

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique
Université des frères Mentouri Constantine 1
Faculté des Sciences de la Technologie
Département d'Electronique

N° d'ordre :

Série :

Thèse

Présentée pour obtenir le diplôme de Doctorat en Science
En Electronique

Option
Electronique

Thème

**Contribution à l'analyse des antennes
microbandes avec excitation par la méthode du
domaine spectral - Application à un réseau
d'antennes microbandes**

Par:

Chafika AISSAOUI

Devant le jury:

<u>Président:</u>	Mme T. BOUCHEMAT	Professeur	Université des frères Mentouri Constantine 1
<u>Rapporteur:</u>	Mr A. BENGHALIA	Professeur	Université des frères Mentouri Constantine 1
<u>Examineurs:</u>	Mme S. LASSOUED	Professeur	Université des frères Mentouri Constantine 1
	Mr D. BENATIA	Professeur	Université Mostefa Benboulaïd Batna 2
	Mr R. MAHAMDI	Professeur	Université Mostefa Benboulaïd Batna 2

Soutenue le 25 Mai 2017

Remerciements

Ce travail a été effectué au département d'Electronique de la Faculté des Sciences de la Technologie-Université de Constantine 1, au sein du laboratoire Hyperfréquences et semi-conducteurs (L.H.S.), dirigé par Madame S. LESSOUED. Je lui exprime toute ma gratitude et mon profond respect.

Je remercie tout d'abord, Monsieur A. BENGHALIA, Professeur à l'Université de Constantine 1, qui a bien voulu assurer la direction de cette thèse, pour son soutien, ses encouragements et ses précieux conseils.

J'exprime ma profonde reconnaissance à Madame T. BOUCHEMAT, Professeur à l'Université de Constantine 1, d'avoir accepté de présider le jury de cette thèse.

Je remercie très sincèrement Madame S. LASSOUED, Professeur à l'Université de Constantine 1, qui a bien voulu assurer la tâche d'examineur et juger ce travail.

Je remercie très sincèrement Monsieur D. BENATIA, Professeur à l'Université Batna 2 pour ces encouragements le long de toutes ces années de préparation de la thèse et pour avoir accepté d'évaluer ce travail.

J'adresse mes chaleureux remerciements à Monsieur R. MAHAMDI, Professeur à l'Université Batna 2, pour avoir accepté de participer au jury.

J'exprime mes sincères remerciements à Monsieur T. FORTAKI, Professeur à l'Université Batna 2, pour avoir accepté de réviser le manuscrit de la thèse avec moi. Je le remercie vivement pour toutes les suggestions et les remarques pertinentes qu'il a bien voulu m'en faire part.

Que Monsieur I. MESSAOUDENE, Maitre de Conférences à l'Ecole Nationale Supérieure d'Informatique (ESI ex. INI) Alger, trouve ici l'expression de mes sincères remerciements pour les discussions enrichissantes que nous avons partagées tout au long

de ce travail. Son esprit d'équipe, sa disponibilité, son savoir, ses conseils et ses encouragements m'ont été d'un apport considérable.

Que mes chères amies et collègues au département d'Electronique Melle L. SEMRA, Melle R. THABET et Melle A. AISSAOUI trouvent ici l'expression de mes sincères remerciements pour leurs perpétuels encouragements, les discussions enrichissantes que nous avons partagées ensemble et surtout nos inoubliables moments de retrouvailles qui furent toujours des moments de bonheur.

J'adresse mes chaleureux remerciements à ma chère amie Melle L. BENDJAMAA pour sa sincère amitié depuis trente années, je lui dis bravo pour son défi et sa bonne volonté et bon courage pour sa soutenance de doctorat.

Je remercie également les doctorantes du laboratoire L.H.S ; Mme N. SAHNOUNE, Mme A. BEHLOUL et Melle L. CHOUTI pour leurs aides précieuses sur tout les plans, pour leurs discussions et surtout pour leur disponibilité et leur gentillesse.

Résumé

L'ensemble de ce travail est une caractérisation des antennes microbandes avec et sans excitation par la technique du domaine spectral. La solution d'une seule antenne microbande est appliquée à un réseau d'antennes. L'analyse est basée sur une méthode intégrale utilisant la fonction tensorielle spectrale de Green et la méthode des moments. Comme outil de résolution nous avons utilisé la procédure de Galerkin, où nous avons injecté trois fonctions de base spécifiques pour la forme du patch isocèle, équilatéral et rectangulaire. Nous avons aussi, mis en évidence l'effet de l'anisotropie uniaxiale du substrat sur la fréquence de résonance et nous avons observé l'effet de la position de la sonde d'alimentation sur l'impédance d'entrée de l'antenne. En fin, nous nous sommes intéressés au tracé des diagrammes de rayonnement du groupement d'antennes à patches triangulaires pris dans une disposition circulaire, puis dans une disposition rectiligne et ce en faisant varier le nombre des éléments du réseau (N), la distance entre éléments (d), le déphasage du courant des éléments (δ) et l'angle de direction θ_0 .

Abstract

The whole of this work is a characterization of the micro band antennas with and without excitation by the technique of the spectral domain. The solution of a single microstrip antenna is applied to an array of antennas. The analysis is based on an integral method using the spectral tensor of Green function and the method of moments. As a resolution tool, we used the Galerkin procedure, where we injected three specific basic functions for the shape of the isosceles, equilateral and rectangular patch. We have also demonstrated the effect of the uniaxiale anisotropy of the substrate on the resonance frequency and observed the effect of the position of the feed probe on the input impedance of the antenna. Finally, we were interested to plot the radiation patterns of the array of antennas with triangular patches taken in a circular arrangement and then in a rectilinear arrangement by varying the number of elements N of the network, the distance between elements d , the phase shift of the elements current δ and the steering angle θ_0 .

ملخص

مجموع هذا العمل هو توصيف هوائيات ميكرو شريطية مع وبدون إثارة بواسطة تقنية المجال الطيفي و يتم تطبيق حل هوائي ميكرو شريطي واحد على شبكة هوائيات. يستند التحليل على طريقة التكامل باستخدام وظيفة Green للتوترات الطيفية مع طريقة اللحظات. كأداة حل استخدمنا إجراء Galerkin أين قمنا بإدخال ثلاث وظائف أساسية محددة لكل شكل ميكرو شريطي: مثلث متساوي الساقين، مثلث متساوي الأضلاع ومستطيل. كما قمنا بتوضيح تأثير ركيزة متباينة الخواص أحادية المحور على تواتر الرنين، ولاحظنا تأثير موضع مسبار التغذية على مقاومة مدخلات الهوائي. في النهاية درسنا ترسيم أنماط الإشعاع لمجموعة هوائيات بأشرطة مثلثية في ترتيب دائري، ثم في ترتيب مستقيم، عند تغيير عدد عناصر الشبكة (N)، المسافة بين العناصر (d)، فرق طور التيار بين العناصر (δ) وزاوية الاتجاه (θ_0).

SOMMAIRE

Remerciements

Résumé

Abstract

Résumé arabe

Sommaire

Liste des figures

Liste des tableaux

INTRODUCTION GENERALE.....1

1 Introduction.....1

2 Organisation de la thèse.....3

CHAPITRE 1 : GENERALITES SUR LES ANTENNES MICROBANDES

1.1 Introduction.....5

1.2 Description de l'antenne microbande.....5

1.2.1 Matériau du patch.....5

1.2.2 Forme du patch.....6

1.2.3 Substrats.....7

1.3 Caractéristiques d'une antenne patch.....8

1.3.1 Coefficient de réflexion (Γ ou S_{11}).....8

1.3.2 Directivité–Gain–Rendement.....9

1.3.3 Diagramme de rayonnement.....10

1.3.4 Polarisation.....12

1.3.5 Impédance d'entrée.....12

1.4 Applications des antennes patches.....13

1.5 Avantages et inconvénients de la technologie microbande.....14

1.6 Mécanisme de rayonnement.....15

1.7 Méthodes d'alimentation des antennes patches.....16

1.7.1 Alimentation par ligne micro-ruban.....16

1.7.2 Alimentation par une sonde coaxiale.....17

1.7.3 Alimentation couplée par fente.....18

1.7.4 Alimentation couplée par proximité.....19

1.7.5 Alimentation par guide d'onde coplanaire.....20

1.8	Fréquence de résonance.....	20
1.9	Bande de fréquences d'utilisation.....	22
1.10	Fonctionnement en bi-fréquence.....	22
1.11	La mise en réseau des antennes imprimées.....	23
1.12	Méthodes d'analyse des antennes microbandes.....	25
1.12.1	Méthodes analytiques.....	25
1.12.2	Méthodes numériques.....	26
1.13	Conclusion	28

CHAPITRE 2 : FORMULATION MATHÉMATIQUE DU PROBLÈME PAR LA MÉTHODE DU DOMAINE SPECTRAL

2.1	Introduction.....	29
2.2	Formulation du problème.....	29
2.2.1	Equation d'onde	30
2.2.2	Composantes du champ dans le domaine de Fourier.....	31
2.2.3	Conditions aux limites.....	32
2.2.4	Équations finales dans le domaine de Fourier.....	32
2.2.5	Solution par la méthode de Galerkin dans le domaine spectral...35	
2.3.	Choix des fonctions de base.....	38
2.3.1	Cas d'un patch rectangulaire.....	39
2.3.2	Cas d'un patch triangulaire équilatéral.....	39
2.3.3	Cas d'un patch triangulaire isocèle	40
2.4.	Champ rayonné	41
2.5.	Considération de l'excitation	41
2.6.	Cas du substrat à anisotropie uniaxiale.....	46
2.7.	Conclusion.....	48

CHAPITRE 3: RESULTATS NUMÉRIQUES ET DISCUSSIONS.

3.1	Introduction.....	49
3.2	Cas de l'antenne micro-ruban à substrat isotrope.....	49
3.2.1	Cas de l'antenne à patch rectangulaire.....	49
3.2.2	Cas de l'antenne à patch isocèle.....	50
3.2.3	Cas de l'antenne à patch équilatéral.....	51

3.2.4 Comparaison entre l'antenne à patch équilatéral et l'antenne à patch isocèle.....	54
3.2.5 Comparaison entre l'antenne à patch équilatéral et l'antenne à patch rectangulaire.....	55
3.3 Cas de l'antenne micro-ruban à anisotropie uniaxiale.....	58
3.3.1 Variation des dimensions du patch.....	58
3.3.2 Variation de l'épaisseur du substrat.....	60
3.4 Impédance d'entrée et du coefficient de réflexion.....	62
3.5 Conclusion.....	67

CHAPITRE 4 : MISE EN RESEAU DES ANTENNES PATCHS TRIANGULAIRES

4.1 Introduction.....	68
4.2 Mise en réseau des antennes.....	68
4.3 Réseau d'antennes rectiligne	70
4.3.1 Réseau à deux éléments	70
4.3.2 Réseau d'antennes rectiligne uniforme à N-éléments.....	73
4.4 Réseau circulaire à sources ponctuelles.....	77
4.5 Réseau circulaire à patches triangulaires	80
4.5.1 Structure du réseau	80
4.5.2 Résultats numériques	81
4.6 Réseau rectiligne à patches triangulaires	84
4.6.1 Structure du réseau	84
4.6.2 Résultats numériques.....	85
4.7 Phénomène de couplage.....	86
4.8 Conclusion.....	87

CONCLUSION GENERALE.....	88
---------------------------------	-----------

ANNEXES.....	90
---------------------	-----------

BIBLIOGRAPHIE.....	99
---------------------------	-----------

Liste des Figures

Figure 1.1 Structure d'une antenne microbande.....	5
Figure 1.2 Diverses formes d'éléments rayonnants	6
Figure 1.3 Ouverture à -3 dB.....	10
Figure 1.4 Digramme de rayonnement en coordonnées cartésiennes	11
Figure 1.5 Digramme de rayonnement en coordonnées polaires.....	11
Figure 1.6 Digramme de rayonnement en coordonnées sphériques.....	11
Figure 1.7 Différentes polarisations d'onde.....	12
Figure 1.8 Schéma équivalent du dispositif à l'émission.....	12
Figure 1.9 Mécanisme de rayonnement.....	15
Figure 1.10 Alimentation par ligne micro ruban	17
Figure 1.11 Différents types d'alimentation par ligne micro ruban	17
Figure 1.12 Alimentation par connexion directe à une ligne coaxiale.....	18
Figure 1.13 Alimentation par couplage électromagnétique à une ligne microbande à travers une fente dans le plan de masse.....	19
Figure 1.14 Alimentation couplée par proximité	19
Figure 1.15 Alimentation par guide d'onde coplanaire.....	20
Figure 1.16 Exemple d'un réseau d'antennes à 16 éléments	23
Figure 2.1 Structure d'une antenne micro-ruban de forme quelconque.....	29
Figure 2.2 Structure d'un patch rectangulaire.	39
Figure 2.3 Structure d'un patch triangulaire équilatéral	39
Figure 2.4 Structure d'un patch triangulaire isocèle	40
Figure 2.5 Alimentation de l'antenne micro-ruban isocèle par une sonde coaxiale	41
Figure 3.1 Variation de la fréquence de résonance en fonction de l'épaisseur du substrat.. ...	50

Figure 3.2 Variation de la fréquence de résonance en fonction de l'angle du sommet d'un patch isocèle pour différentes hauteurs.	51
Figure 3.3 Variation de la partie réelle de la fréquence de résonance en fonction de la longueur latérale du triangle a pour le mode TM_{10} ,.....	52
Figure 3.4 Diagrammes de rayonnement d'une antenne à patch équilatéral pour différents modes	53
Figure 3.5 Variation de la partie réelle de la fréquence de résonance en fonction de la surface du triangle.....	54
Figure 3.6 Variation de la partie réelle de la fréquence de résonance en fonction de la longueur latérale du triangle.....	55
Figure 3.7 Variation de la partie réelle de la fréquence de résonance en fonction de l'épaisseur du substrat pour différentes permittivités.....	56
Figure 3.8 Variation de la partie imaginaire de la fréquence de résonance en fonction de l'épaisseur du substrat pour différentes permittivités dans le mode TM_{01}	56
Figure 3.9 Variation de la fréquence de résonance en fonction de l'angle du sommet d'un patch isocèle pour différents types d'anisotropie	58
Figure 3.10 Variation de la fréquence de résonance en fonction de la surface du triangle isocèle pour différents types d'anisotropie.....	59
Figure.3.11 Variation de la fréquence de résonance en fonction de la longueur du côté du patch équilatéral pour différents types d'anisotropie	59
Figure 3.12 Variation de la fréquence de résonance de l'antenne à patch équilatéral en fonction de l'épaisseur du substrat pour différents types d'anisotropie.....	60
Figure 3.13 Variation de la partie réelle et de la partie imaginaire de la fréquence de résonance en fonction de l'épaisseur du substrat pour différentes types d'anisotropie	61
Figure 3.14 Impédance d'entrée d'une antenne micro-ruban à patch triangulaire équilatéral de côté $b=10\text{cm}$, $\epsilon_r=2.32$, $d=1.59\text{mm}$, $x_o=0$, $z_o=15\text{mm}$	63
Figure 3.15 Impédance d'entrée d'une antenne micro-ruban à patch triangulaire équilatéral alimentée par une sonde coaxiale ($x_o=0$, $z_o=0$), $a=5\text{cm}$, $d=1.6\text{mm}$, $\epsilon_r=4.4$	64
Figure 3.16 Coefficient de réflexion d'une antenne patch triangulaire équilatéral alimentée par une sonde coaxiale, $a=5\text{cm}$, $d=1.6\text{mm}$, $\epsilon_r=4.4$	64
Figure 3.17 (a) Partie réelle de l'impédance d'entrée, (b) Partie imaginaire de l'impédance d'entrée, (c) Coefficient de réflexion d'une antenne micro-ruban à patch équilatéral pour différentes positions de la sonde d'alimentation.....	66

Figure 4.1 Types de réseaux.....	69
Figure 4.2 Cas de deux dipôles	70
Figure 4.3 Diagramme d'un dipôle, diagramme du facteur réseau, Diagramme total	72
Figure 4.4 Réseau linéaire à N éléments	73
Figure 4.5 AF d'un réseau linéaire à 4 éléments avec $\delta=0$	74
Figure 4.6 AF d'un réseau linéaire à 4 éléments avec $\delta=-kd$	75
Figure 4.7 AF d'un réseau linéaire à N éléments avec $\delta=-kd \sin\theta_0$	77
Figure 4.8 Réseau circulaire à N éléments	78
Figure 4.9 AF d'un réseau circulaire à N éléments ponctuels dans le mode beamsteered... ..	80
Figure 4.10 Réseau circulaire à patchs triangulaires	80
Figure 4.11 Diagramme de rayonnement d'une antenne à patch équilatéral	81
Figure 4.12 Champ rayonné par un réseau circulaire à patchs équilatéraux en coordonnées polaires pour $a/\lambda=1$, $\theta_0=30^\circ$, $\varphi=0^\circ$	82
Figure 4.13 Champ rayonné par un réseau circulaire à patchs équilatéraux	83
Figure 4.14 Champ total rayonné par un réseau circulaire à patchs équilatéraux	84
Figure 4.15 Réseau Rectiligne à patchs triangulaires.....	84
Figure 4.16 Champ total rayonné par un réseau linéaire à patchs triangulaires	85

Liste des Tableaux

Tableau 1.1 Principaux domaines d'applications des antennes imprimées.....	14
Tableau 3.1 Comparaison de la fréquence de résonance de nos calculs avec [55].....	50
Tableau 3.2 Comparaison de la fréquence de résonance mesurée et théorique	52
Tableau 3.3 Comparaison de la fréquence de résonance mesurée et théorique normalisées pour $\epsilon_r=10.5$, $a=4.1\text{cm}$, $d=0.7\text{mm}$	52
Tableau 3.4 Comparaison de la fréquence de résonance théorique et mesurée pour $\epsilon_r=2.32$, $a=8.7\text{cm}$, $d=0.78\text{mm}$	57
Tableau 3.5 Comparaison de la fréquence de résonance théorique et mesurée pour $\epsilon_r =10.5$, $a=4.1\text{cm}$, $d=0.7\text{mm}$	58
Tableau 3.6 Fréquence de résonance d'une antenne à patch rectangulaire à substrat anisotrope pour différentes valeurs de a, b et d.....	61
Tableau 3.7 Dépendance de la fréquence de résonance par ϵ_x et ϵ_z	62

Introduction Générale

Introduction Générale

1 INTRODUCTION

Durant les dernières décennies les antennes imprimées ont évolué d'une façon spectaculaire. Jusqu'au début des années 1990 les technologies micro ruban étaient employées spécialement pour les applications militaires. Par la suite, nous avons constaté un changement rapide vers les applications commerciales et un grand nombre de produits destinés aux technologies sans fil est apparu sur le marché.

Les antennes microbandes ont quelques particularités qui les rendent idéales pour plusieurs applications commerciales, elles sont très peu coûteuses à produire, la production en grande quantité est facile, leur profil plat, leur nature conforme et robuste leur permettent d'être montées dans le même boîtier que le produit qu'elles servent. Elles peuvent souvent être intégrées sur la plaque qui contient le circuit radiofréquence ou micro-onde. Comme elles sont compatibles avec les circuits intégrés monolithiques et optoélectroniques [1].

La conception des microbandes rayonnantes a été proposée initialement par Deschamps aux USA en 1953, puis Gutton et Baissinot en France en 1955. Le phénomène de rayonnement provenant des discontinuités dans les lignes micro rubans fut observé et étudié par Lewin en 1964.

La forme triangulaire du patch a attiré l'attention des chercheurs en tant que composant planaire et élément à configuration classique ou multicouches. Par rapport aux autres géométries des antennes microbandes, le patch triangulaire présente des faibles pertes par rayonnement. Les dernières années, le TMP (Triangular Microstrip Patch) a trouvé plusieurs nouvelles applications comme les radiateurs à large bande, la bi-fréquence, les antennes multicouches, les antennes à polarisation circulaire ainsi que dans la conception de réseaux d'antennes. Plusieurs nouvelles configurations ont été modifiées en raison de leur adaptabilité facile. La première étude sur les TMP remonte à 1977. Les rapports initiaux indiquent que le TMP a été considéré comme une structure à bande étroite en raison de la haute valeur du facteur de qualité Q . Sharma et Bhat ont appliqués la technique du domaine spectral pour analyser les résonateurs microbandes triangulaires isocèles et ont montré que la géométrie d'un triangle isocèle permet une plus grande

flexibilité par rapport à la géométrie équilatérale dans la conception des MICs (Microwave Integrated Circuits) [2].

Les antennes microbandes ont été étudiées, analysées et modélisées par un grand nombre de chercheurs en utilisant différentes techniques, à savoir, le modèle de la cavité résonnante, la méthode de l'équation intégrale [3]-[4], la méthode des différences finies [5] et les méthodes basées sur des algorithmes évolutionnaires[6]-[7], et les algorithmes génétiques. Il est évident que la plupart des analyses sont basées sur le modèle de la cavité résonnante pour déterminer la fréquence d'opération, lors de la conception assistée par ordinateur. Cependant, la technique du domaine spectral est largement utilisée dans l'analyse et la conception des structures micro-rubans, dans une telle approche, la fonction de Green dyadique spectrale est en relation avec les champs tangentiels et les courants électriques des divers plans conducteurs.

Dans certaines applications, il est nécessaire d'utiliser un groupement d'antennes commandées automatiquement pour assurer un balayage électronique dans l'espace, comme le cas de certains systèmes de radar ou de télé-détection. Le rayonnement global du réseau sera ainsi le résultat de la combinaison des rayonnements des sources, il s'agit de multiplier le diagramme de rayonnement d'un élément isolé par le facteur de réseau. Cette technique est basée sur l'hypothèse que les éléments du réseau ne sont pas couplés entre eux, autrement dit l'effet de couplage est négligeable.

L'objectif principal de notre travail consiste en l'analyse des antennes microbandes avec et sans excitation par utilisation de la méthode du domaine spectral et l'application de la solution à un réseau d'antennes. La sonde d'excitation insérée entre la plaque rayonnante et le plan de masse de l'antenne est assimilée à une source de courant linéaire produisant un champ incident sur le patch, le champ propre de l'antenne avec le champ incident forment ensemble le champ total. Dans ce contexte, nous nous intéressons à déterminer les positions du point d'excitation pour lesquelles il y a élargissement de la bande passante et amélioration du rendement. Afin d'augmenter d'avantage le rendement de rayonnement et améliorer la directivité ; nous considérons un réseau d'antennes microbandes à patches triangulaires placés sur un substrat cylindrique dans une disposition circulaire, puis dans une disposition rectiligne.

2 ORGANISATION DE LA THESE

Notre thèse est organisée en quatre chapitres:

Dans le premier chapitre, nous présentons brièvement le concept des antennes microbandes et leurs caractéristiques, nous donnons un aperçu sur les techniques d'alimentation et les différentes méthodes d'analyse, ainsi que sur le mécanisme de rayonnement et la mise en réseau.

Le deuxième chapitre est une mise en équation des antennes micro-rubans par la méthode du domaine spectral, où nous calculons la fréquence de résonance et le champ rayonné lorsque la structure est sans excitation. En effet, en partant des équations de Maxwell auxquelles nous appliquons les transformées de Fourier et en considérant les conditions aux limites de la structure, nous aboutissons aux équations finales. Ces équations expriment la relation entre les fonctions de Green, la distribution des courants surfaciques et les composantes du champ. La résolution de ces équations par la méthode de Galerkin permet d'aboutir à un système d'équations linéaires et homogènes à partir duquel nous calculons l'inconnue du problème qui est la fréquence de résonance. Ensuite, nous passons au calcul de l'impédance d'entrée lorsque l'excitation est prise en considération. A la fin de ce chapitre, nous traitons le cas des substrats à anisotropie uniaxiale.

Dans le troisième chapitre, nous présentons les résultats numériques des calculs menés sur différentes structures d'antennes micro-rubans. Nous commençons par donner les résultats concernant les formes rectangulaires, isocèles et équilatérales, puis nous établissons une comparaison entre leurs performances électriques lorsque les surfaces des patches correspondants sont les mêmes. Comme nous montrons l'effet de l'anisotropie uniaxiale sur les performances de l'antenne, ainsi que l'effet de la position d'excitation sur l'impédance d'entrée et le coefficient de réflexion.

Le quatrième chapitre est une mise en réseau des antennes patches triangulaires dans une disposition rectiligne puis dans une disposition circulaire. Les résultats numériques sont donnés sous forme de diagrammes de rayonnement qui montrent l'influence du nombre des éléments (N), la distance entre éléments (d), le déphasage électrique (δ) et l'angle de direction θ_0 sur le champ rayonné total.

Enfin, nous terminons par une conclusion générale où nous mentionnons les phases principales de notre travail, nous soulignons les résultats les plus importants et nous proposons quelques perspectives.

Chapitre 1

Généralités sur les Antennes Microbandes

1.1 INTRODUCTION

L'utilisation des éléments imprimés pour la production d'un rayonnement électromagnétique remonte aux années cinquante, mais l'application de ce phénomène pour la première réalisation d'antennes ne date que du début des années soixante-dix. Durant les dernières décennies, divers types d'antennes imprimées ont été développés, et différentes techniques d'alimentation ont été mises en œuvre pour améliorer les performances de ce type d'antennes. Le caractère en miniature de l'antenne imprimée offre la possibilité de l'intégrer facilement dans les systèmes d'émission – réception en hyperfréquences.

Dans ce chapitre, nous donnons des généralités sur les antennes patches ; nous abordons leur conception technologique, leur principe de fonctionnement, leurs techniques d'alimentation, et les méthodes d'analyse les plus utilisées.

1.2 DESCRIPTION D'UNE ANTENNE MICROBANDE

Sous sa forme la plus fondamentale, une antenne microbande se compose d'une pièce métallique de forme arbitraire (patch ou élément rayonnant), déposée sur un côté du substrat diélectrique et d'un plan de masse de l'autre côté (figure 1.1). Le patch est généralement fabriqué à base d'un matériau conducteur tel que le cuivre ou l'or, et il peut prendre n'importe quelle forme possible. L'élément rayonnant et les lignes d'alimentation sont habituellement photogravés sur le substrat diélectrique [8-10].

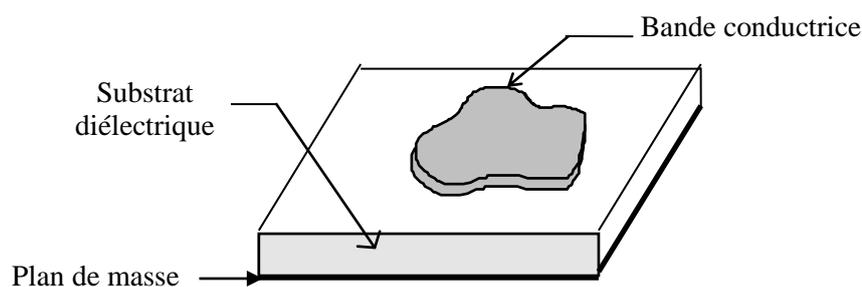


Figure 1.1 Structure d'une antenne microbande

1.2.1 MATÉRIAU DU PATCH

Les matériaux sont classés suivant leur susceptibilité et leurs variations en fonction de différents facteurs physiques. Lors du passage de l'onde dans l'antenne, le conducteur du patch s'échauffe et la chaleur est alors dissipée par effet Joule. Afin de diminuer les

pertes métalliques dans les dispositifs hyperfréquences, plusieurs auteurs ont proposé d'utiliser des supraconducteurs et particulièrement des céramiques à haute température critique [11].

1.2.2 FORME DU PATCH

Afin de simplifier l'analyse et l'estimation des performances, la forme du patch est généralement rectangulaire, circulaire, triangulaire, elliptique ou autres formes connues comme indiquées dans la figure 1.2. Pour un patch rectangulaire, sa longueur L est généralement comprise entre $(0,3333\lambda_0$ et $0,5\lambda_0)$, où λ_0 : est la longueur d'onde dans l'espace libre. Le patch est conçu de façon qu'il soit très mince ($t \ll \lambda_0$), où t est l'épaisseur du patch. Le choix de la forme d'antenne dépendra du type d'application désirée et des paramètres qu'on cherche à optimiser. Les divers types d'éléments rayonnants les plus utilisés sont [12]:

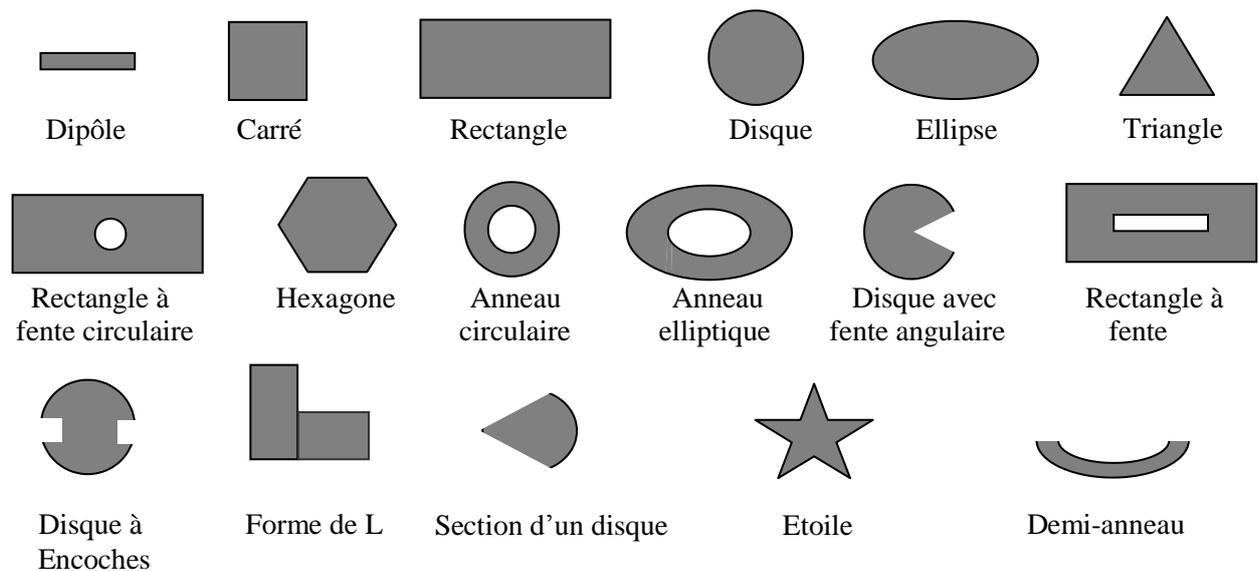


Figure 1.2 Diverses formes d'éléments rayonnants

Les patches rectangulaires et carrés sont les premiers et probablement les plus utilisées des formes. Les patches rectangulaires ont tendance à avoir la plus large bande passante et les patches carrés peuvent générer la polarisation circulaire. Les plaques circulaires et elliptiques sont probablement les deuxièmes formes les plus courantes. Elles sont légèrement plus petites que leurs contreparties rectangulaires et ont donc un gain et une bande passante légèrement inférieurs. Une des principales raisons pour lesquelles la

géométrie circulaire était assez étudiée dans le passé est sa symétrie inhérente. Cela a permis aux outils d'analyse des ondes complètes (full-waves), telle que la technique du domaine spectral à être mathématiquement plus efficace. Les géométries ; triangulaire et disque sont plus petites que les géométries rectangulaire et circulaire, et présentent une réduction de la bande passante et du gain. Les plaques triangulaires ont également tendance à générer des niveaux de polarisation croissante, en raison de leur manque de symétrie dans la configuration. Des patches à double polarisation peuvent être développés en utilisant ces formes de conducteurs, cependant, la bande passante est généralement très étroite.

La géométrie annulaire est la plus petite forme de conducteur, encore une fois aux dépend de la bande passante et du gain. Un problème associé au patch annulaire est qu'il n'est pas simple pour exciter le mode d'ordre le plus bas et obtenir une bonne adaptation d'impédance à la résonance. Les méthodes d'excitation sans contact sont habituellement requises.

1.2.3 SUBSTRATS

Outre son rôle de support mécanique de la structure, un substrat diélectrique influe directement sur les performances de l'antenne. Les substrats et les superstrats exploités dans la conception des antennes patches sont des diélectriques de faibles pertes et leurs permittivités relatives varient de 1 à 12 ($1 < \epsilon_r < 12$). Parfois, il est préférable d'utiliser des substrats diélectriques de grande épaisseur, de basse permittivité ($\epsilon_r < 3$) et de faibles pertes diélectriques ($\tan\delta < 10^{-3}$) dans le but d'avoir une large bande passante. Mais dans ce cas les pertes par onde de surface augmentent. Les matériaux les plus couramment utilisés sont les composites à base de Téflon ($2 < \epsilon_r < 3$, $\tan\delta = 10^{-3}$) et de polypropylène ($\epsilon_r = 2.18$, $\tan\delta = 3.10^{-4}$), les mousses synthétiques ($\epsilon_r = 1.03$, $\tan\delta = 10^{-3}$), ainsi que le Duroid qui est un substrat souple, largement utilisé pour son faible coût et ses propriétés mécaniques flexibles [12].

*Alumine	$\epsilon_r = 9.8$	$\tan\delta = 10^{-4}$
*Quartz	$\epsilon_r = 3.78$	$\tan\delta = 10^{-4}$
*Teflon	$\epsilon_r = 2 \rightarrow 3$	$\tan\delta = 10^{-3}$

Généralement, l'utilisation de substrats minces à permittivités élevées est conseillée pour les circuits micro-ondes afin de minimiser les ondes de surfaces et les radiations non désirées. Toutefois, l'efficacité et la bande passante diminuent à cause des pertes dans le substrat.

Le matériau doit répondre à certaines exigences, en particulier :

- la stabilité en température pour soudure et aux conditions atmosphériques,
- l'uniformité de la permittivité relative et de la hauteur,
- les faibles pertes diélectriques ($\tan \delta \leq 3.10^{-3}$) pour une meilleure efficacité,
- une résistance aux produits chimiques (pour les phases de photolithographie),

Les principaux substrats diélectriques disponibles pour les différentes applications dans le domaine des hyperfréquences sont :

- Les matériaux ferrimagnétiques
- Les matériaux céramiques
- Les matériaux semi-conducteurs
- Les matériaux synthétiques
- Les verres Téflon METCLAD
- Les matériaux TMM
- Les matériaux composites
- Les mousses ROHACELL

1.3 CARACTERISTIQUES D'UNE ANTENNE PATCH

1.3.1 COEFFICIENT DE REFLEXION (Γ OU S_{11})

Il met en évidence le transfert d'énergie par l'antenne et définit sa qualité d'adaptation. Lorsque le coefficient Γ connaît une forte atténuation à la fréquence de résonance, il y a un maximum de transfert de puissance entre le générateur et la charge. C'est sur ce paramètre que l'on se base pour optimiser l'antenne [13].

$$\Gamma = \frac{\text{onde réfléchie}}{\text{onde incidente}} = \frac{Z_e - Z_c}{Z_e + Z_c} \quad (1.1)$$

Γ : est le coefficient de réflexion en tension.

Z_c : Impédance caractéristique de la ligne.

Z_e : Impédance d'entrée de l'antenne.

($\Gamma=0$) : pas de réflexion toute l'énergie est transmise à la charge

*Expression en décibel

$$S_{11} \text{ (dB)} = 20\log(|\Gamma|) \quad (1.2)$$

1.3.2 DIRECTIVITE –GAIN - RENDEMENT

Dans la version de 1983 des définitions standards des normes IEEE pour les antennes, il y a eu une modification substantielle de la définition de la directivité, par rapport à la définition de la version de 1973. Fondamentalement, le terme « directivité » dans la nouvelle version est utilisé pour remplacer le terme « gain directif » de l'ancienne version. La Commission Electrotechnique Internationale (CEI), a défini la directivité d'une antenne comme étant le rapport de l'intensité du rayonnement dans une direction donnée de l'antenne à l'intensité moyenne des rayonnements sur toutes les directions. L'intensité moyenne des rayonnements est égale à la puissance totale rayonnée par l'antenne divisée par 4π [13]. La formule mathématique de la directivité est donc:

$$D(\theta, \varphi) = \frac{U(\theta, \varphi)}{P_r/4\pi} = \frac{4\pi U(\theta, \varphi)}{P_r} \quad (1.3)$$

Dans la direction de rayonnement maximale (θ_0, φ_0) , la directivité est donnée par:

$$D_{max} = D(\theta_0, \varphi_0) = \frac{4\pi U(\theta_0, \varphi_0)}{P_r} \quad (1.4)$$

Si la direction n'est pas spécifiée, cela implique que la direction est prise pour l'intensité de rayonnement maximale :

Le rendement de l'antenne est le rapport entre la puissance rayonnée et la puissance fournie à l'antenne, soit

$$\eta = \frac{P_r}{P_f} [\%] \quad (1.5)$$

Ce rapport caractérise les pertes à l'intérieur de l'antenne.

