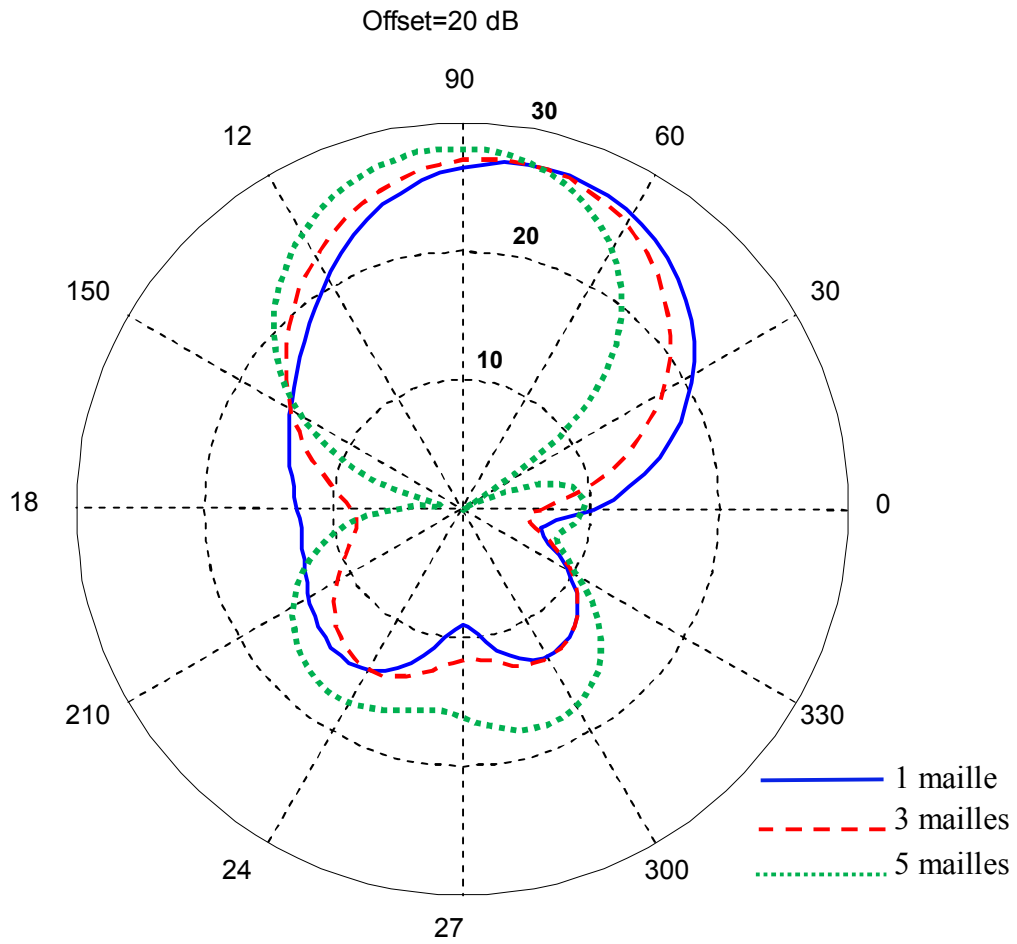


Fig. 7. Diagrammes de rayonnement dans le plan xz du réseau d'antennes patch pour différentes distances.

Conclusion

L'objectif de ce travail de magister a été la simulation et la conception pour des applications très large bande des réseaux d'antennes imprimées à motif optimisé en géométrie et en structure diélectrique.

Lors de la phase de la modélisation, le réseau a été considéré comme une structure périodique d'antennes ce qui permet de faire l'optimisation à l'échelle de l'antenne élémentaire du réseau.

L'élaboration dans le cadre de ce travail d'un progiciel dédié à la simulation et l'optimisation des réseaux d'antennes patch de formes personnalisées nous a permis de contribuer au développement de l'outil CAO dit " μ -Wave Lab" consacré à la simulation des différents dispositifs micro-ondes entamé depuis 2004 par l'équipe DMIC.