Le gain en puissance d'une antenne est le suivant :

$$G(\theta, \varphi) = \eta D(\theta, \varphi) \quad (1.6)$$

Si l'antenne est sans pertes, son gain absolu est égal à la directivité

1.3.3 DIAGRAMME DE RAYONNEMENT

La répartition dans l'espace de l'énergie rayonnée par une antenne est caractérisée par son diagramme de rayonnement. On définit le diagramme de rayonnement d'une antenne par la représentation polaire du champ électrique de sa fonction caractéristique. Il est cependant, plus intéressant de considérer le carré de la puissance rayonnée, normalisée par rapport à son maximum: c'est le digramme de rayonnement en puissance de l'antenne. Les digrammes de rayonnement sont généralement mesurés dans les plans de symétrie, s'il y en a, ou dans les plans principaux nommés *plan E* et *plan H*. Ceux sont respectivement les plans pour lesquels les champs électrique et magnétique atteignent leurs valeurs maximales [13].

Avec une source polarisée parallèlement à l'axe (ox), le plan E est caractérisé par $\varphi=0^\circ$ et θ variable tandis que pour une source polarisée parallèlement à l'axe (oy), le plan H est caractérisé par $\varphi = 90^\circ$, θ variable. Les diagrammes de rayonnement sont représentés en coordonnées cartésiennes, en coordonnées polaires ou en coordonnées sphériques.

❖ Lobe principal

La quasi-totalité de la puissance est concentrée dans la direction du maximum de rayonnement, formant ce qu'on appelle le lobe principal. La caractéristique qu'on associe à celui-ci est sa largeur à mi-puissance, également appelée ouverture à -3dB. Il arrive parfois de mesurer la largeur à -10dB, lorsque l'antenne présente un lobe principal très étroit.

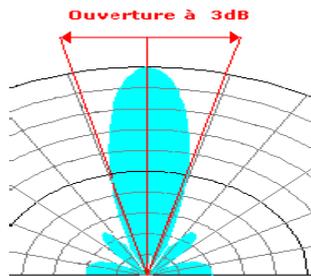


Figure 1.3 Ouverture à -3 dB

❖ Lobes secondaires

En dehors du lobe principal, la puissance rayonnée est répartie dans l'espace, formant ce qu'on appelle les lobes secondaires ou latéraux (Figure 1.4). Ces derniers sont caractérisés par leurs niveaux et leurs positions par rapport au maximum de rayonnement.

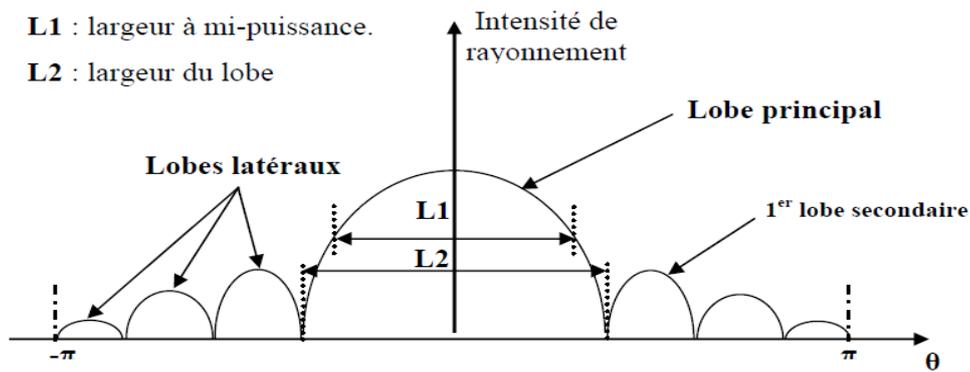


Figure 1.4 Digramme de rayonnement en coordonnées cartésiennes

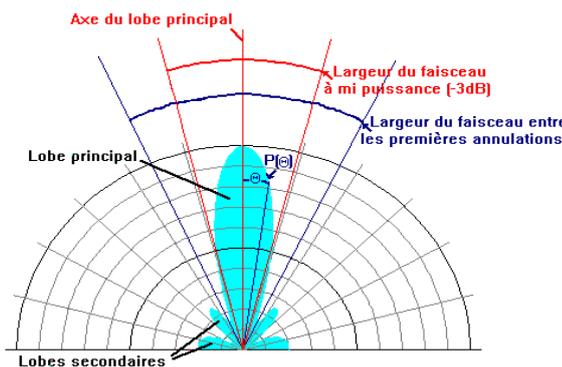


Figure 1.5 Digramme de rayonnement en coordonnées polaires

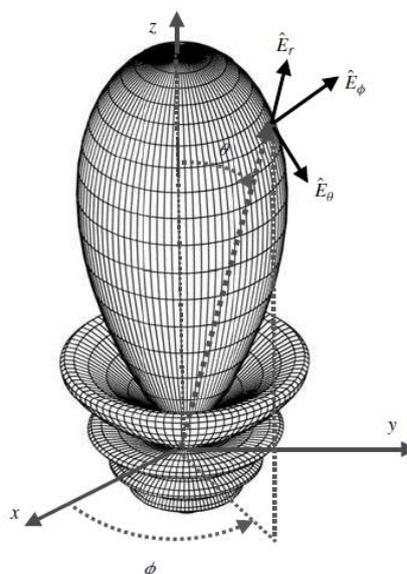


Figure 1.6 Digramme de rayonnement en coordonnées sphériques

1.3.4 POLARISATION

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

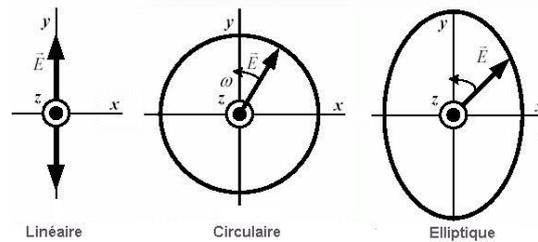


Figure 1.7 Différentes polarisations d'onde

1.3.5 IMPEDANCE D'ENTREE

- L'antenne émettrice tire sa puissance de l'émetteur qui l'alimente, étant vue comme une charge.
- L'antenne réceptrice fournit la puissance captée au récepteur, agissant comme une source avec sa propre impédance interne.

Donc en émission et conformément à la théorie des circuits linéaires, l'antenne est équivalente à un dipôle ayant une impédance d'entrée complexe chargeant la sortie du circuit émetteur:

$$Z_e(f) = R_e(f) + jX_e(f) \quad (1.7)$$

Le circuit émetteur est modélisé par une source d'impédance interne Z_s .

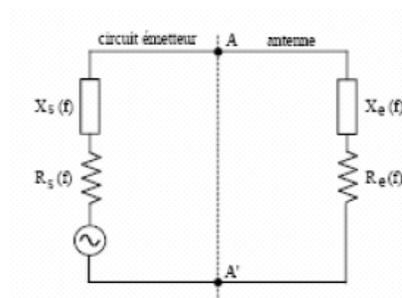


Figure 1.8 Schéma équivalent du dispositif à l'émission.

- La partie réelle de l'impédance d'entrée $R_e(f)$ caractérise la puissance dissipée par l'antenne sous forme de rayonnement et de pertes diverses dans sa structure (effet Joule, onde de surface, hystérésis diélectrique, etc.).
- La partie imaginaire $X_e(f)$, représente la puissance réactive concentrée au voisinage immédiat de l'antenne.

La puissance totale émise (P_t) est reliée au courant crête I_{im} , mesuré à l'entrée de l'antenne via la résistance de rayonnement R_r vue à l'entrée et qui n'est pas une

résistance dissipative physique : $P_t = \frac{1}{2} R_r I_{im}^2$

Cette résistance s'ajoute à celles des pertes Joules (ou pertes en général) pour former la partie réelle de l'impédance de l'antenne : $R_e = R_r + R_{pertes}$

* R_r : est la résistance responsable du rayonnement de l'antenne, car sans elle aucune puissance active fournie à l'antenne n'est émise. On a donc intérêt à l'avoir la plus élevée possible pour accroître l'importance des champs rayonnés.

* R_{pertes} : est la résistance qui provoque les pertes ohmiques et thermiques R_{ohm} et les pertes dans le diélectrique $R_{dié}$

Une autre façon de déterminer l'impédance d'entrée de l'antenne à partir du coefficient de réflexion:

$$Z_e = Z_c \frac{(1 + S_{11})}{(1 - S_{11})} \quad (1.8)$$

1.4 APPLICATIONS DES ANTENNES PATCHS

Les antennes imprimées sont utilisées dans plusieurs domaines tels que :

- La télémétrie des missiles.
- Les contrôles et les commandes des distances.
- Les radars.
- Les Réseaux mobiles (GSM 900, DCS 1800, UMTS, ...).
- Réseaux sans fils : (WLAN, BLUETOOTH, WIFI, ...).
- Les communications spatiales (GPS).

Plusieurs systèmes complexes comme les radars de poursuite ont été miniaturisés à partir de la taille réduite des antennes planaires.

Dans le tableau 1.1, nous présentons quelques domaines d'applications des antennes imprimées et leurs largeurs de bandes [14]:

Applications	Fréquences
GPS	1575 MHz et 1227 MHz
Système de communication personnel	1.875-1.99 GHz et 2.18-2.20 GHz
GSM	980-915 MHz et 935-960 MHz
Réseaux locaux sans fils	2.40-2.48 GHz et 5.4 GHz
Satellite de radiodiffusion	11.7-12.5 GHz
Radar de poursuite	60 GHz et 77 GHz

Tableau 1.1 Principaux domaines d'applications des antennes imprimées.

1.5 AVANTAGES ET INCONVENIENTS DE LA TECHNOLOGIE MICROBANDE

Actuellement, les antennes patchs deviennent de plus en plus importantes en raison de la grande variété des formes géométriques qu'elles peuvent prendre et qui les rendent applicables aux différentes situations d'intégration.

Parmi les avantages de cette technologie d'antennes, on peut citer : leur volume réduit, la conformabilité et la possibilité d'intégrer les circuits micro-ondes au niveau des antennes.

Ajoutons que la simplicité de leurs structures fait que ce type d'antenne est adapté au faible coût de fabrication. Ceci est une propriété clé qui explique l'introduction des antennes patchs dans les applications de la communication mobile.

D'une façon générale, **les avantages** des antennes imprimées sont:

1. Faible poids ;
2. Limitation du risque de panne ;
3. Faible coût de fabrication, production en masse ;
4. Polarisation linéaire et circulaire;
5. Antennes multi bandes, multi polarisations ;
6. Simples, Robustes ;
7. non encombrantes.

Cependant, elles présentent **les inconvénients** suivants :

1. Généralement faible gain (6 dB) ;
1. La plupart des antennes rayonnent uniquement dans le demi-plan ;
2. Supportent uniquement des faibles puissances (quelques dizaines de watts) ;
3. Rayonnement parasite de l'alimentation.
4. Circuit d'alimentations parfois très complexe.

Donc, la conception des antennes doit répondre à des compromis en termes de performances et de complexité de réalisation.

1.6 MECANISME DE RAYONNEMENT

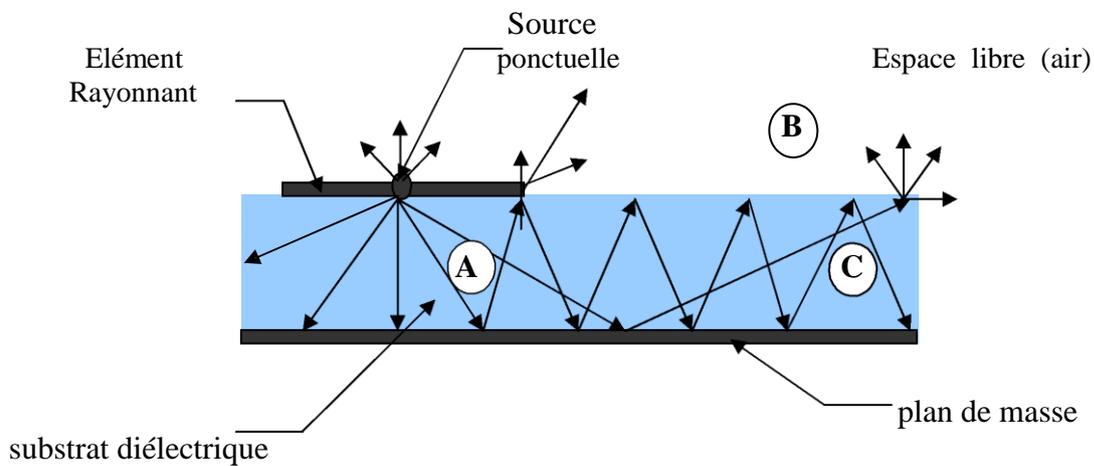


Figure1.9 Mécanisme de rayonnement

Dans la (figure 1.9), l'élément rayonnant est en fait une multitude de sources ponctuelles similaires isotropes qui rayonnent dans toutes les directions.

Une partie de ce rayonnement est réfléchi par le plan de masse, puis par le conducteur supérieur et ainsi de suite. Certains de ces rayons aboutissent sur l'arrête du conducteur qui les diffracte et par conséquent le champ se décompose en deux composantes normale et tangentielle par rapport au plan de masse.

Région A: C'est la plus dense en rayons. Dans cette région le champ électromagnétique s'accumule plus fortement. Cette propriété est d'ailleurs utilisée pour la propagation le long des lignes micro rubans. Lorsque les fréquences sont basses; le champ électromagnétique est concentré dans cette zone. Donc il y a propagation sans rayonnement.

Région B: Région de l'espace libre au dessus du substrat dans laquelle il y a dispersion libre du champ. La contribution des sources ponctuelles est faible. La partie la plus grande du rayonnement provient des rayons à l'extrémité du conducteur supérieur, le reste du champ demeure à l'intérieur du substrat et sera considéré comme perte dans le diélectrique. Nous obtenons ainsi une antenne dont le rendement en rayonnement est très limité.

Région C: Certains rayons atteignent les surfaces de séparation (air-diélectrique) avec une incidence rasante et restent piégés à l'intérieur du diélectrique. Il peut arriver que certains de ces rayons soit diffracté en atteignant le bord du substrat, engendrant ainsi, un rayonnement parasite. Cette dernière est à l'origine du couplage inter éléments, lorsque les antennes imprimées sont mise en réseau. Au de la d'une certaine fréquence, ce phénomène affecte considérablement le rayonnement de l'antenne. Ce ci, détériore la qualité du diagramme de rayonnement, particulièrement au niveau du lobe secondaire.

1.7 METHODES D'ALIMENTATION DES ANTENNES PATCHS

L'alimentation de l'antenne dépend de la manière dont cette dernière est intégrée dans le dispositif. La technique d'alimentation utilisée peut modifier de façon importante le fonctionnement de l'antenne. Les alimentations des antennes par ligne microbande et par câble coaxial sont les techniques les plus utilisées dans les antennes imprimées. Dans l'évaluation des pertes dans le dispositif d'alimentation, il convient toutefois de tenir compte également du circuit d'adaptation d'impédance. Généralement, on s'intéresse à d'adapter l'impédance de l'antenne au moyen d'un circuit comportant des lignes de transmission.

1.7.1 ALIMENTATION PAR UNE LIGNE MICRO RUBAN

L'alimentation peut se faire par la connexion directe à une ligne microbande, généralement de 50Ω (figure 1.10) [15].

La longueur de la bande conductrice est plus petite par rapport au patch. Ce genre d'alimentation a l'avantage que l'alimentation peut être gravée sur le même substrat pour fournir une structure planaire. C'est la technique la moins coûteuse et la plus simple à réaliser.

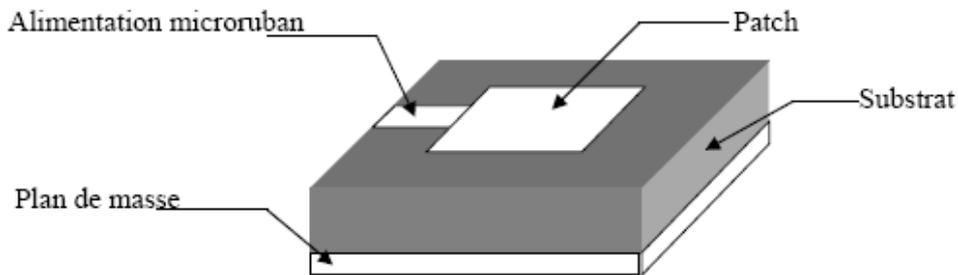


Figure 1.10 Alimentation par ligne micro ruban

L'alimentation par ligne micro-ruban peut se faire par connexion directe dont le point de jonction est sur l'axe de symétrie de l'élément ou décalé par rapport à cet axe de symétrie (figure 1.11), si cela permet une meilleure adaptation d'impédance. L'alimentation axiale avec encoche donne de bons résultats, Elle est très utilisée dans les réseaux d'antennes imprimées de différentes formes.

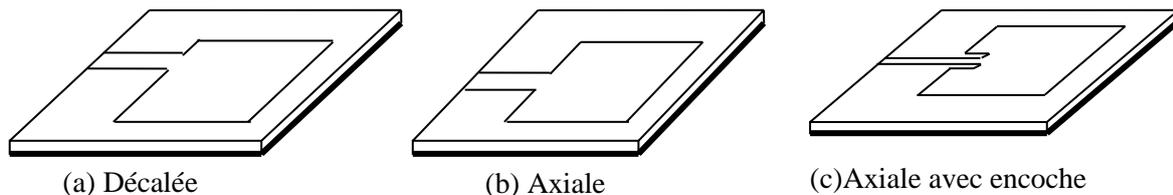


Figure 1.11 Différents types d'alimentation par ligne micro ruban

La largeur de la ligne (W_L) influe sur l'impédance d'entrée, en effet la ligne micro ruban et l'élément rayonnant doivent accomplir des rôles inverses ; le rôle de la ligne est d'acheminer l'onde vers l'antenne sans qu'il y ait de pertes par rayonnement, par contre l'antenne imprimée est censée rayonner sans générer des ondes. Il faut donc trouver un compromis pour améliorer au mieux les performances de l'antenne [16].

1.7.2 ALIMENTATION PAR UNE SONDE COAXIALE

Cette méthode d'alimentation est beaucoup étudiée dans la littérature. Elle a l'avantage de positionner l'alimentation sous l'élément rayonnant et d'utiliser une ligne non rayonnante, ce qui diminue fortement le rayonnement parasite.

Le conducteur central du câble coaxial est soudé sur l'élément rayonnant après avoir traversé le plan de masse et le diélectrique. Le conducteur extérieur est quant à lui soudé au plan de masse (figure 1.12).

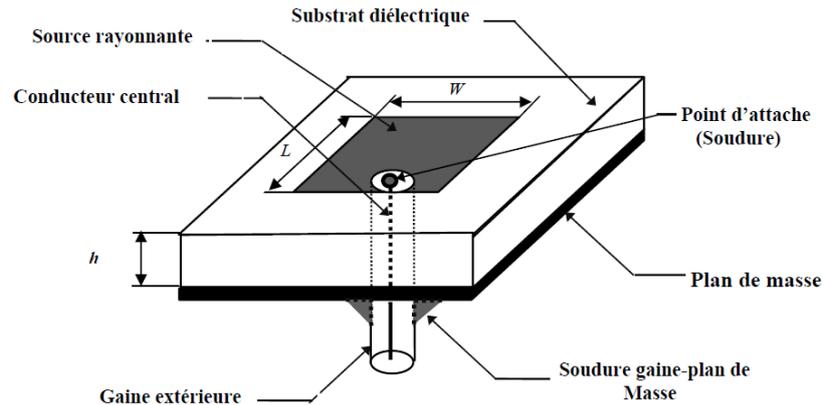


Figure 1.12 Alimentation par connexion directe à une ligne coaxiale.

Les avantages de cette technique est qu'il n'y a pas de contribution au rayonnement de la part de la sonde coaxiale, et qu'elle peut être placée à n'importe quel endroit désiré du patch afin d'assurer l'adaptation d'impédance. Cette méthode est facile à fabriquer et a un rayonnement parasite faible. Cependant son inconvénient principal est qu'elle fournit une bande passante étroite et elle est difficile à modéliser puisqu'elle manifeste des problèmes technologiques et des complexités mécaniques (perçage du substrat, soudure,...), qui font que ce type d'alimentation devient très coûteux, particulièrement pour les grands réseaux [17].

1.7.3 ALIMENTATION COUPLEE PAR FENTE (OUVERTURE)

Dans la structure représentée à la Figure 1.13, un plan de masse commun sépare la ligne micro bande d'alimentation, située en dessous, de l'antenne et l'élément imprimé, situé au-dessus. L'ouverture de couplage est habituellement centrée sous le patch. La quantité de couplage à partir de la ligne d'alimentation au patch est déterminée par la forme, la taille et l'emplacement de l'ouverture. Puisque le plan de masse sépare le patch et la ligne d'alimentation, le rayonnement parasite est minimisé [18].

L'inconvénient d'une telle technique est sa complexité de fabrication qui réside dans l'ouverture creusée dans le plan de masse et la réalisation de deux couches diélectriques.

Elle reste tout de même utilisée pour certaines applications, car elle permet une amélioration de la bande passante qui peut aller jusqu'à 25%.

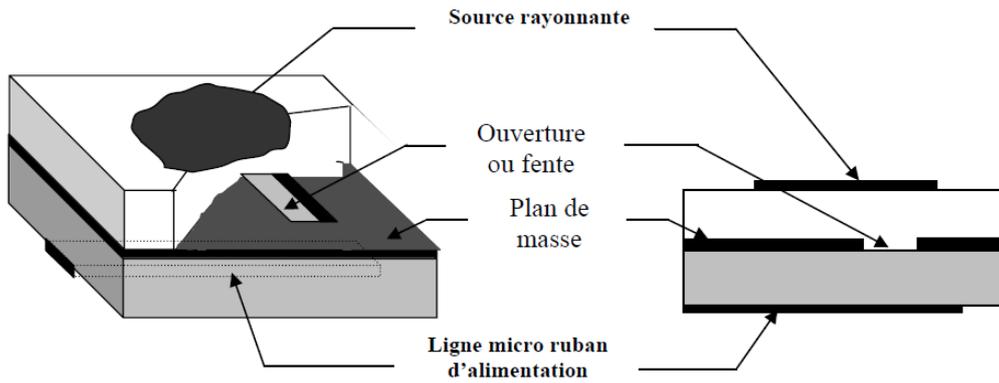


Figure 1.13 Alimentation par couplage électromagnétique à une ligne microbande à travers une fente dans le plan de masse

1.7.4 ALIMENTATION COUPLEE PAR PROXIMITE

Cette technique d'alimentation est connue également sous le nom de couplage électromagnétique. Deux substrats diélectriques sont employés tels que la ligne d'alimentation est située entre les deux substrats et le patch est imprimé sur le substrat supérieur (figure 1.14). L'avantage principal de cette technique est qu'elle élimine le rayonnement parasite due à l'alimentation et fournit une largeur de bande très élevée (plus que 13%), en raison de l'augmentation globale de l'épaisseur de l'antenne microbande. Cette technique fournit également des choix entre deux milieux diélectriques différents, un pour le patch et un pour la ligne d'alimentation pour optimiser les performances de l'antenne [19].

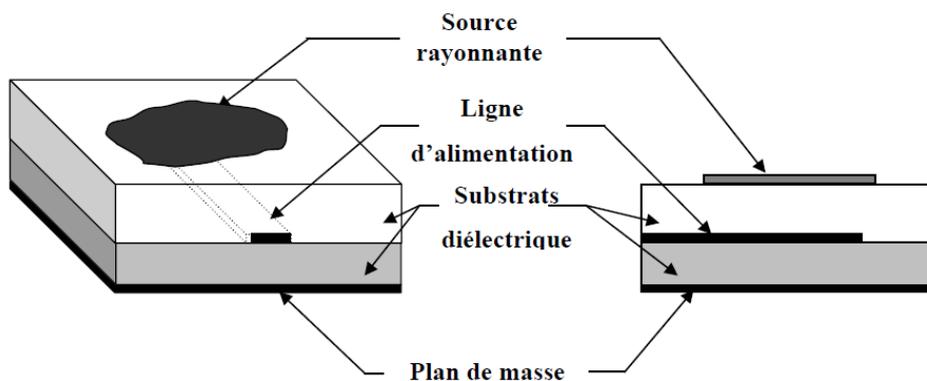


Figure 1.14 Alimentation couplée par proximité

1.7.5 ALIMENTATION PAR GUIDE D'ONDE COPLANAIRE

Le guide d'onde coplanaire, permet d'avoir sur la même face du substrat la ligne d'alimentation et le plan de masse. Cette technique facilite l'introduction des composants intégrés.

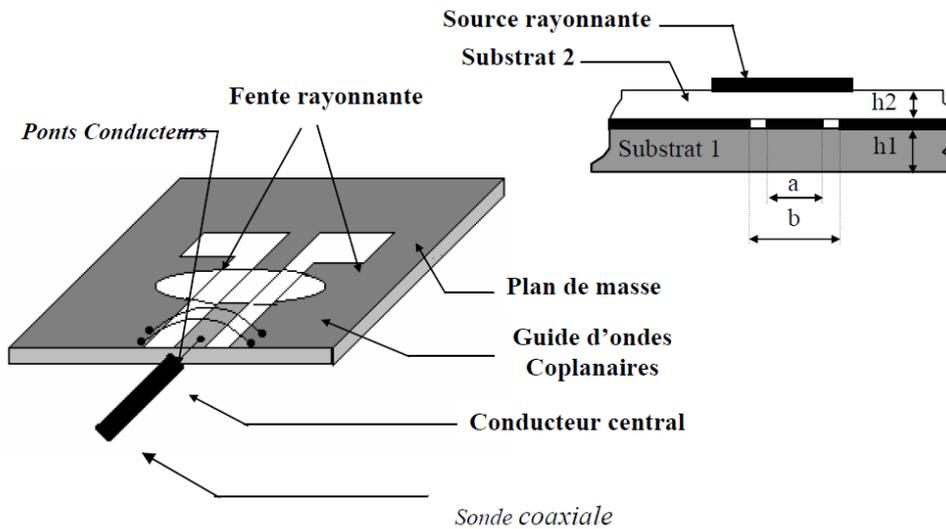


Figure 1.15 Alimentation par guide d'onde coplanaire.

1.8 FREQUENCE DE RESONNANCE

En assimilant l'antenne microbande à un tronçon de ligne de dimension finies, et du fait que la région entre le plan de masse et le patch est faible, nous pouvons considérer l'antenne comme étant une cavité résonnante à extrémités ouvertes.

L'étude des antennes micro rubans permet de déterminer la distribution des champs sur l'extrémité ouverte de la cavité. Les résultats théoriques et expérimentaux ont montré qu'en hautes fréquences, les pertes par rayonnement sont relativement importantes qu'à celles provoqués par diélectrique et par conducteur, comme il a été confirmé aussi que les lignes microbandes à extrémités ouvertes imprimée sur substrat diélectrique épais et à faible constante ϵ_r , rayonnent plus d'énergie.

Le rayonnement des antennes microbandes provient des champs dispersés à travers le bord du conducteur qui constitue l'élément rayonnant de l'antenne et du plan de masse. La présence des champs de dispersion sur les frontières de la plaque, a pour effet d'introduire un décalage entre la fréquence mesurée et celle calculée théoriquement, cela a été constaté et analysé d'une manière empirique.

Les fréquences de résonance de chaque mode d'une antenne patch peuvent être calculées à partir des formules du modèle de la cavité. Dans ce cas la structure est assimilée à une cavité bornée par deux murs électriques (plan de masse et élément rayonnant) entourée de murs magnétiques. De par ses dimensions, l'énergie est accumulée à un ensemble de fréquences (fréquence de résonance) auquel des configurations de répartition champs sont permises, appelées modes. Ces cavités fonctionnent alors sur des modes TM_{mnp}

Cette technique permet de connaître une approche simplifiée du fonctionnement d'une antenne patch et de son comportement électromagnétique. Cette démarche ne prend pas en compte l'influence des ondes de surface, ni d'un possible rayonnement en dehors des bords rayonnants [20].

*Cas d'un patch rectangulaire

$$f_{mnp} = \frac{c}{2\pi\sqrt{\epsilon_r}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2} \quad (1.9)$$

a et b : dimensions latérales du patch:

c : célérité de la lumière dans le vide

ϵ_r : permittivité relative du substrat diélectrique.

On prend l'indice p=0, pour une hauteur de substrat diélectrique négligeable devant la longueur d'onde λ_0 .

*Cas d'un patch triangulaire équilatéral

$$f_{mnp} = \frac{2c}{3a\sqrt{\epsilon_r}} \sqrt{(m)^2 + mn + (mn)^2} \quad (1.10)$$

a : longueur du côté du triangle

*Cas d'un patch triangulaire isocèle

$$f_{mnp} = \frac{c k_m}{2l\sqrt{\epsilon_r}} \quad \text{où} \quad k_m = \frac{\pi m\sqrt{2}}{w} \quad (1.11)$$

l : hauteur du triangle

w : base du triangle

***Cas d'un patch circulaire**

$$f_{mnp} = \frac{c}{2\pi\sqrt{\epsilon_r}} \sqrt{\left(\frac{x_{nm}}{a}\right)^2 + \left(\frac{p\pi}{d}\right)^2} \quad (1.12)$$

a : le rayon du cercle

d : le diamètre du cercle

1.9 BANDE DE FREQUENCES D'UTILISATION

L'antenne se comporte comme un circuit résonant et sa fréquence de résonance dépend d'abord de ses dimensions mais aussi des éléments qui lui sont ajoutés.

Par rapport à la fréquence de résonance centrale de l'antenne on peut tolérer un certain affaiblissement (généralement de 3dB) qui détermine la fréquence minimum et la fréquence maximum d'utilisation; la différence entre ces deux fréquences est la bande passante [21].

$$B(\%) = \frac{f_s - f_i}{f_c} \quad (1.13)$$

f_c est la fréquence centrale d'utilisation pour laquelle l'antenne est conçue,

f_s et f_i les fréquences limites supérieures et inférieures.

1.10 FONCTIONNEMENT EN BI-FREQUENCE

Le fonctionnement en bi-fréquence est un point important dans la conception des antennes micro-ruban. La bi-fréquence est obtenue, par l'utilisation de multicouches empilées, un patch avec une paire de fentes étroites placées à proximité des bords rayonnants, un patch avec encoches, un patch chargé avec des épingles de court-circuit et des fentes, un patch alimenté par une fente de couplage et beaucoup d'autres possibilités. Récemment, de nombreuses antennes micro-ruban bi-fréquence à conception monocouche et à alimentation unique ont été mises en évidence [22], ainsi que de nouvelles conceptions de réseaux d'antennes fonctionnant en bi- fréquence avec des éléments rayonnants bi-fréquence ont été réalisés. Ces conceptions sont toutefois principalement applicables pour des formes régulières des micro-rubans. Les modèles avec une antenne planaire en F inversé (PIFA) en anglais « Planar Inverted-F Antenna » sont également très utilisés pour le fonctionnement bi-bande et tri-bande.

1.11 MISE EN RESEAU DES ANTENNES IMPRIMEES

L'utilisation d'une antenne unitaire s'avère souvent insuffisante pour répondre aux contraintes de rayonnement imposées. Des caractéristiques spécifiques, un gain élevé, un lobe conformé ne peuvent généralement être obtenus que par le regroupement de plusieurs sources rayonnantes pour former un réseau d'antennes.

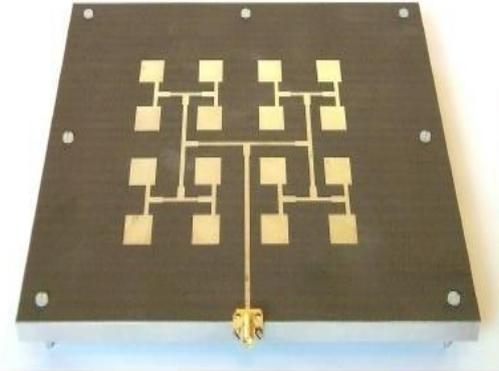


Figure 1.16 Exemple d'un réseau d'antennes à 16 éléments

Le groupement en réseau le plus simple est obtenu avec des sources identiques qui se déduisent les unes des autres par translation pour former des réseaux linéaires et plans. Dans un réseau d'antennes, l'énergie est distribuée entre les diverses sources rayonnantes selon une loi donnée: les caractéristiques de rayonnement du système dépendent à la fois du diagramme de rayonnement de l'élément de base, des coefficients de réflexion en amplitude et en phase sur chaque source et de la distance entre éléments.

La géométrie du réseau est déterminée grâce aux critères suivants :

- Le gain, la taille maximale de l'antenne, le nombre d'éléments rayonnants nécessaires.
- La distance entre deux éléments rayonnants successifs peut varier de 0.6λ à 0.75λ pour que la directivité du réseau soit maximale. Si les éléments sont trop rapprochés, un phénomène de couplage se crée et fait diminuer la valeur maximale de la directivité. S'ils sont trop éloignés, des lobes de réseau apparaissent.
- L'élaboration du circuit des lignes micro rubans alimentant les différents éléments rayonnants. Avec une bonne adaptation de l'antenne au niveau du point d'excitation.

❖ Les Avantages :

La mise en réseau permet d'augmenter le gain, d'améliorer la directivité et d'élargir la bande passante. Par ailleurs de larges bandes passantes peuvent être obtenues pour les

réseaux, si en plus on utilise des antennes multicouches ou éventuellement on insère des éléments parasites. Par ces solutions, on atteint 40 à 50 % de largeur de bande sur un élément de base et près de 10 % sur le réseau global.

Le fait que l'on puisse conformer *le diagramme de rayonnement* à souhait en fonction de l'application envisagée est un avantage indiscutable des réseaux d'antennes imprimées par rapport aux autres types d'antennes. La possibilité de générer de la polarisation circulaire est également très intéressante pour un grand nombre d'applications (les communications, la navigation, les systèmes radar...)

Enfin, le *faible poids* et *l'encombrement réduit* (en particulier en épaisseur) sont les derniers avantages des réseaux de patches.

❖ Les Inconvénients :

Les niveaux de gain obtenus avec des réseaux, tout en étant corrects s'approchent des 30dB; la raison principale en est les *pertes de couplage*, de l'ordre de plusieurs dB, générées tout au long du circuit de distribution. Un autre inconvénient est la complexité de réalisation compte tenu des précisions à tenir sur les faibles largeurs des différentes lignes aux fréquences de travail élevées. Ceci est d'autant plus vrai lorsque l'on a à fabriquer des réseaux multicouches nécessitant des réalisations très délicates et des coûts de fabrication plus conséquents.

❖ Le coefficient de couplage :

Le coefficient de couplage entre deux antennes peut être exprimé à partir des éléments de la matrice S ou de la matrice Z du système des deux antennes. La forme la plus courante du coefficient de couplage entre deux antennes identiques, à une fréquence fixée est donnée par [23]:

$$C_{dB}(f) = 10 \text{ Log}_{10} \left(\frac{|S_{12}(f)|^2}{1-|S_{11}(f)|^2} \right) \quad (1.14)$$

Cette expression peut être obtenue aussi bien à partir des paramètres Z ou Y du système des deux antennes. Comme nous le voyons, le facteur du couplage C, dépend non seulement du terme mutuel S_{12} , mais aussi du paramètre S_{11} , qui traduit le niveau d'adaptation de l'antenne. Cela montre que, plus l'antenne est désadaptée, plus le facteur de couplage est important. Ce phénomène est souvent observé dans les réseaux volumineux où plusieurs antennes sont placées dans un espace limité.

En plus du coefficient de couplage qui est très important pour la compréhension de l'interaction entre antennes, les paramètres S_{12} , Z_{12} ou Y_{12} traduisent aussi le couplage mutuel entre les antennes.

1.12 METHODES D'ANALYSE DES ANTENNES MICROBANDES

De puis l'avènement des antennes planaires microbandes, plusieurs méthodes d'analyse ont été utilisées, allant des modèles intuitifs simples jusqu'aux méthodes numériques. On peut classer ces méthodes en deux catégories principales: les méthodes analytiques et les méthodes numériques [24].

1.12.1 METHODES ANALYTIQUES

**Le modèle de la ligne de transmission :* considéré comme étant le plus simple, il exploite l'analogie qui existe entre un patch rectangulaire d'une antenne micro ruban et un tronçon d'une ligne de transmission ayant deux bords rayonnants, les deux extrémités du tronçon de la ligne considérée sont donc modélisées par deux fentes rayonnantes ayant deux admittances de bord. Pour cela une analyse d'une ligne de transmission est utilisée pour résoudre le problème, où les inconnues sont la constante de propagation et l'impédance caractéristique.

**Le modèle de la cavité :* dans ce modèle, l'antenne est considérée comme étant une cavité et sa fréquence de résonance est celle de la cavité. Ce modèle convient aux différentes géométries de plaques telles que les anneaux, les rectangles, les triangles [25] et les ellipses. Pour ce type de modélisation, l'antenne est traitée comme une cavité résonante ; limitée par deux murs électriques (le plan de masse au dessous et l'élément rayonnant au dessus) et deux murs magnétiques sur les bords de l'élément rayonnant.

Ces méthodes sont basées sur des suppositions physiques posées au préalable, qui aboutissent généralement à des formules analytiques simples, fondés sur des approximations qui peuvent donner lieu à des résultats inexacts, notamment pour des applications qui requièrent un substrat épais ou une constante diélectrique élevée, (cas d'antennes opérant à des ondes millimétriques). Pour y remédier, on a recours à des méthodes dites méthodes d'analyse rigoureuses (Full_wave Analysis).

1.12.2 METHODES NUMERIQUES

Le modèle de la ligne de transmission est simple, mais il a plusieurs inconvénients ; il est seulement utile pour les antennes imprimées de formes rectangulaires, il ignore les variations du champ le long des bords rayonnants, et les corrections pour les champs de bords doivent être empiriquement déterminées. Dans le Modèle de la Cavité, le champ entre l'élément rayonnant et le plan de masse augmente en termes des modes résonnants de cavité. L'effet du rayonnement est expliqué par l'augmentation artificielle des pertes dans le diélectrique ou par une condition d'impédance aux limites sur les murs. Cependant, les méthodes numériques s'avèrent plus rigoureuses pour déterminer le rayonnement, les couplages électromagnétiques, et les champs de bords. Les méthodes numériques les plus utilisées dans l'analyse des antennes micro rubans sont: la méthode des éléments finis (FEM), la méthode de différence du domaine temporel fini (FDTD) et la méthode des moments (MoM).

**La méthode des différences finies* : elle résout les équations de champs en des points discrets, définis d'une façon ordonnée dans le domaine complet de la structure. Elle résout directement les équations de Maxwell sous leur forme différentielle, réalisant ainsi une approximation par discrétisation. Elle permet de discrétiser et de mailler le système physique à modéliser (chaque cellule du maillage contient alors les constantes physiques du matériau mis en jeu). On résout les équations en chaque point du maillage en prenant en compte les conditions initiales ainsi que les conditions aux limites du système. Les points essentiels à assurer pour cette méthode sont la précision des calculs et la stabilité de l'algorithme (un algorithme est stable lorsque une erreur survenant à une étape donnée produit à l'étape suivante une erreur de plus petite importance). Trois types d'erreurs vont apparaître : les erreurs dans le modèle du système, les erreurs dues à la discrétisation de l'espace et les erreurs d'arrondis des nombres dans le calculateur. Il faut noter qu'un maillage plus fin utilisé pour réduire le second type d'erreurs va augmenter le nombre d'opérations et ainsi les erreurs du troisième type.

Dans la famille des méthodes de différences finies, on trouve la *FDTD (Finite Difference Time Domain ;)* c'est une méthode numérique de modélisation électromagnétique utilisant une discrétisation temporelle des équations de Maxwell (transformation des dérivées partielles en différences finies). Cette méthode agit dans le domaine temporel et permet une visualisation directe des champs électriques et magnétiques. La FDTD est

indépendante de la géométrie du système à modéliser et permet de couvrir un large spectre de fréquences avec une seule simulation [26]–[29].

***Les Méthodes d'analyse full-wave :** Ces méthodes sont basées sur le problème aux frontières des grandeurs électromagnétiques, qui aboutissent à une équation intégrale faisant appel aux fonctions tensorielles de Green, soit dans le domaine spectral, ou directement dans le domaine spatial. Ces méthodes ne souffrent d'aucunes approximations et s'avèrent être très rigoureuses, puisque aucune supposition initiale n'est considérée. En outre, ces méthodes permettent d'étudier des antennes de formes très variées, mais font appel à des formulations ou calculs plus complexes et des temps de calcul plus importants. Néanmoins, la méthode des moments, qui dérive d'une équation intégrale du champ électrique et qui tient compte des effets de rayonnement de surface, est considérée comme la plus rigoureuse.

***L'optique géométrique (GO) et la théorie géométrique de la diffraction (GTD) :** Lorsque les dimensions du système rayonnant sont fonction de plusieurs longueurs d'onde, les méthodes à basse fréquence ne sont plus aussi efficaces en termes de calcul. Cependant, les techniques asymptotiques à haute fréquence peuvent être utilisées pour analyser de nombreux problèmes qui, d'autre part, sont difficiles à analyser mathématiquement. Une méthode de ce genre qui a reçu une attention et une application considérables au cours des dernières années est la GTD, qui est une extension de l'optique géométrique (GO), et elle surmonte certaines limitations de la GO en introduisant un mécanisme de diffraction. Un traitement détaillé de la théorie géométrique de la diffraction est discuté dans [30] et [31]. Pour les structures qui ne sont pas pratiques à analyser par l'une ou l'autre des deux méthodes, une combinaison des deux est souvent utilisée. Une telle technique est appelée méthode hybride, et elle est décrite en détail dans [32].

***La méthode des Éléments Finis :** Une méthode qui commence à prendre de l'élan dans son application aux problèmes d'antenne est la méthode des éléments finis [33], [34]. Elle consiste à restreindre l'intervalle de définition de la fonction à des intervalles plus petits, appelés éléments, sur lesquels il est plus facile d'appliquer la définition de la fonction d'approximation. Dans un espace à une dimension, ces éléments sont des segments alors que dans un espace à trois dimensions, sont généralement des tétraèdres. De nombreux logiciels existent dans le commerce (Ansoft HFSS...) et permettent le calcul des

structures complexes en trois dimensions notamment grâce à un maillage adaptatif. Les fonctions utilisées sont des fonctionnelles construites par rapport aux potentiels ou aux champs électromagnétiques. La méthode est robuste mais nécessite des moyens informatiques importants.

1.13 CONCLUSION

La technologie microbande en générale et les antennes patches en particulier connaissent un succès croissant aux prés des industriels et des professionnels de télécommunication ; il est donc nécessaire de bien définir l'intégralité des paramètres des antennes, afin de prévoir son comportement avant même sa réalisation et de s'assurer qu'elle se conformera aux exigences des systèmes. Nous avons essayé à travers ce chapitre de présenter de façon concise, l'essentiel de la théorie des antennes imprimées. Tout d'abord, nous avons commencé par donner une description de ces antennes et leur principe de fonctionnement, nous avons cité quelques unes de leurs applications et on s'est intéressé par la suite aux plus importantes techniques utilisées pour leur alimentation, à la fin nous avons abordé les assemblages des patches et la mise en réseaux de ces antennes.

Chapitre 2

*Formulation Mathématique du Problème par la
méthode du domaine spectral*

2.1 INTRODUCTION

Il existe plusieurs méthodes pour analyser les antennes micro rubans, par ailleurs la technique du domaine spectral (SDT) s'avère un outil très simple et très performant pour la résolution de beaucoup de problèmes électromagnétiques. Comme son nom l'indique, cette technique emploie les transformées de Fourier, or dans ce domaine les solutions des équations sont faciles et simples à manipuler. Cette technique a été initialement introduite par Itoh et al en 1973 pour analyser les lignes micro-rubans. En 1976 une nouvelle approche de cette technique a été développée par Jansen, Rahmet-Samii, Itoh et al, ce qui a permis son application à d'autres structures, telles que les résonateurs et les lignes micro-rubans couplées. En 1977, Davies et al ont généralisé l'application de cette technique aux lignes planaires multicouches et multiconducteurs. Depuis et jusqu'à maintenant les chercheurs ne cessent d'apporter un plus à cette technique dans le but d'améliorer son efficacité et sa capacité de traiter les structures les plus complexes [35].

Dans ce chapitre nous proposons de faire la mise en équation des antennes micro-rubans, en utilisant la méthode du domaine spectral. Pour faciliter les calculs, nous commençons d'abord par analyser une antenne micro ruban isotrope de forme quelconque et sans excitation (solution libre), puis la solution sera appliquée aux antennes à patchs rectangulaire, isocèle et équilatéral où nous spécifierons les fonctions de base correspondantes. Ensuite nous considérons le cas de l'anisotropie uniaxiale du substrat et en fin nous tiendrons compte de l'excitation pour calculer l'impédance d'entrée de l'antenne.

2.2 FORMULATION DU PROBLEME

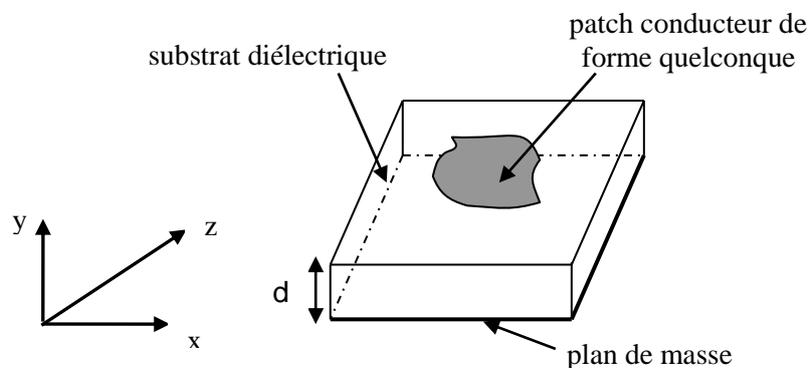


Figure 2.1 Structure d'une antenne micro-ruban de forme quelconque.

La structure d'une antenne patch micro-ruban de forme quelconque est représentée dans la figure 2.1. L'analyse de cette structure peut être développée avec ou sans excitation. Le choix dépend de l'estimation qu'il faut considérée, soit on calcule la fréquence de résonance et l'impédance d'entrée de l'antenne simultanément, soit on évalue la fréquence de résonance seulement [36].

2.2.1 EQUATION D'ONDE

L'équation d'onde dans la région diélectrique d'une antenne micro-ruban à source libre (sans excitation) est déduite des équations de Maxwell, elle est exprimée par :

$$\frac{\partial^2 U_i}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 U_i}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 U_i}{\partial z^2} + k_i^2 U_i = 0 \quad (2.1)$$

Où : $k_i^2 = \omega^2 \mu_i \varepsilon_i$ Constante de propagation

$i = 1,2$ indique les deux milieux diélectriques : substrat et l'air.

U_i : dénote le champ E_i ou H_i .

En utilisant le concept de la transformée de Fourier, l'équation équivalente de (2.1) est donnée par :

$$\frac{d^2 \tilde{U}_i}{dy^2} - \gamma_i^2 \tilde{U}_i = 0 \quad (2.2)$$

lorsque le rayonnement est selon l'axe (oy)

Où

$$\gamma_i^2 = \alpha^2 + \beta^2 - k_i^2 \quad (2.3)$$

La transformée de Fourier de U_i est bidimensionnelle et elle est définie par :

$$\tilde{U}_i = \frac{1}{(2\pi)^2} \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} U_i e^{j(\alpha x + \beta z)} dx dz \quad (2.4.a)$$

$$U_i = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} \tilde{U}_i e^{-j(\alpha x + \beta z)} d\alpha d\beta \quad (2.4.b)$$

Dans les deux équations (2.4.a) et (2.4.b) x et z sont des variables réelles tandis que α et β sont des variables complexes.

2.2.2 COMPOSANTES DU CHAMP DANS LE DOMAINE DE FOURIER

La solution générale de l'équation (2.2) est de la forme:

$$\tilde{U}_i = R_i \sinh (\gamma_i y) + Q_i \cosh (\gamma_i y) \quad (2.5)$$

Où chaque fonction potentielle est exprimée par:

$$\tilde{\phi}_1(y) = A_1 \sinh (\gamma_1 y) \quad (2.6.a)$$

$$0 < y < d$$

$$\tilde{\psi}_1(y) = C_1 \cosh (\gamma_1 y) \quad (2.6.b)$$

$$\tilde{\phi}_2(y) = B_2 \sinh [\gamma_2 (d - y)] \quad (2.7.a)$$

$$y > d$$

$$\tilde{\psi}_2(y) = D_2 \cosh [\gamma_2 (d - y)] \quad (2.7.b)$$

Dans les équations (2.6) et (2.7), les paramètres A_1 , C_1 , B_2 , D_2 sont encore inconnus de même que ω qui est implicite dans γ_i .

Pour rendre l'équation d'onde, une équation maniable dans le domaine de Fourier, on effectue une transformation d'intégral.

Il est cependant possible d'exprimer les composantes des champs dans le domaine de Fourier par :

$$\tilde{E}_{z,i} = (k_i^2 - \beta^2) \tilde{\phi}_i(y) e^{-j\beta z} \quad (2.8.a)$$

$$\tilde{H}_{z,i} = (k_i^2 - \beta^2) \tilde{\psi}_i(y) e^{-j\beta z} \quad (2.8.b)$$

$$\tilde{E}_{t,i} = -j\beta \left[\tilde{\nabla}_t \tilde{\phi}_i(y) - \frac{\omega \mu_i}{\beta} \vec{k} \wedge \tilde{\nabla}_t \tilde{\psi}_i(y) \right] e^{-j\beta z} \quad (2.8.c)$$

$$\tilde{H}_{t,i} = -j\beta \left[\tilde{\nabla}_t \tilde{\psi}_i(y) + \frac{\omega \varepsilon_i}{\beta} \vec{k} \wedge \tilde{\nabla}_t \tilde{\phi}_i(y) \right] e^{-j\beta z} \quad (2.8.d)$$

Où:

$$\nabla_t = \frac{\partial}{\partial x} \vec{i} + \frac{\partial}{\partial y} \vec{j} \quad (2.9)$$

2.2.3 CONDITIONS AUX LIMITES

Dans le cas où $y = d$, les relations entre les composantes du champ sont :

$$E_{z,2} - E_{z,1} = 0 \quad (2.10.a)$$

$$E_{x,2} - E_{x,1} = 0 \quad (2.10.b)$$

$$H_{z,2} - H_{z,1} = J_x(x) e^{-j\beta z} \quad (2.10.c)$$

$$H_{x,2} - H_{x,1} = -J_z(x) e^{-j\beta z} \quad (2.10.d)$$

Les fonctions de densités de courant surfaciques sont différentes de zéro sur le ruban et elles sont nulles ailleurs :

$$\begin{aligned} J_x(x), J_z(x) &\neq 0 && \text{sur le patch} \\ J_x(x), J_z(x) &= 0 && \text{ailleurs} \end{aligned} \quad (2.11)$$

En appliquant la transformée de Fourier aux équations (2.10), on obtient les équations dans le domaine spectral :

$$\tilde{E}_{z,2} - \tilde{E}_{z,1} = 0 \quad (2.12.a)$$

$$\tilde{E}_{x,2} - \tilde{E}_{x,1} = 0 \quad (2.12.b)$$

$$\tilde{H}_{z,2} - \tilde{H}_{z,1} = \tilde{J}_x(x) e^{-j\beta z} \quad (2.12.c)$$

$$\tilde{H}_{x,2} - \tilde{H}_{x,1} = -\tilde{J}_z(x) e^{-j\beta z} \quad (2.12.d)$$

2.2.4 EQUATIONS FINALES DANS LE DOMAINE DE FOURIER

Dans la technique du domaine spectral, l'objectif est de réduire la solution du problème à une série d'équations intégrales couplées [37, 38]. Ces équations relient les composantes tangentielles du champ électrique aux interfaces, où les rubans sont étendus.

En substituant les équations (2.6) et (2.7) dans l'équation différentielle (2.2), on obtient les composantes du champ dans le domaine de Fourier.

Pour le milieu diélectrique, elles sont données par :

$$\tilde{E}_{x,1} = -(\alpha \beta A_1(\alpha, \beta) + j\omega\mu_1 \gamma_1 C_1(\alpha, \beta)) \sinh(\gamma_1 y) e^{-j\beta z} \quad (2.13.a)$$

$$\tilde{E}_{y,1} = -j(\gamma_1 \beta A_1(\alpha, \beta) + j\omega\mu_1 \alpha C_1(\alpha, \beta)) \cosh(\gamma_1 y) e^{-j\beta z} \quad (2.13.b)$$

$$\tilde{E}_{z,1} = (k_1^2 - \beta^2) A_1(\alpha, \beta) \sinh(\gamma_1 y) e^{-j\beta z} \quad (2.13.c)$$

$$\tilde{H}_{x,1} = -(\alpha \beta C_1(\alpha, \beta) - j\omega\varepsilon_1 \gamma_1 A_1(\alpha, \beta)) \cosh(\gamma_1 y) e^{-j\beta z} \quad (2.13.d)$$

$$\tilde{H}_{y,1} = -j(\gamma_1 \beta C_1(\alpha, \beta) - j\omega\varepsilon_1 \alpha A_1(\alpha, \beta)) \sinh(\gamma_1 y) e^{-j\beta z} \quad (2.13.e)$$

$$\tilde{H}_{z,1} = (k_1^2 - \beta^2) C_1(\alpha, \beta) \cosh(\gamma_1 y) e^{-j\beta z} \quad (2.13.f)$$

Et pour l'air par :

$$\tilde{E}_{x,2} = -(\alpha \beta B_2(\alpha, \beta) - j\omega\mu_2 \gamma_2 D_2(\alpha, \beta)) \sinh(\gamma_2 (d - y)) e^{-j\beta z} \quad (2.14.a)$$

$$\tilde{E}_{y,2} = j(\gamma_2 \beta B_2(\alpha, \beta) - j\omega\mu_2 \alpha D_2(\alpha, \beta)) \cosh(\gamma_2 (d - y)) e^{-j\beta z} \quad (2.14.b)$$

$$\tilde{E}_{z,2} = (k_2^2 - \beta^2) B_2(\alpha, \beta) \sinh(\gamma_2 (d - y)) e^{-j\beta z} \quad (2.14.c)$$

$$\tilde{H}_{x,2} = -(\alpha \beta D_2(\alpha, \beta) + j\omega\varepsilon_2 \gamma_2 B_2(\alpha, \beta)) \cosh(\gamma_2 (d - y)) e^{-j\beta z} \quad (2.14.d)$$

$$\tilde{H}_{y,2} = j(\gamma_2 \beta D_2(\alpha, \beta) + j\omega\varepsilon_2 \alpha B_2(\alpha, \beta)) \sinh(\gamma_2 (d - y)) e^{-j\beta z} \quad (2.14.e)$$

$$\tilde{H}_{z,2} = (k_2^2 - \beta^2) D_2(\alpha, \beta) \cosh(\gamma_2 (d - y)) e^{-j\beta z} \quad (2.14.f)$$

En substituant les composantes appropriées du champ dans les conditions aux limites dans le domaine de Fourier, la relation entre les paramètres A_1 , B_2 , C_1 , D_2 et les composantes de la distribution du courant $J_x(x)$ et $J_z(x)$ est comme suite :

$$[a] \begin{bmatrix} A_1 \\ B_2 \\ C_1 \\ D_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -\tilde{J}_z \\ \tilde{J}_x \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

Les éléments de la matrice $[a]$ (4x4) qui apparaissent dans l'Eq.(2.15), sont donnés par :

$$\left. \begin{array}{ll} a_{13} = a_{14} = a_{41} = a_{42} = 0 & \\ a_{11} = -(k_1^2 - \beta^2) \sinh(\gamma_1 d) & a_{31} = -j\omega\epsilon_1 \gamma_1 \cosh(\gamma_1 d) \\ a_{12} = (k_2^2 - \beta^2) \sinh(\gamma_2 h) & a_{32} = -j\omega\epsilon_2 \gamma_2 \cosh(\gamma_2 h) \\ a_{21} = \alpha \beta \sinh(\gamma_1 d) & a_{33} = \alpha \beta \cosh(\gamma_1 d) \\ a_{22} = -\alpha \beta \sinh(\gamma_2 h) & a_{34} = -\alpha \beta \cosh(\gamma_2 h) \\ a_{23} = j\omega\mu_1 \gamma_1 \sinh(\gamma_1 d) & a_{43} = -(k_1^2 - \beta^2) \cosh(\gamma_1 d) \\ a_{24} = j\omega\mu_2 \gamma_2 \sinh(\gamma_2 h) & a_{44} = (k_2^2 - \beta^2) \cosh(\gamma_2 h) \end{array} \right\} (2.16)$$

En combinant le résultat de l'équation (2.15) avec les équations (2.13) et (2.14), on aura toutes les composantes du champ en termes de distribution du courant sur le ruban.

On note que les distributions du courant $J_x(x)$ et $J_z(x)$, ainsi que ω sont encore inconnues. Ces paramètres peuvent être déterminés en utilisant les conditions existant à l'interface air-diélectrique :

$$E_{x,1} = E_{x,2} = 0 \quad (2.17.a)$$

sur le patch

$$E_{z,1} = E_{z,2} = 0 \quad (2.17.b)$$

$$J_x(x) = J_z(x) = 0 \quad \text{ailleurs du patch} \quad (2.17.c)$$

A partir de l'équation (2.15), les expressions explicites pour A_1 et C_1 en termes des transformées de Fourier J_x et J_z sont :

$$A_1 = (a_x \tilde{J}_x + a_z \tilde{J}_z) \sinh(\gamma_2) \cosh(\gamma_2) \cosh(\gamma_1 d) \quad (2.18)$$

$$C_1 = (c_x \tilde{J}_x + c_z \tilde{J}_z) \sinh(\gamma_2) \cosh(\gamma_2) \cosh(\gamma_1 d) \quad (2.19)$$

Ainsi à l'interface air-diélectrique ($y = d$), les composantes du champ électrique tangential dans le domaine de Fourier sont :

$$\tilde{E}_z = G_{11}(\alpha, \beta) \tilde{J}_x + G_{12}(\alpha, \beta) \tilde{J}_z \quad (2.20.a)$$

$$\tilde{E}_x = G_{21}(\alpha, \beta) \tilde{J}_x + G_{22}(\alpha, \beta) \tilde{J}_z \quad (2.20.b)$$

Où $G_{11}(\alpha, \beta), \dots, G_{22}(\alpha, \beta)$ sont les fonctions de Green du problème, elles sont données par [39], elles sont les mêmes que celles reportées dans [40].

Les deux équations algébriques (2.20.a) et (2.20.b) sont les équations finales du problème et le facteur $e^{-j\beta z}$ est sous entendu dans ces équations, elles représentent les transformées de Fourier des équations intégrales dans le domaine spectral et elles peuvent être écrites sous une forme plus compacte comme suit :

$$\begin{bmatrix} G_{11}(\alpha, \beta, \omega) & G_{12}(\alpha, \beta, \omega) \\ G_{21}(\alpha, \beta, \omega) & G_{22}(\alpha, \beta, \omega) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{J}_x \\ \tilde{J}_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tilde{E}_z \\ \tilde{E}_x \end{bmatrix} \quad (2.21)$$

2.2.5 SOLUTION PAR LA METHODE DE GALERKIN DANS LE DOMAINE SPECTRAL

Il existe plusieurs méthodes applicables pour la résolution des équations finales (2.20). Toutes ces méthodes utilisent les contraintes imposées sur les distributions du courant et du champ à l'interface air-diélectrique. Pour n'importe quelle méthode employée, le principe est de convertir les équations finales en un système d'équations linéaires et homogènes. Quand le déterminant de ce système est égal à zéro, l'équation caractéristique de l'antenne micro-ruban est obtenue.

Pour résoudre les équations (2.20) par la méthode de Galerkin, nous commençons d'abord par exprimer $J_x(x)$ et $J_z(x)$ en termes d'une suite de fonctions de bases complète, donnée par les expressions suivantes [41]:

$$J_x(x) = \sum_{p=1}^{\infty} a_p J_{x,p}(x) \quad (2.22.a)$$

$$J_z(x) = \sum_{q=1}^{\infty} b_q J_{z,q}(x) \quad (2.22.b)$$

Le résultat dans le domaine spectral est la suite des équations suivantes :

$$\tilde{E}_z = \sum_p a_p G_{11}(\alpha, \beta) \tilde{J}_{x,p} + \sum_q b_q G_{12}(\alpha, \beta) \tilde{J}_{z,q} \quad (2.23.a)$$

$$\tilde{E}_x = \sum_p a_p G_{21}(\alpha, \beta) \tilde{J}_{x,p} + \sum_q b_q G_{22}(\alpha, \beta) \tilde{J}_{z,q} \quad (2.23.b)$$

Par application du produit interne aux équations (2.23) et les conditions aux limites, on aboutit au système d'équations suivant :

$$\sum_{p=1}^P C_{q',p}^{1,1}(\omega) a_p + \sum_{q=1}^Q C_{q',q}^{1,2}(\omega) b_q = 0 \quad q' = 1, \dots, Q \quad (2.24.a)$$

$$\sum_{p=1}^P C_{p',p}^{2,1}(\omega) a_p + \sum_{q=1}^Q C_{p',q}^{2,2}(\omega) b_q = 0 \quad p' = 1, \dots, P \quad (2.24.b)$$

Où:

$$C_{q',p}^{1,1}(\omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} G_{11}(\alpha, \beta, \omega) \tilde{J}_{z,q'}^*(\alpha, \beta) \tilde{J}_{x,p}(\alpha, \beta) d\beta d\alpha \quad (2.25.a)$$

$$C_{q',q}^{1,2}(\omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} G_{12}(\alpha, \beta, \omega) \tilde{J}_{z,q'}^*(\alpha, \beta) \tilde{J}_{z,q}(\alpha, \beta) d\beta d\alpha \quad (2.25.b)$$

$$C_{p',p}^{2,1}(\omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} G_{21}(\alpha, \beta, \omega) \tilde{J}_{x,p'}^*(\alpha, \beta) \tilde{J}_{x,p}(\alpha, \beta) d\beta d\alpha \quad (2.25.c)$$

$$C_{p',q}^{2,2}(\omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} G_{22}(\alpha, \beta, \omega) \tilde{J}_{x,p'}^*(\alpha, \beta) \tilde{J}_{z,q}(\alpha, \beta) d\beta d\alpha \quad (2.25.d)$$

Les expressions détaillées des fonctions de Green qui apparaissent dans les Eqs.(2.25) sont données par [37] et [38], lorsque l'antenne comporte un blindage de hauteur h :

$$G_{11}(\alpha, \beta) = G_{22}(\alpha, \beta) = \frac{j\omega}{k_2^2} \{ \alpha \beta [\mu_1 \gamma_1 \tanh(\gamma_1 d) + \mu_2 \gamma_2 \tanh(\gamma_2 h)] \} / \Delta \quad (2.26.a)$$

$$G_{12}(\alpha, \beta) = -\frac{j\omega}{k_2^2} [\mu_1 \gamma_1 (k_2^2 - \beta^2) \tanh(\gamma_1 d) + \mu_2 \gamma_2 (k_1^2 - \beta^2) \tanh(\gamma_2 h)] / \Delta \quad (2.26.b)$$

$$G_{21}(\alpha, \beta) = -\frac{j\omega}{k_2^2} [\mu_1 \gamma_1 (k_1^2 - \alpha^2) \tanh(\gamma_1 d) + \mu_2 \gamma_2 (k_2^2 - \alpha^2) \tanh(\gamma_2 h)] / \Delta \quad (2.26.c)$$

$$\Delta = \left[\gamma_1 \tanh(\gamma_1 d) + \frac{\varepsilon_1}{\varepsilon_2} \gamma_2 \tanh(\gamma_2 h) \right] \left[\gamma_1 \coth(\gamma_2 d) + \frac{\mu_1}{\mu_2} \gamma_2 \coth(\gamma_2 h) \right] \quad (2.26.d)$$

Lorsque l'antenne rayonne à l'air libre (pas de blindage), on fait tendre h à l'infini dans les équations (2.26).

Le système (2.24) est la suite d'équations désirées. Il peut être écrit sous une forme plus compacte telle que ;

$$[C(\omega)] \begin{bmatrix} a \\ \dots \\ b \end{bmatrix} = [0] \quad (2.27)$$

$[C(\omega)]$ est une matrice d'ordre P+Q, ses éléments apparaissent dans les équations (2.25) et la matrice colonne qui contient a_p et b_q est de la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} a \\ \dots \\ b \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ \vdots \\ \dots \\ b_1 \\ b_2 \\ \vdots \end{bmatrix} \quad (2.28)$$

Puisque le système d'équations résultant (2.27) est homogène, les solutions significatives sont obtenues lorsque :

$$\det[C(\omega)]=0 \quad (2.29)$$

C'est-à-dire :

$$C_{1,1}^{1,1}(\omega)C_{1,1}^{2,2}(\omega)-C_{1,1}^{1,2}(\omega)C_{1,1}^{2,1}(\omega)=0 \quad (2.30)$$

à partir des quelles nous calculons la pulsation de résonance ω . Une fois ω est calculée, nous déterminons a_p et b_q puis $J_x(x)$ et $J_z(x)$ et enfin, toutes les composantes du champ.

En examinant les équations (2.25), nous pouvons conclure que ces coefficients sont généralement complexes. Parce que dans ces équations les paramètres α et β englobent tout le spectre des modes évanescents et rayonnants.

Comme résultat, la fréquence de résonance calculée doit être complexe aussi:

$$\omega=\omega_r + j\omega_i \quad (2.31)$$

Où la partie réelle est la fréquence de résonance actuelle de l'antenne patch et la partie imaginaire représente les pertes de rayonnement.

2.3 CHOIX DES FONCTIONS DE BASE

Puisque les distributions de courant pour les antennes ont des variations bidimensionnelles, la sélection des fonctions de base doit être faite avec beaucoup de prudence. Sinon la solution serait très encombrante et nécessiterait un temps énorme pour sa computation, et ceci à cause de la double intégration impliquée dans les Eqs (2.25).

Dans le but d'obtenir la fréquence de résonance d'une antenne micro- ruban, Itoh suppose que les distributions de courant peuvent être représentées comme suite [42] :

$$J_x(x,z)=a_1J_x(x)i_x(z) \quad (2.32.a)$$

$$J_z(x,z)=b_1J_z(x)i_z(z) \quad (2.32.b)$$

2.3.1 CAS D'UN PATCH RECTANGULAIRE

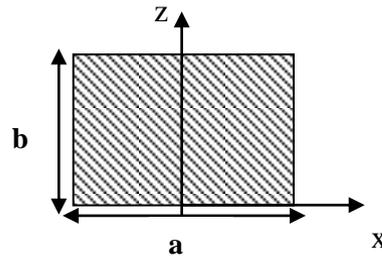


Figure 2.2 Structure d'un patch rectangulaire.

Pour le cas du patch rectangulaire nous avons choisi les fonctions de base sinusoidales reportées dans [43] :

$$J_{xn} = \sin \left[\frac{n_1 \pi}{a} \left(x + \frac{a}{2} \right) \right] \cos \left[\frac{n_2 \pi}{b} \left(z + \frac{b}{2} \right) \right] \quad (2.33.a)$$

$$J_{zm} = \cos \left[\frac{m_1 \pi}{a} \left(x + \frac{a}{2} \right) \right] \sin \left[\frac{m_2 \pi}{b} \left(z + \frac{b}{2} \right) \right] \quad (2.33.b)$$

Où n_1, n_2, m_1 et m_2 sont des entiers positifs. Toute combinaison de n_1 et n_2 , (m_1 et m_2) donne une fonction spécifique. Par conséquent, l'indice $n(m)$ pour les fonctions de base est donné par une combinaison de n_1 et n_2 , (m_1 et m_2). Le mode fondamental est le mode TM_{01} .

2.3.2 CAS D'UN PATCH TRIANGULAIRE EQUILATERAL

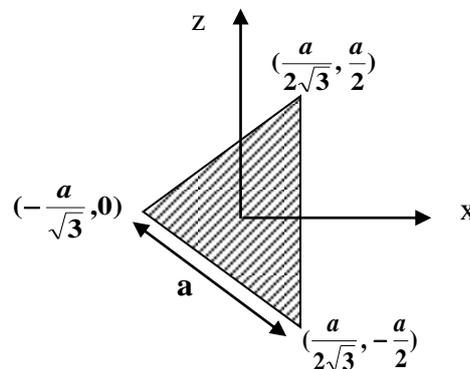


Figure 2.3 Structure d'un patch triangulaire équilatéral

Récemment plusieurs travaux publiés dans la littérature, ont traité le cas d'un patch de forme triangulaire équilatérale, [44]-[48]. Dans nos calculs, nous avons opté pour le système des fonctions de base reporté dans [49] :

$$J_x(m, n) = (m-n) \cos\left(\frac{2\pi lz}{\sqrt{3}a}\right) \sin\left(\frac{2\pi(m-n)x}{3a}\right) + (n-l) \cos\left(\frac{2\pi mz}{\sqrt{3}a}\right) \sin\left(\frac{2\pi(n-l)x}{3a}\right) + (l-m) \cos\left(\frac{2\pi nz}{\sqrt{3}a}\right) \sin\left(\frac{2\pi(l-m)x}{3a}\right) \quad (2.34.a)$$

$$J_z(m, n) = \sqrt{3} \left[l \sin\left(\frac{2\pi lz}{\sqrt{3}a}\right) \cos\left(\frac{2\pi(m-n)x}{3a}\right) + m \sin\left(\frac{2\pi mz}{\sqrt{3}a}\right) \cos\left(\frac{2\pi(n-l)x}{3a}\right) + n \sin\left(\frac{2\pi nz}{\sqrt{3}a}\right) \cos\left(\frac{2\pi(l-m)x}{3a}\right) \right] \quad (2.34.b)$$

l, m, n sont des entiers désignant les modes, tel que : (l+m+n=0).

Il est clair que pour ce cas les fonctions de base opèrent avec un nombre plus important de modes.

2.3.3 CAS D'UN PATCH TRIANGULAIRE ISOCELE

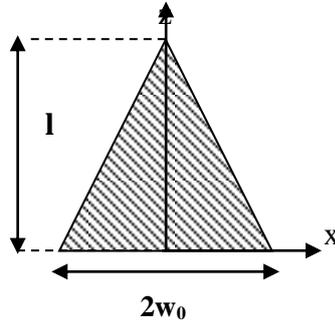


Figure 2.4 Structure d'un patch triangulaire isocèle

La forme triangulaire isocèle a été étudiée récemment par Dam et Biswas [50]. Sa structure est représentée à la figure 2.4, les composantes $J_x(x,z)$ et $J_z(x,z)$ sont reportées par [51] comme suite :

$$J_x(x,z) \approx 0 \quad (2.35.a)$$

$$J_z(x,z) \approx \left(1 + \left| \frac{x}{w_0} \right|^3 \right) \sin\left(\frac{\pi z}{l}\right) \quad (2.35.b)$$

Où W_0 et l sont les dimensions du patch. Nous mentionnons que ces fonctions de base opèrent seulement pour le mode fondamental TM_{01} .

La transformée de Fourier de $J_z(x, z)$ donnée dans l'équation (2.35.b) est exprimée par:

$$\tilde{J}_z = \frac{1}{4\pi^2} \int_0^l \sin\left(\frac{\pi z}{l}\right) e^{j\beta z} \int_0^{w(z)} \left(1 + \left|\frac{x}{W_0}\right|^3\right) \cos(\alpha x) dx dz \quad (2.36.a)$$

Où : $w(z) = \frac{W_0}{l}(1-z)$ (2.36.b)

2.4 CHAMP RAYONNE

Une fois la fréquence de résonance est déterminée, nous pouvons calculer le champ rayonné par le patch à partir des équations (2.23) comme suite :

$$EF = \sqrt{E_x^2 + E_z^2} \quad (2.37)$$

La valeur normalisée de ce champ est :

$$EF_{\text{norm}} = \left| \frac{EF}{EF_{\text{max}}} \right| \quad (2.38)$$

2.5 CONSIDERATION DE L'EXCITATION

Pour développer les calculs de l'impédance d'entrée de l'antenne micro-ruban alimentée, nous considérons le cas où le patch est isocèle et la sonde d'alimentation est une partie de l'antenne comme c'est montré dans la figure.2.5.

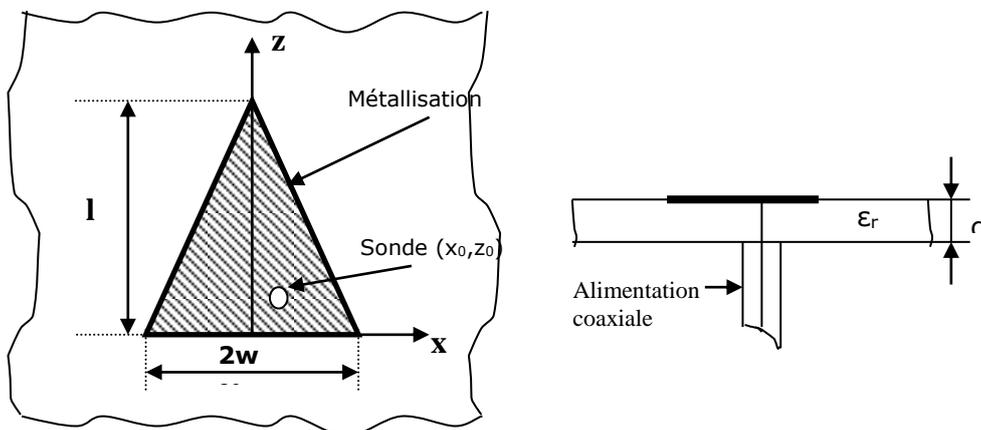


Figure 2.5 Alimentation de l'antenne micro-ruban isocèle par une sonde coaxiale

Pour un substrat étroit la sonde est assimilée à une source de courant linéaire produisant un champ incident sur le patch ou le métal de l'antenne [52]. Le champ propre du patch avec le champ incident forment ensemble le champ total de l'antenne. A l'interface air-diélectrique, la relation entre le courant propre du patch et le champ électrique tangentiel est déjà connue, elle est donnée par Eq.(2.21). Cependant, si les composantes tangentielles du champ électrique incident; $E_{x,I}$ et $E_{z,I}$ sont ajoutées à l'équation (2.21), les expressions résultantes sont les transformées de Fourier du champ total à l'interface:

$$\begin{bmatrix} G_{11}(\alpha,\beta,\omega) & G_{12}(\alpha,\beta,\omega) \\ G_{21}(\alpha,\beta,\omega) & G_{22}(\alpha,\beta,\omega) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{J}_x \\ \tilde{J}_z \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \tilde{E}_{z,I} \\ \tilde{E}_{x,I} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tilde{E}_{z,T} \\ \tilde{E}_{x,T} \end{bmatrix} \quad (2.39)$$

Pour calculer l'impédance d'entrée de l'antenne, les Eqs.(2.39) doivent être converties en une suite d'équations linéaires

Pour le patch isocèle, nous avons supposé que J_x est extrêmement petit ($J_x=0$, Eq.(2.35.a)), cette approximation est acceptée quand la fréquence est basse et l'antenne opère à son mode fondamental. J_z est exprimé en termes d'une suite de fonctions de base telles que :

$$J_z = \sum_q b_q J_{z,q} \quad (2.40)$$

où $J_{z,q}$ est une fonction de x et z .