Les sous-routines utilisées dans le but de simuler et puis caractériser les antennes imprimées constituées d'éléments rayonnants de formes patch rectangulaire ou personnalisée et patch avec alimentation compactée ont été décrits en détail dans ce mémoire. Pour plus d'intérêts aux lecteurs leurs listings lui ont été annexés.

Les résultats de simulation obtenus pour les antennes patch de formes rectangulaire et en V par le progiciel développé ont été interprétés et commentés. Ils concernent : l'impédance d'entrée de l'antenne, la distribution de l'intensité de rayonnement, le gain, le diagramme de rayonnement ainsi que l'effet de dispersion.

Enfin, l'effet des paramètres géométriques sur les caractéristiques des structures rayonnantes a été traité.

Comme perspective, une généralisation du progiciel élaboré est envisagée pour lui permettre d'étudier les sensibilités des structures rayonnantes. Cette généralisation est indispensable pour pouvoir passer à l'étape la plus importante dans la conception assistée par ordinateur qui est l'optimisation de ces structures à l'aide des techniques évolutives.

Références

- [1] L. Bennett G.F. Ross, "Time domain electromagnetics and its applications", Proceedings of the IEEE, Vol. 66, issue 3, pp. 299-318, March 1978.
- [2] FCC 1st Report and Order on Ultra-Wideband Technology, February. 2002.
- [3] L. Babour, " Etude et conception d'antennes Ultra Large Bande miniaturisées en impulsionnel", Institut Polytechnique de Grenoble. Thèse de doctorat, 07 Mai 2009.
- [4] Official Journal of the European Union, "Commission Decision of 21 February 2007 on allowing the use of the radio spectrum for equipment using ultra-wideband technology in a harmonized manner in the Community".
- [5] G. A. Deschamps, Microstrip Microwave Antennas, 3rd USAF Symposium on Antennas, 1953.
- [6] R. E. Munson, Conformal Microstrip Antennas and Microstrip Phased Arrays, *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, vol. 22, pp. 74-78, 1974.
- [7] C. Luxey & al., *Antennes imprimées-Bases et principes*, Techniques de l'Ingénieur, Traité Électronique, E 3 310 : 1-15, 2008.
- [8] H. J. Visser, *Approximate Antenna Analysis for CAD*, John Wiley & Sons, 2009.
- [9] I. J. Bahl and P. Bhartia, *Microstrip Antenna*. Artech House, Norwood, MA, 1982.
- [10] G. Kumar and K. P. Ray, *Broadband Microstrip Antennas*, Artech House, Norwood, MA, 2003.
- [11] D. J. Kozakoff, *Analysis of Radome-Enclosed Antennas*, Artech House, Norwood, MA, 2010.
- [12] K-L. Wong, *Compact and Broadband Microstrip Antennas*, John Wiley & Sons, 2002.
- [13] F. Najib, "Contribution à l'optimisation de la synthèse du lobe de rayonnement pour une antenne intelligente. Application à la conception de réseaux déphasage", Université de Limoges. Thèse de doctorat, 24 Mai 2005.
- [14] K. Fujimoto and R. James, *Mobile Antenna System Handbook*, Artech House, Norwood, MA, 1994.
- [15] S. N. Makarov, *Antenna and EM Modeling with Matlab*, John Wiley & Sons, 2002.
- [16] R Bancroft, "Fundamental dimension limits of antennas", Centurion Wireless technologies, www.centurion.com/home/pdf/wp_dimension_limits.pdf, pp. 1-14.
- [17] B.M. Kloudzija, J. S. Ognjanovic and T. K. Sakar, *WIPL-D: Electromagnetic Modeling of Composite Metallic and Dielectric Structures*. Artech House, Norwood, MA, 2000.
- [18] L. Tarricone, M. Mongiardo and Cevelli, A quasi-onedimensional integration technique for the analysis of planar microstrip circuits via MPIE/MoM, *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, vol. 49, N° 3, pp. 517-523, 2001.
- [19] B. Allen, S.A. Ghorashi, M. Ghavarm, "A review of pulse design for impulse radio", IEE seminar on Ultra Wideband Communications Technologies and System Design, pp. 93-97, July 2004.
- [20] J.T Conroy, J.L. LoCicero, D.R, Ucci, "Communication techniques using monopulse waveforms", IEEE proceedings Military communications conference, Vol. 2, pp. 181-185, March 1999.
- [21] X Gu, L. Taylor, "Ultra wideband and its capabilities", journal BT technology, Vol. 21, No. 3, pp. 56-66, 2003.
- [22] M. Z. Win, R. A. Scholtz, "Impulse radio: How it works", IEEE communications letters, Vol.2, No.2, pp. 36-38, February 1998.