Le système linéaire (2.41) est obtenu en substituant la transformée de Fourier de Eq.(2.40) dans Eq(2.39) et en appliquant la technique de Galerkin à l'équation résultante on a :

$$\sum_q b_q \langle G_{12}(\alpha,\beta) \tilde{J}_{z,q}, \tilde{J}_{z,q'} \rangle = - \langle \tilde{E}_{z,I}, \tilde{J}_{z,q'} \rangle \quad q'=1,2,\dots \quad (2.41)$$

Dans l'Eq.(2.41), les produits internes du côté gauche de l'égalité représentent les coefficients des équations linéaires et ils sont définis par l'expression suivante :

$$\langle \mathbf{G}_{12}(\alpha, \beta) \tilde{\mathbf{J}}_{z,q}, \tilde{\mathbf{J}}_{z,q} \rangle = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} \mathbf{G}_{12}(\alpha, \beta) \tilde{\mathbf{J}}_{z,q} \tilde{\mathbf{J}}_{z,q}^* d\alpha d\beta \quad (2.42)$$

Afin d'évaluer le produit interne du côté droit de l'égalité de Eq.(2.41), une expression pour $E_{z,I}$ doit être établie en premier. Cependant, l'utilisation d'une simple technique alternative qui est le théorème de réciprocité [53], nous permet de remplacer ce produit interne par une expression équivalente facile à calculer.

A partir de l'identité de Parseval nous avons :

$$\langle \tilde{\mathbf{E}}_{z,I}, \tilde{\mathbf{J}}_{z,q} \rangle = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} \tilde{\mathbf{E}}_{z,I} \tilde{\mathbf{J}}_{z,q}^* d\alpha d\beta = \frac{1}{(2\pi)^2} \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} \mathbf{E}_{z,I} \mathbf{J}_{z,q} dx dz \quad (2.43)$$

En appliquant le principe de réciprocité au côté droit de l'égalité de l'équation précédente, on obtient l'équation suivante :

$$\int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} \mathbf{E}_{z,I} \mathbf{J}_{z,q} dx dz = \int_0^{d} \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} i_y \mathbf{E}_{y,1(q)} dx dy dz \quad (2.44)$$

où i_y est la distribution de courant sur la sonde d'excitation et $E_{y,1(q)}$ est le champ le long de la sonde dû au courant de base $J_{z,q}$.

Comme mentionné précédemment, la sonde est une source à courant linéaire, i_y est donné par:

$$i_y = I\delta(x-x_0)\delta(z-z_0) \quad (2.45)$$

où x_0 et z_0 sont les coordonnées du point d'alimentation de la sonde.

Dans l'équation précédente (2.45), nous pouvons supposer que $I=1A$, car I est une constante arbitraire qui représente l'amplitude du courant passant dans la sonde. Si maintenant nous substituons l'Eq.(2.45) dans l'Eq.(2.44), nous aboutissons à l'équation suivante :

$$\langle \tilde{\mathbf{E}}_{z,1}, \tilde{\mathbf{J}}_{z,q'} \rangle = \frac{1}{(2\pi)^2} \int_0^d \mathbf{E}_{y,1(q')}(\mathbf{x}_o, y, z_o) dy \quad (2.46)$$

En considérant le fait que $\mathbf{E}_{y,1(q')}(\mathbf{x}_o, y, z_o)$ est le champ dans le substrat, induit le long de la sonde, dû au courant $\mathbf{J}_{z,q'}$ sur le patch, son expression peut être trouvée par substitution de la façon suivante :

On utilise l'Eq.(2.20) pour trouver les expressions de E_x et E_z dans le domaine spectral en fonction de J_z (J_x est supposé nul), le résultat est alors :

$$\tilde{\mathbf{E}}_z = \mathbf{G}_{12}(\alpha, \beta) \tilde{\mathbf{J}}_z \quad (2.47.a)$$

$$\tilde{\mathbf{E}}_x = \mathbf{G}_{22}(\alpha, \beta) \tilde{\mathbf{J}}_z \quad (2.47.b)$$

Les composantes du champ pour le milieu diélectrique sont donnée par :

$$\tilde{\mathbf{E}}_{z,1} = (\mathbf{k}_1^2 - \beta^2) \mathbf{A}_1(\alpha, \beta) \sinh(\gamma_1 y) \quad (2.48.a)$$

$$\tilde{\mathbf{E}}_{x,1} = -(\alpha \beta \mathbf{A}_1(\alpha, \beta) + j\omega \mu_1 \gamma_1 \mathbf{C}_1(\alpha, \beta)) \sinh(\gamma_1 y) \quad (2.48.b)$$

En prenant $y=d$, Eq.(2.47.a) est égale à l'Eq.(2.48.a) et l'Eq.(2.47.b) est égale à l'Eq.(2.48.b), il est facile de montrer que les coefficients des fonctions potentiel sont donnés par les expressions :

$$\mathbf{A}_1(\alpha, \beta) = \frac{\mathbf{G}_{12}(\alpha, \beta) \tilde{\mathbf{J}}_z}{(\mathbf{k}_1^2 - \beta^2) \sinh(\gamma_1 d)} \quad (2.49.a)$$

$$\mathbf{C}_1(\alpha, \beta) = j \frac{\tilde{\mathbf{J}}_z}{\omega \mu_1 \gamma_1 \sinh(\gamma_1 d)} \left[\mathbf{G}_{22}(\alpha, \beta) + \frac{\alpha \beta}{(\mathbf{k}_1^2 - \beta^2)} \mathbf{G}_{12}(\alpha, \beta) \right] \quad (2.49.b)$$

Le champ le long de la sonde dû au courant de base $\mathbf{J}_{z,q'}$ est donné par l'équation :

$$\tilde{E}_{y,1} = -j(\gamma_1 \beta A_1(\alpha, \beta) + j\omega \mu_1 \alpha C_1(\alpha, \beta)) \cosh(\gamma_1 y) \quad (2.50)$$

Maintenant, substituons les deux coefficients $A_1(\alpha, \beta)$ et $C_1(\alpha, \beta)$ dans $\tilde{E}_{y,1}$, nous obtenons alors l'expression suivante :

$$\tilde{E}_{y,1} = j \left[\frac{\beta}{\gamma_1} G_{12}(\alpha, \beta) + \frac{\alpha}{\gamma_1} G_{22}(\alpha, \beta) \right] \tilde{J}_z \cosh(\gamma_1 y) / \sinh(\gamma_1 d) \quad (2.51)$$

A partir de l'Eq.(2.49), il est maintenant facile de trouver $E_{y,1(q')}$ dû à $J_{z,q'}$, tel que :

$$E_{y,1(q')} = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} \tilde{e}_{y,q'} \frac{\cosh(\gamma_1 y)}{\cosh(\gamma_1 d)} e^{-j(\alpha x + \beta z)} d\alpha d\beta \quad (2.52)$$

Où :

$$\tilde{e}_{y,q'} = j \left[\frac{\beta}{\gamma_1} G_{12}(\alpha, \beta) + \frac{\alpha}{\gamma_1} G_{22}(\alpha, \beta) \right] \tilde{J}_{z,q'} \coth(\gamma_1 d) \quad (2.53)$$

Par conséquent, en substituant Eq.(2.52) dans l'équation (2.46), l'évaluation du produit interne dans le côté droit de l'égalité de Eq.(2.41) devient possible. Les coefficients b_q (b_1, b_2, \dots) peuvent être calculés à partir de Eq.(2.46) par une simple matrice inverse. Une fois ces coefficients sont déterminés, nous pouvons calculer l'impédance d'entrée de l'antenne Z_{in} , en utilisant l'expression :

$$Z_{in} = \frac{V}{I} = - \int_0^d E_{y,1}(x_0, y, z_0) dy \quad (2.54)$$

* Coefficient de réflexion

Le coefficient de réflexion Γ est un paramètre qui permet de quantifier la quantité du signal réfléchi par rapport au signal incident.

Généralement ce coefficient est lié à l'impédance d'entrée de l'antenne et l'impédance caractéristique $Z_c = 50\Omega$ par la relation :

$$\Gamma = \frac{Z_{in} - Z_c}{Z_{in} + Z_c} = \frac{Z_{in} - 50}{Z_{in} + 50} \quad (2.55)$$

Signalons qu'on peut représenter Γ sous forme de paramètre S en dB tel que :

$$S_{11}(dB) = 20 \log(|\Gamma|) \quad (2.56)$$

2.6 CAS DU SUBSTRAT A ANISOTROPIE UNIAXIALE

L'anisotropie est en relation avec la permittivité du substrat diélectrique, elle influe sur l'orientation du champ électrique appliqué. Beaucoup de substrats utilisés pour la fabrication des antennes imprimées sont anisotropes et en particulier à anisotropie uniaxiale. Comme le Sapphire ($\varepsilon_x = 11.6, \varepsilon_z = 9.4$), Epsilam-10 ($\varepsilon_x = 10.2, \varepsilon_z = 13$) et le Pyrolitic boron nitrite « PBN » ($\varepsilon_x = 10.2, \varepsilon_z = 13$).

Mathématiquement, la permittivité d'un substrat anisotrope peut être représentée par un tenseur de la forme:

$$\varepsilon = \varepsilon_0 \cdot \begin{bmatrix} \varepsilon_{xx} & \varepsilon_{xy} & \varepsilon_{xz} \\ \varepsilon_{yx} & \varepsilon_{yy} & \varepsilon_{yz} \\ \varepsilon_{zx} & \varepsilon_{zy} & \varepsilon_{zz} \end{bmatrix} \quad (2.57)$$

Pour un substrat biaxialement anisotrope, la permittivité est donnée par :

$$\varepsilon = \varepsilon_0 \cdot \begin{bmatrix} \varepsilon_{xx} & 0 & 0 \\ 0 & \varepsilon_{yy} & 0 \\ 0 & 0 & \varepsilon_{zz} \end{bmatrix} \quad (2.58)$$

Pour un substrat à anisotropie uniaxiale (l'axe optique est perpendiculaire au patch), la permittivité est donnée par:

$$\varepsilon = \varepsilon_0 \cdot \begin{bmatrix} \varepsilon_x & 0 & 0 \\ 0 & \varepsilon_x & 0 \\ 0 & 0 & \varepsilon_z \end{bmatrix} \quad (2.59)$$

ε_0 est la permittivité de l'espace libre.

ε_x est la permittivité relative dans la direction perpendiculaire à l'axe optique.

ε_z est la permittivité relative dans la direction de l'axe optique.

Sachant que dans le domaine spectral, la relation entre le courant et le champ électrique sur le patch est donnée par :

$$\tilde{\mathbf{E}}_s(\mathbf{k}_s) = \mathbf{G}(\mathbf{k}_s)\tilde{\mathbf{J}}(\mathbf{k}_s) \quad (2.60)$$

La fonction dyadique spectrale de Green G peut s'écrire sous une forme plus compacte telle que :

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} \mathbf{G}^e & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{G}^h \end{bmatrix} \quad (2.61)$$

Dans le cas du substrat à anisotropie uniaxiale, et lorsque l'axe optique est (oz) et le patch est dans le plan (xoy), G^e , G^h sont donnés par [54]:

$$\mathbf{G}^e = \frac{1}{i\omega\varepsilon_0} \frac{-k_z^e k_z \sin(k_{z1}d)}{ik_z^e \sin(k_{z1}d) + \varepsilon_x k_z \cos(k_{z1}d)} \quad (2.62.a)$$

$$\mathbf{G}^h = \frac{1}{i\omega\varepsilon_0} \frac{-k_0^2 k_z \sin(k_{z1}d)}{ik_z \sin(k_{z1}d) + k_z^h \cos(k_{z1}d)} \quad (2.62b)$$

Où

$$\mathbf{k}_z = \begin{bmatrix} k_z^e & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & k_z^h \end{bmatrix} \quad (2.63)$$

et

$$k_z^e = (\varepsilon_x k_0^2 - \frac{\varepsilon_x}{\varepsilon_z} k_s^2)^{1/2} \quad (2.64.a)$$

$$k_z^h = (\varepsilon_x k_0^2 - k_s^2)^{1/2} \quad (2.64.b)$$

Avec :

$$k_0: \text{ Constante de propagation dans l'espace libre, } k_0 = \omega\sqrt{\mu_0\varepsilon_0}$$

$k_s^2 = k_x^2 + k_y^2$; k_x et k_y sont les variables spectrales correspondant à x et y respectivement.

$$k_{z1} = k_0 \cos(k_z d)$$

2.7 CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons procédé à la formulation des antennes micro-rubans par la technique du domaine spectral, en partant des équations de Maxwell auxquelles nous avons appliqué les transformées de Fourier et en considérant les conditions aux limites de la structure, nous avons abouti aux équations finales qui expriment la relation entre les fonctions de Green, la distribution des courants surfaciques et les composantes du champ. La résolution de ces équations par la méthode de Galerkin nous a permis d'obtenir un système d'équations linéaires et homogènes à partir duquel nous avons calculé l'inconnue du problème qui est la fréquence de résonance. Une bonne estimation de cette dernière nécessite un choix judicieux des fonctions de base, pour chaque type de patch considéré : isocèle, équilatérale et rectangulaire. Ensuite, nous sommes passées au développement des calculs de l'impédance d'entrée lorsque l'excitation est prise en considération. Comme nous avons étudié le cas du substrat à anisotropie uniaxiale.

Chapitre 3

Résultats Numériques et Discussions

3.1 INTRODUCTION

Dans ce chapitre nous procédons à la résolution numérique de l'équation intégrale du champ électrique de différentes structures, où nous utilisons trois types de fonctions de base selon la forme du patch considéré (isocèle, équilatéral et rectangulaire). Les fonctions de base sans singularités sur les bords issue du modèle de la cavité garantissent une convergence très rapide de la solution. En effet, une seule fonction de base selon la direction de l'axe optique est suffisante pour obtenir une bonne convergence de la fréquence de résonance du mode TM_{01} dans le cas du patch isocèle. Cependant, pour les patches rectangulaire et équilatéral il est possible de balayer tous les modes selon les valeurs de m et n . Pour valider nos calculs, nous les confrontons aux données théoriques et expérimentales de la littérature. Nous étudions l'effet de quelques paramètres physiques de l'antenne micro-ruban ; tels que la permittivité et l'épaisseur du substrat, ainsi que les dimensions du patch sur la fréquence de résonance pour deux types de substrats isotrope et anisotrope. Nous procédons aussi à la comparaison des propriétés électriques des trois structures lorsqu'elles sont soumises aux mêmes données. Comme nous calculons l'impédance d'entrée pour différentes positions du point d'alimentation. Tous nos calculs sont menés en MATLAB et les résultats sont présentés en termes de fréquence de résonance, de diagramme de rayonnement, d'impédance d'entrée et de coefficient de réflexion.

3.2 CAS DE L'ANTENNE MICRO-RUBAN A SUBSTRAT ISOTROPE

3.2.1 CAS DE L'ANTENNE A PATCH RECTANGULAIRE

Dans le but de valider nos calculs, nous avons considéré une antenne à patch rectangulaire dont les dimensions sont $a=1.5\text{cm}$ et $b=1\text{cm}$, monté sur un substrat de permittivité $\epsilon_r = 7$. Les résultats sont confrontés à ceux de W. C. Chew [55], comme c'est montré dans le tableau 3.1.

Avec les mêmes valeurs du tableau 3.1, nous avons tracé les courbes de la figure 3.1, il est clair que nos résultats coïncident parfaitement avec ceux de [55].

d(cm)	Nos résultats Fréquence de résonance [GHz]	Résultats de [55] Fréquence de résonance [GHz]
0.02	5.6124	5.6295
0.04	5.5750	5.5838
0.06	5.5250	5.5330
0.08	5.4698	5.4781
0.1	5.4101	5.4198
0.12	5.3492	5.3589
0.14	5.2860	5.2963
0.16	5.2321	5.2327

Tableau 3.1 Comparaison de la fréquence de résonance de nos calculs avec [55]; pour $a=1.5\text{cm}$, $b=1\text{cm}$, $\epsilon_r = 7$.

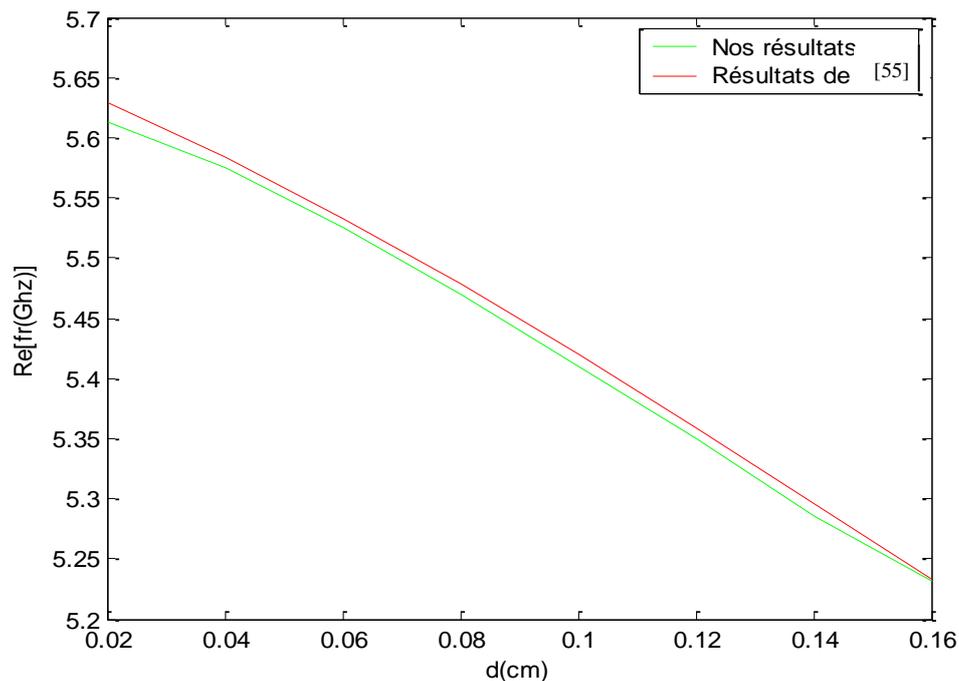


Figure 3.1 Variation de la fréquence de résonance en fonction de l'épaisseur du substrat pour $a=1.5\text{cm}$, $b=1\text{cm}$ et $\epsilon_r = 7$

3.2.2 CAS DE L'ANTENNE A PATCH ISOCELE

Nous mentionnons que pour ce cas les résultats sont obtenus pour le mode fondamental TM_{01} , puisque nous ne disposons que des fonctions de base de ce mode (voir Eqs.(2.35)).

Cependant, une bonne convergence est obtenue en utilisant ces fonctions de base et ce pour une large gamme de fréquences initiales.

Les courbes de la figure 3.2 représentent la variation de la fréquence de résonance en fonction de l'angle du sommet du patch isocèle, pour différentes hauteurs du triangle, tel que : $tg\alpha = w_0/l$. Cette figure montre que la fréquence de résonance augmente lorsque l'angle du sommet et la hauteur l diminuent, autrement dit cette fréquence augmente pour les faibles dimensions du patch. Les résultats de notre computation sont très proches des valeurs obtenues à partir des mesures expérimentales de [56].

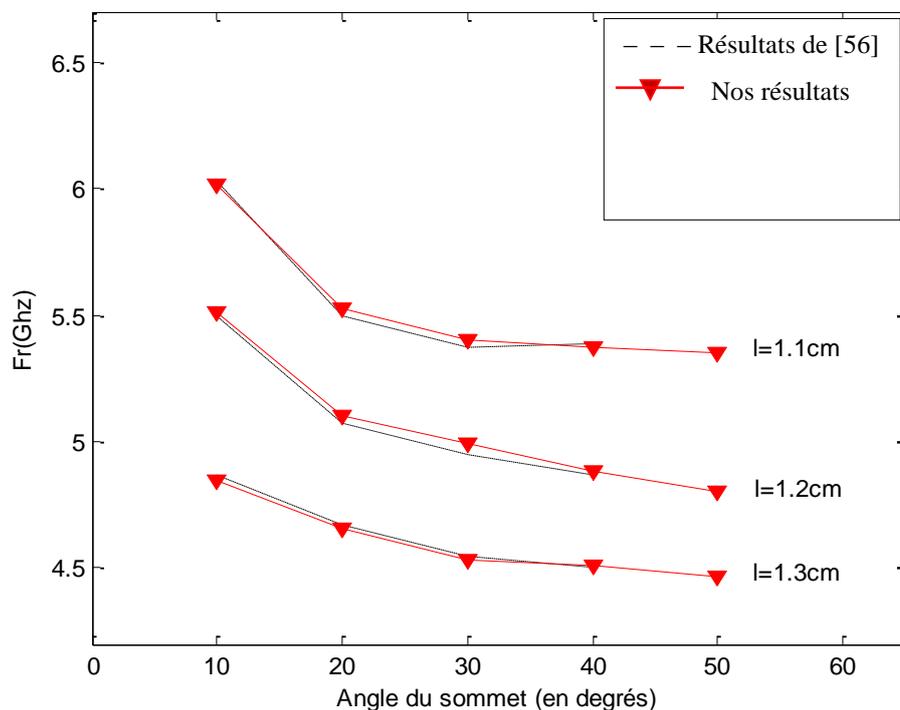


Figure 3.2 Variation de la fréquence de résonance en fonction de l'angle du sommet d'un patch isocèle pour différentes hauteurs ; $\epsilon_r=2.32$, $d=0.635$ mm.

3.2.3 CAS DE L'ANTENNE A PATCH EQUILATERAL

Dans ce cas nous avons utilisé les fonctions de base des équations (2.34). La figure 3.3 présente la variation de la fréquence de résonance en fonction de la longueur latérale a du patch équilatéral, pour le mode TM_{10} : la fréquence de résonance augmente avec la diminution de a , ce qui montre l'importance du choix de la géométrie et des dimensions du patch. Les résultats obtenus, coïncident parfaitement avec ceux de Lee : référence [57].

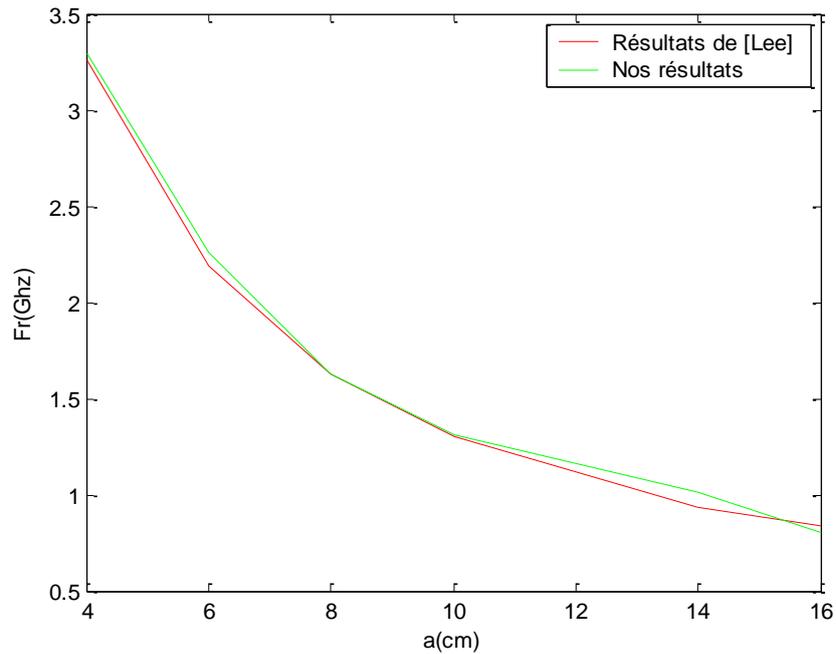


Figure 3.3 Variation de la partie réelle de la fréquence de résonance en fonction de la longueur latérale du triangle a pour le mode TM_{10} , $d=0.159\text{cm}$ et $\epsilon_r=2.32$

Mode	fr.mes [GHz] [58]	fr. [GHz] Nos résultats	fr.mom/ fr.mes [58]	fr/ fr.mes [59]	fr./ fr.mes Nos résultats
TM_{10}	1.498	1.479	1.006	0.997	0.987
TM_{20}	2.969	2.997	1.007	1.000	1.009
TM_{21}	3.968	3.988	1.002	0.993	1.005
TM_{30}	4.443	4.456	1.008	1.003	1.002

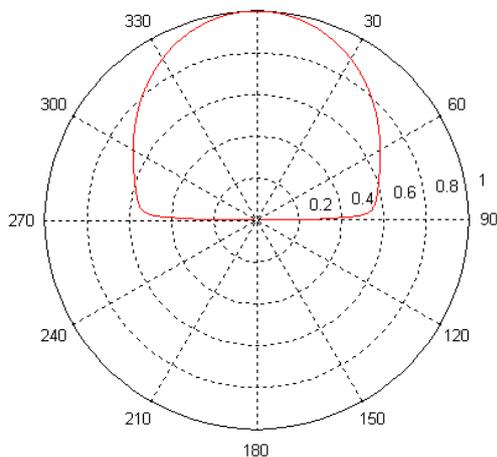
Tableau 3.2 Comparaison de la fréquence de résonance mesurée et théorique pour $\epsilon_r=2.32$, $a=8.7\text{cm}$, $d=0.78\text{mm}$.

Mode	fr.mes [GHz] [58]	fr [GHz] Nos résultats	fr.mom/ fr.mes [58]	fr/ fr.mes [59]	fr./ fr.mes Nos résultats
TM_{10}	1.519	1.542	1.002	0.991	1.015
TM_{20}	2.995	3.045	1.010	1.006	1.016
TM_{21}	3.973	3.977	1.016	1.003	1.001
TM_{30}	4.439	4.479	1.018	1.018	1.009

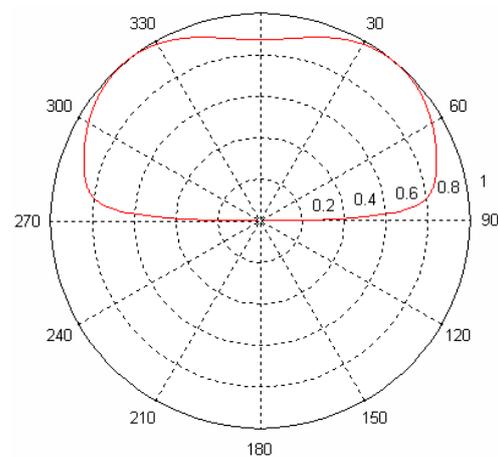
Tableau 3.3 Comparaison de la fréquence de résonance mesurée et théorique normalisées pour $\epsilon_r=10.5$, $a=4.1\text{cm}$, $d=0.7\text{mm}$.

A partir des tableaux 3.2 et 3.3, nous remarquons que les valeurs de la fréquence de résonance dépendent essentiellement des dimensions du patch et de la nature du substrat (permittivité et épaisseur). Pour chaque mode étudié, les résultats obtenus par la méthode des moments sont légèrement élevés par rapport aux résultats expérimentaux. Nous remarquons aussi qu'en allant d'un mode au mode supérieur la fréquence de résonance augmente. Cependant, nous pouvons conclure que nos calculs donnent des fréquences de résonance proches des résultats mesurés et calculés reportés dans les articles [58] et [59].

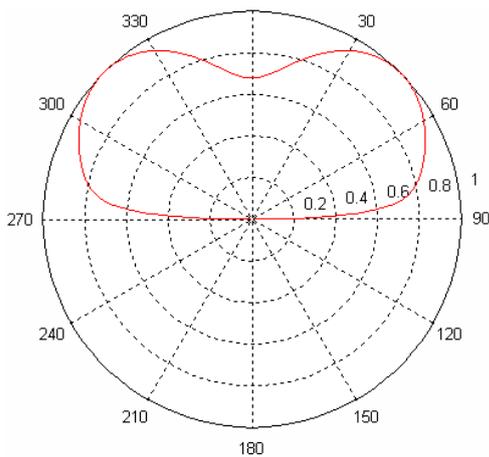
***Effet de la fréquence de résonance sur le champ rayonné**



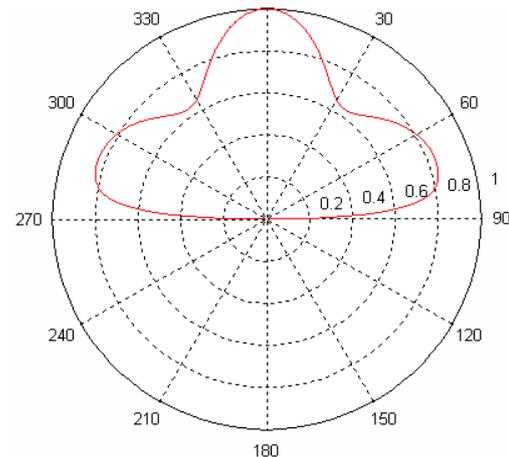
le mode : TM_{10} , $f_r=1.542\text{GHz}$



le mode : TM_{20} , $f_r=3.045\text{GHz}$



le mode : TM_{21} , $f_r=3.977\text{GHz}$



le mode : TM_{30} , $f_r=4.479\text{GHz}$

Figure 3.4 Diagrammes de rayonnement d'une antenne à patch équilatéral pour différents modes

Les diagrammes de rayonnement de la figure 3.4 sont obtenus à partir des fréquences de résonance du tableau 3.4. Les quatre diagrammes montrent qu'en allant d'un mode au mode supérieur, la fréquence augmente et le champ rayonné change de forme et devient plus large et moins directif que le mode fondamental (TM_{10}) de l'antenne et il a tendance à se subdiviser. Autrement dit, la fréquence d'opération de l'antenne influe sur le champ rayonné.

3.2.4 COMPARAISON ENTRE L'ANTENNE A PATCH EQUILATERAL ET L'ANTENNE A PATCH ISOCELE

Dans ce cas les deux antennes micro-rubans ont la même permittivité, la même épaisseur et les surfaces des patches équilatéral et isocèle sont égales. Nous mentionnons que les résultats de cette sous section ont fait l'objet d'une conférence internationale [60].

Sachant que :

$$\left. \begin{aligned} S_{\text{isocèle}} &= w_0 \cdot l \\ S_{\text{équilatéral}} &= \frac{a^2 \sqrt{3}}{4} \\ S_{\text{isocèle}} &= S_{\text{équilatéral}} \end{aligned} \right\} \longrightarrow a^2 = 4 \cdot w_0 \cdot l / \sqrt{3}$$

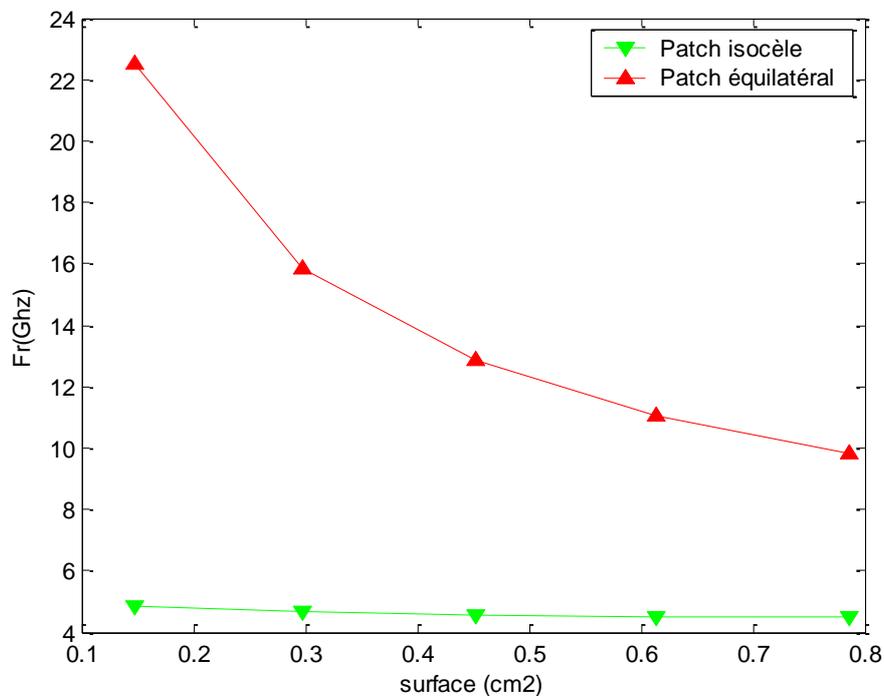


Figure 3.5 Variation de la partie réelle de la fréquence de résonance en fonction de la surface du triangle pour, $d = 0.0635 \text{ cm}$ et $\epsilon_r = 2.32$ (mode TM_{01})

Les résultats de comparaison de la fréquence de résonance de l'antenne à patch isocèle avec celle de l'antenne à patch équilatéral sont illustrés par les courbes de la figure 3.5, nous remarquons que les deux courbes ont le même comportement ; la fréquence de résonance diminue lorsque la surface du patch augmente. Cependant, les fréquences de résonance du patch triangulaire équilatéral sont plus importantes que celle du patch isocèle et ce pour la même surface considérée. Ceci montre que la forme du patch joue un rôle très important pour la détermination de la fréquence de résonance de l'antenne.

3.2.5 COMPARAISON ENTRE L'ANTENNE A PATCH EQUILATERAL ET L'ANTENNE A PATCH RECTANGULAIRE

Dans ce cas les deux antennes micro-rubans ont la même permittivité, la même épaisseur et les surfaces des patches (équilatéral et rectangulaire) sont égales.

$$\left. \begin{array}{l} \text{surface(tri)} = a^2 \times \left(\frac{\sqrt{3}}{4}\right) \\ \text{surface(rec)} = a.b \\ \text{surface(tri)} = \text{surface(rec)} \end{array} \right\} \Longrightarrow b = a \times \left(\frac{\sqrt{3}}{4}\right)$$

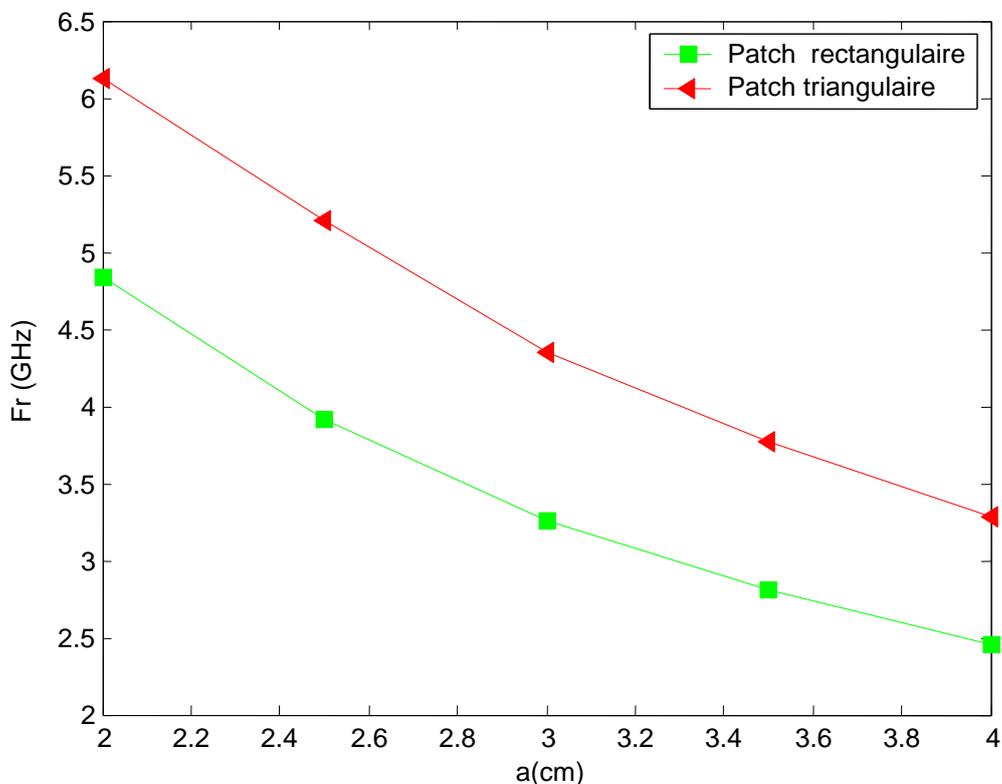


Figure 3.6 Variation de la partie réelle de la fréquence de résonance en fonction de la longueur latérale du triangle pour, $d=0.159\text{cm}$ et $\epsilon_r=2.32$ (mode TM_{01})

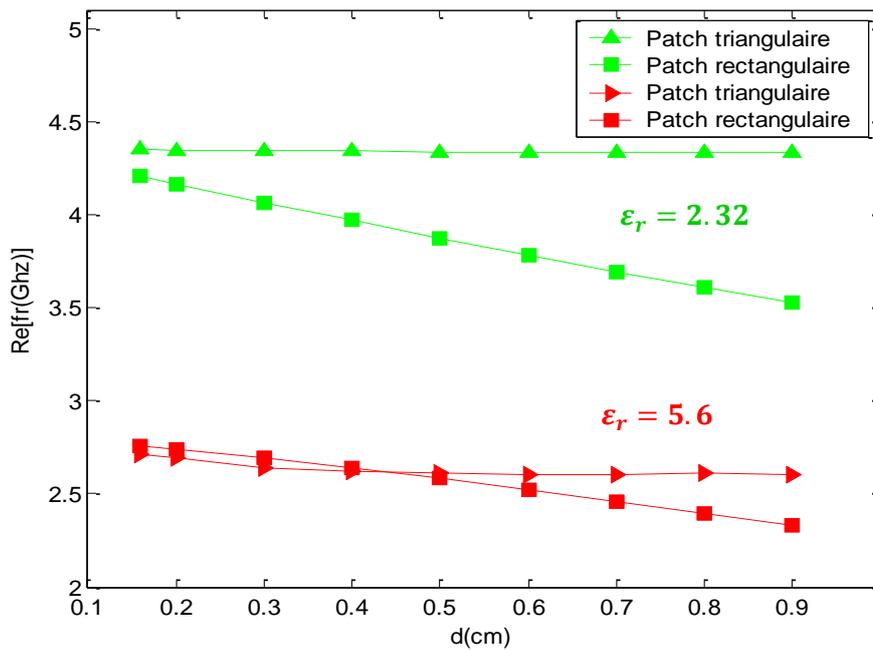


Figure 3.7 Variation de la partie réelle de la fréquence de résonance en fonction de l'épaisseur du substrat pour différentes permittivités dans le mode TM_{01} , $a = 3cm$

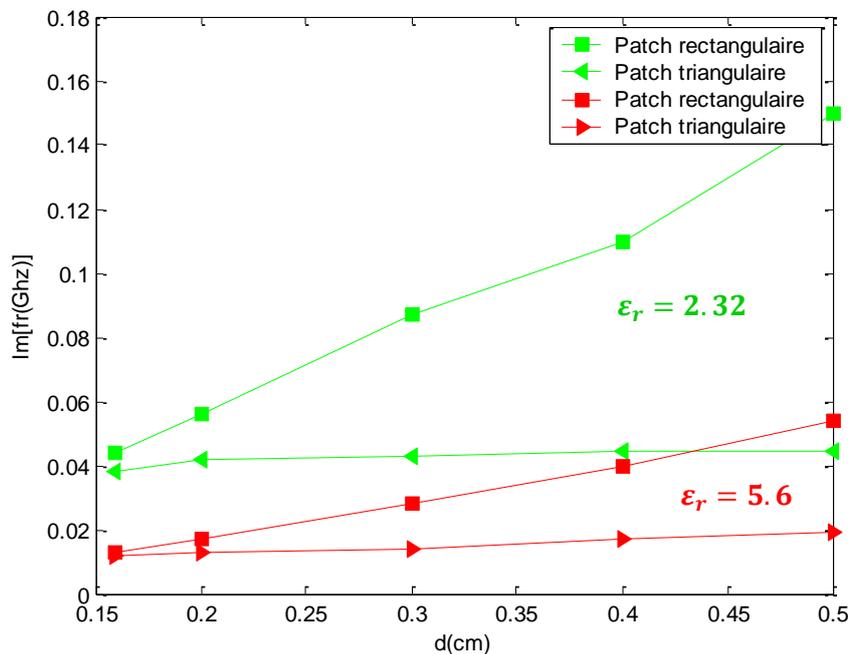


Figure 3.8 Variation de la partie imaginaire de la fréquence de résonance en fonction de l'épaisseur du substrat pour différentes permittivités dans le mode TM_{01} , $a = 3cm$

Les deux courbes de la figure 3.6 ont le même comportement ; la fréquence de résonance diminue lorsque les dimensions des patchs augmentent. Cependant, les fréquences de

résonance du patch triangulaire sont plus importantes que celle du patch rectangulaire et ce pour la même surface considérée.

Pour les figures 3.7 et 3.8 le comportement des antennes vis-à-vis la variation de la permittivité et l'épaisseur du substrat est dans le bon sens ; la partie réelle de la fréquence de résonance diminue lorsque la permittivité et l'épaisseur augmentent, et la partie imaginaire qui représente les pertes de rayonnement augmente avec l'augmentation de ϵ_r et d . Nous remarquons que la fréquence de résonance de l'antenne à patch équilatéral est plus importante que celle de la structure rectangulaire lorsque d augmente et cet effet est plus évident pour la permittivité $\epsilon_r = 2.32$. Par contre, pour $\epsilon_r = 5.6$ l'effet devient moins évident pour les épaisseurs du substrat inférieures à 0.5cm où les deux structures (à patch triangulaire et rectangulaire de même surface) opèrent avec les mêmes fréquences.

Cependant, la partie imaginaire de la fréquence de résonance de la structure triangulaire équilatérale est plus faible que celle de la structure rectangulaire lorsque d augmente. Ce qui signifie que l'antenne patch équilatérale présente des pertes de rayonnement plus faibles que ceux de la structure rectangulaire.

Mode	Fr _{mes} [GHz] [58] Patch équilatéral	Fr [GHz] Nos résultats Patch équilatéral	Fr [GHz] Nos résultats Patch rectangulaire
TM ₁₀	1.280	1.261	0.993
TM ₂₀	2.550	2.579	1.851
TM ₂₁	3.400	3.408	2.046
TM ₃₀	3.824	3.877	2.945

Tableau 3.4 Comparaison de la fréquence de résonance théorique et mesurée pour $\epsilon_r=2.32$, $a=8.7\text{cm}$, $d=0.78\text{mm}$.

Dans les tableaux 3.4 et 3.5 nous comparons les fréquences de résonance de l'antenne patch triangulaire avec celles de l'antenne patch rectangulaire lorsque les deux antennes sont soumises aux mêmes conditions physiques et électriques (même permittivité, même épaisseur, même surface et même mode des fonctions des courants de base). Nous remarquons que pour tous les cas considérés la fréquence de résonance de l'antenne patch triangulaire est supérieure à celle de l'antenne patch rectangulaire. Ce qui confirme une fois de plus les résultats de comparaison des situations précédentes.

Mode	Fr _{mes} [GHz] [58] Patch équilatéral	Fr [GHz] Nos résultats Patch équilatéral	Fr [Ghz] Nos résultats Patch rectangulaire
TM ₁₀	1.519	1.542	1.147
TM ₂₀	2.985	3.045	2.259
TM ₂₁	3.973	3.977	2.531
TM ₃₀	4.439	4.479	3.228

Tableau 3.5 Comparaison de la fréquence de résonance théorique et mesurée pour $\epsilon_r = 10.5$, $a=4.1$ cm, $d=0.7$ mm.

3.3 CAS DE L'ANTENNE MICRO-RUBAN A ANISOTROPIE UNIAXIALE

Dans cette sous-section, nous étudions l'influence de l'anisotropie sur les caractéristiques d'un patch de forme triangulaire. Bien que l'effet de l'anisotropie sur les performances des patchs rectangulaires et circulaires a été largement étudié dans plusieurs travaux de la littérature [61]-[64], Peu de travaux concernant cet effet ont été menés pour le cas d'un patch de forme triangulaire.

3.3.1 VARIATION DES DIMENSIONS DU PATCH

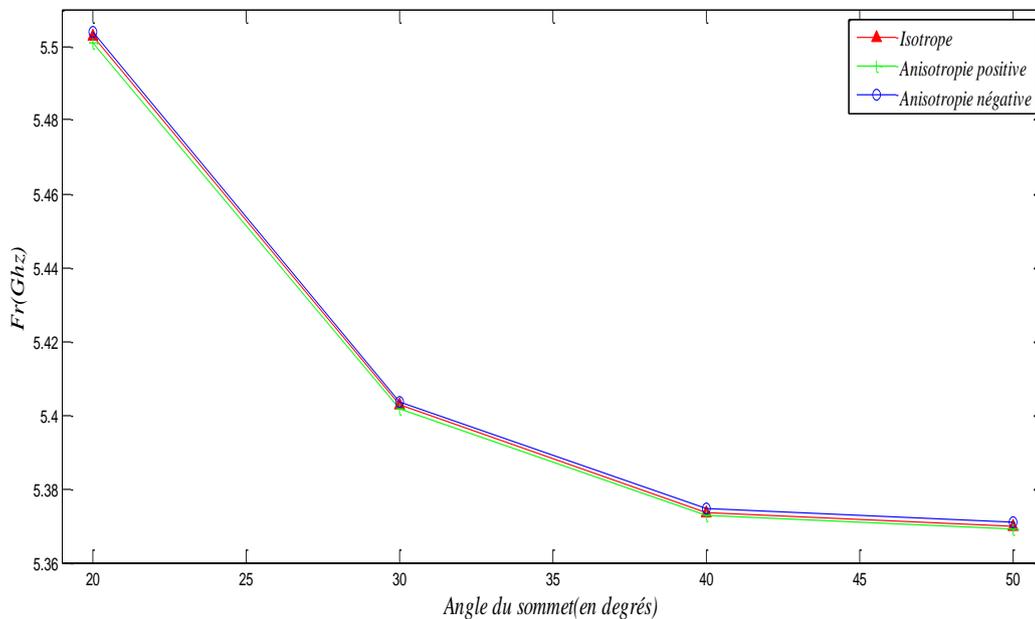


Figure 3.9 Variation de la fréquence de résonance en fonction de l'angle du sommet d'un patch isocèle $l=1.1$ cm, $d=0.0635$ cm pour différents types d'anisotropie (isotrope : $\epsilon_x=\epsilon_z=2.32$, anisotropie positive : $\epsilon_x=2.35$; $\epsilon_z=2.82$, anisotropie négative: $\epsilon_x=2.35$; $\epsilon_z=1.88$).

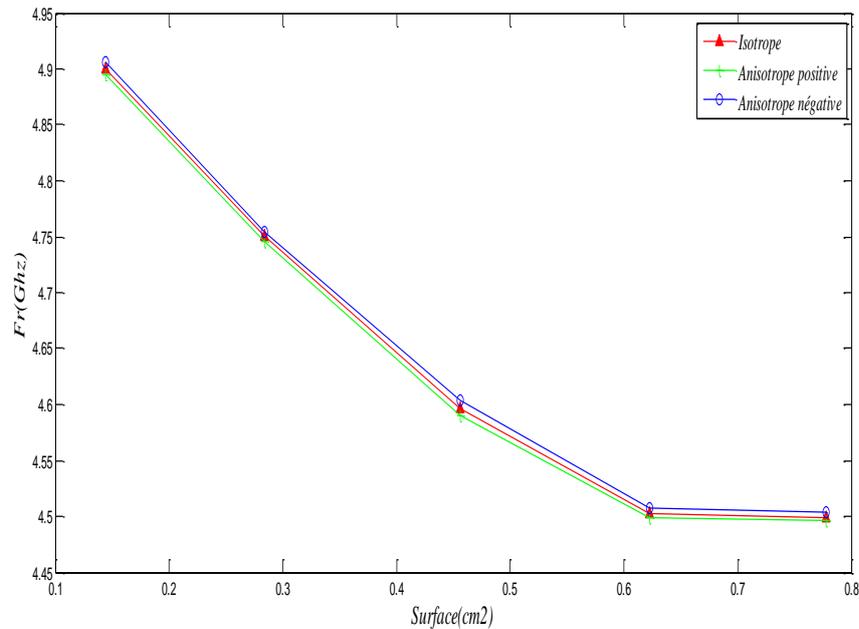


Figure 3.10 Variation de la fréquence de résonance en fonction de la surface du triangle isocèle pour différents types d'anisotropie, $d=0.0635$ cm.

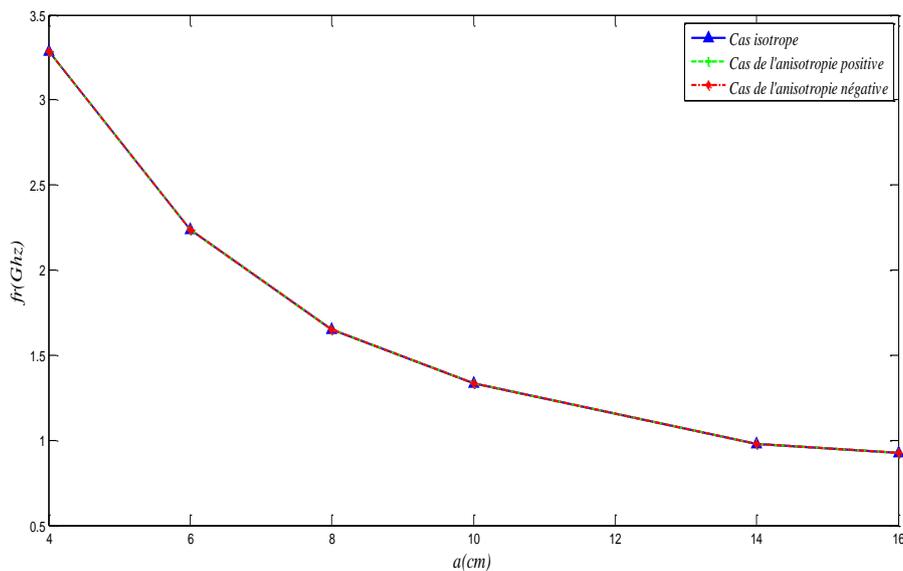


Figure.3.11 Variation de la fréquence de résonance en fonction de la longueur du côté du patch équilatéral pour différents types d'anisotropie, $d=0.0635$ cm.

Dans les figures 3.9, 3.10 et 3.11, nous avons varié les dimensions des patches isocèle et équilatéral et nous avons considéré trois types d'anisotropie du substrat diélectrique (isotrope : $\epsilon_x=\epsilon_z=2.32$, anisotropie positive : $\epsilon_x=2.35 ; \epsilon_z=2.82$, anisotropie négative : $\epsilon_x=2.35 ; \epsilon_z=1.88$). D'après les résultats obtenus, nous constatons que l'effet de

l'anisotropie n'est pas évident sur la fréquence de résonance de l'antenne lorsque les dimensions des patchs varient. Dans chacune de ces figures les courbes sont confondues pour les trois cas d'anisotropie.

3.3.2 VARIATION DE L'ÉPAISSEUR DU SUBSTRAT

*Cas de l'antenne à patch équilatéral

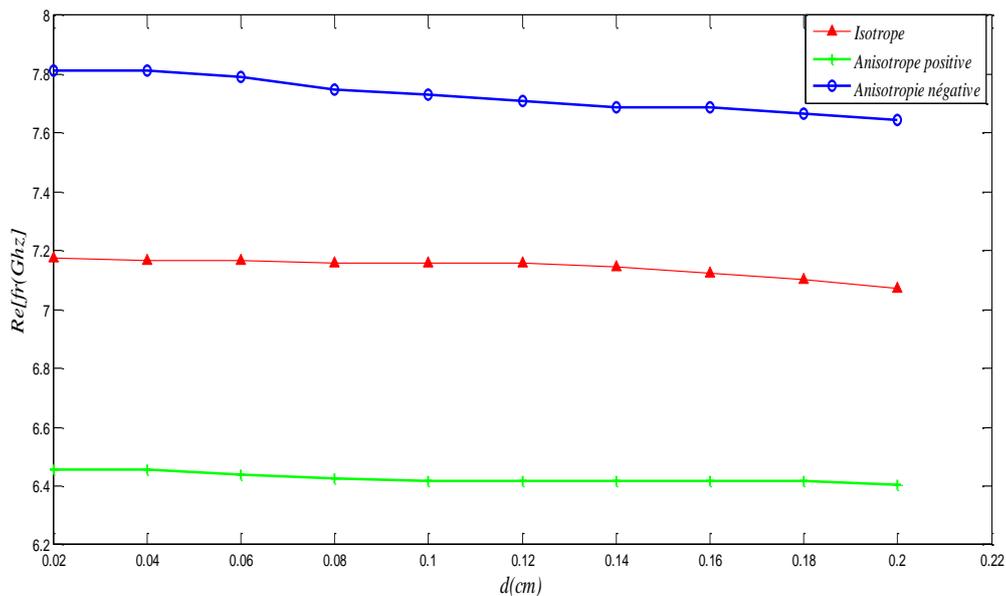


Figure 3.12 Variation de la fréquence de résonance de l'antenne à patch équilatéral en fonction de l'épaisseur du substrat pour différents types d'anisotropie, $a = 1.86 \text{ cm}$.

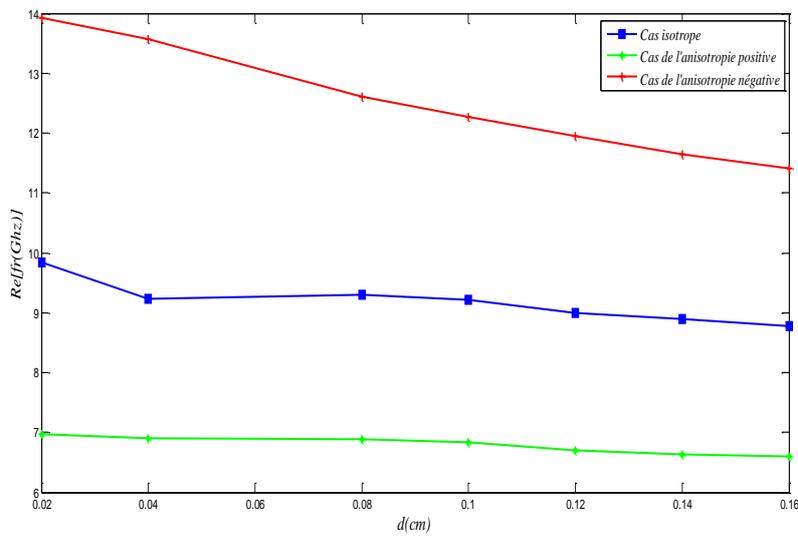
La figure 3.12 représente la variation de la fréquence de résonance en fonction de l'épaisseur d'un substrat mince (d faible) d'une antenne à patch équilatérale pour différents types d'anisotropie. Les fréquences de résonance pour l'anisotropie négative sont nettement supérieures que celles du cas isotrope et pour l'anisotropie positive, elles sont aussi nettement inférieures que celles du cas isotrope. L'effet de l'anisotropie sur les antennes microbandes à substrat à mince est nettement évident par rapport aux antennes à substrats épais.

*Cas de l'antenne à patch rectangulaire

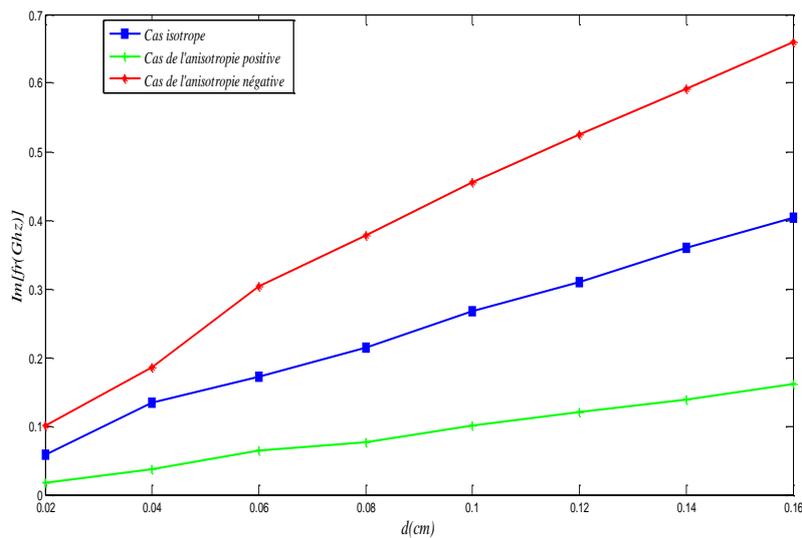
Dans le tableau 3.6, nous remarquons que lorsque l'épaisseur du substrat double de valeur, la fréquence de résonance diminue légèrement (pour les mêmes dimensions du patch). Par contre lorsque les dimensions du patch doublent de valeurs la fréquence de résonance se réduit de moitié. Nos résultats sont en parfaite concordance avec ceux de la littérature.

d (cm)	a (cm)	b (cm)	Fréquence de résonance (GHz)			
			Mesurée [65]	Calculée [65]	Résultats de [66]	Nos résultats
0.127	2.00	3.00	2.264	2.268	2.284	2.285
0.127	0.95	1.50	4.495	4.520	4.595	4.599
0.254	1.95	3.00	2.242	2.260	2.297	2.299
0.254	0.95	1.50	-	-	-	4.172

Tableau 3.6 Fréquence de résonance d’une antenne à patch rectangulaire à substrat anisotrope ($\epsilon_x=13$, $\epsilon_z=10.2$) pour différentes valeurs de a, b et d



(a)



(b)

Figure 3.13 Variation de la partie réelle (a) et de la partie imaginaire (b) de la fréquence de résonance en fonction de l’épaisseur du substrat pour différents types d’anisotropie (isotrope: $\epsilon_x = \epsilon_z = 2.32$, positive : $\epsilon_x = 2.32$; $\epsilon_z = 4.64$, négative : $\epsilon_x = 2.32$; $\epsilon_z = 1.16$) a=1.5cm, b=1cm.

La figure 3.13 représente la variation de la fréquence de résonance en fonction de l'épaisseur du substrat d'une antenne à patch rectangulaire pour différents types d'anisotropie. Les fréquences de résonance pour l'anisotropie négative sont nettement supérieures que celles du cas isotrope et pour l'anisotropie positive, elles sont aussi nettement inférieures que celles du cas isotrope. L'effet de l'anisotropie est nettement évident lorsqu'on varie l'épaisseur du substrat.

ϵ_x	ϵ_z	AR= ϵ_x / ϵ_z	Fréquence de résonance (GHz)	
			Résultats de [67]	Nos résultats
2.32	1.16	2	5.476	5.476
2.32	2.32	1	4.123	4.123
2.32	4.64	0.5	3.032	3.032
1.16	2.32	0.5	4.174	4.174
4.64	2.32	2	4.042	4.042

Tableau 3.7 Dépendance de la fréquence de résonance par ϵ_x et ϵ_z
 $a=1.9\text{cm}$, $b=2.29\text{cm}$, $d=0.159\text{cm}$

Les résultats obtenus dans le tableau 3.7 montrent que lorsque la permittivité ϵ_z change et ϵ_x reste constante la valeur de la fréquence de résonance change nettement (ϵ_z augmente et f_r diminue). Cependant, lorsque la permittivité ϵ_x change et ϵ_z reste constante la valeur de la fréquence de résonance change légèrement. Autrement dit ; la permittivité ϵ_z le long de l'axe optique (oz) est un facteur déterminant dans la variation de la fréquence de résonance. Nos résultats et ceux de la littérature [67] sont en parfaite concordance.

3.4 IMPEDANCE D'ENTREE ET COEFFICIENT DE REFLEXION

Sachant que le coefficient de réflexion est lié à l'impédance d'entrée de l'antenne par la relation: $\Gamma = \frac{Z_{in}-Z_0}{Z_{in}+Z_0} = \frac{Z_{in}-50}{Z_{in}+50}$, où Z_0 est l'impédance caractéristique de la ligne.

Γ peut être représenté sous forme de paramètre S en dB tel que : $S_{11}(dB) = 20\log(|\Gamma|)$

Dans ce qui suit, nous nous intéressons au tracé de l'impédance d'entrée et le coefficient de réflexion d'une antenne micro-ruban à patch triangulaire équilatéral.

La figure 3.14, représente la variation de l'impédance d'entrée normalisée d'une antenne micro-ruban à patch équilatéral lorsque le point d'excitation est à la position ($x_0=0$, $z_0=15\text{mm}$). Les résultats montrent que la résonance est obtenue à la fréquence $f_r=1.29\text{GHz}$ où la partie réelle de Z_{in} est à son maximum et la partie imaginaire est nulle. En comparant nos résultats avec les résultats théoriques et les mesures expérimentales de Lee et al de la référence [68] et pour les mêmes données, nous trouvons qu'ils sont en parfaite concordance (résultats théoriques de Lee : $f_r = 1.30\text{GHz}$, mesures expérimentales de Lee : $f_r = 1.28\text{GHz}$).

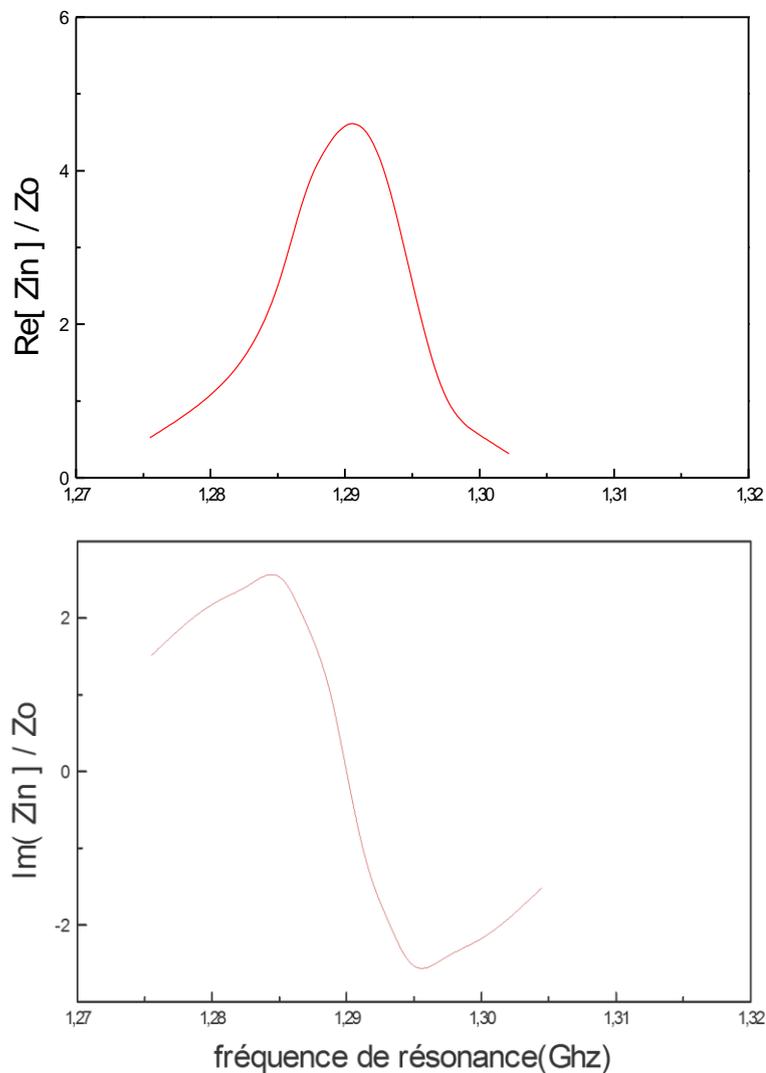


Figure 3.14 Impédance d'entrée d'une antenne micro-ruban à patch triangulaire équilatéral de côté $a=10\text{cm}$, $\epsilon_r=2.32$, $d=1.59\text{mm}$, ($x_0=0$, $z_0=15\text{mm}$) et $Z_0=50\Omega$

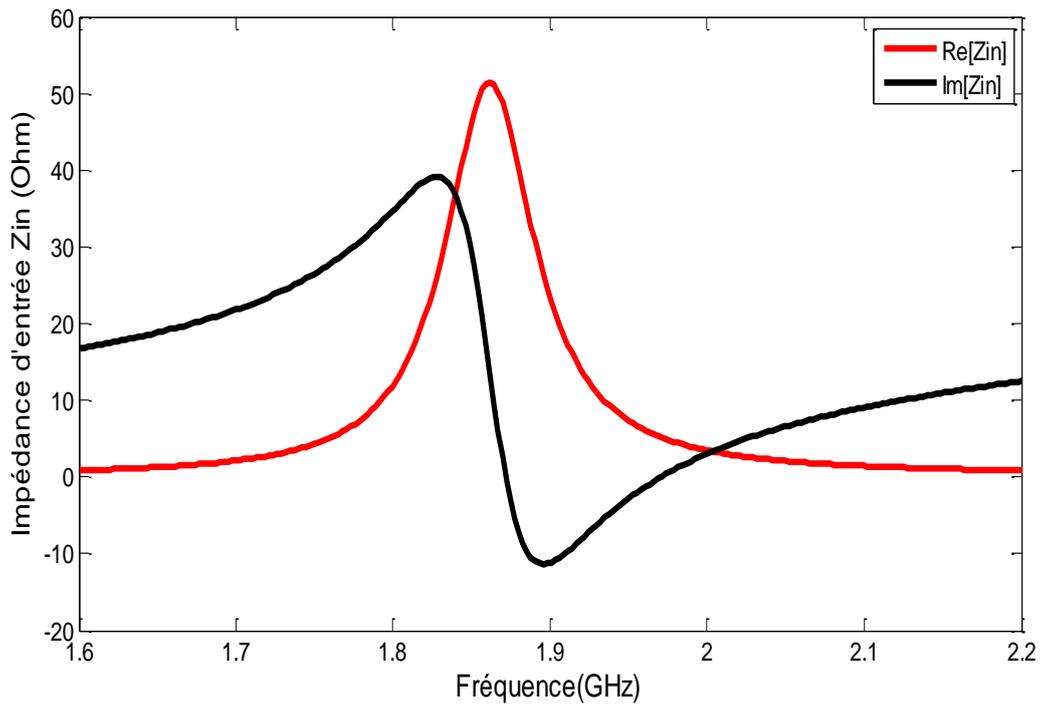


Figure 3.15 Impédance d'entrée d'une antenne micro-ruban à patch triangulaire équilatéral alimentée par une sonde coaxiale ($x_o=0$, $z_o=0$), $a=5\text{cm}$, $d=1.6\text{mm}$, $\epsilon_r=4.4$

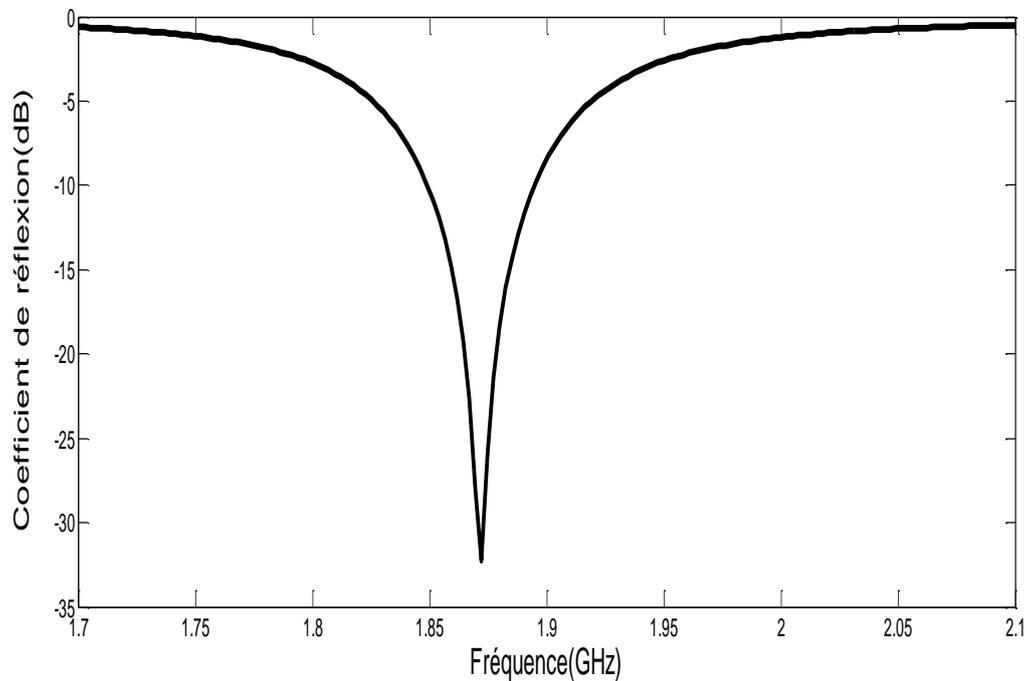


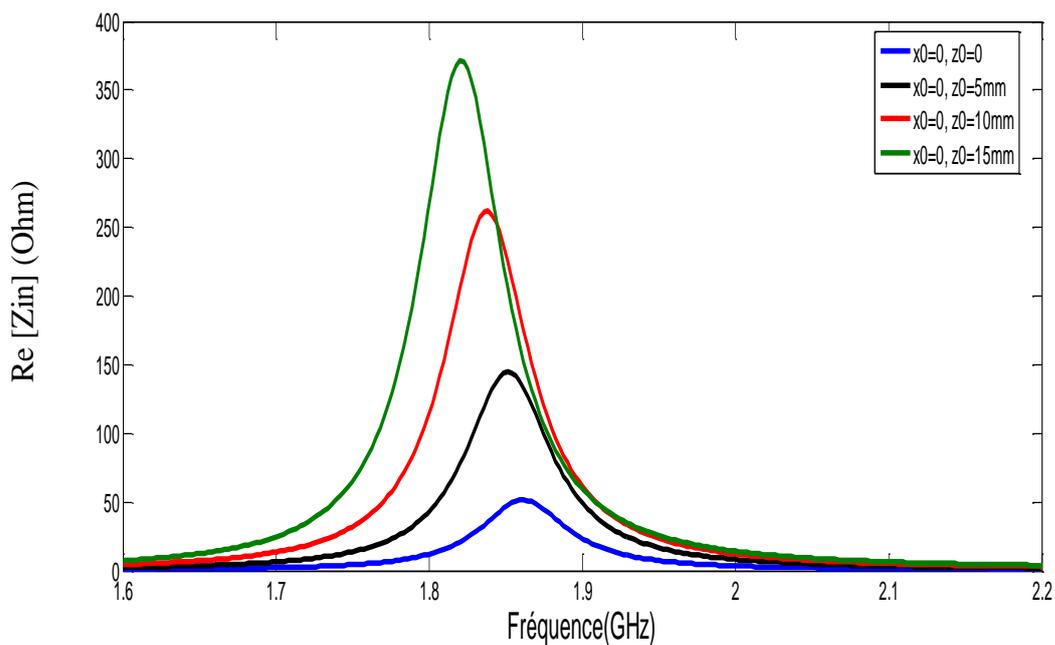
Figure 3.16 Coefficient de réflexion d'une antenne micro-ruban à patch triangulaire équilatéral alimentée par une sonde coaxiale ($x_o=0$, $z_o=0$), $a=5\text{cm}$, $d=1.6\text{mm}$, $\epsilon_r=4.4$

Les figures 3.15 et 3.16, représentent respectivement la variation de l'impédance d'entrée et du coefficient de réflexion d'une antenne micro-ruban à patch triangulaire équilatéral de côté $a=5\text{cm}$, $d=1.6\text{mm}$ et $\epsilon_r=4.4$ lorsque le point d'excitation est à la position $(x_o=0, z_o=0)$. A partir de ces courbes, nous déduisons qu'à la résonance $\text{Re}[Z_{in}]=50\Omega$, $\text{Im}[Z_{in}]=0$, le coefficient de réflexion $S_{11}=-30\text{dB}$ et la fréquence de résonnance correspondante est $f_r=1.87\text{GHz}$; ce qui représente une bonne adaptation avec l'alimentation et une bonne efficacité de l'antenne.