- [23] V.S. Somayazulu, "Multiple access performance in UWB systems using time hopping vs direct sequence spreading", IEEE Wireless Communications and Networking Conference, Vol. 2, pp. 522-525, March 2002.
- [24] S.A. Ghorashi, S.A Allen, M. Ghavami, A. H. "An overview of MB-UWB-OFDM ", IEE seminar on Ultra wideband technology and system design", pp. 107-110, July 2004.
- [25] <http://www.intel.com/technology/ultrawideband/downloads/Ultra-Wideband.pdf>
- [26] P.K Pietrzy, "Ultra wideband radio: an introduction to the breakthrough wireless technology", Proceedings National Conference on Radio Communication, Radio and Television, June 2003.
- [27] D. Porcino, W. Hirt, "Ultra-wideband radio technology: potential and challenges ahead", IEEE communications magazine, Vol.41, issue 7, pp. 66-74, July 2003.
- [28] R. J. Fontana, "Recent system Applications of short-pulse Ultra-wideband (UWB) Technology, IEEE transactions on Microwave Theory and techniques, Vol.52, No.9, pp. 2087-2104, September 2004.
- [29] A.G. Yarovoy, L.P; Lighthart, "UWB radars: recent technological advances and applications", IEEE radar conference, pp. 43-48, April 2007.
- [30] B. Scheers, M. Piette, A Vander Vost, "The detection of AP mines using UWB GPR", Scheers, Second international conference on Detection of Abandoned Land Mines, pp. 50-54, October 1998.
- [31] G.P. Pochanin, "Problems and promising lines of development of UWB ground penetrating radiolocation", IEEE Second International Workshop Ultrawideband and Ultrashort Impulse Signals, pp. 61-66, September 2004.
- [32] S.P Lohmeier, R. Rajaraman, V.C Ramasami, . "Development of an ultra wideband radar system for vehicle detection at railway crossings", IEEE conference on ultra wideband systems and technologies, pp. 207-211, 2002.
- [33] C.A Balanis, "Antenna Theory analysis and design", Second Edition, Wiley, 1997.
- [34] H.G. Schantz, "Introduction to ultra wideband antennas", IEEE conference on ultra wideband systems and technologies, pp. 1-9, March 2003.
- [35] <http://www.clampco.it/>.
- [36] <http://www.ahsystems.com>.
- [37] S. Tourette, N Fortino, J.Y. Dauvignac, G. Kossiavas, "Compact UWB printed antennas for low frequency applications matched to different transmission lines, Microwave and optical Technology letters, Vol.49, No. 6, pp. 1282-1287, June 2007.
- [38] Z.N. Chen, X.H. Wu, H.F. Li, N. Yang, M.Y.W. Chia, "Considerations for sources pulses and antennas in UWB radio systems", IEEE Transaction on Antennas and Propagation, Vol. 52, No. 7, pp. 1739-1748, July 2004.
- [39] J.S McLean, H. Foltz, R. Sutton, "Pattern descriptors for UWB antennas", IEEE Transaction on antennas and propagation, Vol. 53, No 1, pp. 553-559, January 2005.
- [40] Nikolay Telzhensky and Yehuda Leviatan, "Planar Differential Elliptical UWB Antenna Optimization" IEEE Transaction on. Antennas and Propagation, Vol. 54, No. 11, pp. 3400-3406, November 2006.
- [41] S. Licul, W. A. Davis, "Ultra wideband (UWB) antenna measurements using vector network analyzer", IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, Vol. 2, pp. 1319-1322, June 2004.
- [42] <http://www.ets-lindgren.com/>
- [43] J.D Kraus, "Antennas", 2nd edition, New York Mc Graw-Hill, pp. 826-829, 1988
- [44] Wadell "Transmission line design handbook", Artech House, 1991.