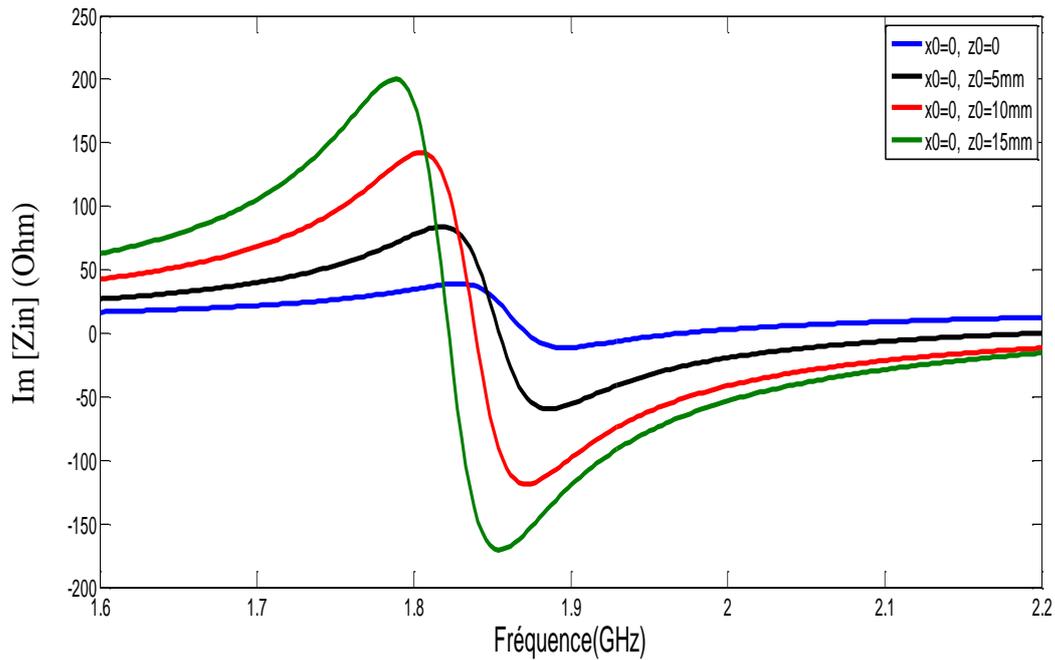
La bande passante de cette antenne à -10dB est : $\text{BP}=2.14\%$

*Effet de la position d'alimentation sur l'impédance d'entrée et le coefficient de réflexion

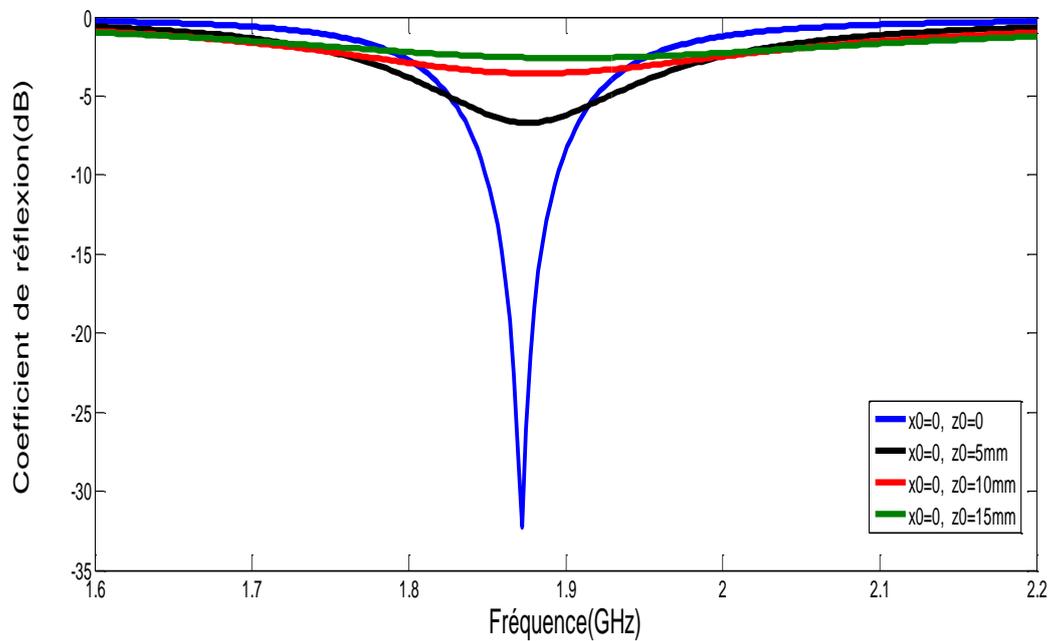
Dans la figure 3.17, nous avons représenté respectivement la variation de l'impédance d'entrée (partie réelle et partie imaginaire) et le coefficient de réflexion d'une antenne micro-ruban à patch triangulaire équilatéral en fonction de la fréquence pour différentes positions de la sonde d'alimentation, les résultats obtenus montrent que plus le point d'alimentation s'éloigne du centre de gravité du patch équilatéral $(x_o=0, z_o=0)$ plus l'impédance d'entrée s'éloigne de 50Ω , plus la partie imaginaire de Z_{in} qui représente les pertes de rayonnement augmente et plus le coefficient de réflexion s'approche de 0dB . Ceci montre que le point d'alimentation joue un rôle primordial dans l'adaptation de l'antenne.



(a)



(b)



(c)

Figure 3.17 (a) Partie réelle de l'impédance d'entrée, (b) Partie imaginaire de l'impédance d'entrée, (c) Coefficient de réflexion d'une antenne micro-ruban à patch équilatéral pour différentes positions de la sonde d'alimentation, $a=5\text{cm}$, $d=1.6\text{mm}$, $\epsilon_r=4.4$

3.5 CONCLUSION

Un choix judicieux des fonctions de base pour chaque structure, nous a mené à une bonne convergence des résultats et à obtenir des valeurs numériques très proches de celles de la littérature. Une comparaison des fréquences de résonance entre l'antenne à patch triangulaire et l'antenne à patch rectangulaire est élaborée, cette comparaison a montré que dans tout les cas considérés la fréquence de résonance de l'antenne patch triangulaire est supérieure à celle de l'antenne patch rectangulaire. L'effet de l'anisotropie uniaxiale du substrat sur la fréquence de résonance est discuté. En effet, l'influence de l'anisotropie uniaxiale du substrat sur la fréquence de résonance des antennes patches est nettement évidente lorsqu'on varie l'épaisseur du substrat et en particulier les substrats minces. Par contre pour les substrats épais, l'effet de l'anisotropie devient négligeable. Cependant, l'effet de l'anisotropie n'apparaît pas lorsque nous varions les dimensions du patch, et l'effet de la permittivité ϵ_z le long de l'axe optique (oz) est plus important que celui de ϵ_x sur la fréquence de résonance. En fin, les résultats ont montré que la variation de la position d'excitation de l'antenne affecte considérablement l'impédance d'entrée et le coefficient de réflexion autrement dit la qualité d'adaptation de l'antenne.

Chapitre 4

Mise en Réseau des antennes patchs triangulaires

4.1 INTRODUCTION

L'utilisation d'une antenne plaque unitaire s'avère souvent insuffisante pour répondre aux contraintes de rayonnement imposées. Des caractéristiques spécifiques, telles que un gain élevé, un lobe conforme ne peuvent généralement être obtenus que par le groupement de plusieurs sources rayonnantes formant un réseau d'antennes [69].

Une antenne réseau est un ensemble d'antennes identiques, appelées éléments, distribuées dans un espace, de façons uniforme ou non, et reliées entre elles au niveau du récepteur. Ce dernier utilise donc, à un même instant, les données provenant de tous les éléments pour ne fournir qu'une seule donnée de sortie [70].

Les réseaux d'antennes ont été abordés dans beaucoup de travaux comme Haykin [71], Johnson et Dudgeon [72], Van Trees [73], Brookner [74] et Dudgeon [75]. Les réseaux d'antennes imprimées sont constitués par des éléments rayonnants reliés les uns aux autres par des tronçons de ligne microbandes et fonctionnant à la même fréquence et disposés périodiquement selon une ou plusieurs directions. Les réseaux d'antennes sont actuellement utilisés dans de nombreuses applications radars, radio mobile ou spatial et peuvent avoir différentes géométries : réseaux linéaires (rectilignes et circulaires), réseaux planaires ou conformes [76].

Dans ce chapitre nous proposons de calculer et tracer le diagramme de rayonnement d'un réseau d'antennes à patches triangulaires disposées dans un arrangement circulaire puis rectiligne et discuter l'effet de différents paramètres sur les performances des structures considérées. Notons que la forme triangulaire de l'élément rayonnant est très souhaitable dans des configurations réseaux requérant un couplage réduit [77]. Un autre avantage de la forme triangulaire du patch est son aptitude à fournir des propriétés de rayonnement similaire à celles de la structure rectangulaire mais avec des dimensions physiques réduites. Par conséquent, l'antenne microbande triangulaire est mieux appropriée pour la conception d'antennes réseaux. Ceci peut bien justifier l'intérêt croissant apporté récemment à l'étude des réseaux d'antennes à patches triangulaires [78]. Nous mentionnons que les résultats de ce chapitre ont fait l'objet d'une publication internationale [79].

4.2 MISE EN RESEAU DES ANTENNES

Dans un réseau d'antenne, l'énergie est distribuée entre les diverses sources rayonnantes selon une loi donnée : les caractéristiques de rayonnement du système dépendent à la fois du diagramme de rayonnement de l'élément de base, des

coefficients d'excitation en amplitude et en phase sur chaque source et de la distance entre éléments.

Les performances du réseau découlent :

- du nombre d'éléments rayonnants nécessaires.
- de la distance d entre deux éléments rayonnants successifs ; pour obtenir une directivité maximale ($d < 0,75 \lambda$). Si les éléments sont trop rapprochés, la valeur maximale de la directivité diminue à cause du phénomène de couplage qui se crée ($d > 0,25\lambda$). S'ils sont trop éloignés ($d > 0,75 \lambda$), des lobes de réseau apparaissent.
- des pondérations et déphasages à appliquer à chaque élément. La pondération en amplitude permet notamment de diminuer le niveau des lobes secondaires et la pondération en phase de diriger le lobe principal dans une direction privilégiée.

Le groupement en réseau le plus simple est obtenu avec des sources identiques qui se déduisent les unes des autres par translation pour former des réseaux linéaires ou plans (figure 4.1).

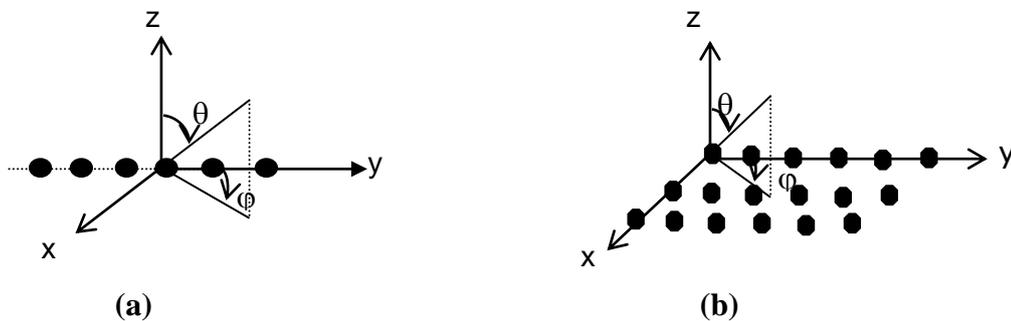


Figure 4.1 Types de réseaux (a) linéaire (b) bidimensionnel

Le champ total rayonné par le réseau est déterminé par l'addition des vecteurs champs rayonnés par les différents éléments. La forme du rayonnement global doit prendre en considération les paramètres suivants :

- 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.

4.3 RESEAU D'ANTENNES RECTILIGNE

La disposition la plus simple des antennes est le réseau rectiligne, où tous les éléments sont alignés suivant une ligne droite et ont généralement un espacement uniforme, ce type de réseaux a été minutieusement traité par Balanis [80].

4.3.1 RESEAU A DEUX ELEMENTS

La disposition la plus fondamentale et la plus simple à analyser est le rangement à deux éléments, cette disposition démontre le même comportement que des rangements plus grands, c'est un bon point de départ pour comprendre le rapport de phase entre les éléments adjacents. La figure 4.2 montre deux dipôles infinitésimaux polarisés verticalement et alignés le long de l'axe horizontal et séparés par une distance d . Le point de champ est situé à une distance r de l'origine tels que $r \gg d$. On peut donc supposer que les distances entre r_1 , r , et r_2 sont approximativement parallèles.

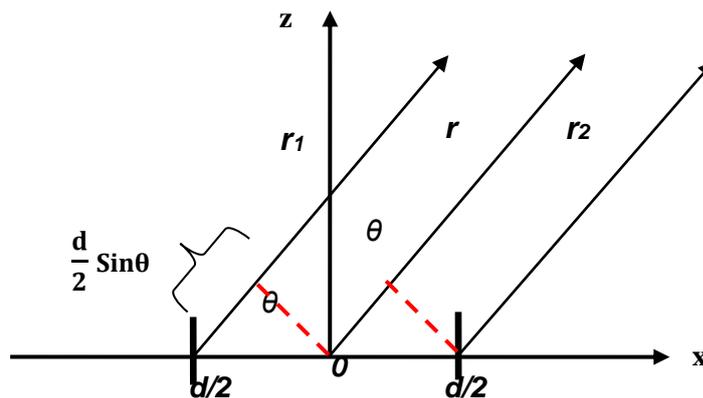


Figure 4.2 Cas de deux dipôles

Nous pouvons donc faire les approximations suivantes :

$$r_1 \approx r + \frac{d}{2} \sin \theta \quad (4.1)$$

$$r_2 \approx r - \frac{d}{2} \sin \theta \quad (4.2)$$

En supposant la phase électrique de l'élément 1 est $-\delta/2$, le courant dans l'élément 1 est : $I_0 e^{-j\frac{\delta}{2}}$. La phase de l'élément 2 est $+\delta/2$, donc son courant est : $I_0 e^{j\frac{\delta}{2}}$.

Le champ électrique lointain, d'un dipôle pris seul est donné par :

$$E_{\theta} = \frac{jk\eta I_0 L \sin \theta}{4\pi r} e^{-jkr} \quad (4.3)$$

En combinant les équations (4.1), (4.2) et (4.3), et en supposant $r_1 \approx r \approx r_2$ dans le dénominateur, nous pouvons écrire :

$$E_{\theta} = \frac{jk\eta I_0 e^{-j\frac{\delta}{2}} L \sin \theta}{4\pi r_1} e^{-jkr_1} + \frac{jk\eta I_0 e^{j\frac{\delta}{2}} L \sin \theta}{4\pi r_2} e^{-jkr_2} \quad (4.4.a)$$

$$= \frac{jk\eta I_0 L \sin \theta}{4\pi r} \left[e^{-j\frac{(kd \sin \theta + \delta)}{2}} + e^{j\frac{(kd \sin \theta + \delta)}{2}} \right] \quad (4.4.b)$$

Où

δ = différence de phase électrique entre les deux éléments adjacents

L = longueur du dipôle

θ = angle mesuré à partir de l'axe des z dans les coordonnées sphériques

d = espacement entre éléments

En simplifiant l'Eq. (4.4.b) nous aboutissons à :

$$E_{\theta} = \underbrace{\frac{jk\eta I_0 L e^{jkr}}{4\pi r} \sin \theta}_{\text{Facteur élément}} \cdot \underbrace{\left(2 \cos \left(\frac{(kd \sin \theta + \delta)}{2} \right) \right)}_{\text{Facteur réseau}} \quad (4.5)$$

Le facteur élément est l'équation du champ lointain d'un seul dipôle et le facteur réseau est la fonction caractéristique liée à la géométrie du réseau. Le champ lointain du réseau est le produit du facteur d'élément (EF) et de la fonction caractéristique (AF), cette propriété est appelée multiplication des rayonnements.

Ainsi, le diagramme de rayonnement du champ lointain de n'importe quel rangement d'antennes est toujours donné par le produit (EF)×(AF). Le AF dépend de l'arrangement géométrique des éléments du réseau, de l'espacement entre éléments, et de la phase électrique de chaque élément [81].

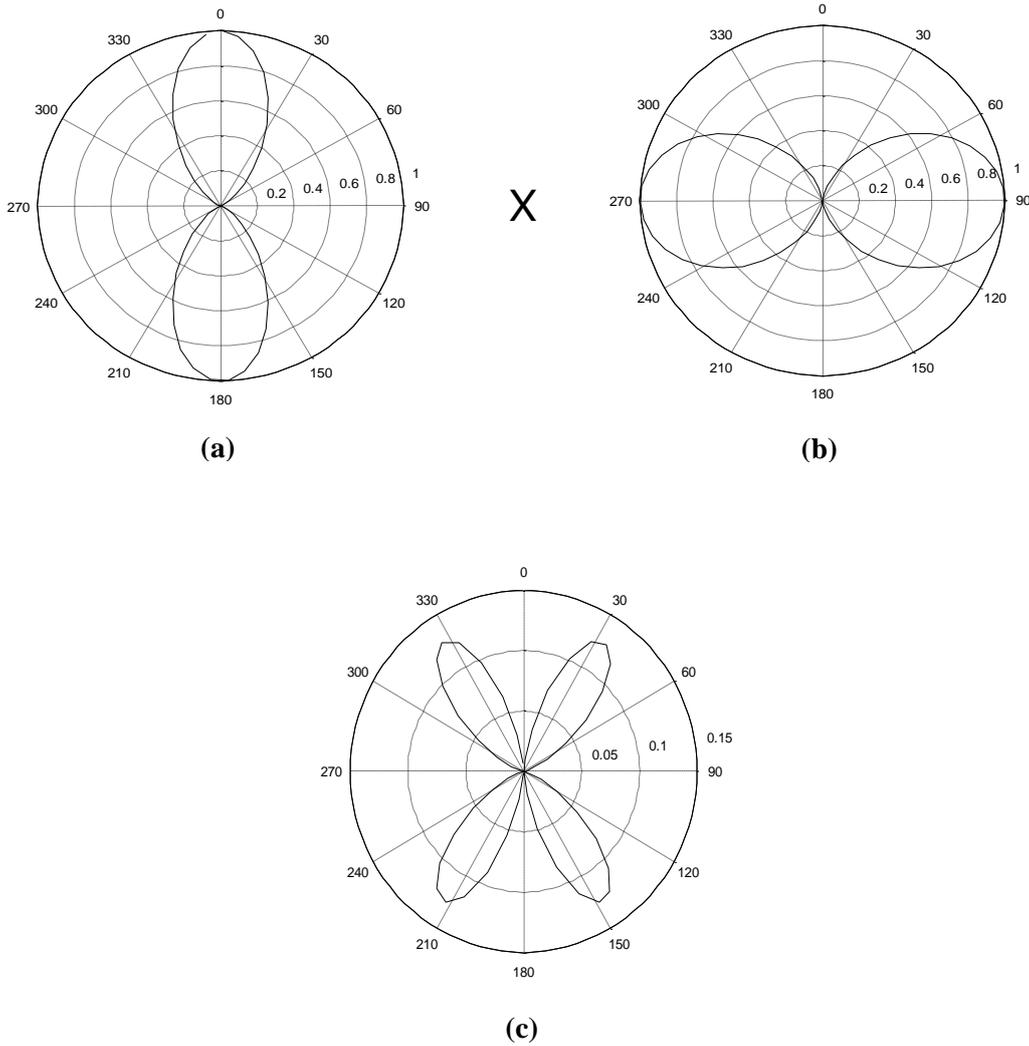


Figure 4.3 (a) Diagramme d'un dipôle, (b) diagramme du facteur réseau, (c) Diagramme total

Le tracé correspondant pour le cas où $d/\lambda = 0.5$ et $\delta = 0$ est montré dans fig. (4.3). La figure (4.3a) montre le diagramme de rayonnement pour un seul dipôle. La figure (4.3b) montre le diagramme de rayonnement de la fonction caractéristique et la fig. (4.3c) montre la multiplication des deux diagrammes.

L'intérêt du calcul élaboré pour le cas de 2 éléments est de montrer que nous pouvons séparer le facteur élément de la fonction caractéristique. La fonction caractéristique peut être calculée pour n'importe quel rangement indépendamment des différents éléments choisis tant que tous les éléments sont identiques. Les éléments d'antenne peuvent inclure des dipôles, des boucles, des ouvertures de guide d'ondes, et des antennes patches.

4.3.2 RESEAU D'ANTENNES RECTILIGNE UNIFORME A N-ELEMENTS

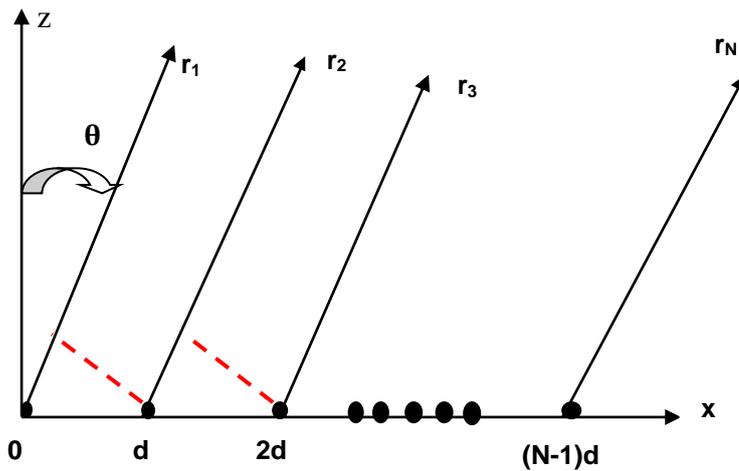


Figure 4.4 Réseau linéaire à N éléments

Le réseau d'antennes rectiligne le plus général est le rangement de N-éléments. Pour la simplification nous supposons que tous les éléments sont équidistants et ont des amplitudes égales figure (4.4). On suppose que le N^{ième} élément présente un déphasage électrique δ . Ce déphasage peut être facilement mis en application en décalant la phase du courant d'antenne pour chaque élément.

Pour $r \gg d$, la fonction caractéristique s'écrit:

$$AF = 1 + e^{j(kd \sin \theta + \delta)} + e^{j2(kd \sin \theta + \delta)} + \dots + e^{j(N-1)(kd \sin \theta + \delta)} \quad (4.6)$$

Cette série peut être exprimée par :

$$AF = \sum_{n=1}^N e^{j(n-1)(kd \sin \theta + \delta)} = \sum_{n=1}^N e^{j(n-1)\psi} \quad (4.7)$$

Avec : $\psi = kd \sin \theta + \delta$.

Les calculs menés en MATLAB des équations précédentes nous ont permis d'obtenir les résultats suivants :

1^{er} cas : le mode Broadside ($\delta = 0$)

C'est le mode de fonctionnement le plus commun pour les réseaux linéaires, ce mode opère pour $\delta = 0$ tels que tous les courants d'éléments sont en phase. La figure 4.5 montre trois tracés polaires pour un réseau à 4 éléments, la distance entre les éléments est : $d/\lambda = 0.25, 0.5,$ et 0.75 .

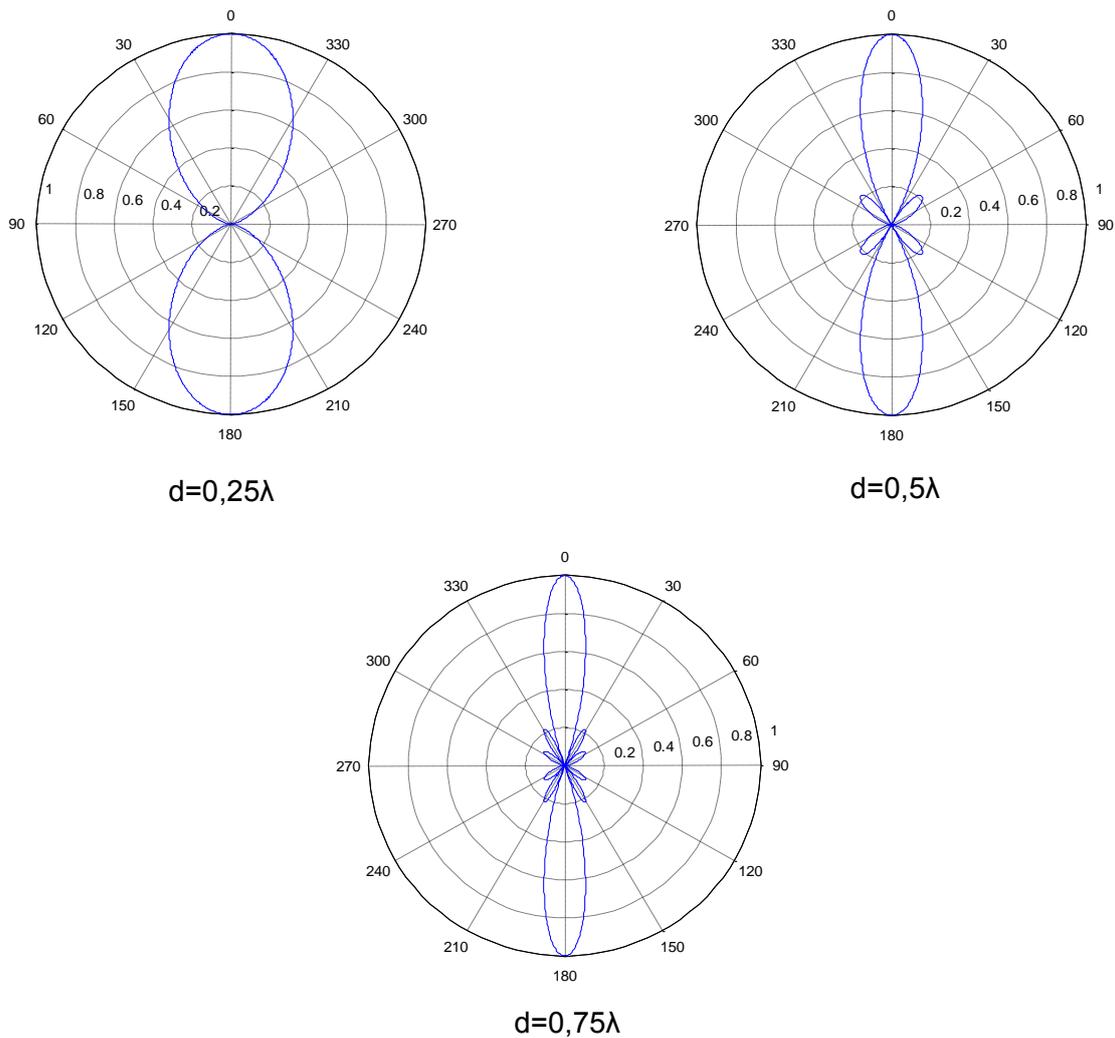


Figure 4.5 AF d'un réseau linéaire à 4 éléments avec $\delta=0$

Nous remarquons pour chaque cas de figure deux lobes importants ceci est dû à la symétrie par rapport à $\theta = \pm\pi/2$. Nous remarquons aussi que plus la distance entre éléments augmente (physiquement le réseau est plus long), la largeur du lobe principale diminue. La règle générale du rayonnement du réseau est que la largeur du lobe principal est inversement proportionnelle à la longueur du réseau.

2^{ème} cas : le mode end-fire ($\delta = -kd$)

Cette appellation indique que le maximum de rayonnement de ce réseau est le long de l'axe contenant les éléments du réseau. Ainsi, le rayonnement maximum est en dehors de la fin du réseau. Ce cas est obtenu pour $\delta = -kd$. La figure 4.6 montre trois tracés polaires pour le mode end fire d'un réseau à 4 éléments, la distance entre les éléments est: $d/\lambda=0.25, 0.5,$ et 0.75 .

Nous remarquons que la largeur du lobe principale du mode end-fire est plus importante que celle du mode broadside ceci montre que le mode end-fire présente une ouverture plus intéressante.

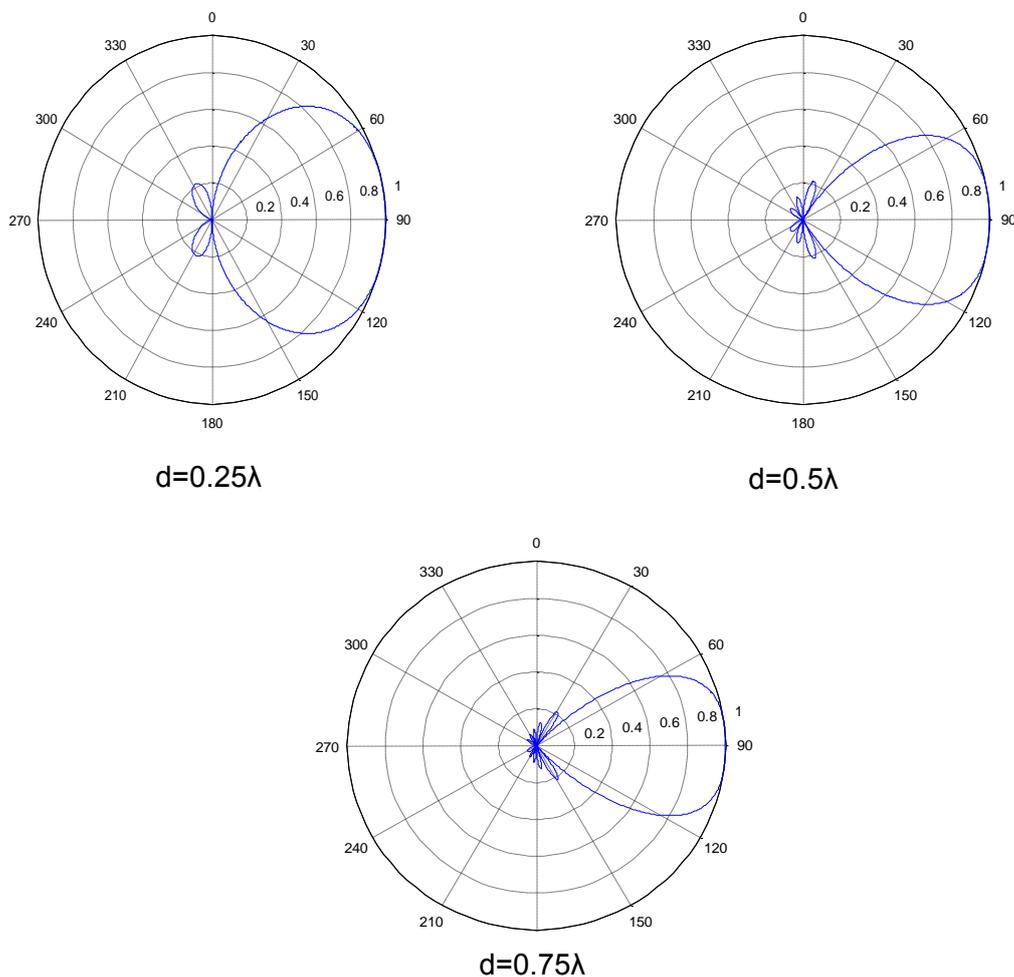


Figure 4.6 AF d'un réseau linéaire à 4 éléments avec $\delta = -kd$

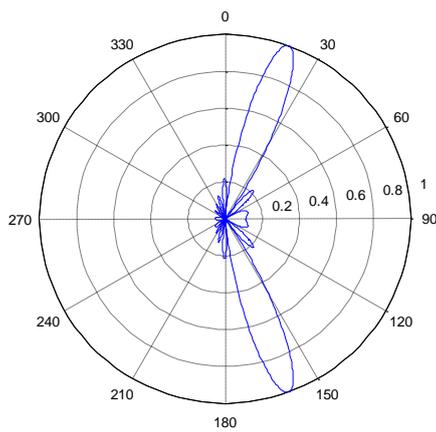
3^{ème} cas: le mode beamsteered ($\delta = -kd \sin \theta_0$)

Dans ce cas le déphasage δ est une variable permettant de diriger le lobe principal selon la direction voulue. Les modes broadside et end-fire sont des cas spéciaux du mode

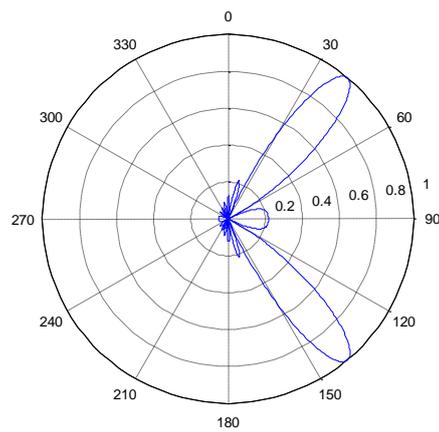
beamsteered qui est plus général. Pour ce mode, le déphasage $\delta = -kd \sin \theta_0$, et θ_0 est appelé angle de direction.

La figure 4.7 montre les tracés polaires pour un réseau beamsteered de 8 puis de 4 éléments pour $d/\lambda = 0.5$, et $\theta_0 = 20^\circ$, 40° , et 60° . Les lobes principaux existent en dessus et en-dessous de l'horizontal à cause de la symétrie du réseau.

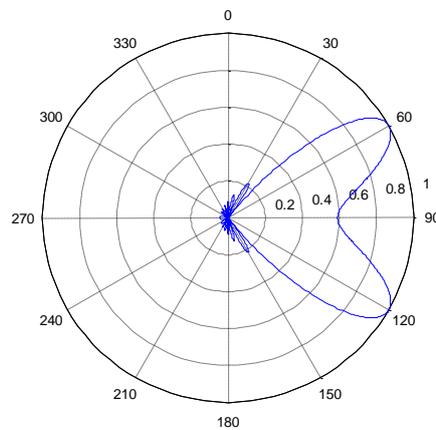
***Pour N=8**



$\theta_0 = 20^\circ$



$\theta_0 = 40^\circ$



$\theta_0 = 60^\circ$

***Pour N=4**

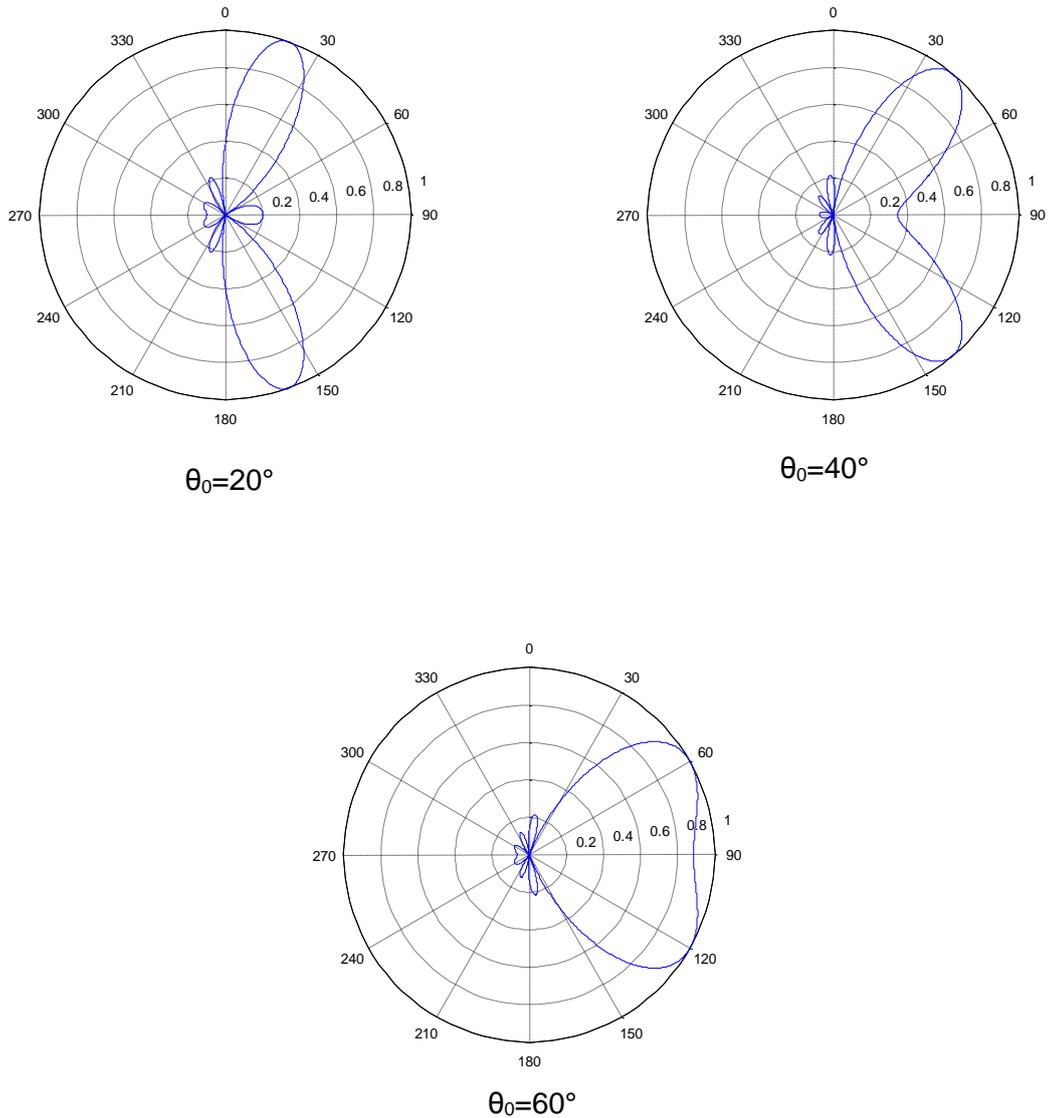


Figure 4.7 AF d'un réseau linéaire à N éléments avec $\delta = -kd \sin\theta_0$

4.4 RESEAU CIRCULAIRE A SOURCES PONCTUELLES

Les réseaux rectilignes sont intéressants, mais il y a des cas où ces réseaux ne sont pas appropriés pour le boîtier, la structure, ou le véhicule sur lequel ils vont être montés. D'autres géométries de rangement s'avèrent nécessaires et plus convenables que d'autres. Comme le réseau rectiligne a été employé pour un accroissement du gain, le réseau circulaire peut être également employé pour la même raison, ainsi que pour sa géométrie.

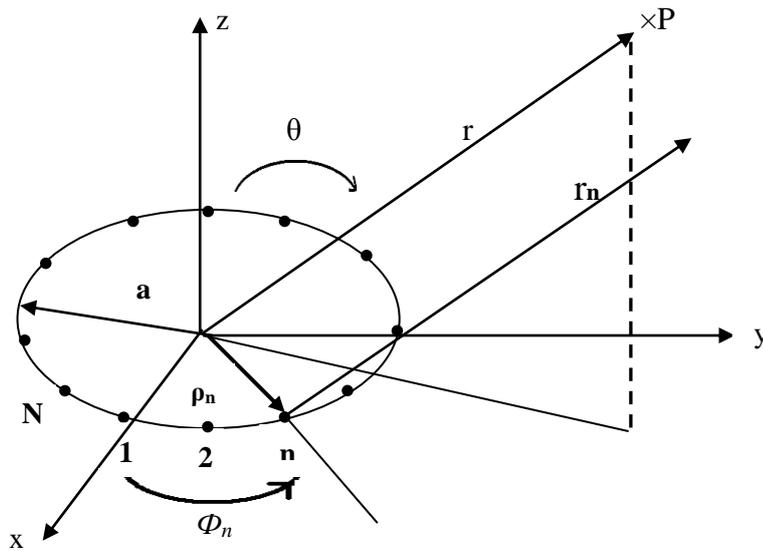


Figure 4.8 Réseau circulaire à N éléments

La figure 4.8 montre un rangement circulaire de N d'éléments dans le plan x-y avec un rayon a. Le N^{ième} élément du réseau présente un angle de phase φ_n , et chaque élément on peut lui associé un déphasage δ_n .

Pour la détermination du champ lointain, lorsque le point d'observation est très loin, nous admettons que \vec{r} et \vec{r}_n sont parallèles. Le vecteur unité pour chaque élément du réseau est :

$$\hat{\rho}_n = \cos \Phi_n \hat{x} + \sin \Phi_n \hat{y} \quad (4.8)$$

Nous pouvons également définir le vecteur unité de champ, dans la direction du point P par:

$$\hat{r} = \sin \theta \cos \Phi \hat{x} + \sin \theta \sin \Phi \hat{y} + \cos \theta \hat{z} \quad (4.9)$$

$$\hat{\rho}_n \cdot \hat{r} = \sin \theta \cos \Phi \cos \Phi_n + \sin \theta \sin \Phi \sin \Phi_n = \sin \theta \cos(\Phi - \Phi_n) \quad (4.10)$$

et :

$$AF = \sum_{n=1}^N e^{-j(ka \hat{r} \cdot \hat{\rho}_n + \delta_n)} = \sum_{n=1}^N e^{-j(ka \sin \theta \cos(\Phi - \Phi_n) + \delta_n)} \quad (4.11)$$

Où :

$$\delta_n = -k a \sin \theta_0 \cos(\phi_0 - \phi_n) \quad (4.12.a)$$

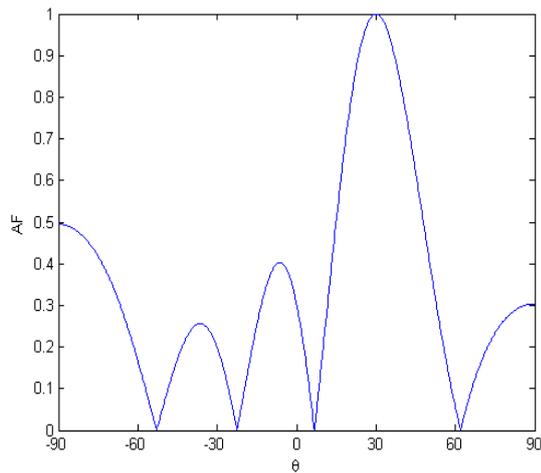
et

$$\phi_n = \frac{2\pi}{N} (n - 1) : \quad (4.12.b)$$

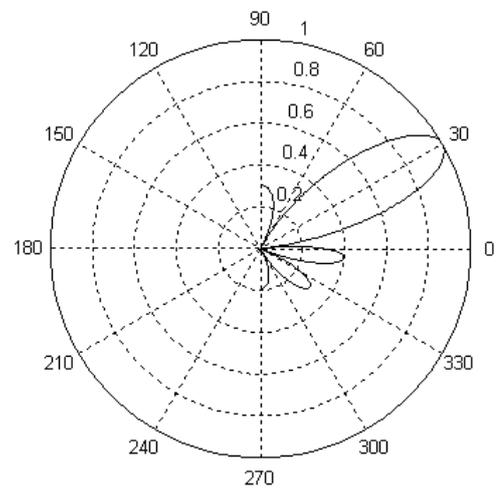
ϕ_n : position angulaire de chaque élément

θ_0 : angle de direction

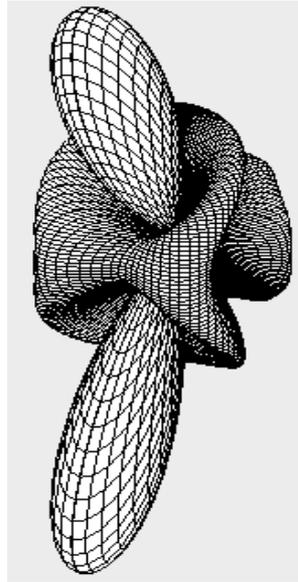
*Diagramme de rayonnement dans le mode Beamsteered



(a) en coordonnées cartésiennes



(b) en coordonnées polaires



(c) en coordonnées sphériques

4.9 AF d'un réseau circulaire à N éléments ponctuels dans le mode beamsteered
 $N = 10$, $a = 1\lambda$, $\theta_0 = 30^\circ$, $\varphi_0 = 0^\circ$.

4.5 RESEAU CIRCULAIRE A PATCHS TRIANGULAIRES

4.5.1 STRUCTURE DU RESEAU

Le champ électrique total de la figure 4.10 est de la forme : $\mathbf{E}_T = \mathbf{E}_F \times \mathbf{A}_F$

\mathbf{A}_F : est donné par l'équation (4.11). C'est le **facteur réseau** d'une disposition circulaire, il dépend de la distance entre éléments, le déphasage électrique de chaque élément ainsi que le nombre d'éléments.

\mathbf{E}_F : est donné par l'équation (2.37). C'est le **facteur élément** : c'est le champ rayonné par un seul patch.

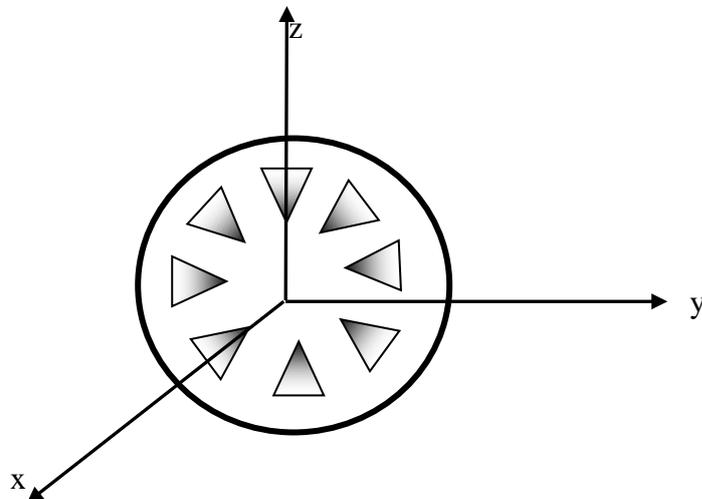
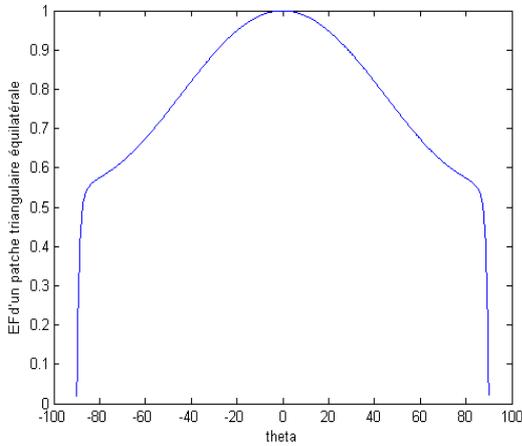


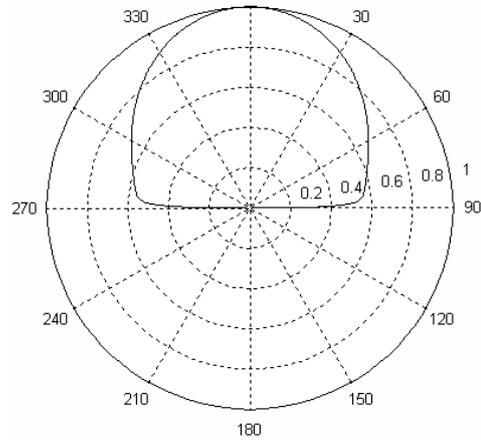
Figure 4.10 Réseau circulaire à patchs triangulaires

4.5.2 RESULTATS NUMERIQUES

a) Cas d'un seul patch équilatéral (patch référence)



(a) en coordonnées cartésiennes

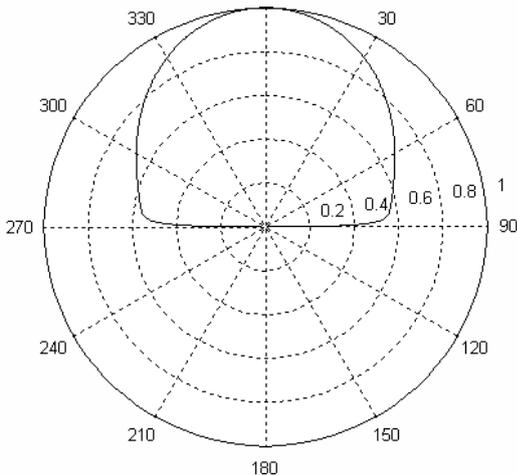


(b) en coordonnées polaires

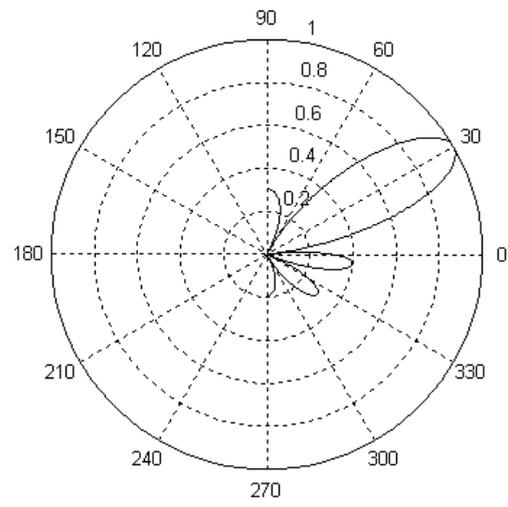
Figure 4.11 Diagramme de rayonnement d'une antenne à patch équilatéral pour $h=0.159\text{cm}$, $\epsilon_r=2.32$, $f_r=1.31\text{GHz}$ et $a=1\text{cm}$

Le champ rayonné par l'antenne à patch équilatéral est très large, il présente un angle d'ouverture très important.

a) Cas d'un réseau circulaire à N patchs équilatéraux



EF



AF



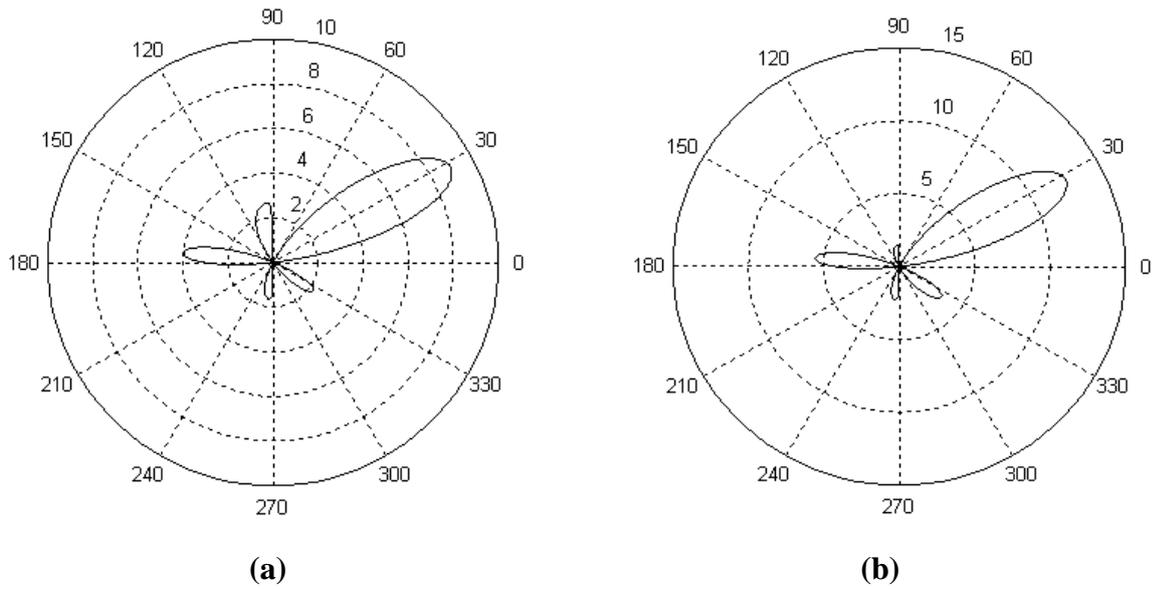
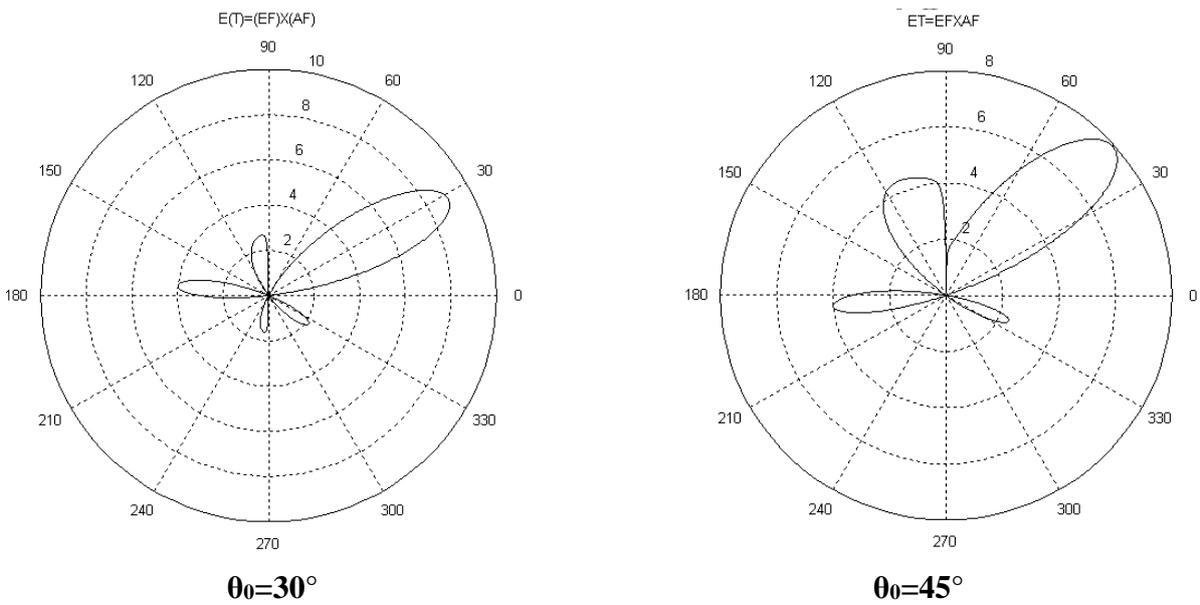


Figure 4.12 Champ rayonné par un réseau circulaire à patches équilatéraux en coordonnées polaires pour $a/\lambda=1$, $\theta_0=30^\circ$, $\varphi=0^\circ$
 (a) $N=10$ (b) $N=14$

La figure 4.12 montre que l'amplitude du champ rayonné total augmente avec le nombre des patches dans le réseau et le champ devient plus directif.

***Variation de l'angle de direction θ_0**



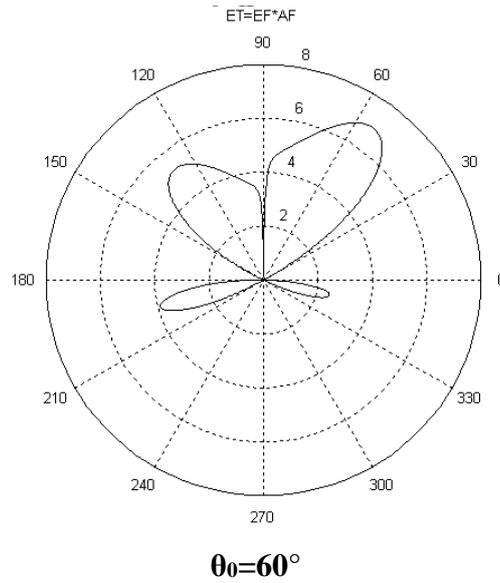
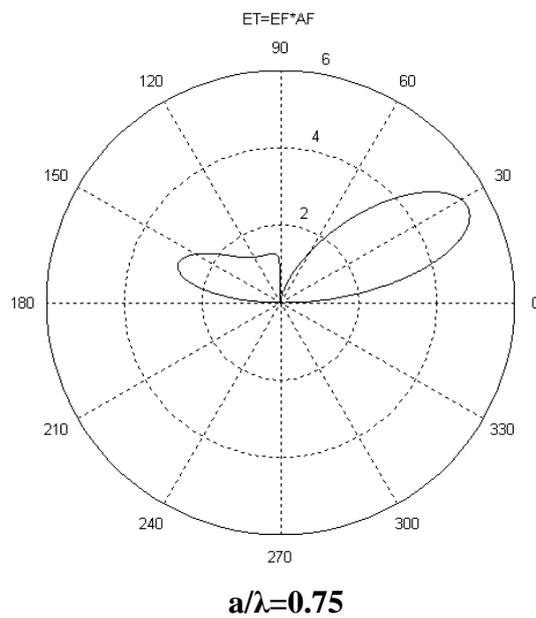
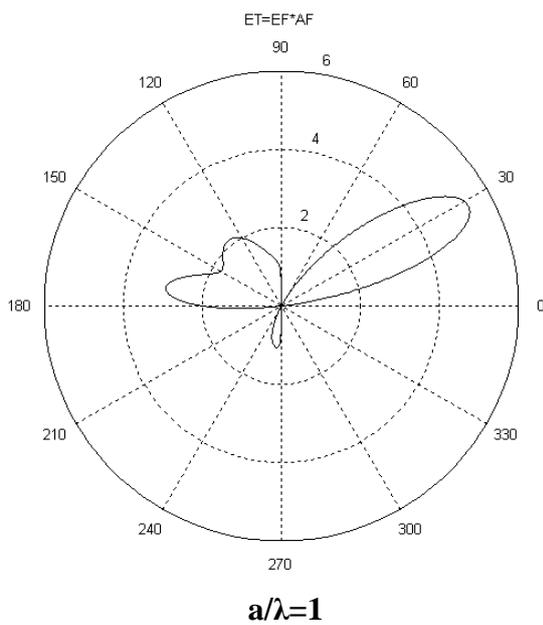


Figure 4.13 Champ rayonné par un réseau circulaire à patches équilatéraux pour $a/\lambda=1$, $N=10$, $\varphi=0^\circ$ en coordonnées polaires

La direction du lobe principal est contrôlée par le paramètre θ_0 du facteur réseau. Cependant, les lobes secondaires deviennent plus volumineux et l'intensité du lobe principal diminue lorsque l'angle de direction θ_0 augmente.

***Variation de l'espacement entre éléments d**

Pour le réseau circulaire : $d = \frac{2\pi a}{N}$



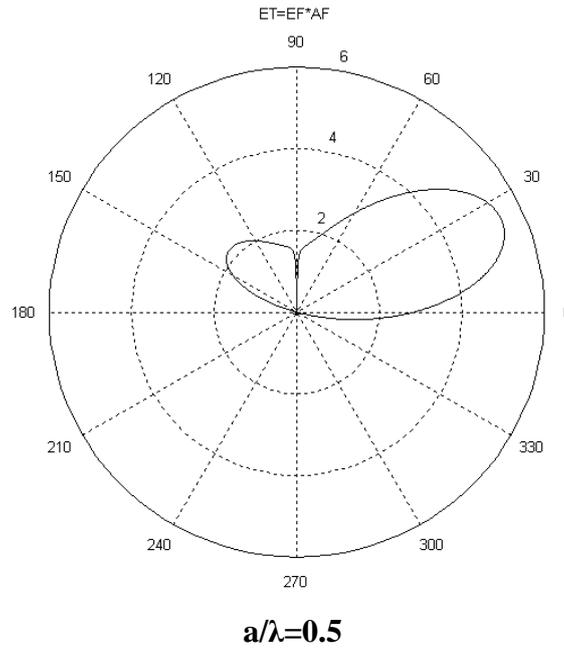


Figure 4.14 Champ total rayonné par un réseau circulaire à patches équilatéraux pour , $\theta_0=30^\circ$, $\varphi=0^\circ$ $N=6$

Dans ce cas, nous remarquons que plus la distance entre éléments diminue plus le lobe principal devient plus important et lobes secondaires diminuent.

4.6 RESEAU RECTILIGNE A PATCHS TRIANGULAIRES

4.6.1 STRUCTURE DU RESEAU

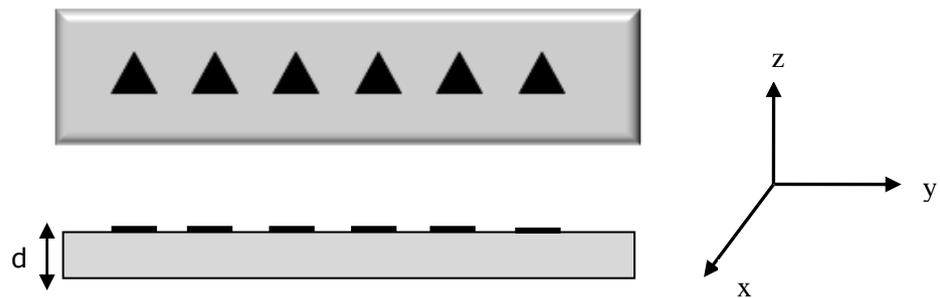


Figure 4.15 Réseau Rectiligne à patches triangulaires

Le champ électrique total dû à ce cas de figure est de la forme : $E_T = EF \times AF$

AF : est donné par l'équation (4.7). C'est le **facteur réseau** d'une disposition linéaire, il dépend de la distance entre éléments, le déphasage électrique de chaque élément ainsi que le nombre d'éléments.

EF : est donné par l'équation (2.21). C'est le **facteur élément** : c'est le champ rayonné par un seul patch.

4.6.2 RESULTATS NUMERIQUES

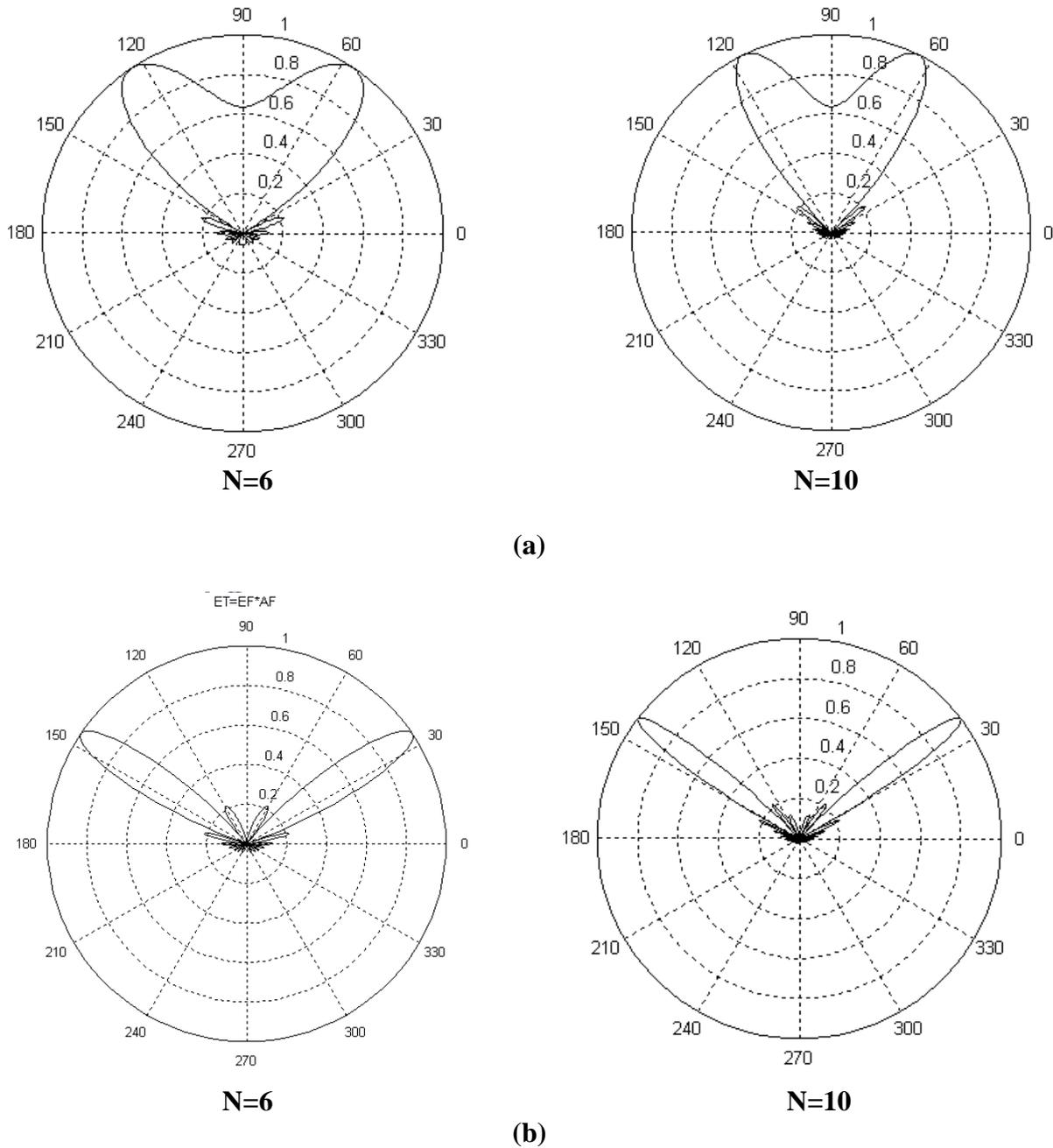


Figure 4.16 Champ total rayonné par un réseau linéaire à patches triangulaires
 (a) $d/\lambda=0.5$ (b) $d/\lambda=0.75$

Les diagrammes de la figure 4.16 montrent que lorsque N et d augmentent le lobe principal a tendance à se rétrécir et se subdiviser en deux lobes symétriques avec diminution des lobes secondaires.

4.7 PHENOMENE DE COUPLAGE

Dans ce chapitre, nous avons tracé les diagrammes de rayonnement des réseaux sans prendre en considération le phénomène de couplage. En effet, le couplage mutuel est un inconvénient majeur des antennes microbandes lorsqu'elles sont utilisées comme éléments d'un réseau. Le couplage mutuel est un phénomène inévitable dans les systèmes multi-antennaires provoquant une dégradation des performances du système [82]-[85]. Dans un réseau d'antennes lorsque deux antennes sont placées proches l'une de l'autre une interaction a lieu entre elles. Ceci provoque la distorsion du diagramme de rayonnement.

Le phénomène de couplage peut avoir plusieurs origines et peut être vu, pour une source, comme une modification de son comportement élémentaire en présence des autres sources ainsi qu'en présence du milieu sur lequel elle se trouve. Principalement les ondes de surface et les champs proches sont à l'origine du couplage entre les éléments d'un réseau. Le couplage dû aux champs proches est prépondérant dans des situations où les antennes sont imprimées sur des substrats diélectriques avec une très faible permittivité. Alors que le couplage causé par les ondes de surface est important pour des substrats diélectriques épais. On peut classer les phénomènes de couplage en différents groupes :

- a) couplage inter-éléments par l'air : un élément émet une onde qui se réfléchit sur un autre élément en y créant un courant parasite qui rayonne en plus du courant imposé.
- b) couplage par ondes de surfaces ou ondes rampantes : un élément émet une onde qui se réfléchit dans le diélectrique ou qui rampe le long du support conducteur. Cette onde atteint un autre élément où elle y crée un courant parasite.
- c) couplage par rayonnement des générateurs : l'énergie émise par le générateur $n^{\circ}=p$ ne va pas en entier dans la source $n^{\circ}=p$, mais une partie est propagée dans les autres sources.
- d) couplage à cause de la diffraction : une onde émise par un élément est diffractée le long d'une arête par exemple et parvient à un élément où elle y crée un courant parasite.

Tous ces phénomènes ont pour conséquence de créer un courant supplémentaire sur la source. Ce courant parasite rayonne et déforme les caractéristiques élémentaires de

l'élément qui entrent en compte dans le diagramme de rayonnement du réseau. Si on connaît la déformation des caractéristiques de chaque source on peut prévoir la déformation apportée à l'émission du champ total dans une direction (θ, φ) de l'espace.

Comme ni la géométrie, ni les pondérations ne sont transformées par le couplage (ce sont des paramètres fixes du réseau, tout comme les tensions des générateurs), c'est seulement le courant qui est affecté par le couplage. L'étude du couplage consiste donc à trouver comment est modifié le courant sur une source lorsque les autres sont alimentées et que l'on prend en compte l'influence du milieu.

* Solutions au problème

a) Prise en compte des ondes de surface : Il est possible de faire intervenir les ondes de surface existant dans le diélectrique avec une modélisation de type matrice Z , cette solution est donnée par Pozar dans [86] où il a traité l'exemple d'un réseau plan à patches rectangulaires en utilisant des formules théoriques concernant les impédances mutuelles. Cependant dans la référence [21], ils ont solutionné le même problème en utilisant le modèle de la matrice S .

b) Prise en compte des ondes rampantes et de la diffraction : si on veut tenir compte des ondes rampantes sur un support cylindrique par exemple, le modèle de couplage linéaire seulement par l'air n'est plus suffisant. Dans l'article de Medgyesi-Mitschang [87] et dans l'article de Pathak [88], ils ont utilisés les méthodes asymptotiques hautes fréquences.

Il y a également une application de la GTD aux problèmes de couplage entre deux antennes sur cône dans l'article de Pathak et Wan [89].

c) Utilisation d'une structure à bande interdite électromagnétique: cette technique semble être très prometteuse, elle a été traité dans [90] et [91].

4.8 CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons tracé les diagrammes de rayonnement des réseaux d'antennes circulaires et rectilignes à patches triangulaires; nous avons montré l'influence du nombre des éléments du réseau (N), la distance entre éléments (d), le déphasage électrique (δ) et l'angle de direction θ_0 sur le champ total rayonné. En effet, nous avons remarqué que pour tous les cas considérés, le champ rayonné par un réseau circulaire présente toujours un seul lobe principal plus directif que celui d'un réseau linéaire.

Conclusion Générale

Conclusion Générale

L'objectif principal de ce travail était de faire une analyse des antennes microbandes avec et sans excitation par utilisation de la méthode du domaine spectral, la solution est appliquée par la suite à un réseau d'antennes. Nous avons considéré trois formes de patchs rectangulaires isocèles et équilatéraux et nous avons travaillé sur deux types de substrats isotropes et anisotropes. L'analyse est basée sur une méthode intégrale utilisant la fonction tensorielle spectrale de Green et la méthode des moments. Comme outil de résolution nous avons utilisé la procédure de Galerkin, où nous avons injecté les fonctions de base spécifiques de chaque forme de patch (isocèle, équilatéral et rectangulaire).

Tout d'abord, nous avons procédé à la vérification de quelques résultats déjà connus dans la littérature (effet de l'épaisseur, de la constante diélectrique du substrat et des dimensions sur la fréquence de résonance complexe). Puis, on s'est intéressé à la comparaison des propriétés électriques des antennes à patch triangulaire avec celles à patch rectangulaire lorsqu'elles sont soumises aux mêmes conditions et les patchs ont la même surface. Un choix judicieux des fonctions de base pour chaque structure, nous a mené à une bonne convergence des résultats et à obtenir des valeurs numériques très proches de celles de la littérature. Cependant, pour tous les cas considérés, la fréquence de résonance de l'antenne à patch équilatéral est nettement supérieure que celle de l'isocèle et du rectangulaire, et ce pour tout les cas et les modes considérés.

Nous avons aussi, mis en évidence l'effet de l'anisotropie uniaxiale du substrat sur la fréquence de résonance des antennes. En effet, l'influence de l'anisotropie uniaxiale sur la fréquence de résonance est nettement évidente lorsque l'épaisseur du substrat varie et en particulier pour le cas des substrats minces. Par contre pour les substrats épais, l'effet de l'anisotropie devient négligeable. Cependant, l'effet de l'anisotropie sur la fréquence n'apparaît pas lorsque nous varions les dimensions du patch. Quand la permittivité ϵ_z varie et ϵ_x reste constante la valeur de la fréquence de résonance varie nettement. Mais, dans le cas inverse (ϵ_x varie et ϵ_z reste constante) la fréquence de

résonance varie très légèrement. Autrement dit; la permittivité ϵ_z le long de l'axe optique (oz) est le facteur essentiel pour la détermination de la fréquence de résonance.

Comme nous avons observé l'effet de la position de la sonde d'alimentation sur l'impédance d'entrée de l'antenne et sur son adaptation.

En fin , nous nous sommes intéressés au tracé des diagrammes de rayonnement du groupement d'antennes à patchs triangulaires pris dans une disposition circulaire, puis dans une disposition rectiligne et ce en faisant varier le nombre des éléments du réseau (N), la distance entre éléments (d), le déphasage du courant des éléments (δ) et l'angle de direction θ_0 . Les résultats obtenus montrent que l'amplitude du champ rayonné total augmente avec le nombre des patchs et le champ devient plus directif, la direction du lobe principal est contrôlée par le paramètre θ_0 du facteur réseau et plus la distance entre éléments diminue plus le lobe principal devient plus important et les lobes secondaires diminuent. Cependant, nous avons remarqué que pour tous les cas considérés, le champ rayonné par un réseau circulaire présente toujours un seul lobe principal plus directif que celui d'un réseau rectiligne.

En outre, il convient de mentionner qu'une partie de la puissance émise par un élément se retrouve captée par les autres éléments. Ainsi, on ne peut prétendre à ce qu'il y ait aucun couplage entre les éléments d'un réseau. En fait, les densités de puissance produites par les éléments ne sont pas orthogonales de sorte qu'on peut sommer les densités de puissance sans considérer un coefficient de couplage entre les faisceaux [70].

Dans ces dernières années, plusieurs techniques ont été proposées pour la réduction du couplage mutuel entre les éléments d'un réseau. Parmi elles, nous citons l'utilisation d'une structure à bande interdite électromagnétique qui semble être très prometteuse [90]-[91]. Dans le futur, nous aimerions étudier les groupements d'antennes à patchs triangulaires tenant compte du couplage mutuel entre les différents éléments et procéder à la réduction de l'effet indésirable de ce couplage par l'utilisation d'une structure à bande interdite électromagnétique, comme nous voulons nous intéresser aux réseaux conformes, disposés sur une surface non-plane.

Annexes

Annexe 1

Les matériaux diélectriques

Les matériaux diélectriques peuvent être classés en différentes catégories :

- **Les matériaux céramiques**, couramment employés pour les circuits micro-rubans, dont le plus répandu est sans doute l'alumine (Al_2O_3) avec une permittivité relative autour de 10. D'un point de vue mécanique, ces substrats disposent généralement d'excellentes qualités de surface et de rigidité, mais sont cassants et donc fragiles. Leurs permittivités sont pour la plupart élevées et ils présentent de faibles pertes ($\tan \delta < 10^{-3}$). Cependant ils ne peuvent être fabriqués qu'en petites plaques de quelques centimètres à plus d'une dizaine de centimètres de côté et sont par conséquent utilisés pour des applications hyperfréquences et donc millimétriques.

- **Les matériaux semi-conducteurs** de type Arseniure de Gallium (GaAs) ou Silicium (Si) permettent couramment la fabrication des circuits M.M.I.C.. La surface disponible, généralement réduite pour réaliser des antennes, ils sont destinés à des applications dans le domaine millimétrique.

- **Les matériaux ferrimagnétiques** qui comprennent les substrats Ferrite et YIG. L'effet gyromagnétique est mis à profit pour concevoir des circulateurs, des isolateurs ou encore des antennes plaques rayonnant naturellement une onde en polarisation circulaire. Ce sont des matériaux anisotropes à forte permittivité relative (de 9 à 16) et à faibles pertes diélectriques.

- **Les matériaux synthétiques**, comme le polyéthylène, le polyester, le téflon, le polypropylène, etc. La plupart de ces matériaux possèdent d'excellentes propriétés électriques: une permittivité proche de 2 avec de faibles pertes ($\tan \delta \approx 0,003$). A ceux-ci viennent s'ajouter aujourd'hui les mousses ROHACELL dont la permittivité relative est proche de l'air ($\epsilon_r \approx 1$), cependant les pertes deviennent vite importantes lorsque l'on monte en fréquence ($\tan \delta > 0,01$ à 26,5 GHz).

- **Les matériaux composites** proviennent d'un désir de combiner les qualités radioélectriques et mécaniques d'un substrat. En ajoutant aux matériaux plastiques de la fibre de verre (cas du DUROÏD 5870, du TLC, ARLON 320) ou de la poudre de

céramique (ARLON 340) les propriétés mécaniques sont améliorées et l'on peut, suivant le dosage, ajuster la permittivité. Des produits comme le DUROÏD sont couramment utilisés pour réaliser des antennes imprimées.

- **Les matériaux T.M.M.** (Thermoset Microwave Material), constitués de résines chargées de différents composants céramiques, génèrent une gamme de substrats TMM-3, TMM-4, TMM-6, TMM-10 de faibles pertes ($\tan \delta < 0,0018$) pour des permittivités respectivement égales à 3.25 ; 4.5 ; 6.5 ; 9.8. Rigides et moins cassants que les céramiques, ils conservent leurs dimensions et leurs permittivités à des températures élevées.

- **Les matériaux RO3000** sont de permittivité relative stable en température et en fréquence. Ils sont fabriqués par ajout de poudre céramique au Téflon et peuvent être utilisés à haute fréquence (> 30 GHz).

Annexe 2

Notion de plan de coupe

Prenons comme exemple une antenne que l'on polarise verticalement avec un lobe de rayonnement principal dans la direction Ox (Figure A2.1). Le plan xOy est le plan horizontal. Deux plans de coupe permettent de caractériser le rayonnement. Dans le plan xOy ($\theta = 90^\circ$), la composante verticale E_θ du champ électrique est tracée en fonction de l'angle d'azimut ϕ . On désigne ce diagramme par $E_\theta (\theta=90^\circ, \phi)$. Il est généralement appelé diagramme du plan H. Dans le plan xOz, c'est l'angle polaire θ qui permet de mesurer la composante E_θ de champ électrique. On désigne ce diagramme par $E_\theta (\theta, \phi=0^\circ)$ et il est généralement appelé diagramme du plan E.

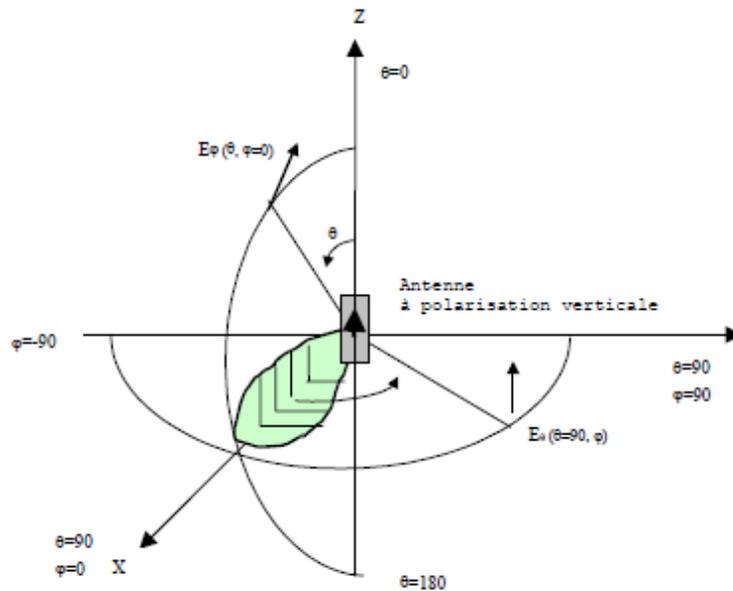


Figure A2.1 Plan de coupe caractérisant le rayonnement d'une antenne à polarisation verticale

Si on polarise l'antenne horizontalement et en prenant un lobe principal de rayonnement dans la direction Ox, on évalue les diagrammes en fonction des angles θ et ϕ . Les plans sont les mêmes que pour l'antenne à polarisation verticale. La différence est que la composante de champ est tracée selon ϕ (horizontale). On identifie donc les diagrammes significatifs par $E_\phi (\theta=90^\circ, \phi)$ et par $E_\phi (\theta, \phi=0^\circ)$.

Il est néanmoins rare de rencontrer une seule polarisation de champ. Généralement, on trace les diagrammes de rayonnement en champ ou en puissance en valeur absolue ou

relative. On les présente sous forme de rapport exprimé en décibels et normalisé, à savoir l'intensité maximale du champ dans une direction donnée, et le niveau de référence. Dans la mesure où le tracé des courbes du champ électromagnétique présente des variations de grandes amplitudes, cette présentation est très appréciée.

Annexe 3

CONVERGENCE DES RESULTATS NUMERIQUES

Lors de l'évaluation numérique des éléments de la matrice finale (2.25.a), (2.25.b), (2.25.c) et (2.25.d), nous devons prendre une précaution particulière. En effet, les intégrantes de ces équations présentent des singularités lorsque la fonction tensorielle de Green s'annule. Durant l'évaluation numérique de l'intégrale infinie, ces singularités ou pôles doivent être évités. La méthode classique pour contourner ces singularités est de déformer le chemin d'intégration vers le chemin C_1 (Figure A3.1), qui contourne les pôles par des demi-cercles. Cette méthode donne des résultats satisfaisants pour des patches à épaisseur de substrat faible, où un seul pôle est à localiser. Cependant, quand la fréquence de résonance augmente le substrat devient épais et plusieurs pôles peuvent exister. Dans ce cas, en plus du problème de la localisation de tous les pôles, l'élaboration analytique des intégrales autour des demi-cercles peut se compliquer si deux ou plusieurs pôles sont très proches.

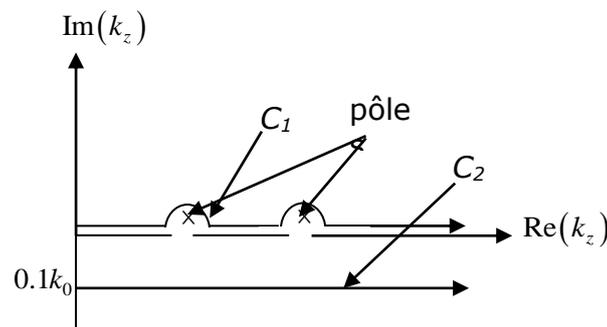


Figure A3.1 Chemin d'intégration dans le plan k_z

Ces problèmes peuvent être entièrement évités en déformant le contour C_1 vers C_2 . Il est nécessaire d'évaluer l'intégrale dans le plan complexe pour inclure l'effet des ondes de surface qui sont juste au-dessous de l'axe réel (pour une formulation en $e^{-i\omega t}$), l'intégrale est, ainsi, calculée le long d'un chemin au-dessous de l'axe réel. Cette méthode a pour avantage d'inclure l'effet des ondes de surface dans les calculs sans qu'une détermination des pôles ou une localisation de ceux-ci ne soit nécessaire. La longueur du chemin d'intégration est décidée selon le critère de convergence des résultats numériques. Une longueur d'environ $35k_0$ a été trouvée suffisante pour une convergence numérique acceptable.

Annexe 4

STRUCTURES EBG (ELECTROMAGNETIC BAND GAP)

Au cours des dernières années, les structures à gap électromagnétique de l'anglais Electromagnetic band gap (EBG) ont attiré des profits croissants en raison de leurs propriétés électromagnétiques souhaitables qui ne peuvent être observées dans les matériaux naturels. À cet égard, les structures EBG sont un sous-ensemble de méta matériaux. Diverses activités de recherche sur les structures EBG sont en hausse dans le domaine de l'électromagnétisme et des antennes, et une large gamme d'applications a été signalée, telles que les antennes à faible profil, les réseaux à phases actives, les guides d'ondes TEM et les filtres hyperfréquences.

***SUPPORTS D'ANTENNE POUR LA SUPPRESSION DES ONDES DE SURFACE**

Les ondes de surface sont des sous-produits dans de nombreuses conceptions d'antennes. Dirigeant la propagation des ondes électromagnétiques le long du plan de masse au lieu du rayonnement dans l'espace libre, les ondes de surface réduisent l'efficacité et le gain de l'antenne. La diffraction des ondes de surface augmente les rayonnements du lobe secondaire, ce qui peut détériorer le rapport signal/bruit dans les systèmes de communication sans fil tels que les récepteurs GPS. En outre, les ondes de surface augmentent les niveaux de couplage mutuel dans les conceptions de réseaux, ce qui entraîne des angles de balayage aveugles dans les systèmes. La caractéristique d'écart de bande par les structures EBG a trouvé des applications utiles pour supprimer les ondes de surface dans diverses conceptions d'antenne. Par exemple, une structure EBG est utilisée pour entourer une antenne microruban pour augmenter le gain de l'antenne et réduire le lobe secondaire. En outre, il est utilisé pour remplacer les anneaux d'étanchéité à quart d'onde dans les conceptions d'antennes GPS. De nombreuses antennes de réseau intègrent également des structures EBG pour réduire le niveau de couplage mutuel, la Figure. A4.1 montre quelques exemples d'antennes patchs avec et sans structures EBG.

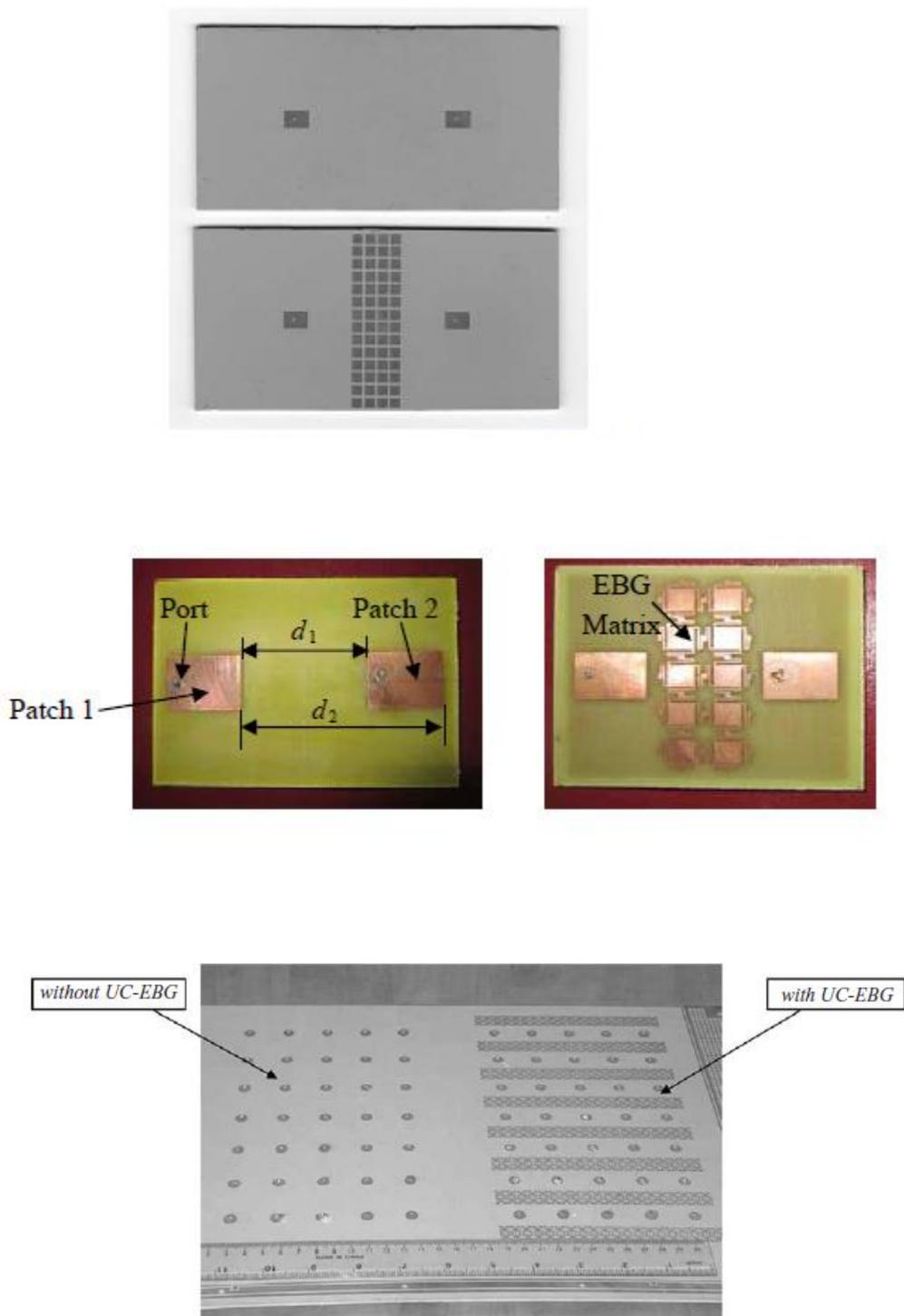


Figure A4.1 Quelques exemples d'antennes patches avec et sans structures EBG

***METHODES D'ANALYSE DES STRUCTURES EBG**

Pour analyser les caractéristiques des structures EBG, diverses méthodes ont été mises en œuvre. Ces méthodes peuvent être classées en trois catégories: le modèle d'éléments

groupés, le modèle de la ligne de transmission périodique et les méthodes numériques à onde complète.

Le modèle d'éléments groupés est le plus simple qui décrit la structure EBG en tant que circuit résonnant LC, comme le montre la Fig. A4.2. Les valeurs de l'inductance L et de la capacité C sont déterminées par la géométrie EBG et son comportement de résonance est utilisé pour expliquer la caractéristique gap de bande de la structure EBG. Ce modèle est simple à comprendre, mais les résultats ne sont pas très précis en raison de l'approximation simplifiée de L et C .

La méthode de la ligne de transmission périodique est une autre technique populaire pour analyser les structures EBG. La figure A4.3 représente un modèle de ligne de transmission des structures EBG, où Z_P est l'impédance pour chaque élément périodique et X_C est le condensateur de couplage. La condition des limites périodiques de Floquet est considérée dans cette approche. Après avoir analysé la ligne de transmission en cascade, la courbe de dispersion peut être facilement obtenue, ce qui fournit plus d'informations que la méthode des éléments groupés. Les modes d'onde de surface, les modes d'onde fuyante, les régions de gauche et de droite et les écarts de bande peuvent être facilement identifiés à partir de la courbe de dispersion. Cependant, une difficulté dans cette méthode est de savoir comment obtenir exactement les valeurs Z_P et X_C équivalentes pour les structures EBG. Certaines formules empiriques ont été proposées pour des géométries simples en utilisant des modèles de ligne à transmission multiple (MTL), mais des résultats limités sont obtenus pour les géométries générales.

En raison du développement rapide des calculs en électromagnétisme, diverses méthodes numériques ont été appliquées dans les simulations à ondes complètes de structures EBG. Les deux méthodes du domaine de fréquence telles que MoM et FEM et les méthodes de domaine temporel comme FDTD ont été utilisées par différents groupes de recherche pour caractériser les structures EBG. Par exemple, la Fig. A4.4 représente un de type champignon. L'un des avantages des méthodes numériques à onde complète est la polyvalence et la précision dans l'analyse de différentes géométries EBG. Un autre avantage important est la capacité à dériver diverses caractéristiques EBG, telles que l'impédance de surface, la phase de réflexion, la courbe de dispersion et les écarts de bande.

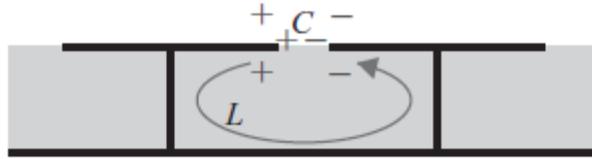


Figure A4.2 Modèle d'éléments groupés

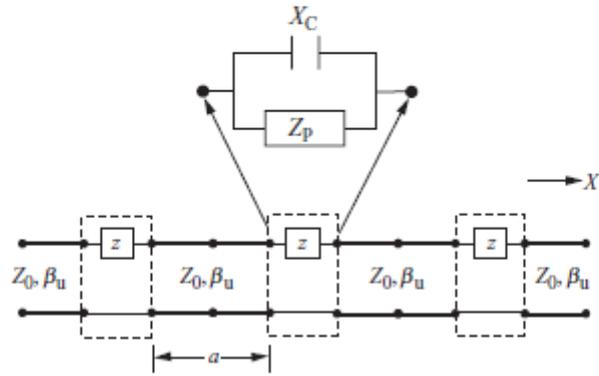


Figure A4.3 Modèle de ligne de transmission périodique

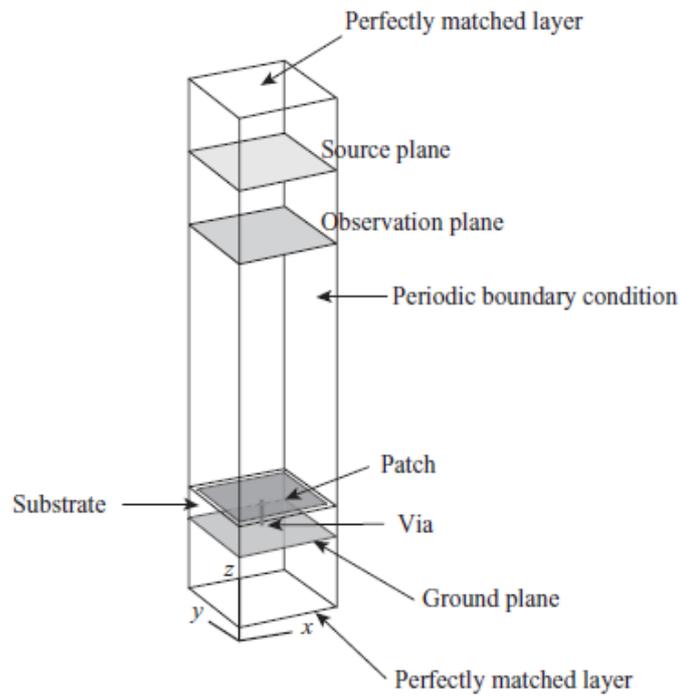


Figure A4.4 Modèle FDTD pour l'analyse EBG

Bibliographie

Bibliographie

- [1] R. Waterhouse, "Handbook of Antennas Communications - Part B - Chapter 6"
Edited by Lal Chand Godara CRC Press Boca Raton London New York Washington,
D.C. LLC, 2002.
- [2] J Y. Siddiqui et D Guha, "Applications of Triangular Microstrip Patch: Circuit
Elements to Modern Wireless Antennas", Juin 2007.
- [3] Y. Chen, L. Guo, and S. Yang, "Mixed-Potential Integral Equation Based
Characteristic Mode Analysis of Microstrip Antennas," International Journal of
Antennas and Propagation, Article ID 9421050, pp. 1-8, 2016.
- [4] H. L. Sun, C. M. Tong, P. Peng, G. X. Zou, and G. L. Tian, "Real-Coefficient FGG-
FG-FFT for the Combined Field Integral Equation," Progress In Electromagnetics
Research M, vol. 54, pp. 19-27, 2017.
- [5] L. Yang, X. D. Ding, D. W. Ding, and J. Xia, "Numerical Simulation of Fragment-
Type Antenna by Using Finite Difference Time Domain (FDTD)," Progress In
Electromagnetics Research M, vol. 55, pp. 133-142, 2017.
- [6] S. K. Goudos, C. Kalialakis, and R. Mittra, "Evolutionary Algorithms Applied to
Antennas and Propagation: A Review of State of the Art," International Journal of
Antennas and Propagation, Article ID 1010459, pp. 1-12, 2016.
- [7] S. K. Goudos, D. E. Anagnostou, C. Kalialakis, P. Vasant, and S. Nikolaou,
"Evolutionary Algorithms Applied to Antennas and Propagation: Emerging Trends
and Applications," International Journal of Antennas and Propagation, Article ID
5279647, pp. 1-2, 2016.
- [8] P.E. Bhartia K.V.S. Rao and R.S. "Tomar Millimeter-wave microstip and printed
circuit antennas" Artech House , 1991.

- [9] David M. Pozar & Daniel H. Schaubert “Microstrip Antennas: The Analysis and Design of Microstrip Antennas and Arrays” AP-32, pp 1101-1107, 1989.
- [10] D. M. Pozar, “Microstrip Antennas,” *Proc. IEEE*, Vol. 80, No. 1, pp. 79–91, January 1992.
- [11] Z. Cai and J. Bornemann, "Generalized spectral-domain analysis for multilayered complex media and high Tc - Superconductor application" *IEEE transactions on microwave Theory and Tec.* Vol. 40, Dec 1992.
- [12] Laure FREYTAG, "Conception, réalisation et caractérisation d'antennes pour stations de base des réseaux de télécommunication sans fil", Thèse de Doctorat, Université de Limoges, 2004.
- [13] C. A. Balanis, “Antenna Theory Analysis and Design”, Third Edition by John Wiley & Sons, New Jersey, 2005.
- [14] Alexander KUCHAR : “Aperture-Coupled Microstrip Patch Antenna Array Technic” These University of Wien – March – 1996.
- [15] Rod Waterhouse, “Handbook of Antennas in Wireless Communications”, Part-B (Antenna Technology and Numerical Methods), Chapter6 (Microstrip Patch Antennas) Edited by Lal Chand Godara. 2002.
- [16] Keith, R.Carver, “Microstrip antenna technology”, *IEEE trans on AP*, vol. AP-29, n°1, January 1981.
- [17] Waterhouse, R.B., “Rigorous analysis of probe-fed microstrip antennas incorporating parasitic elements to enhance the bandwidth”, *Progress in Electromagnetics Research Symposium*, Seattle, WA, p. 596, July 1995.
- [18] Pozar, D.M., “Microstrip antenna aperture-coupled to a microstrip-line”, *Electron. Lett.*, vol. 21, pp. 49–50, Jan. 1985.

- [19] Pozar, D.M., "Increasing the bandwidth of a microstrip antenna by proximity coupling", *Electron. Lett.*, vol. 23, pp. 368–369, 1987.
- [20] M Diblanc, "Développement du Concept de L'Antenne à Résonateur BIE Pour La Génération de la Polarisation Circulaire", Thèse de Doctorat, Ecole Doctorale Science et Technologie, Université de Limoges, 2006.
- [21] J.M Fleuriault, "Synthèse du diagramme de rayonnement d'un réseau de sources", Thèse de Doctorat, Université de Rennes I U.F.R. S.P.M, France, Juin 1996.
- [22] Kin-Lu Wong, "Compact and Broadband Microstrip Antennas", Chapter four. John Wiley & Sons, Inc. USA, 2002.
- [23] A. Kazemipour, "Contribution à l'étude du couplage entre antennes, application à la compatibilité électromagnétique et à la conception d'antennes et de réseaux d'antennes", Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications, Paris, Dec 2002.
- [24] S. Bedra, "Evaluation analytique et numérique des caractéristiques électromagnétiques des structures microbandes ouvertes," Thèse de Doctorat, Université de Batna, 2015.
- [25] S. Maity and B. Gupta, "Cavity model analysis of 30° – 60° – 90° triangular microstrip antenna," *AEU-International Journal of Electronics and Communications*, vol. 69, pp. 923-932, 2015.
- [26] J. C. Maloney, G. S. Smith, and W. R. Scott Jr., "Accurate Computation of the Radiation from Simple Antennas using the Finite-Difference Time-Domain Method," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, Vol. 38, No. 7, pp. 1059–1068, July 1990.
- [27] D. S. Katz, M. J. Piket-May, A. Taflove, and K. R. Umashankar, "FDTD Analysis of Electromagnetic Wave Radiation from Systems Containing Horn Antennas," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, Vol. 39, No. 8, pp. 1203–1212, August 1991.

- [28] P. A. Tirkas and C. A. Balanis, "Finite-Difference Time-Domain Techniques for Antenna Radiation," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, Vol. 40, No. 3, pp. 334–340, March 1992.
- [29] P. A. Tirkas and C. A. Balanis, "Contour Path FDTD Method for Analysis of Pyramidal Horns With Composite Inner E-Plane Walls," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, Vol. 42, No. 11, pp. 1476–1483, November 1994.
- [30] P. H. Pathak, "High-Frequency Techniques for Antenna Analysis," *Proc. IEEE*, Vol. 80, No. 1, pp. 44–65, January 1992.
- [31] R. J. Marhefka and W. D. Burnside, "Antennas on Complex Platforms," *Proc. IEEE*, Vol. 80, No. 1, pp. 204–208, January 1992.
- [32] G. A. Thiele, "Overview of Selected Hybrid Methods in Radiating System Analysis," *Proc. IEEE*, Vol. 80, No. 1, pp. 66–78, January 1992.
- [33] J. Jin, "*The Finite Element Method in Electromagnetics*", Wiley, New York, 1993.
- [34] E. W. Lucas and T. P. Fontana, "A 3-D Hybrid Finite Element/Boundary Element Method for the Unified Radiation and Scattering Analysis of General Infinite Periodic Arrays," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, Vol. 43, No. 2, pp. 145–153, February 1995.
- [35] Davies J. B., Mirshekar-Syahkal D., "Spectral domain solution of arbitrary coplanar transmission line with multilayer substrate", *ibid*, MTT-25, pp143-146, 1977.
- [36] Itoh T. and Menzel W., "A full Analysis Method for Open Microstrip Structures", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, MTT-22, pp.946-951, 1974.
- [37] Zysman.G.I. and Varon.D., "Wave propagation in microstrip transmission lines", *IEEE Trans. Microwave Symp.Dig. Dallas, USA*, pp. 3-9, 1969.

- [38] Dekleva.J. and Role.V., "Accurate numerical solution of coupled integral equations for microstrip transmission lines", IEE Proceedings, Vol. 134, Pt.H, No.2, pp. 163-168, 1987.
- [39] Mirshekar-Syanhkal.D., "Spectral domain method for microwave integrated circuit", 1989.
- [40] Itoh T and Mittra R., "A technique for computing dispersion characteristics of shielded microstrip lines", IEEE Trans .Microwave Theory Tech., MTT-22 ,pp .396-397, 1974.
- [41] Itoh T., "Analysis of microstrip resonators", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., MTT-22, pp.946-951, 1974.
- [42] Chew. W.C and Liu. Q, "Resonance frequency of a rectangular microstrip patch", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. AP-36, pp.1054-1056, Aug 1988
- [43] Wei Chen, Kai Fong Lee and Dahele S., "Theoretical and experimental studies of the resonant frequencies of the equilateral triangular microstrip antenna", *IEEE, Trans on Antennas and propagat*, Vol 40, N° 10, pp. 1253-1256, Oct 1992.
- [44] M. Biswas and M. Dam, "Characteristics of equilateral triangular patch antenna on suspended and composite substrates", *Electromagnetics*, vol. 33, pp. 99-115, 2013.
- [45] P. Pratap, R. S. Bhatia, and B. Kumar, "Design and simulation of equilateral triangular microstrip antenna using particle swarm optimization (PSO) and advanced particle swarm optimization (APSO)," *Sādhanā*, vol. 41, pp. 721-725, 2016.
- [46] K. Guney and E. Kurt, "Effective side length formula for resonant frequency of equilateral triangular microstrip antenna, "International Journal of Electronics, vol. 103, pp. 261-268, 2016.

- [47] P. G. Metri, "Theoretical study of equilateral triangular microstrip antenna and its arrays", in *Engineering Mathematics I*, Editors: S. Silvestrov and M. Rancic, Springer, pp. 65-78, 2016.
- [48] M. Mathur, G. Singh, S. Bhatnagar, S. Swami, A. Vats, K. Singh, M. Pandey, L. Solanki, S. B. Dandin, and P. Bhatnagar, "Transformation of design formulae for feed line of triangular microstrip antenna," in *AIP Conference Proceedings*, 2016.
- [49] Sharama K. A. and Baht B., "Analysis of Triangular Microstrip Resonators ", *IEEE Trans. Microwaves Theory Tech.*, MTT.-30, pp.2029-2031, 1982.
- [50] M. Dam and M. Biswas, "Investigation of a right-angled isosceles triangular patch antenna on composite and suspended substrates based on a CAD-oriented cavity model", *IETE Journal of Research*, vol. 63, pp. 248-259, 2017.
- [51] Assailly S., Terett C., Daniel J. P., Besnier G., Mosig J. and Roudot B., "Spectral domain approach applied to open resonators: Application to microstrip antennas", *Electron. Lett.*, Vol. 24, No. 2, pp.105-106, 1988.
- [52] Newman E. H. and Tulyathan P., "Analysis of microstrip antenna using moment methods", *ibid*, AP-29 pp.1390-1394, 1981.
- [53] Kong J.A., "Electromagnetic Wave Theory", John Wiley and Sons, New York, 1986.
- [54] D. M. Pozar, "Radiation and Scattering from a Microstrip Patch on a Uniaxial Substrate", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 35, No. 6, June 1987.
- [55] W. C. Chew et Q. Liu, "Resonance frequency of a rectangular microstrip patch," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol.36, pp. 1045-1056, Aug. 1988.
- [56] I.J. Bahl and P.E. Bahartia , "Microstrip antennas", Dedham, M.A. Artech House, pp166, 1980.

- [57] Wei Chen, Kai Fong Lee, and S. Dahele, "Theoretical and experimental studies of the resonant frequencies of the equilateral triangular microstrip antenna", IEEE, Trans on Antennas and Propag, Vol 40, N°10, pp 1253-1256, Oct 1992.
- [58] W. C. Chew et Q. Liu, "Correction to Resonance frequency of a rectangular microstrip patch", IEEE Trans. Antennas Propagat., vol.36, pp. 1827, Dec. 1988.
- [59] Cigdem Sekin Gurel, Erdem Yazgan, "New computation of the resonant frequency of a tunable equilateral triangular microstrip patch", IEEE, Trans on microstrip theory and techniques, Vol.48, N°3, pp. 334-338, Mar 2000.
- [60] C. Aissaoui and A. Benghalia, "Comparison of Resonant Frequencies of Rectangular, Isosceles and Equilateral Micro Strip Antennas Having the Same Patches Surface", in Proc. IEEE Middle East Conference for Antennas and Propagation, Oct. 2013.
- [61] S. Bedra, R. Bedra, S. Benkouda, and T. Fortaki, "Full-wave analysis of anisotropic circular microstrip antenna with air gap layer," Progress In Electromagnetics Research M, vol. 34, pp. 143-151, 2014.
- [62] S. Bedra and T. Fortaki, "Hankel transform domain analysis of covered circular microstrip patch printed on an anisotropic dielectric layer," Journal of Computational Electronics, vol. 14, pp. 747-753, 2015.
- [63] C. Zebiri, S. daoudi, F. Benabdelaziz, M. Lashab, D. Sayed, N. T. Ali, and R. A. Abd-Alhameed, "Gyro-chirality effect of bianisotropic substrate on the operational of rectangular microstrip patch antenna," International Journal of Applied Electromagnetics and Mechanics, pp. 1-12, 2016.
- [64] L. Barkat, S. Bedra, T. Fortaki, and R. Bedra, "Neurospectral computation for the resonant characteristics of microstrip patch antenna printed on uniaxially anisotropic substrates," International Journal of Microwave and Wireless Technologies, vol. 9, pp. 613-620, 2017.

- [65] D. M. Pozar, "Radiation and scattering from microstrip patch on a uniaxiale substrate", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. AP-35, pp.613-621, June 1987.
- [66] F. Bouttout, "Analyse rigoureuse de l'antenne microbande circulaire multicouche. Application à la structure annulaire", Thèse de doctorat d'état, Université Ferhat Abbès Setif, Octobre 2001.
- [67] F. Bouttout et al, "Uniaxially Anisotropic Substrate Effects on Resonance of Rectangular Microstrip Patch Antenna, *Electronics Letters*, Vol. 35, No. 4, February 1999.
- [68] Lee K.F., Luk K.M. and Dahil J.S., "Characteristics of Equilateral Triangular Patch Antenna" *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, **AP-36**, pp 1510-1518, 1988.
- [69] S. M. Yang, C. H. Huang, and C. C. Hang, " Design and Analysis of Microstrip Antenna Arrays in Composite Laminated Substrates," *Journal of Electromagnetic Analysis and Applications*, vol. 6, pp. 115-124, 2014.
- [70] D. Grenier, *Antennes et Propagation Radio*. Québec: Université Laval, 2017.
- [71] Haykin, S., ed., "Array Signal Processing", Prentice Hall, New York, 1985.
- [72] Johnson, D., and D. Dudgeon, "*Array Signal Processing—Concepts and Techniques*", Prentice Hall, New Jersey, 1993.
- [73] Trees, H.V., "*Optimum Array Processing—Part IV of Detection, Estimation, and Modulation Theory*", Wiley Interscience, New York, 2002.
- [74] Brookner E., "Practical Phased-Array Antenna Systems", Artech House, Boston, Mai, 1991.

- [75] Dudgeon, D.E., "Fundamentals of Digital Array Processing," *Proceedings of IEEE*, Vol. 65, pp. 898–904, June 1977.
- [76] Pattan, B., "Robust Modulation Methods and Smart Antennas in Wireless Communications", Prentice Hall, New York, 2000.
- [77] M. Dam and M. Biswas, "Investigation of a right-angled isosceles triangular patch antenna on composite and suspended substrates based on a CAD-oriented cavity model," *IETE Journal of Research*, vol. 63, pp. 248-259, 2017.
- [78] Q. Luo, S. Gao, M. Sobhy, J. T. S. Sumantyo, J. Li, G. Wei, J. Xu, and C.Wu, "Dual Circularly-Polarized Equilateral Triangular Patch Array", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 64, pp.2255-2262, 2016.
- [79] C. Aissaoui, A. Benghalia, I. Messaoudene, "Rigorous Analysis of a Compact Triangular Antenna Array Using the Spectral Domain Method", *Journal of Microwaves, Optoelectronics and Electromagnetic Applications*, Vol. 16, No. 1, pp. 16-24, March 2017.
- [80] C. A. Balanis, *Antenna Theory: Analysis and Design*. New York: John Wiley & Sons, 4th Edition, 2016.
- [81] Frank B. Gross "Smart Antennas for wireless communications", Mc Graw-Hill 2005.
- [82] R. Hazra, C. K. Ghosh, S. K. Parui, "Mutual coupling reduction between closely spaced microstrip patch elements using DGS," *J Academia Ind. Res.*, vol. 2, pp. 142–145, 2013.
- [83] C. K. Ghosh, R. Hazra, A. Biswas, A. K. Bhattachrjee, S. K. Parui, "Suppression of cross polarization and mutual coupling between dual trace dual column coaxial microstrip array using dumbbell-shaped resonator," *Microwave Opt. Technol. Lett.*, vol. 56, pp. 2182–2186, 2014.

- [84] M. F. Shafique, Z. Qamar, L. Riaz, R. Saleem, S. A. Khan, "Coupling suppression in densely packed microstrip arrays using metamaterial structure," *Microwave Opt. Technol. Lett.*, vol. 57, pp. 759-763, 2015.
- [85] C. K. Ghosh, "A compact 4-channel microstrip MIMO antenna with reduced mutual coupling", *Int. J Electron. Commun.*, vol. 70, pp. 873-879, 2016.
- [86] D.M. Pozar, "Finite phased arrays of rectangular microstrip patches", *IEEE Trans. on AP.*, vol. 34, pp. 658-665, May 1986.
- [87] L. N. Megyesi-Mitschang and Dau-Singwang, "Hybrid methods for analysis of complex scatterers", *Proceedings of the IEEE*, vol. 77, pp. 770-777, May 1989.
- [88] P. H. Pathak, "High-frequency techniques for antenna analysis", *Proceedings of the IEEE*, vol. 80, pp. 44-65, January 1992.
- [89] P. H. Pathak and Nan Wang, "Ray analysis of mutual coupling between antennas on a convex surface", *IEEE Trans. on AP*, vol. 29, pp. 911-922, November 1981.
- [90] I. M. Tarique, A. M. Shahidul, "Compact EBG structure for alleviating mutual coupling between patch antenna array elements," *Prog. Electromagn. Res. Lett.*, vol. 137, pp. 425-438, 2013.
- [91] A. Emadeddin, S. Shad, Z. Rahimian, H. R. Hassani, "High mutual coupling reduction between microstrip patch antennas using novel structure," *International Journal of Electronics and Communications*. Vol. 71, pp. 152-156, 2017.